

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»

На правах рукописи

Загерин Андрей Игоревич

УДК 621.396; 621.372.54; 621.315.612

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ
ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРАХ

Специальность 05.27.01 – твердотельная электроника

Диссертация на соискание научной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
Орлов Анатолий Тимофеевич
кандидат технических наук, доцент

Киев – 2016

СОДЕРЖАНИЕ

Перечень условных обозначений	4
Введение.....	5
Глава 1. Проблематика проектирования высокочастотных фильтров	14
1.1 Современное состояние ВЧ фильтрации.....	14
1.2 Фильтры на основе тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторов	28
1.3 Материалы, применяемые в тонкопленочных пьезорезонаторах.....	32
1.4 Активные аналоговые интегральные ВЧ фильтры	38
1.5 Расчетные методы и инструменты моделирования	41
Выводы.....	43
Глава 2. Разработка модели тонкопленочного резонатора	44
2.1 Существующие модели тонкопленочных пьезорезонаторов.....	46
2.2 Анализ влияния трехмерных эффектов.....	51
2.3 Упрощенная полуэмпирическая модель резонатора.....	59
2.4 RLC-модель резонатора с идеальной акустической изоляцией.....	61
2.5 Адаптация модели для резонатора с брэгговским отражателем.....	74
2.6 Анализ расчетной эффективности RLC модели резонатора	85
Выводы.....	90
Глава 3. Разработка модели активного элемента.....	91
3.1 Существующие модели активных подсхем аналоговых ВЧ фильтров.....	92
3.2 Макромодель усилителя с аппроксимацией степенным полиномом	96
3.3 Модифицированная макромодель усилителя с аппроксимацией по минимакс-критерию	103
3.4 Нелинейная шумомоделирующая секция макромодели	112
3.5 Верификация макромодели резонатора в активном фильтре	118
Выводы.....	122
Глава 4. Разработка методов синтеза активных ВЧ МЕМС фильтров	124
4.1 Перестраиваемые нагрузки и их влияние	125
4.1.1 Параллельный нагрузочный конденсатор	128
4.1.2 Последовательный нагрузочный конденсатор	132
4.1.3 Параллельная катушка индуктивности	135
4.1.4 Последовательная катушка индуктивности.....	137
4.2 Активная реализация катушки индуктивности	140
4.3 Активная реализация конденсатора.....	145

4.4	Активные лестничные схемы фильтров.....	149
4.4.1	Лестничная схема на П-звеньях с одним резонатором.....	150
4.4.2	Лестничная схема на Т-звеньях	155
4.4.3	Лестничная схема на Г-звеньях с двумя резонаторами.....	158
4.5	Активные мостовые схемы фильтров.....	160
4.5.1	Мостовая схема на одном резонаторе	161
4.5.2	Мостовая схема на двух резонаторах (сливающиеся полосы)	166
4.5.3	Мостовая схема на двух резонаторах (раздельные полосы).....	169
4.5.4	Мостовая схема на двух резонаторах (между частотами f_s).....	171
4.5.5	Мостовая схема на трех резонаторах	173
4.5.6	Мостовая схема на четырех резонаторах.....	176
4.5.7	Экспериментальное исследование.....	179
4.6	Схемы с преобразованием импеданса резонатора	181
4.6.1	Мостовой заграждающий фильтр.....	184
4.7	Имитация LC прототипов	185
4.7.1	SLC–контур с параллельным конденсатором	186
4.7.2	SLC–контур с параллельной катушкой индуктивности.....	187
4.7.3	PLC–контур с последовательным конденсатором.....	190
4.7.4	PLC–контур с последовательной катушкой индуктивности	191
4.8	Активные фильтры с замещением LC-контуров	193
4.8.1	Мостовой фильтр нижних частот	194
4.8.2	Мостовой фильтр верхних частот	197
4.9	Оценка параметров активных фильтров	200
4.9.1	Устойчивость	200
4.9.2	Чувствительность и выход годных.....	202
4.9.3	Динамический диапазон	210
	Выводы.....	216
	Заключение	219
	Список литературы	221
	Приложения	236

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

CDMA	Множественный доступ с кодовым разделением
DSP	Цифровая обработка сигналов
GSM	Глобальная система мобильных коммуникаций
mBVD	Модифицированная модель Баттерворта ван-Дайка
MCM	Мультичиповый модуль
PCS	Службы персональных коммуникаций
UWB	Сверхширокополосный доступ
ГВЗ	Групповое время задержки
ДД	Динамический диапазон
ИС	Интегральная схема
КМОП	Комплементарная структура металл-оксид-полупроводник
КОИ	Конвертор отрицательного импеданса
КПСС	Коэффициент подавления синфазного сигнала
КТ	Конвейер тока
МЕМС	Микроэлектромеханические системы
МКФ	Монолитный кварцевый фильтр
МКЭ	Метод конечных элементов
МОП	Полевой транзистор с изолированным затвором
ОАВ	Объемные акустические волны
ОСШ	Отношение «сигнал/шум»
ОУ	Операционный усилитель
ОУТ	Операционный усилитель тока
ПАВ	Поверхностные акустические волны
ПКГИ	Полный коэффициент гармонических искажений
РЧ	Радиочастотный диапазон
СнК	Система-на-кристалле
ТИУ	Трансимпедансный усилитель
ТПР	Тонкопленочный пьезоэлектрический резонатор
ТПРБР	ТПР с брэгговским отражателем
ТР	Тонкопленочный резонатор
УПСС	Универсальный преобразователь полного сопротивления

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы.

Быстрое развитие беспроводных телекоммуникационных систем (связь по стандартам IEEE 802.11, IMT-2000, IMT-Advanced, WCDMA, WiBro, UWB, LMDS), спутниковой навигации (GPS, Glonass, Galileo, Compass) и космической связи привело к увеличению спроса на портативные устройства и ежегодно устанавливает все более жесткие требования к частотоселективным устройствам твердотельной электроники, включая улучшенные частотные характеристики, миниатюризацию, сокращение энергопотребления и снижение производственных затрат.

Основной технологией фильтрации в перечисленных системах являются электроакустические устройства на поверхностных и объемных акустических волнах. Устройства на ПАВ хорошо изучены и с успехом применяются на частотах до 3 ГГц. Однако при повышении частоты сложность производства таких фильтров существенно возрастает из-за сокращения размеров встречно-штыревых преобразователей и увеличения количества отбракованных изделий [1]. Несмотря на то, что материалы с высокой скоростью распространения акустической волны позволяют уменьшить размер фильтров на ПАВ, они все же оказываются чрезмерно массивными для применения в современных мобильных устройствах. Фильтры на ОАВ являются альтернативным решением и получили распространение благодаря расширенному частотному диапазону (до 10 ГГц), высоким уровням мощности обрабатываемого сигнала, небольшим размерам и возможности интеграции по технологии ИС [1, 2]. Высокие показатели надежности и добротности, которые достигаются при использовании резонаторов объемных волн, позволяют создавать передовые высокочастотные фильтры с конкурентоспособными характеристиками. Однако из-за низкого коэффициента электромеханической связи (k_t^2) фильтры на ОАВ в основном являются узкополосными.

Общими недостатками существующих фильтров на ПАВ и ОАВ являются их ограниченные функциональные возможности (ширина полосы пропускания, отсутствие электронной перестройки параметров и др.). Актуальность данной проблемы подтверждается современными разработками ряда крупных компаний и институтов [3–5].

В то же время, дальнейшее развитие телекоммуникационных технологий связано с проблемой разработки устройств, работающих в широком спектре частотных диапазонов и протоколов, поддерживающих высокочастотную и широкополосную фильтрацию.

Одним из подходов к решению проблемы является применение активных элементов в схемах фильтров: усилителей, имитаторов импеданса и гираторов. Теория построения активных пьезоэлектрических фильтров на кварцевых и керамических резонаторах активно развивалась украинскими учеными в Одесской национальной академии связи им. А.С. Попова и в Национальном техническом университете Украины «КПИ». Применение такого подхода при использовании тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторов позволит компенсировать некоторые конструктивные и электромеханические ограничения, улучшив электрические характеристики, а также обеспечит возможность перестройки центральной частоты, ширины полосы пропускания и добротности фильтра электронным путем. Показана возможность реализации перестраиваемых СВЧ фильтров с относительной шириной полосы пропускания до 12% и выше, имеющих высокие показатели избирательности, а также низкую чувствительность к вариациям параметров компонентов.

Разработка активных фильтров на ТПР позволит реализовать более простую, дешевую и компактную альтернативу применяемым в настоящее время пассивным фильтрам на ПАВ и ОАВ.

Связь с научными программами, планами, темами.

Диссертационная работа выполнялась на кафедре микроэлектроники Национального технического университета Украины «КПИ» в соответствии с

Государственной целевой научно-технической программой «Нанотехнологии и наноматериалы» на 2010 – 2014 года (Постановление Кабинета Министров Украины от 28 октября 2009 г. № 1231), с учетом приоритетных направлений развития науки и техники (Закон Украины О приоритетных направлениях развития науки и техники от 12 октября 2010 года № 2519-17), согласно перечню приоритетных тематических направлений научных исследований и научно-технических разработок на период до 2015 года (Постановление Кабинета Министров Украины от 7 сентября 2011 № 942), среднесрочных приоритетных направлений инновационной деятельности общегосударственного уровня на 2012 – 2016 годы (Постановление Кабинета Министров Украины от 12 марта 2012 № 294) и в рамках НИР по приоритетной программе Министерства образования и науки Украины, направление 06 «Новые вещества и материалы», НИР «Разработка и создание устройств фильтрации электрических сигналов на основе микроэлектромеханических резонаторов для организации функциональных МЭМС-структур» (№ 2467, Гос. регистрационный № 0111U003243), НИР «Разработка технологии и создание твердотельной сенсорной системы на основе двухпортового резонатора и массива наноструктур» (№ 2817, Гос. регистрационный № 0115U000403), НИР «Электронная цифровая лаборатория для преподавания научно-естественных и биомедицинских дисциплин в учебных заведениях I-IV уровней аккредитации» (№ 472-2011, Гос. регистрационный № 0111U008786).

Тема диссертационной работы утверждена Ученым советом НТУУ «КПИ» (протокол №2 от 4 февраля 2013 г.).

Целью диссертационной работы является разработка класса устройств частотной селекции сигналов на основе активных элементов и тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторов для диапазона частот 0,1..10 ГГц, сочетающих улучшенные электрические и эксплуатационные характеристики, а также возможность интеграции по технологии ИС.

Достижение поставленной цели предполагало решение следующих задач:

1. Получение модели и эквивалентной схемы ТПР, которые обеспечивают расчет характеристик устройств различных конструкций (с акустической изоляцией типа воздух/твердое тело и с брэгговским отражателем) в широком диапазоне частот;
2. Получение модели и эквивалентной схемы ОУТ, оптимальной для применения в активных пьезоэлектрических фильтрах высокого порядка;
3. Разработка и аналитическое описание методов электронной перестройки параметров ТПР;
4. Разработка принципов реализации малогабаритных активных фильтров на ТПР с расширенными динамическим и частотным диапазонами;
5. Обобщение методов синтеза пьезоэлектрических фильтров с применением активных имитаторов положительного и отрицательного реактанса, а также преобразователей импеданса ТПР в лестничных и дифференциально-мостовых схемах.

Объектом исследования являются характеристики активных фильтров на пьезоэлектрических резонаторах и их зависимость от разброса технологических параметров, вариаций температуры и шумов.

Предметом исследования являются фильтры на основе тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторов объемных волн и активных элементов.

Методы исследования включают общие методы анализа и синтеза электрических цепей, моделирование тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторов и операционных усилителей тока с применением теории пьезоэффекта и численного моделирования, метод конечных элементов, анализ и оптимизацию активных фильтров при помощи специализированного программного обеспечения, численные методы исследования чувствительности, стабильности и динамического диапазона, экспериментальное исследование частотных и шумовых характеристик с помощью векторного анализатора цепей.

Научная новизна полученных результатов.

1. Впервые получена эквивалентная схемная модель ТПР, отличающаяся от существующих аналогов упрощенной структурой без частотозависимых элементов и позволяющая рассчитывать в широком диапазоне частот характеристики базовых конструкций ТПР, а также пригодная для проектирования в САПР активных пьезоэлектрических фильтров высокого порядка;

2. Получена эквивалентная схемная модель ОУТ, в которой применены модифицированные секции учета нелинейности и шумов активных элементов, что позволяет с повышенной точностью оценивать динамический диапазон активных фильтров в условиях электронной перестройки коэффициента транспроводимости;

3. Предложены аналитические соотношения для моделирования режимов активного управления характеристиками ТПР, позволяющие реализовать перестраиваемые фильтры с расширенным частотным диапазоном;

4. Предложены модифицированные звенья лестничных и мостовых фильтров на основе ТПР, отличающиеся улучшенными электрическими и эксплуатационными характеристиками за счет применения активных элементов;

5. Обобщены методы создания и расчета активных пьезоэлектрических фильтров, основанные на применении активных схем замещения и имеющие преимущества в виде расширенного частотного диапазона, сокращенного количества резонаторов, возможности согласования и преобразования импедансов, создания схем без моточных элементов и управления параметрами резонаторов.

Обоснованность и достоверность. Сформулированные в диссертационной работе положения и выводы обоснованы как с научной, так и с технической точки зрения. Для решения поставленных в работе задач применены известные и апробированные методы анализа и синтеза

электрических цепей, моделирование тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторов и операционных усилителей тока с применением теории пьезоэффекта и современных методов численного моделирования, метод конечных элементов, применены алгоритмы анализа и оптимизации активных фильтров с помощью специализированного программного обеспечения, численные методы исследования чувствительности, стабильности и динамического диапазона, экспериментально исследованы частотные и шумовые характеристики с помощью векторного анализатора цепей. Анализ и обработка полученной информации проводилась на ЭВМ. Теоретические положения и выводы подтверждены экспериментальными исследованиями.

Основные теоретические положения и экспериментальные результаты получили положительные рецензии и были опубликованы в отечественных и международных специализированных журналах, а также докладывались на международных конференциях, семинарах и симпозиумах.

Практическая значимость полученных результатов заключается:

1. В упрощении и повышении эффективности анализа схем, содержащих ТПР и ОУТ при использовании предложенных моделей;
2. В аналитическом анализе и исследовании ряда методов и схем электронной перестройки параметров ТПР;
3. В модификации ряда звеньев лестничных и мостовых фильтров с применением активных нагрузок и обладающих рядом преимуществ перед пассивными, ПАВ и другими типами фильтров;
4. В разработке принципов реализации новых типов фильтров на основе преобразования импеданса ТПР при использовании активных имитаторов индуктивности и емкости;
5. В разработке методов замещения LC прототипов пассивных фильтров активными аналогами на ТПР, имеющими улучшенные характеристики добротности, стабильности и уменьшенные габариты с возможностью интеграции по технологии ИС.

Личный вклад соискателя. Диссертационная работа является обобщением результатов теоретических и экспериментальных исследований, проведенных автором самостоятельно. Главная идея работы и направление исследований были предложены научным руководителем, а ее практическое воплощение принадлежит соискателю. Роль автора диссертационной работы заключается в подборе и разработке научной литературы, проведении аналитических и экспериментальных исследований, интерпретации и обобщении полученных результатов, их анализе, формулировке научных положений и основных выводов в сотрудничестве с научным руководителем. Вклад автора в проведение исследований и получение результатов, приведенных в диссертации, является определяющим.

В работах, опубликованных в соавторстве, соискателю принадлежат: разработка МКЭ модели, анализ и аналитическое исследование влияния паразитных эффектов в реальных структурах резонаторов [93, 94], анализ структуры, разработка и верификация широкополосной модели ТПР и ТПРБР устройств [76, 92, 99, 104, 105, 111], разработка, оптимизация и верификация макромодели ОУТ, пригодной для проектирования активных фильтров высокого порядка [114, 121, 128, 130, 135], модификация существующих и разработка новых методов синтеза активных фильтров на ТПР [111, 135, 173, 174], разработка МКЭ моделей ПАВ и ОАВ структур резонаторов, аналитический и экспериментальный анализ пьезоэлектрических материалов [181-188]. Автор работы лично представлял результаты исследований на научно-технических конференциях и семинарах.

Апробация результатов исследования. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на: XI Международной научно-практической конференции «Инженерные и научные приложения на базе технологий National Instruments – 2012» (г. Москва, 2012); Международной научно-практической конференции молодых ученых и студентов «Актуальные задачи современных технологий» (г. Тернополь, 2012); XVI ежегодной открытой научно-технической

конференции Института телекоммуникаций, радиоэлектроники и электронной техники НУ «ЛП» по проблемам электроники и инфокоммуникационных систем (г. Львов, 2013); International conference on nanotechnologies and biomedical engineering german-moldovan workshop on Novel Nanomaterials for electronic, photonic and biomedical applications (ICNBME-2013) (г. Кишинев, 2013); VI Международной научно-технической конференции молодых ученых «Электроника-2013» (г. Киев, 2013); III Международной научно-практической конференции «Физико-технологические проблемы радиотехнических устройств, средств телекоммуникаций, нано- и микроэлектроники» (г. Черновцы, 2013); 12-й Международной конференции «Современные проблемы радиоэлектроники, телекоммуникаций и компьютерной инженерии» (TCSET'2014) (г. Львов-Славское, 2014); IEEE 34th International Scientific Conference "Electronics and nanotechnology" (ELNANO 2014) (г. Киев, 2014); 37th International Spring Seminar on Electronics Technology "Advances in Electronic System Integration" (ISSE 2014) (г. Дрезден, 2014); Научном семинаре по оптике и теоретической физике, посвященном 70-летию со дня рождения А.Н. Сердюкова (г. Гомель, 2014); VI Украина-польской научно-практической конференции «Электроника и информационные технологии» (ЭЛИТ-2014) (г. Львов-Чинадиево, 2014); VI Международной научно-технической конференции «Сенсорная электроника и микросистемные технологии» (г. Одесса, 2014); X международной научной конференции «Electronics and Applied Physics» (г. Киев, 2014); Surface Acoustic Wave Sensor Symposium (г. Вена, 2014); IEEE 35th International Scientific Conference "Electronics and nanotechnology" (ELNANO-2015) (г. Киев, 2015); 3rd International Conference on Nanotechnologies and Biomedical Engineering (ICNBME-2015) (г. Кишинев, 2015); IV международной конференции "Интеллектуальные энергетические системы" (ESS'15) (г. Киев, 2015); VIII International Conference "Plasma Physics and Plasma Technology" (г. Минск, 2015); Первой научно-практической конференции биомедицинских инженеров и технологов Украины «Современное состояние и перспективы

биомедицинской инженерии и медицинской промышленности Украины» (г. Киев, 2015); IEEE 36th International Scientific Conference "Electronics and nanotechnology" (ELNANO-2016) (г. Киев, 2016 г.).

Публикации. По материалам диссертации опубликовано 32 научных труда, в том числе 10 статей в научных специализированных изданиях (из них 7 статей в изданиях Украины, включенных в международные наукометрические базы и 2 в иностранных изданиях), а также 22 тезиса докладов в сборниках материалов конференций.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, 4-х глав, заключения, перечня цитируемой литературы и приложений. Общий объем диссертации составляет 242 страниц, из которых основное содержание изложено на 220 страницах, содержит 157 рисунков, 15 таблиц. Список использованных источников состоит из 189 наименований. Приложения изложены на 8 страницах и содержат дополнительные материалы, не вошедшие в основную часть диссертации.

ГЛАВА 1. ПРОБЛЕМАТИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ФИЛЬТРОВ

1.1 Современное состояние ВЧ фильтрации

В условиях быстрого роста телекоммуникационных и вычислительных технологий требования к беспроводным устройствам постоянно меняются. Беспроводные глобальные вычислительные сети (WWAN), использующие последние достижения телекоммуникационных мобильных технологий, сегодня развились во множество различных стандартов связи, среди которых выделяются UMTS, GPRS, GSM, EDGE, CDMA2000, HSDPA, 4G, Mobitex, CDPD, LTE и другие. Беспроводные локальные сети (WLAN) также расширяются и представлены в первую очередь набором стандартов IEEE 802.11, обеспечивающим коммуникацию в частотных диапазонах 2.4, 3.6 и 5 ГГц. Все еще затребованы технологии беспроводных персональных сетей для коммуникации на близком расстоянии, такие как Bluetooth, UWB или ZigBee. Большую популярность набирают беспроводные сети городского масштаба (WMAN), основанные на стандарте IEEE 802.16, и обеспечивающие универсальную связь для широкого спектра устройств на больших расстояниях. Разнообразие беспроводных устройств дополняется также системами спутникового позиционирования GPS и находящимися на стадиях разработки и запуска Galileo и GLONASS. Рис. 1.1 представляет общие тенденции развития современных систем связи.

Быстрое развитие беспроводных телекоммуникационных систем привело к увеличению спроса на портативные устройства и ежегодно устанавливает все более жесткие требования к устройствам частотной селекции, включая улучшенные частотные характеристики, миниатюризацию, сокращение энергопотребления и снижение производственных затрат.

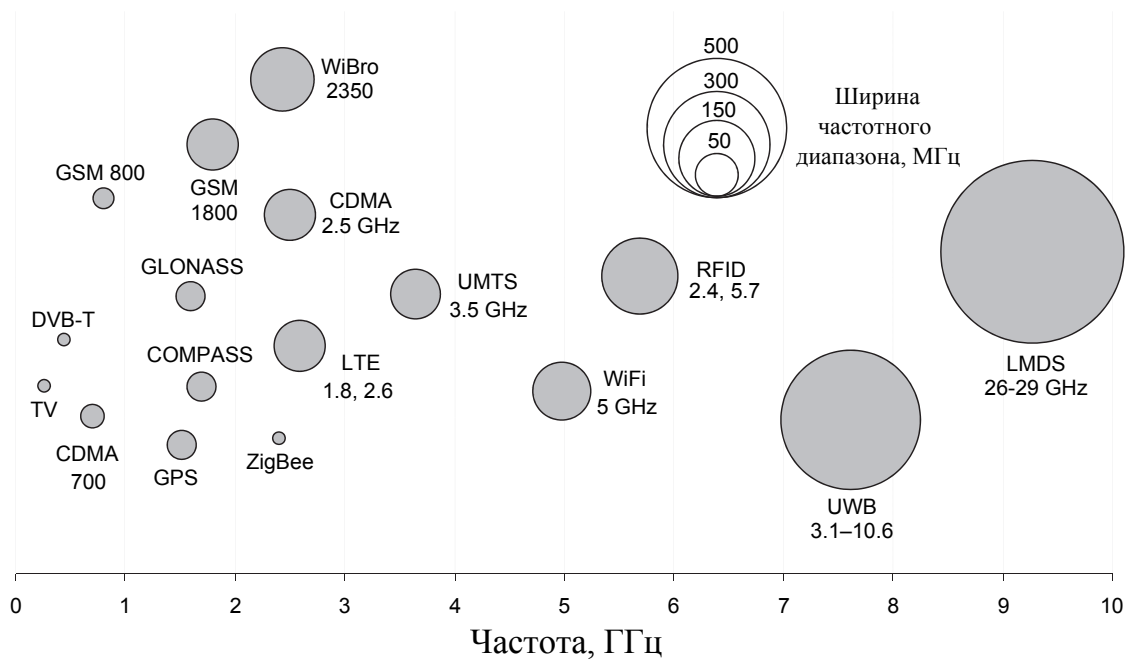


Рис. 1.1 - Тенденции развития современных систем связи, навигации и широкополосного доступа

Управление спектром сигнала и подавление шумов в беспроводных устройствах осуществляется при помощи СВЧ фильтров. Для предотвращения интерференции между соседними частотными диапазонами предусмотрены защитные полосы. Следовательно, получение широкой полезной полосы пропускания возможно при минимальных защитных промежутках, значения которых определяются избирательностью фильтра.

Доминирующими технологиями ВЧ фильтрации до конца 90-х являлись керамические фильтры и фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Для получения резонанса в керамических фильтрах применяются полосковые и связанные микрополосковые линии. Геометрические размеры керамических резонаторов в значительной мере зависят от длины волны электромагнитных волн. И, несмотря на то, что материалы с высокой диэлектрической проницаемостью позволяют уменьшить размер фильтров, они все же оказываются чрезмерно массивными для применения в современных мобильных устройствах.

Таблица 1.1

Диапазоны современных беспроводных систем связи

		Частотные диапазоны, МГц	Ширина канала, МГц
TV	DVB-T	54-890	6–8
	DVB-H	470-890, 1670	5–8
GNSS	GPS	1575, 1227, 1381, 1379, 1176	24
	IRNSS	1176, 2492	24
	COMPASS	1207, 1268, 1561	24
	GLONASS	1246, 1602	15–24
	Galileo	1190, 1242, 1575	33–85
WWAN	GSM	800, 1800	15–75
	CDMA	450-2600	12–90
	LTE	800, 900, 1800, 2600 (EU)	15–70
	UMTS	700-3500	10–80
WMAN	WiMAX	2300, 2500, 3500	10–30
	WiBro	2350	10–100
WPAN	Bluetooth	2450	1
	IrDA	315, 434, 868	1–4
	Z-Wave	868, 908, 921	4
	ZigBee	2400	5
	WiFi	2450, 5000	20–40
	RFID	26, 433, 858, 2400, 5700	10–150
	UWB	3100–10600	500
	LMDS	26-29 ГГц	75–850

Как было показано ранее, существующее сетевое окружение чрезвычайно развито и заполнено различными сетевыми стандартами, превышающими частотный предел 2 ГГц. Так, в 2009 году для безлицензионного использования технологии сверхширокополосных сигналов UWB выделен частотный диапазон 3.1–10.6 ГГц [6]. Одновременно с повышением частоты наблюдается расширение частотных полос диапазонов. На рис. 1.2 изображен частотный план 14 диапазонов сетевого стандарта GSM.

Белые и темные области относятся к каналам исходящих и входящих соединений соответственно. Если для диапазона T-GSM 380 (Band 1) полоса составляет 9.6 МГц, то для DCS 1800 (Band 13) полоса расширена до 74.6 МГц [7].

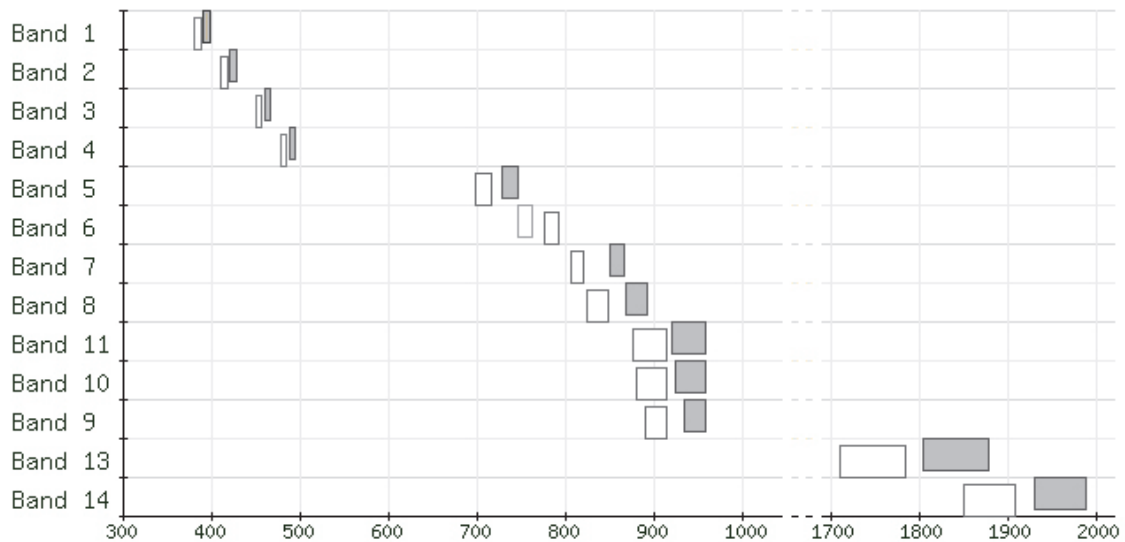


Рис. 1.2. Частотный план диапазонов стандарта GSM

Дальнейшее развитие телекоммуникационных технологий связано с проблемой разработки устройств, работающих в широком спектре частотных диапазонов и протоколов, поддерживающих высокочастотную и широкополосную фильтрацию. В подобной среде становится очень важным использование доступного частотного диапазона с максимальной эффективностью.

Развитие современных систем связи, навигации и широкополосного доступа во многом определяется технологиями частотной фильтрации электрических сигналов.

Классификация существующих технологий полосовой фильтрации основана на множестве аспектов. Так, по принципу обработки сигнала можно выделить фильтры непрерывного и фильтры дискретного времени. По способу реализации фильтры могут быть внекристальные и расположенные на чипе [8]. Технологии внекристальных полосовых фильтров представлены устройствами на поверхностных акустических волнах (ПАВ), монокристаллическими

кристаллическими (МКФ), дискретными керамическими фильтрами, а также LC-фильтрами (рис. 1.3).



Рис. 1.3. Классификация электрических фильтров

Внекристалльные фильтры нашли применение в устройствах AM/FM вещания (керамические Murata SEE10.7MS2-Z, ТОКО CFMR 455B), пейджерах (Murata SFP450F), мобильных и радиотелефонах (Siemens B4535 на ПАВ и др.). Устройства рассчитаны на работу в промежуточном частотном диапазоне с фильтрацией каналов на стандартизированных частотах от 262 кГц до 110 МГц, а также обеспечивают мобильную связь в радиочастотном диапазоне 881–914 МГц. Преимуществом таких фильтров является невысокая стоимость (до \$3), благодаря чему они до сих пор широко применяются в потребительских устройствах связи. Основными недостатками внечиповых полосовых фильтров можно назвать большие размеры и относительно высокую мощность потребления [9], что стимулирует развитие внутрикристалльных интегрированных устройств. На рис. 1.4 представлены сравнительные характеристики популярных электрических фильтров: занимаемая площадь кристалла и вносимые потери прохождения.

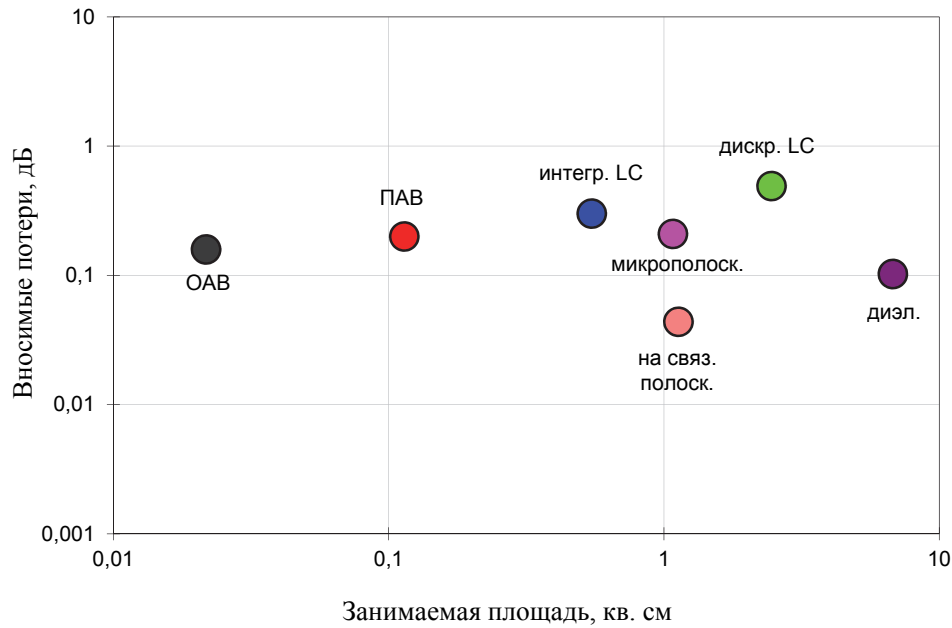


Рис. 1.4. К сравнению характеристик электрических фильтров

Технологии внутрикристальной реализации представлены цифровыми и аналоговыми фильтрами. Пассивные аналоговые фильтры включают LC, RC, электромеханические, магнитострикционные и пьезоэлектрические устройства. Активные аналоговые фильтры включают технологии переключаемых (SC) и трансимпедансных конденсаторов (G_m-C), LC-фильтры с повышенным Q, а также активные варианты пьезоэлектрических и RC фильтров.

Цифровые фильтры представляют собой отдельный, интенсивно развивающийся класс фильтров, теоретически приспособленный для создания высокоточных, высокочастотных программируемых фильтров с расширенным динамическим диапазоном. Значительными преимуществами цифровых фильтров являются их высокая точность, стабильность частотных характеристик, возможность получения заданного отклика путем перепрограммирования, а также высокая добротность (10^3-10^4), позволяющая получить переходные полосы до 1 Гц. Однако практическое применение интегрированных DSP фильтров ограничено по многим причинам: а) необходимость во внешнем тактировании и в предварительных сглаживающих фильтрах и ОЗУ; б) несовместимость с низкоуровневыми аналоговыми

сигналами; в) потребность в высокоскоростных АЦП и ЦАП с высоким разрешением; г) большая площадь кристалла [10]. Современный частотный предел устройств оцифровки составляет около 1 ГГц, при этом с повышением частоты возможно возникновение шумов, ошибок дискретизации, уменьшение динамического диапазона фильтра. Ограниченное применение цифровых фильтров также связано с их относительно высокой стоимостью и потребляемой мощностью.

Технология фильтров на коммутируемых конденсаторах (SC) относится к классу фильтров дискретного времени. Благодаря тому, что в фильтре отсутствуют индуктивности и сопротивления, SC фильтр занимает значительно меньшую площадь на кристалле, чем цифровые фильтры, и при этом имеет лучшие параметры. Поскольку современная технология позволяет создавать конденсаторы, погрешность номинала которых составляет 0,1–0,5%, частотный отклик SC фильтров характеризуется высокой точностью и повторяемостью. Недостатки таких фильтров включают необходимость в высокочастотных усилителях, входных сглаживающих фильтрах, а также в восстановительном сглаживании на выходе. На сегодняшний день SC фильтры применяются на частотах до 20 МГц, с добротностью 10–55, динамическим диапазоном в 42–68 дБ и потребляемой мощностью 20-400 мВт [11, 12]. Недостатком SC-фильтров является ограниченный динамический диапазон, что связано с шумами, пролезанием управляющих сигналов и неидеальностью ключей. Обычно динамический диапазон таких фильтров не превышает 70 дБ.

Внутрикристалльная реализация пассивных LC фильтров возможна с использованием интегрированных конденсаторов и планарных спиральных индуктивностей [13]. Подобные индуктивности часто применяются при разработке GaAs монолитных СВЧ схем, работающих на частоте в несколько гигагерц. Относительно недавно спиральные индуктивности нашли применение в кремниевой технологии на низких частотах в интегральных схемах согласования импеданса. На частотах до 2 ГГц индуктивности могут

быть использованы в фильтрах нижних частот или полосовых фильтрах с расширенным динамическим диапазоном [14]. В работах [15–17] описываются полосовые интегрированные LC-фильтры, работающие на частотах до 2,7 ГГц, однако характеризующиеся относительно низкими значениями добротности от 1,3 до 14,4. Наряду с несомненными достоинствами LC-фильтров – большим динамическим диапазоном и простотой схемных решений, выделяются и существенные недостатки – невысокая стабильность (до 10^{-5} 1/К), избирательность (добротность до 400), необходимость использования дополнительных активных схем, компенсирующих потери в катушках индуктивности, а также существенные модификации техпроцесса изготовления подобных фильтров.

Как было показано ранее, добротности пассивных LC фильтров очень низкие, в пределах 1,3-14,4, что связано с потерями в индуктивностях. Решением данной проблемы стали фильтры с повышенным Q, также известные как QE–LC фильтры [14], в которых потери в индуктивностях компенсируются активными элементами. Возможными методами компенсации являются последовательная (с помощью последовательно подключенного отрицательного сопротивления) и параллельная (с помощью параллельного отрицательного конденсатора) компенсации. Компенсация позволяет повысить добротность до значений 80-170 [18, 19]. Главным недостатком QE-LC фильтров являются потери в последовательных сопротивлениях КМОП-технологии на частотах ниже 1 ГГц.

С появлением операционных усилителей стала возможной реализация активных схем с RC-фильтрами. Преимущества такого подхода: уменьшенные габариты, возможность электронной перестройки параметров, простота проектирования. Частотный диапазон таких фильтров ограничен максимальной рабочей частотой активных элементов и составляет сотни МГц для обычных операционных усилителей, и несколько ГГц для транзисторных схем. Высокая чувствительность активных схем к значениям пассивных элементов сильно ограничивает избирательность (добротность 300 для звена 3

порядка) и стабильность (10^{-4} 1/К) фильтра [20]. Шумы и нелинейности активных элементов приводят к уменьшению динамического диапазона до 70-90 дБ [21].

Конструкция электромеханических фильтров включает входной, выходной пьезоэлектрические преобразователи и механические резонаторы, соединенные связками. Работают на частотах до 10 МГц, имеют добротность до 10000 и нестабильность 10^{-5} 1/К [22]. Важнейшие недостатки таких фильтров – нетехнологичность производства и высокая стоимость. В настоящее время развивается технология микроэлектромеханических фильтров, экспериментальные образцы которых имеют рабочую частоту 30 ГГц и добротность до 80000 [23].

Фильтры на трансимпедансных конденсаторах (G_m-C) являются перспективным направлением, которое за счет использования операционных усилителей позволяет достичь высоких рабочих частот при малой занимаемой площади кристалла. Добротности таких фильтров лежат в пределах 20-220 при динамическом диапазоне 50-101 дБ [24, 25]. Значительным недостатком G_m-C фильтров является зависимость добротности Q от центральной частоты фильтра. В большинстве случаев, на частотах выше 100 МГц, Q не превышает 20.

Класс пассивных электроакустических фильтров включает устройства на ПАВ, резонаторы на объемных акустических волнах и пьезоэлектрические устройства. Дискретные узкополосные пьезоэлектрические фильтры на кристаллах $LiNbO_3$, $LiTaO_3$ и пленках ZnO применяются в диапазоне частот 100 кГц–300 МГц, имеют высокие показатели добротности ($30..200 \cdot 10^3$) и стабильности ($0.5..50 \cdot 10^{-6}$ 1/К) [26]. В высшем частотном диапазоне используют монолитные (интегральные) фильтры.

Принцип действия ПАВ устройств, второй и наиболее популярной технологии, основан на распространении поверхностных акустических волн. Геометрические размеры таких фильтров значительно сокращены благодаря тому, что скорость распространения акустической волны в

пьезоэлектрическом материале в 10000 раз ниже, по сравнению со скоростью электромагнитных волн. Хотя ПАВ и удовлетворяют требованиям текущих коммуникационных стандартов, их применение усложняется на частотах более 2 ГГц из-за высокой стоимости технологических процессов и невысокой энергоэффективности [27]. Стоит заметить также, что ни керамические, ни ПАВ фильтры не могут быть полностью интегрированы на кристалле, так как они несовместимы с КМОП технологией. Интегральными ПАВ устройствами считаются радиочастотные активные схемы, основанные на BIFET технологии [28, 29]. Такие устройства производятся на кремниевых и GaAs подложках с тонким пьезоэлектрическим слоем ZnI, CdS или AlN. В отличие от дискретных ПАВ аналогов, в таких фильтрах сложно реализовать оптимальные условия распространения волны из-за ограниченного коэффициента электромеханической связи, а также проблем, связанных с ТКР пьезоэлектрической пленки. Устройства занимают достаточно большую площадь кристалла на частотах до 1 ГГц и требуют некоторых модификаций технологического процесса изготовления [8].

Интегральные устройства на объемных акустических волнах представляют собой тонкопленочные резонаторы (ТР) или пленочные резонаторы объемных волн (ТПР). Из-за низкого коэффициента электромеханической связи ОАВ фильтры в основном являются узкополосными режекторными фильтрами. Высокие показатели надежности и добротности, которые достигаются при использовании ТПР, позволяют создавать передовые высокочастотные фильтры с конкурентоспособными характеристиками. Так, созданы образцы с Q , превышающими 2000 [30, 31]. Следствием этого является высокая крутизна среза частотной характеристики фильтра.

Устройства на ОАВ обеспечивают малые потери прохождения на частотах выше 2 ГГц, а в сравнении с ПАВ, выгодно отличаются уменьшенными геометрическими размерами, затратами на производство и возможностью интеграции с КМОП технологией. Таблица 1.2 содержит

сравнение ПАВ и ОАВ фильтров по критериям частоты, добротности и занимаемой площади.

Таблица 1.2

Сравнение характеристик интегральных ПАВ и ОАВ фильтров

Тип фильтра	Частота	Q	Площадь, мм ²	Источник
ПАВ	3.5 ГГц	1300	–	[32]
ПАВ	800 МГц	–	80	[33]
ПАВ	900 МГц	>1000	80	[34]
ОАВ	1.1 ГГц	1500	58	[35]
ОАВ	1.2 ГГц	>1000	1.3	[36]
ОАВ	1.9 ГГц	1000	–	[37]
ОАВ	2 ГГц	1200	3.2	[38]
ОАВ	2.45 ГГц	1500	–	[39]
ОАВ	3.4 ГГц	>1200	–	[40]

В сравнении с существующими керамическими устройствами, ТПР предлагают значительные улучшения в области миниатюризации: возможно создание устройств, занимающих на 10% меньший объем. В отличие от традиционно узкополосных керамических фильтров, ТПР делают возможной реализацию широкополосных устройств. Электрические характеристики прототипов фильтров на ТПР приближаются к характеристикам текущего поколения керамических CDMA PCS дуплексеров, и в ближайшем будущем должны заменить их. Технология производства ТПР совместима как с кремниевым, так и с GaAs техпроцессом, что открывает перспективы для интегрированных СВЧ устройств, включающих одновременно активные элементы и фильтры на одном чипе. ПАВ устройства в основном производятся на дорогостоящих LiTaO₃ и LiNbO₃ подложках, ограничивающих их интеграцию до МСМ уровня. А относительно большой размер керамических устройств делает их непригодными для интеграции.

Таблица 1.3 содержит обобщенные характеристики фильтров, выполненных с применением различных технологий.

Таблица 1.3

Сравнительные характеристики технологий фильтрации

	LC-фильтры	Д/Э	ПАВ	ТПР
Вносимые потери	3–5 дБ	2–3 дБ	2–4 дБ	0,8–2,5 дБ
Занимаемая площадь, кв. мм.	200–400	20–50	5–14	1,2–30
Потребляемая мощность	несколько Вт	несколько Вт	0,1–1 Вт	до 1 Вт
Центральная частота	до 3 ГГц	0,7–5 ГГц	0,01–2,5 ГГц	0,5–12 ГГц
Отн. полоса пропускания	1–100%	до 2%	0,02–100%	0,7–8%
ТКЧ, ppm/С	–10..–20	0...–5	–35...–94	–20–35
Возможность интеграции	+	–	МСМ	МСМ, полная интеграция в будущем
ESD надежность	хор	отличн.	удовл.	хор.

По сравнению с ПАВ устройствами, ТПР обеспечивают улучшение электрических характеристик, включая меньшие вносимые потери, более высокую крутизну фронта полосы пропускания и улучшенные характеристики энергопотребления. Многие из этих преимуществ исходят от уменьшения паразитных эффектов, связанных с объемным устройством, что приводит к расширению полосы пропускания и устраняет необходимость в расщеплении частотного диапазона. Вдобавок, сложности в получении встречноштыревых ПАВ структур с высокими показателями энергоэффективности ограничивают их применение в частотных диапазонах мобильной связи. В то же время, технология ТПР может легко применяться на частотах PCS и позволяет создавать резонаторы, эксплуатируемые на частотах до 10 ГГц. Как показано на рис. 1.5, в отличие от конкурирующих технологий, фильтры на ТПР

резонаторах позволяют перекрыть частотный диапазон от 10^2 до 10^{10} Гц, а при использовании активных элементов возможно получение относительной ширины полосы до 100% и более.

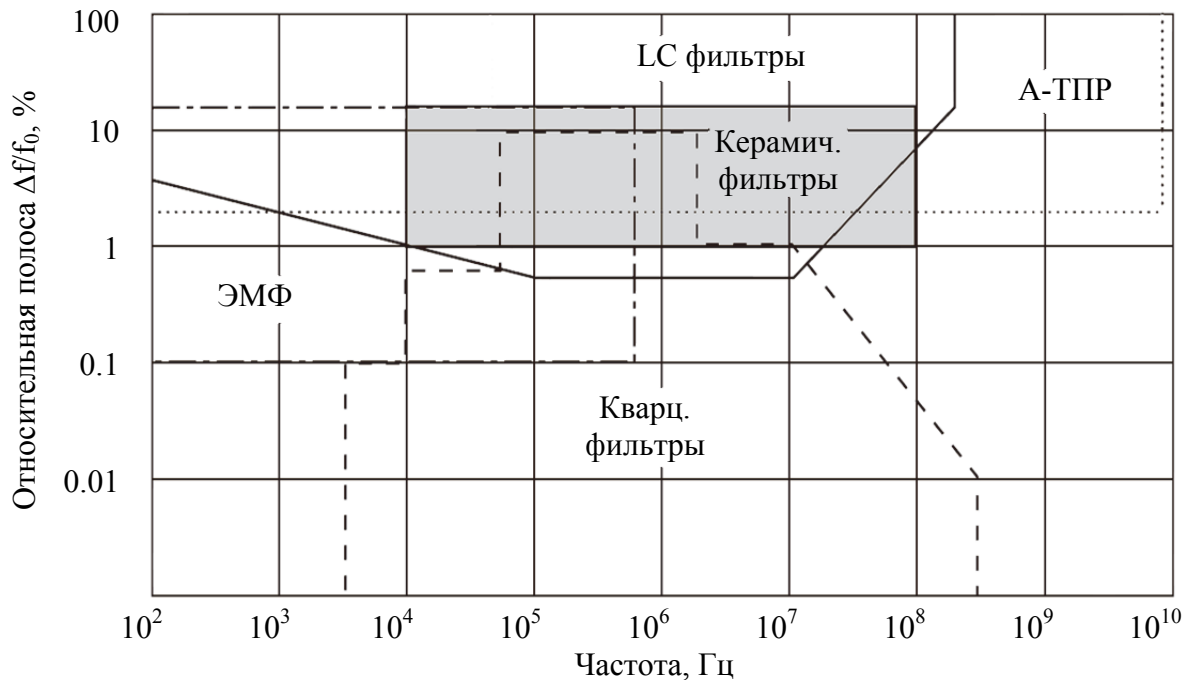


Рис. 1.5. Области применения электрических фильтров

В то же время продолжают активные разработки в области аналоговой схемотехники. Уже сегодня налажено производство транзисторов по КМОП 0.18-мкм технологии с граничной частотой 40 ГГц [41, 42], на базе которых создаются новые СВЧ прототипы операционных усилителей тока (ОУТ), преодолевающие существующий частотный барьер в несколько сотен МГц [43]. Ведутся исследования, направленные на повышение их линейности, граничной частоты и потребляемой мощности.

Общим недостатком существующих на сегодняшний день фильтров, основанных на ПАВ и ОАВ устройствах, является отсутствие электрической перестройки их частоты пропускания [9]. Актуальность данной проблемы также подтверждается патентами ряда крупных компаний, в частности, LG, Samsung, Nokia, Intel и др.

Использование перспективной ТПР технологии совместно с активными схемами позволит создать класс активных фильтров на тонкопленочных

пьезоэлектрических резонаторах, объединяющих достоинства пассивных ОАВ фильтров с гибкостью активных элементов. Преимущества реализации активных ТПР фильтров: расширенная относительная полоса пропускания, УВЧ диапазон частот при использовании современных активных элементов, большой динамический диапазон, высокая стабильность, отсутствие затухания в полосе пропускания, возможность электрической перестройки параметров.

В таблице 1.4 приведены обобщенные преимущества и недостатки существующих технологий фильтрации, а также их сравнение с активными фильтрами на ТПР.

Таблица 1.4

Преимущества и недостатки существующих фильтров

Технологии фильтрации		Преимущества	Недостатки
ЦФ		Высокая точность и динамический диапазон Программируемость	ЭМ-несовместимость Потребность в сглаживающих фильтрах, АЦП, ЦАП, ОЗУ и их тактировании Большая площадь кристалла Высокая стоимость и потребляемая мощность Частота до 1 ГГц
Аналоговые фильтры	Пассивные	LC	Большой динам. диапазон (100-120 дБ) Частота до 10 ГГц
		Электроакустич.	Добротность >1000 Высокая частота (>4 ГГц) Динамический диапазон
		ЭМФ	Высокая добротность (до 10000) и стабильность
	Активные	SC	Высокая стабильность и избирательность Возможность перепрограммирования
QE-LC		Высокая частота (0.9-3 ГГц)	
			Большая масса и габариты Нетехнологичность изготовления Компенсирующие активные схемы Добротность (до 400)
			Большая площадь кристалла (ПАВ) Необходимость в модификациях техпроцесса
			Нетехнологичность производства Высокая стоимость
			Вх. сглаживающие и вых. восстановительные фильтры Тактирование Ограниченный динамический диапазон (до 70 дБ) Частота до 20 МГц
			Большая площадь кристалла Ограниченный динамический диапазон (30-80 дБ) Необходимость в схемах подстройки

Технологии фильтрации		Преимущества	Недостатки
	ARC	Возможность перестройки параметров Простота проектирования	Ограниченный динамический диапазон (70-90 дБ) Низкая избирательность и стабильность
	Gm-C	Высокая частота (до 2,4 ГГц)	Низкая добротность и ее частотная зависимость Ограниченный динамический диапазон (45-101 дБ) Необходимость в схемах подстройки
	АПФ	Высокая частота, стабильность, расширенная полоса пропускания, возможность перестройки, небольшая площадь кристалла, интегрируемость	Шумы Динамический диапазон Повышенная чувствительность

1.2 Фильтры на основе тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторов

Прогресс в области технологии ТПР привел к возможности создания фильтрующих устройств с характеристиками, позволяющими эффективно использовать частотный диапазон до 10 ГГц. Высокая добротность и коэффициент электромеханической связи резонатора приводят к отличным показателям крутизны среза (более чем 40 дБ в полосе 10 МГц [30]) и уровня режекции вне полосы пропускания. Такие фильтры имеют низкие потери пропускания (до 0,5 дБ ниже по сравнению с ПАВ фильтрами), невысокое энергопотребление (десятки мкВт) [44], а также могут быть интегрированы с активными элементами на одной микросхеме, что делает их весьма перспективным вариантом применительно к мобильным устройствам.

Лестничные фильтры и дуплексеры являются наиболее популярными и коммерчески выгодными применениями ТПР резонаторов. Многие компании, включая Avago и Infineon, переходят на технологию тонкопленочных фильтров, постепенно заменяя ими радиочастотные ПАВ и керамические элементы [45]. ТПР предлагают меньшие потери прохождения, высокий

уровень режекции вне полосы и уменьшенные размеры по сравнению с предыдущими технологиями.

Фильтры на ТПР реализуются на основе двух топологий: лестничной и мостовой, в которых ответвлениями являются единичные резонаторы (рис. 1.6, а, б). В случае если связь между резонаторами осуществляется при помощи шунтирующего конденсатора (рис. 1.6, в), возможно получение симметричной полосы пропускания. При этом относительная ширина полосы пропускания фильтра подчиняется выражению [35]

$$\frac{\Delta f}{f_0} < \frac{1}{5} \left(\frac{C_m}{C_0} \right) \quad (1.1)$$

где C_m и C_0 – динамическая и статическая емкости конденсатора.

Поскольку отношение емкостей ограничивает полосу пропускания, предложен подход [46], расширяющий полосу при помощи индуктивности L_0 , подключаемой параллельно последовательным резонаторам (рис. 1.6, г). Таким образом, вводится ложная полоса пропускания фильтра в диапазоне $0..f_0/\sqrt{2}$. Если резонаторы с расширительными индуктивностями коммутируются при помощи шунтирующих индуктивностей (рис. 1.6, д), ложная полоса пропускания смещается на половину ширины, что приводит к отсутствию искажений в области полосы пропускания фильтра.

Последствия параллельного резонанса, вносимого комбинацией L_0C_0 , являются незначительными вблизи частоты f_0 , что приводит к конструкции фильтра на последовательно-связанных резонаторах.

Лестничные топологии фильтров характеризуются резким срезом полосы пропускания, низкими потерями прохождения в этой полосе, но имеют невысокие уровни режекции вне полосы. Уровень режекции вне полосы может быть улучшен оптимизацией геометрии резонаторов, а также каскадной реализацией нескольких Т-звеньев. Каскадная структура, однако, увеличивает потери в полосе пропускания.

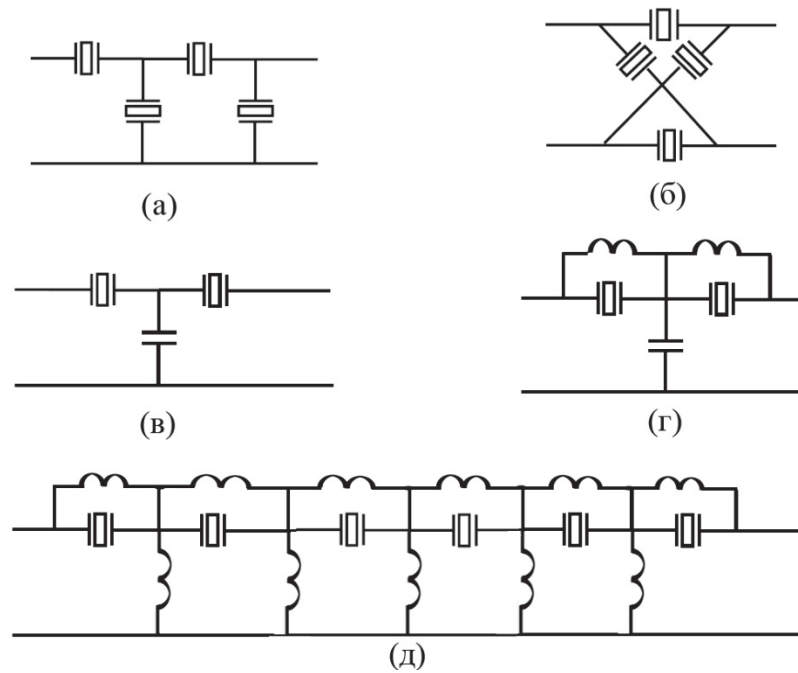


Рис. 1.6. Топологии ТПР фильтров: (а) лестничная; (б) мостовая; (в) лестничная с емкостной развязкой; (г) лестничная с емкостной развязкой и расширительными индуктивностями; (д) лестничная с индуктивной развязкой и расширением

Мостовые схемы имеют высокие показатели уровня режекции, но в то же время недостаточную крутизну среза. Крутизна среза увеличивается путем каскадного включения резонаторов и с помощью оптимизации статической емкости двух плеч мостового фильтра [47]. Возможно также применение комбинированных лестнично-мостовых схем, сочетающих преимущества обоих типов фильтров: высокую крутизну среза и режекцию вне полосы пропускания [48].

Разрабатывается метод реализации фильтров на акустически связанных резонаторах [49]. Такие фильтры обладают улучшенными характеристиками, однако их производство усложнено конструкцией, включающей большое количество слоев.

Рассмотрим топологию фильтра, разработанного для применения в интегральных одночиповых беспроводных системах [50]. Фильтр рассчитан на работу в полосе PCS на частоте 1,9 ГГц и включает в себя лестничную структуру из ТПР (рис. 1.7). В таком Т-образном звене характеристики фильтра реализуются как комбинация импедансных свойств

последовательных и параллельных резонаторов. В большинстве случаев используются резонаторы с незначительным смещением по частоте: последовательные, с резонансом на частоте, соответствующей центральной частоте фильтра f_0 ; параллельные (шунтирующие) с резонансом на частоте нижней границы полосы пропускания. Низкочастотный хвост фильтра определяется последовательным резонансом шунтирующего резонатора, высокочастотный хвост – параллельным резонансом последовательных резонаторов. Полоса пропускания с малым уровнем режекции достигается одновременно благодаря высокому импедансу шунтирующего и низкому импедансу последовательных резонаторов в данном частотном диапазоне. Несмотря на то, что такая топология реализует частотную характеристику полосового фильтра, ширина полосы пропускания оказывается слишком ограниченной. Поэтому, для удовлетворения поставленных требований, в фильтре используются расширительные индуктивности, номиналом 1 нГн, подключенные параллельно последовательным резонаторам.

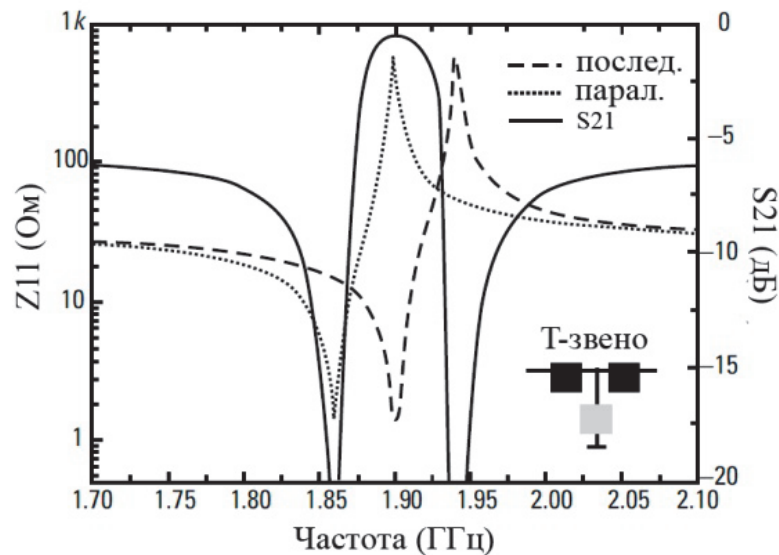


Рис. 1.7. Частотно-импедансные характеристики лестничной топологии на ТПР резонаторах

В то время как одним из важнейших преимуществ ТПР фильтров является возможность реализации малогабаритных устройств, необходимость использования расширяющих полосу пропускания индуктивностей, в совокупности с их низким качеством в интегральном исполнении,

практически нивелирует преимущество в размерах фильтров по сравнению с другими технологиями. Решением проблемы крупногабаритных расширительных индуктивностей являются активные фильтры, в том числе Gm–C элементы, имитирующие индуктивность.

1.3 Материалы, применяемые в тонкопленочных пьезорезонаторах

Применение резонаторов на ОАВ в гигагерцовом диапазоне частот приводит к необходимости применять тонкопленочную технологию для изготовления пьезоэлектрического слоя и электродов. Многие подходы при этом заимствованы из стандартной технологии производства ИС. Образование структуры резонатора начинается с нижнего электрода, на поверхности которого на следующем этапе наращивается слой пьезоэлектрического материала. В идеальном случае пьезослой является тонкой монокристаллической пленкой с постоянной ориентацией.

Однако на практике на любых подложках при росте образуется поликристаллическая структура (рис. 1.8), пьезоэлектрические показатели которой, при определенных условиях, практически достигают показателей монокристалла. Такими условиями, в частности, являются колоннообразный рост и заданная ориентация *c*-оси зерен [51, 52].

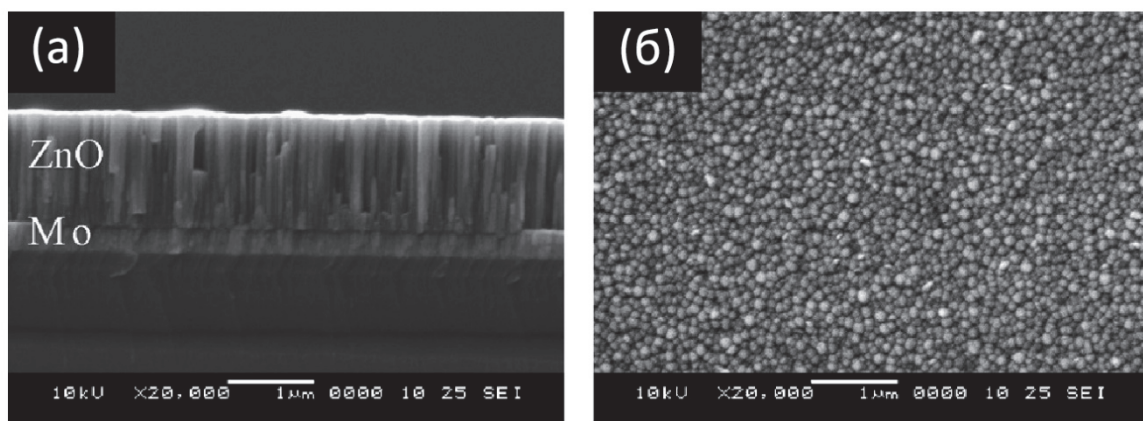


Рис. 1.8. Микрофотография пленки ZnO колоннообразной структуры, выращенной на Mo электроде: вид в разрезе (а) и поверхности (б) [53]

Активный слой резонатора. Наиболее популярными пьезоэлектрическими материалами для ОАВ резонаторов являются нитрид

алюминия (AlN), оксид цинка (ZnO) и цирконат-титанат свинца (ЦТС). Множество других известных пьезоэлектриков на данный момент неприменимы в данной сфере или не могут быть получены в виде тонких пленок. Далее рассмотрены ключевые параметры материалов, влияющие на характеристики ОАВ резонаторов.

Коэффициент электромеханической связи k_t^2 оценивает эффективность энергетического обмена между механической и электрической подсистемами. Пьезослой со слишком низким показателем электромеханической связи не позволит реализовать фильтры с требуемой шириной полосы пропускания для устройств телекоммуникации. В то же время, наличие запаса по k_t^2 не ухудшает характеристики фильтра и обеспечивает больше возможностей при проектировании. Аналитически данный коэффициент определяется как

$$k_t^2 = \frac{e_{33}^2}{c_{33}^D \varepsilon_{33}^S} \quad (1.2)$$

где e_{33} является пьезоэлектрической постоянной, c_{33}^D – упругая деформация при постоянном электрическом поле и ε_{33}^S – «зажатая» диэлектрическая проницаемость. Эффективность энергетического преобразования обычно лежит в пределах $0 \leq k_t^2 < 1$.

По критерию данного коэффициента, ЦТС является лидером среди остальных материалов, обходя ZnO и AlN (см. таблица 1.5).

Таблица 1.5

Сравнение пьезоэлектрических материалов для ОАВ резонаторов

	AlN	ZnO	ЦТС
Коэффициент эл-мех. связи, k_t^2 [%]	6,5–6,7	7,5–9 [54]	8–19,8 [55]
Диэл. постоянная, ε_r	9,5	9,2	80–400
Скорость распрот. волны v_L [м/с]	10400	6350	4000–6000
Собств. потери материала	оч. низк.	низк.	выс., увелич. с частотой
КМОП совместимость	+	–	никогда
Скорость осаждения	выс.	сред.	низк.

Импеданс резонатора определяется его размерами, толщиной активного слоя и диэлектрической постоянной материала ϵ_r . Высокие значения этой постоянной позволяют сократить размеры резонатора. ZnO и AlN в этом отношении имеют схожие свойства с ϵ_r около 10. ЦТС имеет значительно более высокие значения – до 400. С точки зрения акустической эффективности, оптимальной величиной диэлектрической постоянной является 100 на частоте 1 ГГц.

Продольная скорость акустической волны v_L имеет прямое отношение к толщине активного слоя. Материал с низкой скоростью волны позволяет уменьшить толщину пленки и, соответственно, размеры всего фильтра. ZnO и ЦТС по этому параметру превосходят AlN. Однако данный критерий может быть и недостатком из-за сложности контроля толщины тонких пленок при производстве. Аналитически скорость волны определяется как

$$v_D = \sqrt{\frac{c_{33}^D}{\rho}} \quad (1.3)$$

и задает резонансную частоту слоя. Скорость волны зависит в первую очередь от упругой деформации c_{33}^D , от плотности материала ρ , и, в меньшей степени от пьезоэлектрических свойств среды, через пьезоэлектрический вклад упругой деформации [56]:

$$c_{33}^D = c_{33}^E + \frac{e_{33}^2}{\epsilon_{33}^S}, \text{ или} \quad (1.4)$$

$$c_{33}^E = c_{33}^D (1 - k_t^2)$$

Собственные (акустические) потери материала определяются «динамической» временной постоянной τ_1 [54]:

$$\tau_1 = \frac{\eta}{c_{33}^D}, \quad (1.5)$$

которая зависит от акустической вязкости η и коэффициента упругой деформации пленки. Механическая добротность пьезопленки при этом:

$$Q_M = \frac{1}{\text{tg}(\gamma)} = \frac{1}{w\tau_1} \quad (1.6)$$

Стоит отметить, что эффективная добротность резонатора Q определяется резистивными потерями в электродах. ZnO и AlN хорошо зарекомендовали себя в фильтрах на ОАВ, в то же время ЦТС имеет высокие показатели потерь.

Поскольку толщина активного слоя решающим образом влияет на резонансную частоту резонатора, большое значение имеет и тепловой коэффициент расширения материала. AlN имеет более низкий коэффициент теплового расширения, чем ZnO.

Традиционным методом осаждения пьезоэлектрических пленок считается реактивное магнетронное напыление. Данный способ хорошо работает для AlN и ZnO, эти материалы могут быть напылены с применением чистых металлических мишеней. AlN напыляется из сверхчистой алюминиевой мишени при инъекции смеси аргона и азота низкого давления для поддержания плазмы. Наиболее сложной проблемой осаждения AlN является высокая энергия сродства Al к кислородным загрязнениям в камере. Аналогичный метод применяется для осаждения ZnO, в этом случае применяется цинковая мишень, а плазма поддерживается смесью аргона и кислорода. Нанесение ЦТС усложнено, поскольку требуется контроль стехиометрического состава одновременно свинца, циркония и титана. Вдобавок к этому, ЦТС относится к классу ферроэлектриков (в отличие от AlN и ZnO, которые исключительно пьезоэлектрики), что приводит к необходимости процесса последующей поляризации для выравнивания ферроэлектрических доменов. ЦТС с успехом применялся в МЭМС с применением золь-гель технологии, однако такой подход не позволяет с высокой точностью контролировать толщину слоя. Еще одной проблемой ЦТС является высокая температура, требуемая для получения необходимой кристаллографической фазы материала. При температурах свыше 500 °C лишь несколько материалов электродов могут быть устойчивыми, например платина.

Существуют и другие параметры материалов, оказывающие косвенное влияние на характеристики резонаторов на ОАВ. Так, высокая теплопроводимость активного слоя повышает допустимую мощность фильтра. AlN является превосходным проводником тепла. Химическая стабильность оказывает влияние на надежность характеристик устройств во влажной среде. ZnO химически недостаточно стабилен. Напротив, AlN очень стабилен и с трудом поддается травлению даже в наиболее агрессивных кислотах. Другим параметром, который может быть оптимизирован, является напряжение пробоя пьезослоя. Этот параметр связан с шириной запрещенной зоны и с наличием дефектов в осажденном материале.

При производстве резонаторов также учитываются несколько дополнительных особенностей материалов. Оборудование для проведения магнетронного напыления должно быть отработанным и надежным. В случае если ОАВ резонаторы производятся совместно с полупроводниками, стоит учитывать проблемы загрязнения. Цинк, свинец и цирконий являются чрезвычайно опасными материалами в условиях производства ИС, поскольку значительно ухудшают время жизни носителей заряда в полупроводниковых устройствах. В отличие от ЦТС и ZnO, AlN не приводит к подобным проблемам загрязнения. Оборудование для осаждения AlN широко распространено в странах ЕС и США и поставляется многими известными производителями, что не является проверенным фактом для ZnO и, тем более, ЦТС. AlN не является идеальным материалом для ОАВ резонаторов, а лишь наилучшим компромиссом между характеристиками и технологичностью.

Электроды. Al и его сплавы имеют хорошую электрическую проводимость, но плохие акустические характеристики, поскольку его акустический импеданс достаточно низок, что приводит к понижению коэффициента электромеханической связи [57], и, следовательно, ограничивает ширину полосы пропускания.

W характеризуется высоким акустическим импедансом и, в частности, является идеальным материалом для создания брегговского отражателя,

поскольку обеспечивает высокое соотношение акустических импедансов между чередующимися слоями. В этом отношении вольфрам хорош и для электродов, поскольку повышает коэффициент электромеханической связи [57, 58]. Однако, его электрическая проводимость значительно ниже, чем у алюминия.

Акустический импеданс Mo несколько ниже, чем у W при соразмерной электрической проводимости.

Для получения наилучших результатов применяют комбинации из нескольких материалов, обеспечивающих одновременно высокий акустический импеданс и высокую электропроводимость. В таком случае внешние электроды создаются из хорошо проводящего материала, обеспечивающего равномерное распределение электрического потенциала вдоль слоя. Это минимизирует латеральные токи электрода, приводящие к ухудшению характеристик резонатора. Внутренние электроды создаются из материала с высоким акустическим импедансом, что позволяет максимизировать k_t^2 . Так, в работе [59] для реализации электродов применяется комбинация Al и W. Ведутся работы по поиску материалов с хорошей электропроводимостью и высоким акустическим импедансом. Перспективным материалом является иридий, однако, его совместимость с КМОП технологией на стадии оценки [60]. Изучаются также возможности применения платины [52] и комбинаций тантала и рутения [61].

Изоляторы. Оксид кремния характеризуется низким акустическим импедансом, что выгодно для применения в брэгговских отражателях. Он также имеет положительный коэффициент теплового расширения и может применяться для компенсации теплового расширения AlN [62]. Как и в полупроводниковой технологии, SiN применяется как пассивирующий слой [63]. Обычный кремний, в основном, применяется в качестве подложки.

1.4 Активные аналоговые интегральные ВЧ фильтры

Активные фильтры широко распространены и выполняют функции частотной обработки в устройствах связи на промежуточной частоте, в аудиоаппаратуре и DSP [64]. Успешность применения активных фильтров связана, прежде всего, с возможностью их интеграции и огромной теоретической базой. Хотя DSP могут превзойти активные фильтры по динамическому диапазону, активные фильтры позволяют добиться хороших характеристик при значительно более низком энергопотреблении.

Такие устройства могут содержать резисторы и конденсаторы, но в большинстве случаев лишены индуктивностей. Спектр активных элементов фильтров включает как единичные транзисторы, так и сложные интегральные схемы: традиционные операционные усилители, операционные усилители тока, универсальные преобразователи полного сопротивления, частотно-зависимые отрицательные сопротивления и др. Класс активных фильтров содержит МОП-С, ARC и ОУТ-С фильтры.

Активные RC-фильтры на основе операционных усилителей (рис. 1.9) часто применяются в низкочастотных телекоммуникационных сетях и системах обработки сигнала. Однако, более высокие частоты недостижимы из-за частотных ограничений операционных усилителей и необходимости компенсации полюсов высшего порядка, что часто затрудняет полную интеграцию устройства. Операционные усилители имеют относительно сложную структуру и не предусматривают встроенных возможностей электронной перестройки параметров. МОП-С фильтры проектируются по методике, аналогичной ARC-фильтрам с той разницей, что вместо традиционных резисторов используются МОП-устройства в триодном режиме.

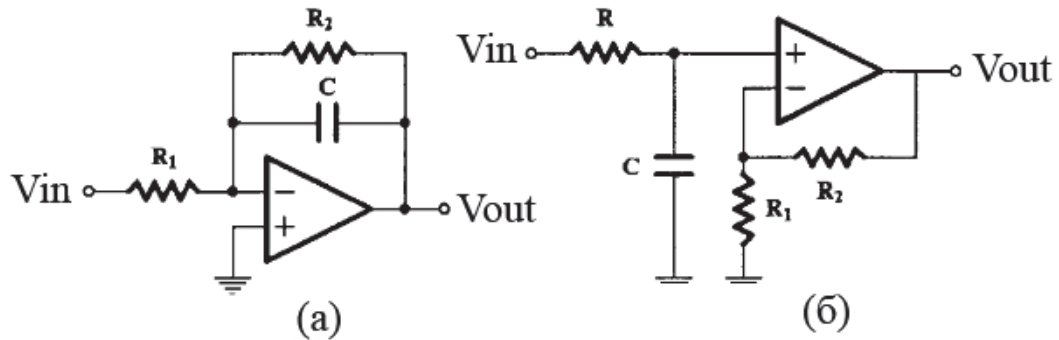


Рис. 1.9. Реализация НЧ фильтра первого порядка на операционном усилителе (а) и альтернативная схема (б)

Наиболее успешным подходом, исключающим недостатки операционных усилителей, является их замена ОУТ-усилителями, что привело к возникновению класса ОУТ-С фильтров. В последние годы ведутся активные исследования в области таких устройств, направленные на улучшение характеристик линейности, граничной частоты и энергопотребления. Основными преимуществами ОУТ являются простая структура, возможность электронной перестройки параметров и работоспособность на частотах выше 1 ГГц. ОУТ реализуются по КМОП, БиКМОП, биполярной и GaAs технологиям. Типичные значения коэффициента транспроводимости составляют 10-100 мкСм для КМОП и несколько мСм для биполярной технологии. Различные методики повышения линейности позволяют создавать устройства с уровнями входных напряжений до нескольких вольт при относительной нелинейности менее 1% [65]. Разрабатываются топологии каскадов с упреждающей регулировкой, расширяющие частотный предел до 10 ГГц с сохранением высоких значений транспроводимости [66].

В отличие от операционных усилителей, которые являются источниками напряжения, управляемыми напряжением, ОУТ – источник тока (рис. 1.10, а). Топология усилителя обычно предусматривает дополнительный вход для токового управления коэффициентом транспроводимости усилителя g_m :

$$I_{out} = (V_{in+} - V_{in-}) \cdot g_m \quad (1.7)$$

В линейных применениях конструкции ОУТ-фильтров часто оказываются проще, поскольку отрицательная обратная связь не является обязательной. Это стало возможным по той причине, что величина сопротивления, подключенного к выходному терминалу, контролирует выходное напряжение:

$$V_{out} = I_{out} \cdot R_{load} \quad (1.8)$$

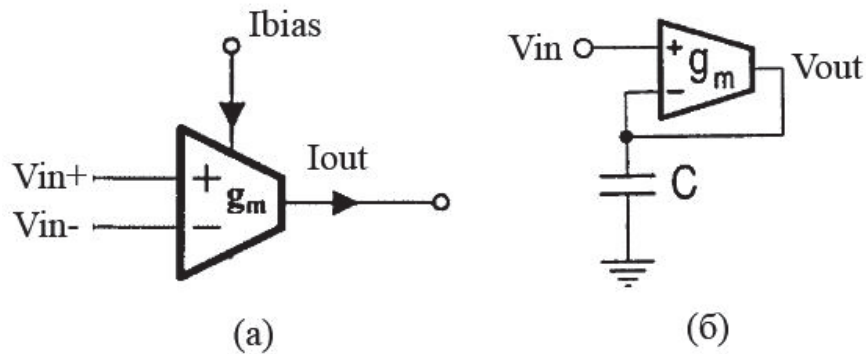


Рис. 1.10. Операционный усилитель тока (а) и фильтр нижних частот первого порядка, реализованный на ОУТ (б)

Следовательно, сопротивление может быть выбрано таким, которое исключает переход в режим насыщения даже при высоком входном дифференциальном напряжении. На рис. 1.10, б изображен фильтр НЧ первого порядка на ОУТ. Функция передачи такого фильтра реализуется значительно меньшим количеством элементов, по сравнению с ARC фильтрами:

$$H(s) = \frac{g_m}{sC_1 + g_m} \quad (1.9)$$

При этом коэффициент усиления равен 1, а частота среза фильтра задается, как g_m/C_1 . Поскольку g_m управляется внешним током I_{bias} , такая схема позволяет в достаточно широком диапазоне перестраивать частоту среза НЧ фильтра. Известны работы [67], в которых ОУТ применяются для создания активных регулируемых индуктивностей, что в фильтрах на пьезоэлектрических резонаторах открывает новые возможности для перестраивания параметров фильтра или расширения полосы пропускания.

Таким образом, с точки зрения проектирования фильтров, ОУТ имеют неоспоримые преимущества: простота реализации схемотехнических

решений, высокая граничная частота, а также возможность перестройки параметров фильтров путем электронного управления коэффициентом транспроводимости g_m .

1.5 Расчетные методы и инструменты моделирования

Эволюция телекоммуникационных стандартов и требований, особенно относящихся к низкопотерным радиочастотным фильтрам для мобильных устройств, привела к развитию высококачественных ПАВ и ОАВ устройств, которые требуют наличия гибких, точных и эффективных моделей и инструментов моделирования [68].

Предложены различные подходы к симуляции ОАВ устройств, включающие модели BVD, KLM, Мэйсона, Рэдвуда (см. раздел 2.1), самосогласованные одномерные модели, основанные на теореме взаимности [69] или матрице рассеивания [70], а также множество других моделей специфического применения. Одномерные модели различаются количеством учитываемых эффектов второго рода и, соответственно, сложностью структуры, однако не могут описывать латеральные эффекты, например, геометрию электродов.

С другой стороны, существуют трехмерные модели ОАВ резонаторов, рассчитываемые методом конечных элементов в программных средах COMSOL [71], Coventor [72], ANSYS HFSS и Maxwell 3D [73]. Такие модели обеспечивают трехмерное представление и симуляцию сложных устройств. Однако, с ростом количества слоев ОАВ резонатора и усложнением его геометрии значительно повышаются требования к вычислительным машинам и увеличивается время симуляции. Проектировщики комплексных устройств на основе таких резонаторов сталкиваются с проблемой поиска компромисса, позволяющего уменьшить вычислительную сложность МКЭ симуляции.

Альтернативой является реализация эквивалентной схематической модели в компьютерных инструментах, таких как Ansoft, SPICE, AWR Microwave office или Agilent ADS. Однако та же проблема возникает при

усложнении топологии устройства. Несмотря на это, модели, описываемые эквивалентными схемами, очень удобны и особенно эффективны при моделировании взаимодействий между электрическими и неэлектрическими компонентами ОАВ устройств. Так, аналогия между электрическими и механическими составляющими подробно описана Мэйсоном в [74]. Единичный слой устройства впервые был представлен как Т-образная секция [75], соответственно многослойная структура тонкопленочного резонатора может быть смоделирована несколькими последовательно подключенными секциями. На основе рекурсивных соотношений Мэйсоновской модели для каждой секции может быть выведена передаточная функция. Обобщенная функция передачи всего устройства формируется из отдельных функций путем матричных операций, проводимых в расчетной среде MatLAB. Такой подход позволяет снизить расчетное время, при этом модель может применяться для изучения резонансных свойств или для оптимизации конструктивных параметров резонатора в отдельности. Недостатком такого метода является сложность интеграции текстовой модели в современные средства автоматизированного проектирования электрических схем, что приводит к необходимости разработки специальной модели ОАВ резонатора, пригодной для моделирования его электрических свойств, как по отдельности, так и в составе комплексных устройств, какими являются активные фильтры высокого порядка.

Agilent ADS является средой проектирования электрических схем, предоставляющей широкий спектр моделей и режимов расчета (AC, DC, S-параметры, переходные процессы, анализ нелинейностей и шумов). В отличие от SPICE-инструментов, ADS ориентирован на высокочастотные применения и содержит значительно большие библиотеки линий передач и моделей пассивных компонентов, описывающих различные неидеальности. В составе данной САПР также имеются библиотеки активных элементов, позволяющие обрабатывать сторонние модели транзисторов: SPICE, BSIM, Philips, HiSim, MosVar и другие. При условии доработки необходимых компонентов,

представленные характеристики САПР ADS делают ее наиболее оптимальным инструментом для проектирования активных фильтров на тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторах.

Выводы

1. Фильтры на ТПР являются высокоизбирательными, но узкополосными, что приводит к необходимости применения схемотехнического расширения их полосы пропускания при помощи катушек индуктивности. Спиральные индуктивности в интегральном исполнении нетехнологичны, низкодобротны и практически нивелируют преимущества ТПР по занимаемой площади, потерям и другим параметрам, что приводит к необходимости применять иные подходы.

2. КМОП технология обеспечивает теоретический верхний предел рабочей частоты активных элементов около 40 ГГц, что способствовало разработке новых топологий высокочастотных ОУТ, ТИА и КТ. Такие активные элементы могут быть интегрированы на одном кристалле вместе с резонаторами на ОАВ и применяться для имитации высокодобротных перестраиваемых катушек индуктивности и конденсаторов в фильтрах, а также для реализации новых функциональных возможностей. Среди последних стоит выделить возможность полной компенсации статической емкости резонатора, что открывает перспективы для электронного управления его добротностью и k_t^2 , таким образом, обходя материальные ограничения.

3. Проектирование активных фильтров на пьезоэлектрических ОАВ резонаторах, оценка их выходных характеристик и оптимизация конструктивных параметров сопряжены с необходимостью применения соответствующих моделей. Существующие системы автоматизированного проектирования высокочастотных фильтров и вычислительные мощности современных ЭВМ ограничивают структурную комплексность таких моделей. По этим причинам поставлена задача разработки оптимальной модели ОАВ резонатора (в широком диапазоне частот) и высокоуровневой макромодели ОУТ, обеспечивающих эффективный процесс проектирования фильтров.

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ТОНКОПЛЕНОЧНОГО РЕЗОНАТОРА

В настоящее время применяются три основных конструкции резонаторов на ОАВ. В первых двух используются колебания свободно подвешенного резонатора. При этом для создания резонаторов первого типа используется объемное стоп-травление с нижней стороны подложки (рис. 2.1, а), что приводит к уменьшению механической прочности из-за большой площади резонатора. Во втором случае (рис. 2.1, б) напыление электродов и пьезоэлектрической пленки проводят на участки поддерживающего материала с последующим его поверхностным травлением через отверстия по краям резонатора. В третьем варианте пьезослой напыляется на отражающую акустические волны брэгговскую решетку, состоящую из нескольких четвертьволновых слоев с высоким и низким акустическими импедансами (рис. 2.1, в).

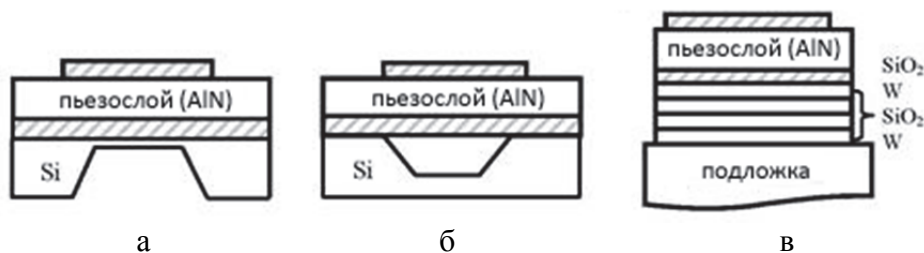


Рис. 2.1. Конструкции тонкопленочных резонаторов: мост (а), с поверхностным травлением (б) и с Брэгговским отражателем (в)

Высокие значения добротности Q_s (более 1000) и коэффициента электромеханической связи приводят к высокой крутизне среза фильтра. Учитывая возможность работы на частотах до 10 ГГц и выше, а также отсутствие энергопотребления по сравнению с активными и цифровыми фильтрами, фильтры на ТПР представляются чрезвычайно конкурентоспособными. Однако с увеличением рабочей частоты в конструктив данных фильтров вводятся новые акустические и электромагнитные ограничения. Использование активных элементов в фильтрах на основе ТПР позволяет снять некоторые ограничения [76].

Многообразие конструктивных особенностей и форм резонаторов привело к необходимости разработки моделей, учитывающих различные параметры. Среди наиболее часто применяемых следует выделить модели Мэйсона, BVD (Butterworth-Van-Dyke) и KLM (Krimholtz, Leedom, Matthaei). Модель Мэйсона выводится путем анализа распространения механических волн в направлении толщины. Эквивалентная схема представляется T-образной линией передачи с некоторыми механическими нагрузками Z_H и Z_L . KLM модель является модификацией модели Мэйсона с сохранением ее распределенной природы, а BVD основана на представлении основной моды с помощью сосредоточенных элементов [77]. Сосредоточенность элементов модели BVD делает ее очень удобной для получения эквивалентных схем более сложных структур путем простой модификации. В то же время указанные модели являются одномерными и не учитывают конечные габариты резонатора. Необходимость трехмерной симуляции становится очевидной, когда акустическое поведение резонатора включает также распространение латеральных волн, которые не учитываются существующими одномерными моделями [78].

Актуальной задачей является разработка модели, устраняющей недостатки существующих моделей и учитывающей особенности технологии изготовления (конечная толщина электродов, наличие брэгговского отражателя и т.д.), а также возможность применения активных элементов в схеме. Использование активных схем фильтров совместно с ОАВ в качестве частото задающих элементов не только должно снять ряд ограничений, но и обеспечит более качественное разделение полос пропускания и затухания, позволит сравнительно просто регулировать неравномерность частотной характеристики и менять центральную частоту, не предъявляя жестких требований к согласованию импедансов фильтра.

Кроме того, при этом появляется уникальная возможность реализации новых классов фильтров на ТПР - широкополосных полосно-пропускающих и частотно-запирающих, фильтров нижних и верхних частот. Поэтому

необходимость создания модели в широком диапазоне частот является одним из основных требований к ее разработке.

2.1 Существующие модели тонкопленочных пьезорезонаторов

Входной импеданс резонаторов на ОАВ описывается двумя резонансами на частотах f_s (последовательный резонанс), где электрический импеданс стремится к минимальному значению, и f_p (параллельный резонанс), где импеданс стремится к бесконечности (рис. 2.2).

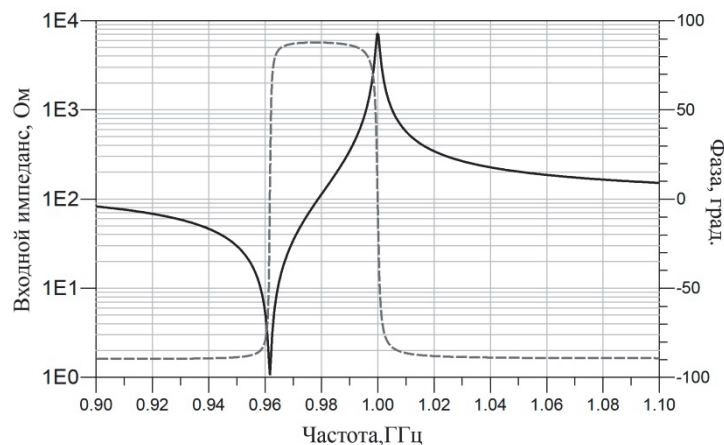


Рис. 2.2. Электрический входной импеданс ОАВ резонатора

На этапе проектирования фильтров резонаторы представляются в виде моделей, описывающих их свойства. Использование модели в современных системах автоматизированного проектирования предполагает ее представление в соответствующем виде: эквивалентная электрическая схема, матричное представление и т.д. Среди одномерных моделей ОАВ резонаторов стоит выделить наиболее распространенные: BVD, KLM и модель Мэйсона.

Одной из первых моделей, отражающих свойства пьезоэлектрических преобразователей, была эквивалентная схема Мэйсона с распределенными параметрами, возникшая, как решение уравнений колебаний пьезоэлектрических стержней и пластин с учетом уравнений пьезоэффекта [79]. Для описания модели предположим, что через электрический порт приемника не протекает ток, $Z_{\text{электр}} = \infty$, $I_3 = 0$ (рис. 2.3). В таком случае матричная форма уравнений распространения [79] сокращается и

учитывает только два акустических порта. По аналогии с теорией электрических цепей вводится импеданс, описывающий связь между силой и скоростью в уравнениях, следующих из матрицы. Матрица представляет распространение акустической волны в материале, как Т-звено со следующими импедансами:

$$Z_{11} = Z_{22} = -jZ_c \operatorname{ctg}(\beta l) \quad (2.1)$$

$$Z_{12} = -jZ_c \operatorname{cosec}(\beta l) \quad (2.2)$$

где

$$Z_{11} - Z_{12} = jZ_c (\operatorname{cosec}(\beta l) - \operatorname{ctg}(\beta l)) = jZ_c \operatorname{tg}(\beta l/2), \quad (2.3)$$

Z_c – волновое акустическое сопротивление, β – постоянная распространения колебаний.

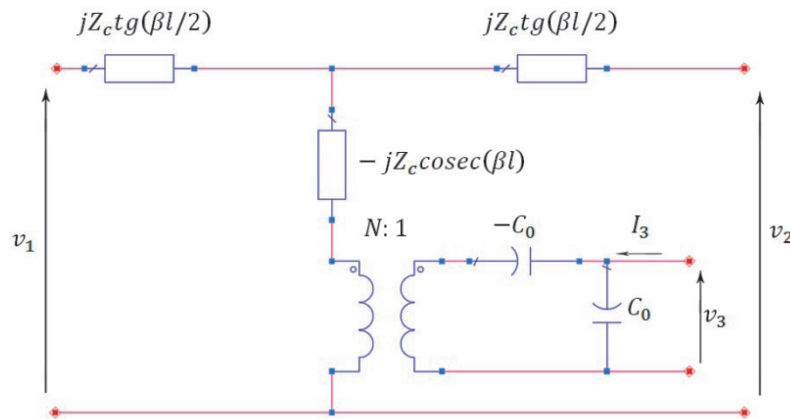


Рис. 2.3. Эквивалентная схема модели Мэйсона

В случае если I_3 не равен нулю, требуется третий импеданс, подключенный последовательно Z_{12} и описывающий электрический порт. Этот импеданс может быть смоделирован, как трансформатор, связывающий напряжение V_3 через емкость C_0 с коэффициентом $N:1$, где $N=hC_0$ (h – коэффициент передачи). Для балансировки уравнений к электрическому порту добавляется отрицательная емкость $-C_0$.

Последующие модели вносят небольшие модификации в модель Мэйсона, адаптирующие ее для различных применений. Такими являются эквивалентная схема Рэдвуда [80] и KLM [81]. Модель Рэдвуда заменяет Т-образное звено импедансов эквивалентной длиной линии, к экрану которой подключен трансформатор, как показано на рис. 2.4. Общим для схем

Мэйсона и Рэдвуда, является то, что, будучи выполненными на элементах с распределенными параметрами, они работают с высокой точностью в широком диапазоне частот.

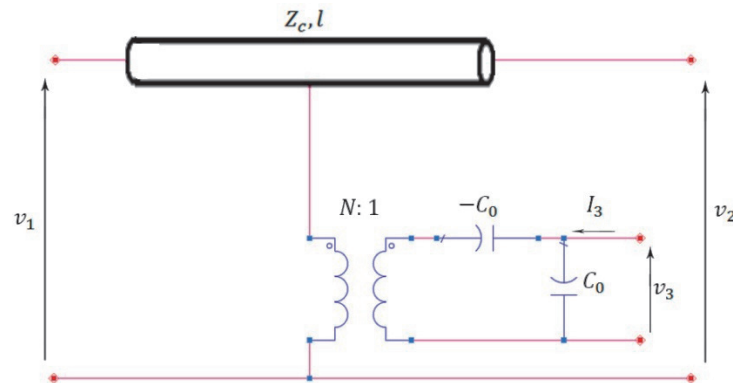


Рис. 2.4. Эквивалентная схема модели Рэдвуда

KLM модель преобразовывает отрицательную емкость модели Мэйсона в иной реактивный элемент, подключаемый со стороны трансформатора. Как и в случае модели Рэдвуда, используется эквивалентная длинная линия, но трансформатор подключен к ее центральной части, а не к экрану. Таким образом, длинная линия делится на две части, длиной $l/2$ каждая. Несмотря на то, что модель исключает отрицательную емкость, она все еще имеет недостаток, заключающийся в частотной зависимости реактанса трансформатора и коэффициента трансформации. Модель KLM изображена на рис. 2.5, где ϕ – коэффициент трансформации, а C' – преобразованная емкость:

$$\phi = k_T \left(\frac{\pi}{w_0 C_0 Z_C} \right)^{1/2} \text{sinc} \left(\frac{w}{2w_0} \right) \quad (2.4)$$

$$C' = - \frac{C_0}{\left(k_T^2 \text{sinc} \left(\frac{w}{w_0} \right) \right)} \quad (2.5)$$

Представленные выше модели могут применяться для описания ТПРБР резонаторов, поскольку позволяют подключать дополнительные каскады различных слоев со своими нагрузочными импедансами. Непьезоэлектрические слои при этом имеют вид Т-звена без подключенного трансформатора.

Модели Мэйсона, Рэдвуда и KLM получены непосредственно из уравнений распространения без каких-либо аппроксимаций, однако имеют недостатки. Модели Мэйсона и Рэдвуда физически не обоснованы, поскольку содержат отрицательную емкость. С другой стороны, модель KLM лучше представляет физическую картину, но имеет частотнозависимые элементы, что значительно усложняет процесс расчета.

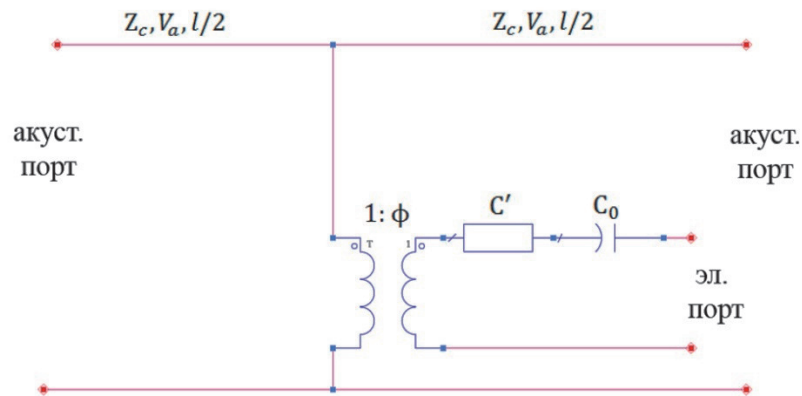


Рис. 2.5. Эквивалентная схема KLM модели

При проектировании сложных схем фильтрации часто возникает необходимость в упрощенной модели, описывающей свойства резонатора. Высокая добротность пьезоэлектрических преобразователей позволяет использовать узкополосное представление резонатора около его фундаментальной резонансной частоты. Малозначимые частотнозависимые импедансные элементы при этом упускаются. Примером такой модели является BVD модель [82], содержащая две параллельные ветви. Первая ветвь включает статическую емкость пьезоэлектрической структуры C_0 . Вторая ветвь (акустическая) включает индуктивность, емкость и сопротивление, включенные последовательно и представляющие потери в резонаторе (рис. 2.6).

Общий импеданс такой схемы имеет вид:

$$Z_{in} = \frac{1 - \omega^2 L_m C_m + i\omega R_m C_m}{i\omega(C_m + C_0 - \omega^2 L_m C_m C_0 + i\omega R_m C_m C_0)} \quad (2.6)$$

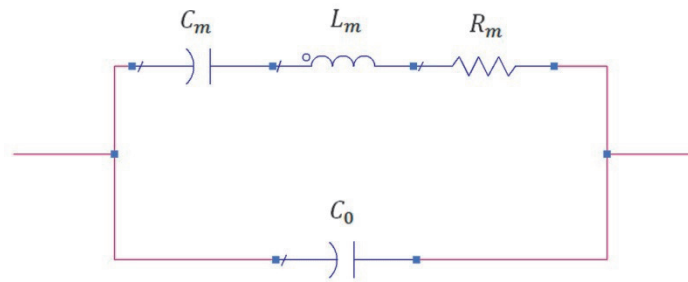


Рис. 2.6. Эквивалентная схема BVD модели

Последовательный резонанс такой схемы определяется значениями индуктивности L_m и емкости C_m , а параллельный – значением статической емкости C_0 . Частоты двух резонансов играют существенную роль при проектировании фильтров. Так, в лестничной топологии фильтров ширина полосы пропускания фильтра определяется разницей (частотным сдвигом) между частотой последовательного резонанса (f_s) шунтирующего резонатора и частотой параллельного резонанса (f_p) последовательного резонатора. Увеличивая частотный сдвиг, можно расширить полосу пропускания, однако при достаточно больших значениях сдвига возникает прогиб в полосе пропускания, что подробно описано в работах [47] и [83].

Удобным параметром, связывающим резонансные частоты, является емкостное соотношение r , определяемое как:

$$r = \frac{C_0}{C_m} = \frac{1}{\left(\left(\frac{f_p}{f_s}\right)^2 - 1\right)} \quad (2.7)$$

BVD модель является предметом множества исследований, направленных на повышение точности частотного отклика. Предложено несколько методов экстракции параметров модели из физического устройства. Наиболее известной модификацией является mBVD модель [82], включающая дополнительное сопротивление R_0 (включенное последовательно C_0 и имитирующее потери), а также сопротивление R_s , которое подключается последовательно контуру и учитывающее потери в электродах и соединяющих структурах.

Следует заметить, что одномерные модели не учитывают конечность латеральных размеров резонатора, а значит, пренебрегают эффектами

Лэмбовских волн и дополнительными паразитными резонансами. Разработаны различные методы технологической минимизации подобных эффектов (аподизация [84], метод утолщенной границы [85]), которые в некоторых случаях позволяют упростить модель

2.2 Анализ влияния трехмерных эффектов

В тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторах чаще всего применяются толщинные колебания. Конечные размеры реальных трехмерных резонаторов являются причиной возникновения латеральных волн, которые приводят к дополнительным паразитным резонансам. Последние могут значительно ухудшить характеристики резонаторов и, следовательно, фильтра на их основе. Разработано множество методов подавления паразитных резонансных мод, включая аподизацию непараллельными гранями [84], применение вязкоэластичного акустодемпингующего материала по периметру электрода [86], утолщенной масс-нагрузки [87] и рамкообразного воздушного промежутка [88]. В данном разделе приводится анализ влияния трехмерных эффектов на частотные характеристики резонатора и оценка необходимости их учета при проектировании активных фильтров.

Стандартная теория пьезоэлектрического преобразования, основанная на известных эквивалентных схемах резонатора (BVD, Мэйсона и т.д.) позволяет учитывать толщинные колебательные моды в одномерной конфигурации, но не дает возможности предсказать наличие паразитных мод с латеральным волновым вектором [27]. Для решения этой проблемы разрабатываются трехмерные модели тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторов, учитывающие паразитные эффекты, а также методы их интеграции в специализированные САПР. Этот вопрос становится особенно важным при проектировании активных широкополосных фильтров на ТПР.

Далее приводится описание трехмерной модели, рассчитанной при помощи метода конечных элементов. Такой подход является достаточно

универсальным и позволяет моделировать устройства с развитой геометрией, неоднородными свойствами материалов и различными граничными условиями. Анализ влияния паразитных эффектов проводится путем сравнения характеристик МКЭ модели с одномерной mBVD моделью.

Как упоминалось ранее, основными типами структур тонкопленочных резонаторов являются мембранная, с брэгговским отражателем и с воздушным промежутком [46, 89, 90]. Базовая мембранная структура ТПР похожа на обычный кварцевый резонатор, уменьшенный в размерах и содержащий тонкий слой пьезоэлектрического материала, зажатый между двумя металлическими электродами (рис. 2.7). Такое решение является наиболее простым подходом к расширению принципа работы толщинных колебаний в гигагерцовый диапазон, поскольку требует минимальное количество слоев, которые должны быть осаждены для производства ТПР. В таком случае резонатор имеет акустические интерфейсы около верхнего и нижнего электродов, обеспечивающие практически идеальную акустическую изоляцию и высокие значения добротности.

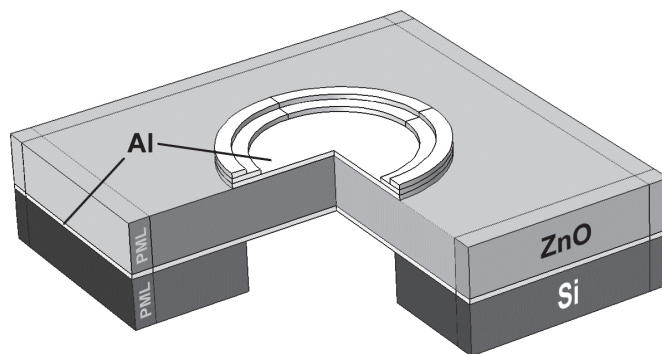


Рис. 2.7. Модель тонкопленочного резонатора мембранного типа, применяемая для симуляции частотных характеристик

Нижним слоем структуры резонатора является кремниевая подложка, выполненная в форме поддерживающего моста. На верхней грани подложки размещен алюминиевый слой, играющий роль нижнего заземленного электрода. Над нижним электродом размещен слой активного пьезоэлектрического материала (ZnO) и верхний алюминиевый электрод. При этом верхний электрод выполнен в форме набора колец, уменьшающих

влияние паразитных резонансов [84]. Большая часть нижнего слоя вытравлена под электродом для обеспечения акустической изоляции. Таблица 2.1 содержит параметры модели резонатора.

Таблица 2.1

Применяемые материалы и геометрические размеры ТПР

Структурный элемент	Размер, мкм
Подложка, Si	1000 x 1000 x 7.1
Нижний электрод, Al	1000 x 1000 x 0.2
Пьезоэлектрический слой, ZnO	1000 x 1000 x 9.55
Верхний электрод, Al	Ø500 x 0.2
Акустическая нагрузка 1, Al (2.2)	Ø500 x 70 x 0.2
Акустическая нагрузка 2, Al (2.2)	Ø500 x 35 x 0.2

Материальные постоянные, применяемые в модели, содержат следующие анизотропные элементы для ZnO. Матрица жесткости: $c_{E_{11}} = 209.7$, $c_{E_{12}} = 121.1$, $c_{E_{13}} = 105.3$, $c_{E_{22}} = 209.7$, $c_{E_{23}} = 105.3$, $c_{E_{33}} = 211.1$, $c_{E_{44}} = 423.7$, $c_{E_{55}} = 423.7$, $c_{E_{66}} = 424.4$ в ГПа. Матрица электромеханической связи: $e_{15} = -0.48$, $e_{24} = -0.48$, $e_{31} = -0.56$, $e_{32} = -0.56$, $e_{33} = 1.32$ [C/m²]. Матрица относительной проницаемости: $\epsilon_{11} = 8.54$, $\epsilon_{22} = 8.54$, $\epsilon_{33} = 10.2$. Плотность ZnO установлена как 5676 кг/м³. Модуль Юнга алюминиевых электродов – 70 ГПа, отношение Пуассона 0.35, а плотность – 2330 ГПа. Механические граничные условия на границах PML слоев были заданы таким образом, чтобы вертикальные и горизонтальные смещения были равны нулю. Такой подход увеличивает эффективный размер модели резонатора и симулирует эффект распространения и поглощения упругих волн в прилегающих областях, что не обеспечивается обычной моделью. Также граничные условия показывают, что устройство зафиксировано по граням, размещенным далеко от области моделирования. Электрические граничные условия включают разницу потенциалов, амплитудой 1 вольт, приложенную к верхнему и нижнему электродам. Акустические потери в пьезоэлектрическом материале учтены демпинг-фактором η_{cE} равным 0.0008, а диэлектрические потери $\eta_{eS} = 0.01$.

В ТПР мембранного типа гармонические резонансы характеризуются высокими значениями добротности, поскольку акустическая изоляция практически идеальна во всем диапазоне частот. Высшие четные гармоники могут быть подавлены полностью симметричным стеклом, но нечетные гармоники остаются. Предложенная модель отличается модифицированным верхним электродом.

Утолщенная область по периметру электрода является акустически согласованной таким образом, чтобы уменьшить переотражения от границ верхнего электрода. Такая геометрия предотвращает возбуждение латеральных волн и обеспечивает относительно чистую частотную характеристику, поскольку резонатор удерживает энергию лишь в активной области [87]. Для симуляции утолщенной нагрузки добавлены слои алюминия лестничной формы. Высота ступеней – 0.2 мкм при толщине 70 мкм первого кольца, и 30 мкм второго.

Для верификации результатов резонаторная структура также была аппроксимирована mBVD моделью (рис. 2.6) со следующими параметрами: $R_m = 123.05$ Ом, $C_m = 1.95e-15$ Ф, $L_m = 2.65e-4$ Гн, $C_0 = 41$ фФ, $R_0 = 0.002$ Ом. R_s было установлено нулевым, поскольку модель не учитывала сопротивления контактных линий.

Предложенная модель была рассчитана в МЭМС модуле программной платформы COMSOL Multiphysics. Этот инструмент использует цифровые алгоритмы для эффективного и быстрого расчета МКЭ моделей, включая пьезоэлектрические устройства, каким и является ТПР. На рис. 2.8 показана деформация резонатора, полученная из анализа частотного отклика для оксида цинка, возбуждаемого разностью потенциалов в 1 В на резонансной частоте. Как можно заметить, для фундаментальной моды резонатора механическое смещение сконцентрировано практически полностью под верхним электродом. Однако небольшая часть энергии, содержащейся в фундаментальной моде, утекает в близлежащие области, уменьшая добротность резонатора. Из частотного анализа также следует, что структура с

обычным верхним электродом демонстрирует наличие высших гармоник латеральных волн, которые могут генерироваться вблизи последовательного резонанса толщинной моды и проявляются как колебания проводимости в межрезонансном частотном диапазоне.

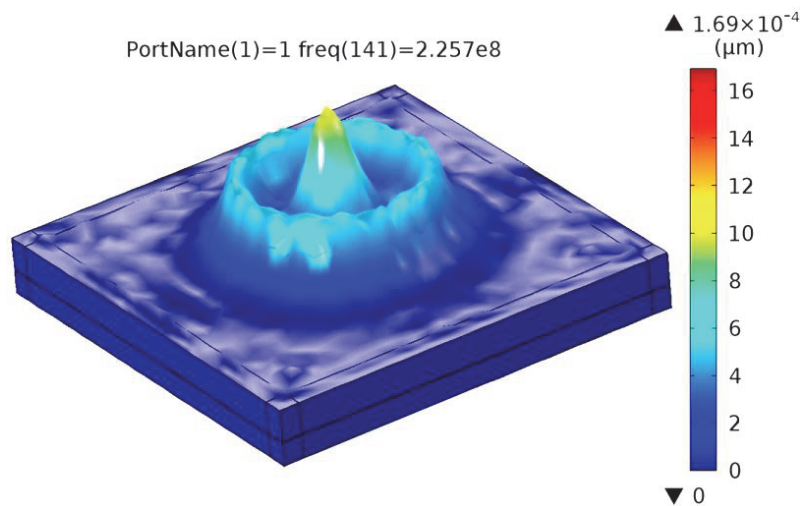


Рис. 2.8. Поверхность полного смещения моделируемого ТПР на частоте 225.7 МГц

В общем случае производительность ТПР может быть оценена по частотной зависимости входного импеданса резонатора. Электрический и фазовый отклики для входного импеданса симулируемой модели отражены на рис. 2.9. В идеальном случае входной импеданс характеризуется двумя основными резонансными частотами: последовательной, где импеданс минимален, и параллельной, где импеданс имеет максимальное значение. Как следует из рисунка, частоты последовательного резонанса близки для всех моделей. В то же время, частоты параллельного резонанса МКЭ моделей уменьшаются из-за эффекта масс-нагрузки электродов. В случае МКЭ модели с утолщенным электродом сдвиг частоты еще больше, однако прослеживается значительное ослабление паразитных резонансов эффективной частотной полосе резонатора. Добротность резонатора достигла значения 3000 на частоте последовательного резонанса, что достаточно для реализации высокоселективных полосовых фильтров и дуплексеров.

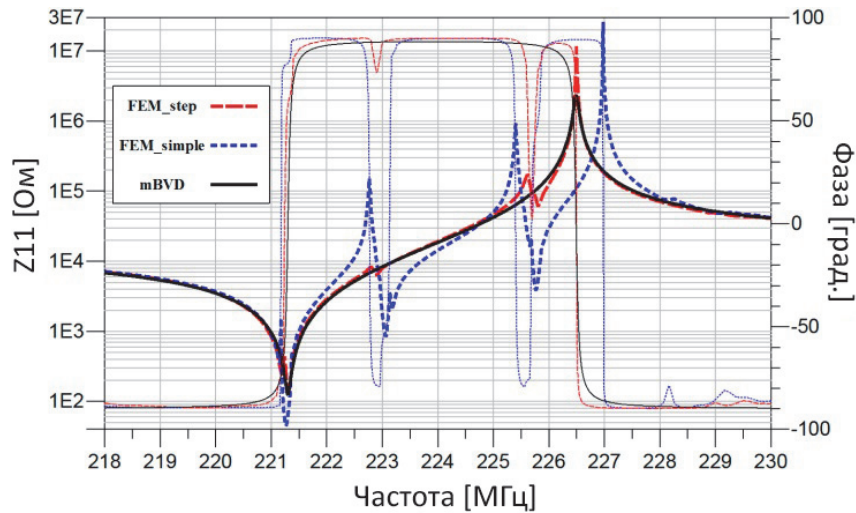


Рис. 2.9. Сравнение входного импеданса и фазы mBVD модели и двух МКЭ моделей (с обычным и модифицированным электродом)

Другим следствием масс-нагрузки стало уменьшение эффективного коэффициента электромеханической связи k^2 , равного 4,53% для модифицированной МКЭ модели. Такой результат является платой за подавление паразитных резонансов и равномерный фазовый отклик, которые предпочтительны в низкошумящих активных фильтрах на ТПР. Обе МКЭ модели согласовываются с mBVD моделью по критериям резонансных частот. Поскольку mBVD является одномерной моделью, она не учитывает сдвиг частоты и латеральные эффекты резонатора.

Анализ влияния паразитных эффектов в случае реализации активного фильтра на ТПР был проведен на основе схемы дифференциального балансного фильтра (подробное описание фильтра приведено в разделе 3.5). Как следует из результатов симуляции схемы, передаточные характеристики значительно отличаются для описанных моделей. Благодаря своей упрощенности, mBVD модель часто применяется для ускоренного расчета фильтров. Исходя из анализа передаточной характеристики фильтра, представленной на рис. 2.10, кривая затухания сигнала для этой модели достаточно равномерная, с двумя полюсами затухания, что соответствует типичной характеристике мостового фильтра.

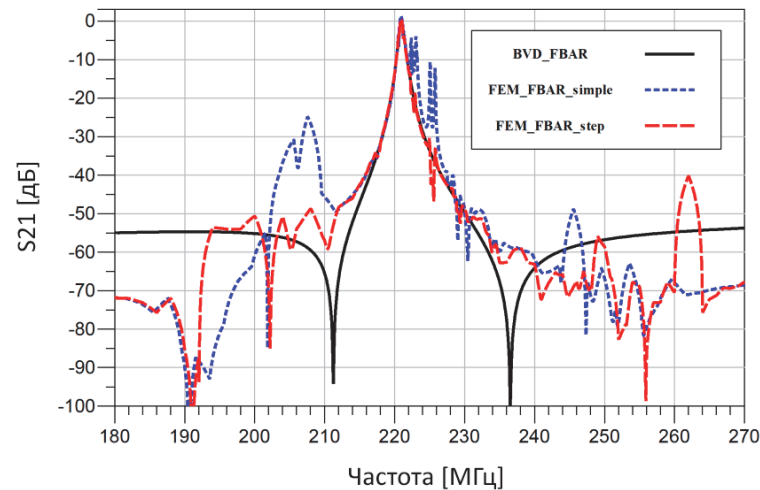


Рис. 2.10. Сравнение передаточных характеристик активных фильтров на основе mBVD и МКЭ моделей резонаторов

МКЭ модели были интегрированы в САПР как массивы данных в формате Touchstone Y-parameter и привели к иным результатам. Частотная зависимость S_{21} в узком диапазоне частот отображена на рис. 2.11. Паразитные резонансы модели с обычным электродом привели к значительным искажениям передаточной характеристики активного фильтра. Так, заметны колебания в полосе пропускания, значительно деградировал уровень режекции сигнала вне полосы, фазовая характеристика неравномерна и имеет множество изломов. Несмотря на то, что коэффициент электромеханической связи выше для модели с обычным электродом, выходные характеристики показывают невозможность применения подобной структуры резонатора для получения конкурентоспособных характеристик фильтра.

Применение модели с модифицированным электродом показывает значительное улучшение по сравнению с предыдущим случаем. Схема фильтра обеспечивает хорошую селективность и равномерность фазовой характеристики. Учет трехмерных эффектов в данном случае привел также к улучшению уровня режекции вне полосы пропускания по сравнению с идеализированной mBVD моделью. Наличие подавленных паразитных резонансов ТПР все еще оказывает влияние, однако не столь значительно проявляется на передаточной характеристике фильтра.

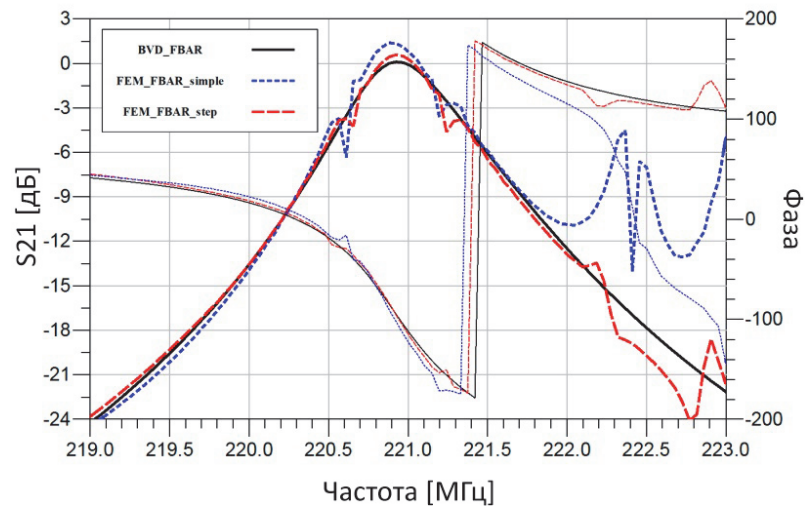


Рис. 2.11. Затухание и фазовые характеристики активного фильтра в узком диапазоне частот

Таким образом, применение МКЭ модели резонатора позволяет достичь высокой точности результатов при расчете выходных характеристик фильтра. При этом учитывается большинство паразитных трехмерных эффектов, присутствующих в реальных устройствах. Применение подобных моделей целесообразно на заключительных стадиях проектирования фильтров для окончательной проверки характеристик.

Однако при проектировании применение МКЭ моделей становится неэффективным из-за невозможности оптимизации и быстрой оценки выходных параметров резонатора. Так, пересчет простой конструкции ТПР резонатора требует нескольких часов с применением современных вычислительных мощностей. С другой стороны, упрощенная mBVD модель не позволяет учитывать множество трехмерных эффектов, существенных на стадии проектирования фильтра. Если такими эффектами, как паразитные резонансы в полосе пропускания, можно пренебречь благодаря современным конструктивным подходам, подавляющим переотражения латеральных волн, то сдвиг резонансных частот и деградация k^2 остаются значимыми проблемами, которые должны быть учтены в модели резонатора.

2.3 Упрощенная полуэмпирическая модель резонатора

Одним из вариантов упрощения модели резонатора, обеспечивающим высокую эффективность расчета, является полуэмпирическая модель, ориентированная на синтез фильтров, предложенная далее. Прямолинейный алгоритм генерации модели и учет высших резонансных гармоник обеспечивают возможность ее применения в фильтрах высокого порядка для оценки выходных характеристик в широком диапазоне частот, а также для параметрической оптимизации топологии фильтра. Макромодель представлена двумя параллельными ветками, включающими статическую емкость резонатора, импедансный элемент Z и сопротивление потерь (рис. 2.12).

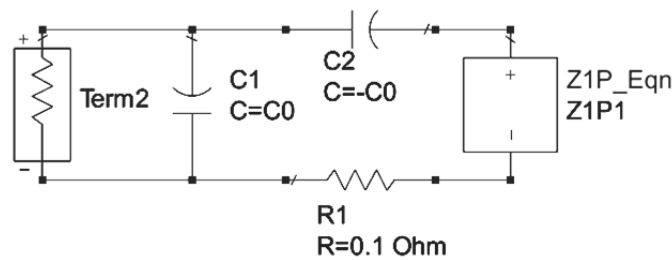


Рис. 2.12. Полуэмпирическая модель резонатора

Импедансный элемент Z описывает резонансный характер ОАВ, включая последовательный резонанс, параллельный резонанс и высшие гармоники:

$$Z = \frac{1}{i\omega C_0 K^2} \cdot \frac{\varphi}{\operatorname{tg}(\varphi)} \cdot \frac{1}{Z_{load}} \quad (2.8)$$

где $C_0 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d}$ является статической емкостью резонатора, $K^2 = \frac{e_{33}}{\varepsilon_0 \varepsilon_r c_{33}}$ – коэффициент электромеханической связи, $\varphi = \frac{\theta}{2} = \frac{\pi f}{2 f_a}$, где θ – фаза в активном пьезослое, Z_{load} – эквивалентный импеданс нагрузки резонатора.

Добавление двух металлических электродов конечной толщины с двух торцов пьезоэлектрического слоя, а также брэгговского отражателя в ТПРБР, приводит к сдвигу резонансных частот и уменьшению эффективной частотной полосы резонатора, что учитывается с помощью эмпирических параметров.

Согласно аппроксимирующей модели масс-нагрузки [91], частотный сдвиг резонатора описывается следующим выражением:

$$f_a = \frac{f_0}{1 + \frac{Z_{mass}}{Z_0}} = \frac{f_0}{1 + K_f} \quad (2.9)$$

где f_0 – рассчитанная центральная частота ОАВ резонатора, а K_f – эмпирический параметр, учитывающий эффект масс-нагрузки дополнительных слоев.

Для верификации модели проведена симуляция характеристик ТПРБР устройства, состоящего из AlN пьезоэлектрического слоя (10.86 мкм), зажатого между двумя Al электродами (0.2 мкм), и акустического отражателя, представленного тремя парами четвертьволновых W-SiO₂ слоев. Расчеты были проведены с использованием модели Мэйсона (рис. 2.3), а затем предложенной макромодели. Результаты сравнения частотных зависимостей входных импедансов представлены на рис. 2.13.

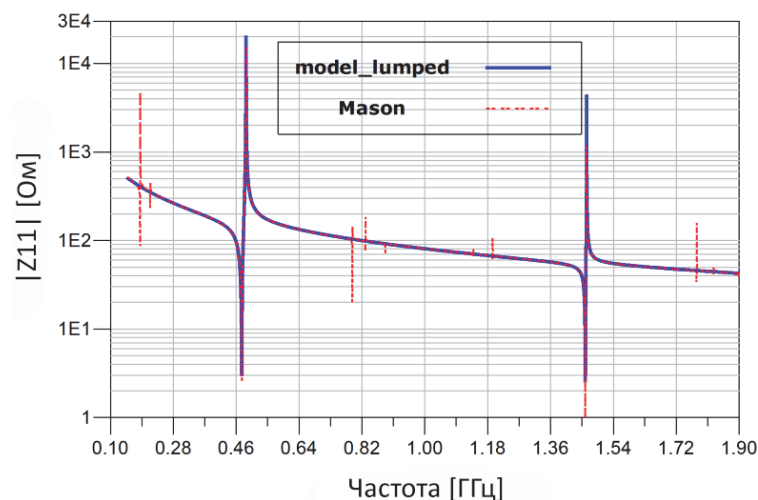


Рис. 2.13. Сравнение частотных зависимостей входных импедансов предложенной модели резонатора и Мейсоновской модели на распределенных параметрах

Для описанной выше структуры резонатора эмпирические параметры приняли значения $Z_{load}=0,843$ Ом и $K_f=0,025$. Частотный отклик предложенной макромодели с высокой точностью повторяет модель Мэйсона в окрестности основных резонансов и высших резонансных гармоник. Однако модель не учитывает резонансы, возникающие из-за переотражений от слоев

Брэгговского отражателя, что во многих случаях является несущественным при проектировании фильтров [92].

В сравнении с моделью Мэйсона, предложенная полуэмпирическая макромодель резонатора состоит из минимального количества компонентов, что обеспечивает ускоренную генерацию модели, а также эффективную оценку и оптимизацию выходных характеристик активных фильтров высокого порядка на основе ТПР и ТПРБР устройств.

2.4 RLC-модель резонатора с идеальной акустической изоляцией

Полуэмпирическая макромодель резонатора, представленная в разделе 2.3, имеет ряд недостатков, включающих невозможность быстрой адаптации модели при изменении толщин дополнительных слоев и материалов, необходимость представления Z -элемента в символьном виде, что поддерживается немногими САПР, невозможность учета добротности высших гармоник и др.

Для исправления указанных недостатков предложена аналитическая модель тонкопленочного пьезоэлектрического резонатора с двумя электродами, основанная на применении многоконтурных схем замещения. Благодаря упрощенности структуры, данная модель может быть легко интегрирована в большинство современных САПР и позволяет с высокой точностью определять выходные характеристики резонатора в относительно широком частотном диапазоне, что особенно важно при моделировании фильтров высокого порядка на базе резонаторов.

Расчет выходных характеристик фильтра на основе ОАВ резонаторов представляет собой серьезную инженерную задачу. Разработанные на сегодня и часто применяемые решения в области симуляции характеристик ТПР включают разнообразные одномерные (BVD, Мэйсона и ее модификации Рэдвуда и KLM), а также трехмерные физические модели. Простейшая BVD модель резонатора позволяет оценить электрические характеристики резонатора вблизи резонансной частоты, однако не учитывает множество

эффектов, характерных для реальных устройств. Так, конечная толщина электродов приводит к сдвигу частоты резонатора, неидеальность акустической изоляции и утечка энергии уменьшают эффективную ширину полосы пропускания и добротность.

Трехмерные модели, рассчитываемые с помощью метода конечных элементов, позволяют оценить характеристики резонатора с высочайшей точностью, учитывающей краевые эффекты и произвольную геометрию электродов. Значительным недостатком трехмерных моделей является время их расчета и сложность интеграции в современные программные средства схемотехнического проектирования. Так, в работах [93, 94] расчет трехмерного резонатора с кругообразным электродом лестничного типа потребовал около 2 часов. При этом выходными данными, пригодными для использования в САПР, обычно являются стандартизированные Touchstone файлы, содержащие отклик устройства для конкретной конструктивной модификации устройства. Данные особенности серьезно усложняют расчет сложных фильтров, включающих большое количество резонаторов, а также практически исключают возможность оптимизации конструктивных параметров.

Мэйсоновская концепция построения модели (рис. 2.14) является компромиссным вариантом, обеспечивающим учет основных эффектов реальных устройств. Благодаря свойственной ей наглядности, модель часто применяется для симуляции слоистых структур, каковыми являются набирающие популярность ТПРБР. Однако, как модель на распределенных параметрах, основанная на электрических линиях передач, она требует поддержки соответствующим программным аппаратом, что реализовано не во всех САПР. Кроме того, моделирование сложных схем на основе многослойных структур во многих случаях может быть неэффективным из-за нецелесообразности учета эффектов переотражения в слоях резонатора.

Далее предложен подход к моделированию тонкопленочного пьезоэлектрического резонатора, включающий упрощение моделей активного

слоя и электродов таким образом, чтобы обеспечить возможность быстрой перестройки точности модели и, соответственно, скорости ее расчета. Создание такой адаптивной модели позволит применять ее как для быстрой оценки и оптимизации параметров фильтров высокого порядка, так и для получения окончательных выходных частотных характеристик с высокой точностью.

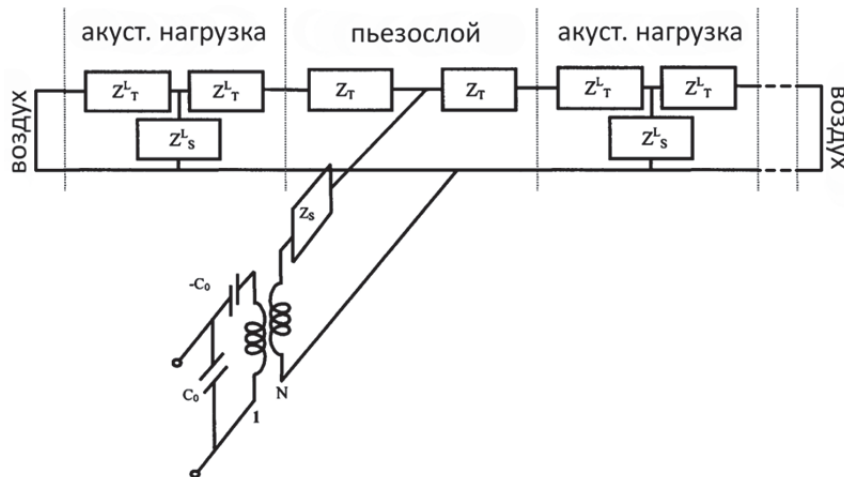


Рис. 2.14. Представление пьезоэлектрического резонатора в виде эквивалентной схемы Мэйсона со слоями акустической нагрузки. Резонатор на рисунке является механически незажатым, что моделируется закороткой на границе с воздухом

Для обеспечения правильной работы резонатора на ОАВ, распространение этих волн должно быть ограничено объемом пьезоэлектрического материала. Иными словами, акустическая энергия должна быть сосредоточена локально без возможности утечки в другие части устройства. Локализация акустической энергии может быть выполнена путем введения разрывов на пути прохождения акустической волны таким образом, что последняя отражается. Наиболее эффективным разрывом является интерфейс воздух–твердое тело, что реализовано в конструкции ТПР. Другим подходом является создание периодического брэгговского отражателя, применяемого в ТПРБР, которые имеют преимущества в виде меньшей чувствительности к напряженности слоев, технологичности производства, улучшенной теплопроводности и механической прочности [1]. Недостатками такого подхода являются низкие добротность и коэффициент

электромеханической связи, поскольку дополнительные слои резонатора, не являющиеся активными пьезоэлектриками, работают как масс-нагрузка. По этой причине резонаторы мембранного типа до сих пор широко распространены и применяются в различных фильтрах, генераторах и дуплексерах [95].

Структура ТПР в общем виде изображена на рис. 2.15 и представляет собой слой пьезоэлектрического материала, заключенный между двумя электродами. Акустическая изоляция в данном случае реализована как интерфейс воздух–твердое тело над верхним и нижним электродами.

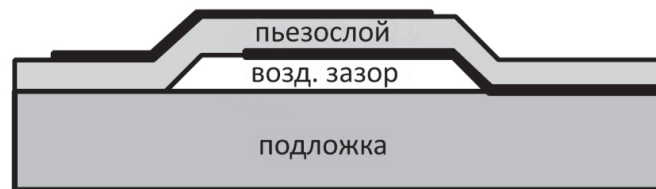


Рис. 2.15. Конструкция ОАВ резонатора мембранного типа

Пьезоэлектрический слой резонатора, согласно Мэйсоновскому подходу, представляет собой Т-образную секцию (рис. 2.14) с импедансами Z_T , Z_S и трансформатором с последовательно подключенным конденсатором C_0 , моделирующими электроакустическое преобразование в пьезоматериале. Общая акустическая нагрузка резонатора может быть представлена в виде двух импедансов Z_{TE} и Z_{BE} , нагруженных на верхнюю и нижнюю поверхности активного слоя и включающих акустические импедансы электродов и любых дополнительных слоев, включая брэгговский отражатель. Схемная модель в этом случае упрощается, как показано на рис. 2.16.

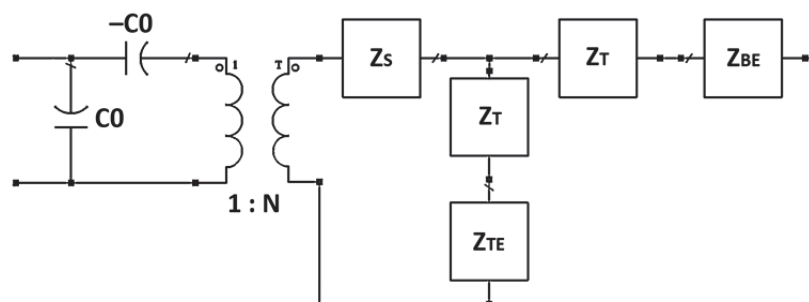


Рис. 2.16. Упрощенная схема резонатора с акустическими нагрузками Z_{TE} и Z_{BE}

со следующими обозначениями:

$$\begin{aligned}
 C_0 &= \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s^{33} A}{D_a}, & Z_S &= -\frac{jZ_0}{\sin(2\varphi)}, \\
 Z_0 &= A\rho_a V_a, & Z_T &= jZ_0 \operatorname{tg}(\varphi), \\
 N = C_0 h_{33} &= C_0 \frac{e^{33}}{\varepsilon_0 \varepsilon_s^{33}}, & \varphi &= \frac{\pi D_a f}{V_a}.
 \end{aligned}
 \tag{2.10}$$

Подобная схема может быть перерисована по процедуре, описанной в [96], согласно которой L-образная часть схемы заменяется реверсивной L-образной схемой с трансформатором, как показано на рис. 2.17 далее.

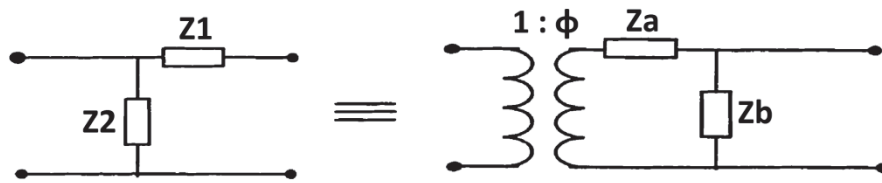


Рис. 2.17. Эквивалентность L-образной схемы и соответствующей реверсивной схемы с трансформатором

$$Z_a = \frac{Z_1}{Z_2} (Z_1 + Z_2) \tag{2.11}$$

$$Z_b = Z_1 + Z_2 \tag{2.12}$$

$$\varphi = 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \tag{2.13}$$

где Z_a и Z_b – новые эквивалентные импедансы, а φ – коэффициент преобразования трансформатора. С применением представленной методики модель может быть приведена к виду, представленному на рис. 2.18.

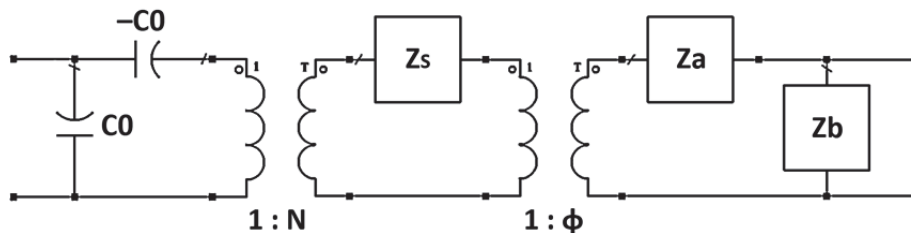


Рис. 2.18. Эквивалентная схема модели после применения процедуры замещения L-контура

При этом значения новых эквивалентных импедансов и коэффициент преобразования трансформатора описываются следующими выражениями:

$$Z_a = \frac{Z_T + Z_{BE}}{Z_T + Z_{TE}} (2Z_T + Z_{TE} + Z_{BE}) \tag{2.14}$$

$$Z_b = 2Z_T + Z_{TE} + Z_{BE} \quad (2.15)$$

$$\varphi = 1 + \frac{Z_T + Z_{BE}}{Z_T + Z_{TE}} \quad (2.16)$$

Результатом подобного замещения L-образного контура становится факт шунтирования эквивалентного импеданса Z_b , что позволяет исключить этот элемент из схемы. Примечательным также является характер зависимости, представленной на рис. 2.19. В силу превалирования значения импеданса Z_T , в широком околорезонансном частотном диапазоне отношение $(Z_T + Z_{BE}) / (Z_T + Z_{TE})$ принимает значение, близкое к 1, что позволяет значительно упростить выражения (2.14) и (2.15), получив коэффициент преобразования второго трансформатора, равный двум.

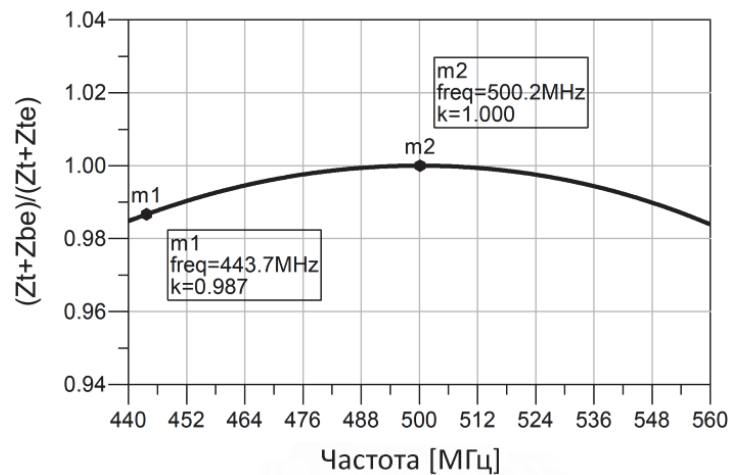


Рис. 2.19. Характер зависимости $(Z_T + Z_{BE}) / (Z_T + Z_{TE})$ в околорезонансном частотном диапазоне

При этом нагрузкой трансформатора становится последовательность импедансов $2Z_T + Z_{TE} + Z_{BE}$ (рис. 2.20).

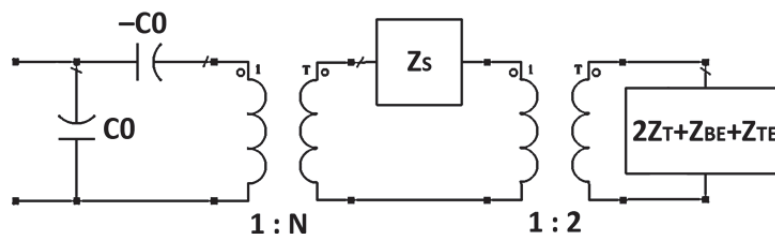


Рис. 2.20. Упрощение эквивалентной схемы в околорезонансном частотном диапазоне

Дальнейшее упрощение модели сводится к переносу импеданса Z_s в правую часть схемы и объединение двух трансформаторов (рис. 2.21).

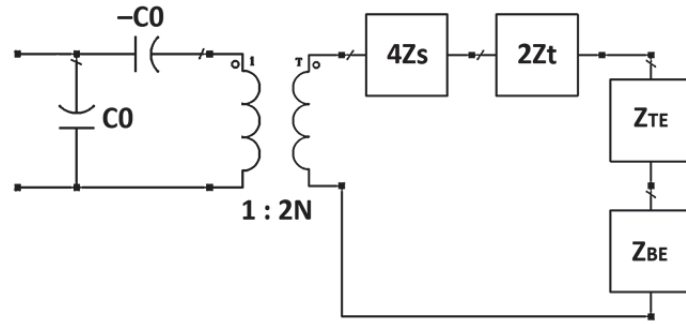


Рис. 2.21. Эквивалентная схема после объединения трансформаторов

Рассмотрим детально последовательность импедансов на рис. 2.21, предположив:

$$Z_{eq} = 4Z_S + 2Z_T \quad (2.17)$$

$$Z_{eq} = \frac{-4jZ_0}{\sin(2\varphi)} + 2jZ_0 \operatorname{tg}(\varphi) = 2Z_0 \operatorname{cth}(j\varphi) \quad (2.18)$$

При этом адмиттанс принимает вид $Y_{eq} = \frac{1}{2Z_0} \operatorname{th}(j\varphi)$ и может быть разложен в ряд для гиперболической функции тангенса [97]:

$$\operatorname{th}(\gamma) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{8\gamma}{(2k+1)^2\pi^2 + 4\gamma^2} = \frac{8\gamma}{\pi^2 + 4\gamma^2} + \frac{8\gamma}{9\pi^2 + 4\gamma^2} + \dots \quad (2.19)$$

Выражение (2.19) может быть схематически представлено в виде бесконечного количества параллельных контуров, состоящих из последовательно подключенных конденсаторов и катушек индуктивности. Соответствующие значения C_n и L_n могут быть найдены, как решение уравнения:

$$\frac{8j\varphi}{(2k+1)^2\pi^2 - 4\varphi^2} = \frac{j\omega C}{1 - \omega^2 L_n C_n} \quad (2.20)$$

$$L_n = \frac{Z_0 D_a}{2V_a} \quad (2.21)$$

$$C_n = \frac{2D_a}{(2k+1)^2\pi^2 Z_0 V_a} \quad (2.22)$$

В пьезоэлектрических слоях возможны 3 механизма энергетических потерь, связанные с механическими, диэлектрическими и пьезоэлектрическими эффектами. Среди них наибольшее влияние вблизи резонансной частоты имеют механические потери [98], которые проявляются как задержка между прикладываемым усилием и деформацией (гистерезисный

эффект). Механическая добротность резонатора определяется как соотношение механического напряжения, синфазного со скоростью деформации к противофазному механическому напряжению. Электрическими аналогами скорости и напряжения являются электрический ток и напряжение, а добротность эквивалентного контура определена как отношение реактанса к резистансу. Соответственно, для последовательного RLC-контура:

$$Q_m = \frac{\text{imag}(Z)}{\text{real}(Z)} = \sqrt{\frac{L_n}{C_n}} \frac{1}{R_n} \quad (2.23)$$

Следовательно, значение механической добротности может быть учтено в модели введением в контур дополнительного сопротивления, описываемого выражением:

$$R_n = \sqrt{\frac{L_n}{C_n}} \frac{1}{Q_m} = \frac{\pi(2k+1)Z_0}{2Q_k} \quad (2.24)$$

где Q_k – добротность резонатора на соответствующей резонансной частоте.

Таким образом, эквивалентная схема резонатора приобретает форму, изображенную на рис. 2.22.

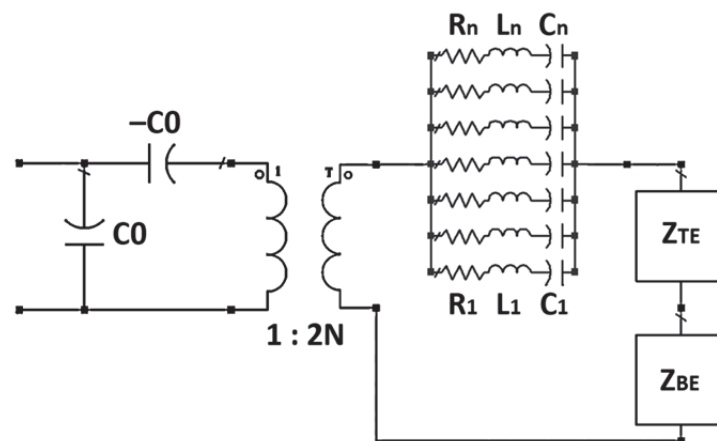


Рис. 2.22. Эквивалентная схема модели резонатора с упрощенной секцией активного слоя

В реальном устройстве слой пьезоэлектрического материала заключен между двумя металлическими электродами, размещенными на верхней и нижней гранях резонатора. А в случае ТПРБР, добавляется также несколько пар слоев брэгговского отражателя. Подобная нагрузка пьезоэлектрического

слоя приводит к возникновению различных механических и электрических эффектов, называемых эффектами масс-нагрузки. Данные эффекты ответственны за сдвиг резонансных частот и уменьшение эффективной ширины частотной полосы резонатора [99], а значит должны быть учтены в эквивалентной модели.

Акустический импеданс металлического электрода может быть найден как решение аналитического выражения для единичной Т-образной секции нагрузки (рис. 2.14):

$$Z_{el} = Z_e \frac{Z_{load} + Z_e th(j\varphi_{el})}{Z_e + Z_{load} th(j\varphi_{el})} \quad (2.25)$$

где Z_e – характеристический импеданс слоя электрода, Z_{load} – импеданс нагрузки, а фаза $\varphi_{el} = \frac{2\pi f D_{el}}{V_{el}}$.

Нагрузкой электродов может быть воздушный промежуток ($Z_{load} \sim 0$), что соответствует простому случаю ТПР, или брэгговский отражатель в случае ТПРБР. Характерной особенностью брэгговского отражателя является очень низкое значение импеданса вблизи резонансной частоты, что позволяет упростить выражение (2.25) для акустического импеданса:

$$\lim_{Z_{load} \rightarrow 0} (Z_{el}) = Z_e th(j\varphi_{el}) \quad (2.26)$$

При этом адмиттанс принимает вид $Y_{el} = \frac{1}{Z_e} cth(j\varphi_{el})$ и может быть разложен в ряд для гиперболической функции котангенса:

$$cth(\gamma) = \frac{1}{a} + \sum_{l=1}^{\infty} \frac{2\gamma}{l^2\pi^2 + \gamma^2} = \frac{1}{a} + \frac{2\gamma}{\pi^2 + \gamma^2} + \frac{2\gamma}{4\pi^2 + \gamma^2} + \dots \quad (2.27)$$

Выражение (2.27) может быть схематически представлено в виде индуктивности и бесконечного количества параллельных контуров, состоящих из последовательно подключенных конденсаторов и катушек индуктивности. Соответствующие значения L , C_m и L_m могут быть найдены, как решение уравнения:

$$\frac{1}{j\varphi_{el}} + \frac{2j\varphi_{el}}{l^2\pi^2 - \varphi_{el}^2} = \frac{1}{i\omega L} + \frac{j\omega C}{1 - \omega^2 L_m C_m} \quad (2.28)$$

$$L = \frac{Z_e D_{el}}{V_{el}} \quad (2.29)$$

$$L_m = \frac{Z_e D_{el}}{8V_{el}} \quad (2.30)$$

$$C_m = \frac{2D_{el}}{Z_e l^2 \pi^2 V_{el}} \quad (2.31)$$

В случае ТПР значение Z_e следует удвоить для моделирования верхнего и нижнего электродов. Результирующая схема модели резонатора с учетом сдвига резонансных частот за счет масс-нагрузки электродов изображена на рис. 2.23.

Стоит заметить, что разработанная модель позволяет задавать соотношение точности модели к скорости ее расчета путем изменения количества параллельных RLC контуров, что может применяться на разных стадиях разработки фильтров. Возможность последовательного подключения акустических нагрузок позволит в будущем адаптировать модель для сложных ТПРБР с помощью добавления модели частотной зависимости импеданса брэгговского отражателя.

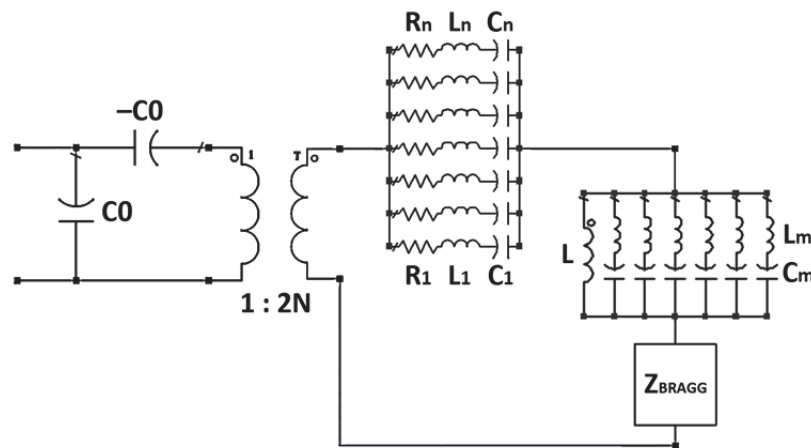


Рис. 2.23. Эквивалентная схема резонатора, включающая модели активного слоя и электродов. Импеданс Z_{BRAGG} представлен как возможность дальнейшего развития модели

Верификация практических характеристик модели ТПР проводилась путем сравнительного анализа частотной зависимости полного входного импеданса модели. В качестве референсной выбрана модель Мэйсона для структуры резонатора, изображенной на рис. 2.15. Рассматривается поведение

модели и точность симуляции характеристик для различных, часто применяемых комбинаций материалов электродов и пьезоэлектрического слоя. Al, Ti, Mo, Au, толщиной 200 нм применялись в качестве электродов, в то время как AlN, ZnO, PZT применялись в качестве активного слоя с толщиной, соответствующей рабочей частоте 500 МГц. Для моделирования активного слоя и электродов использовалось по 7 контуров.

В качестве критерия согласованности выходных данных модели выбран коэффициент нормализованного среднеквадратического отклонения, который во многих случаях применяется для сравнения моделей [100] и может быть рассчитан при помощи следующего выражения:

$$NRMSE = 1 - \frac{\|Z_{ref} - Z_{test}\|}{\|Z_{ref} - \text{mean}(Z_{ref})\|} \quad (2.32)$$

где $\|$ обозначает евклидову норму вектора, Z_{ref} – массив выходных данных референсной модели, Z_{test} – массив данных тестируемой модели. Значение коэффициента варьируется от $-\infty$ (плохая согласованность) до 1 (идеальное согласование).

Приведенные ниже результаты получены с использованием расчетной среды MatLab и программного комплекса Agilent Advanced Design System. В частности, частотная зависимость входного импеданса для случая AlN резонатора с алюминиевыми электродами изображена на рис. 2.24.

Исходя из представленных результатов симуляции, разработанная модель имеет высокую точность согласования с референсной моделью Мэйсона как в узком околорезонансном, так и в широком частотном диапазоне. При этом обеспечивается симуляция сдвига собственной частоты за счет электродной масс-нагрузки (485 МГц вместо 500 МГц в свободном активном слое), а также периодичность высших гармоник. Благодаря включению дополнительных сопротивлений в контура, моделирующие активный слой, в модель может быть введена механическая добротность резонатора.

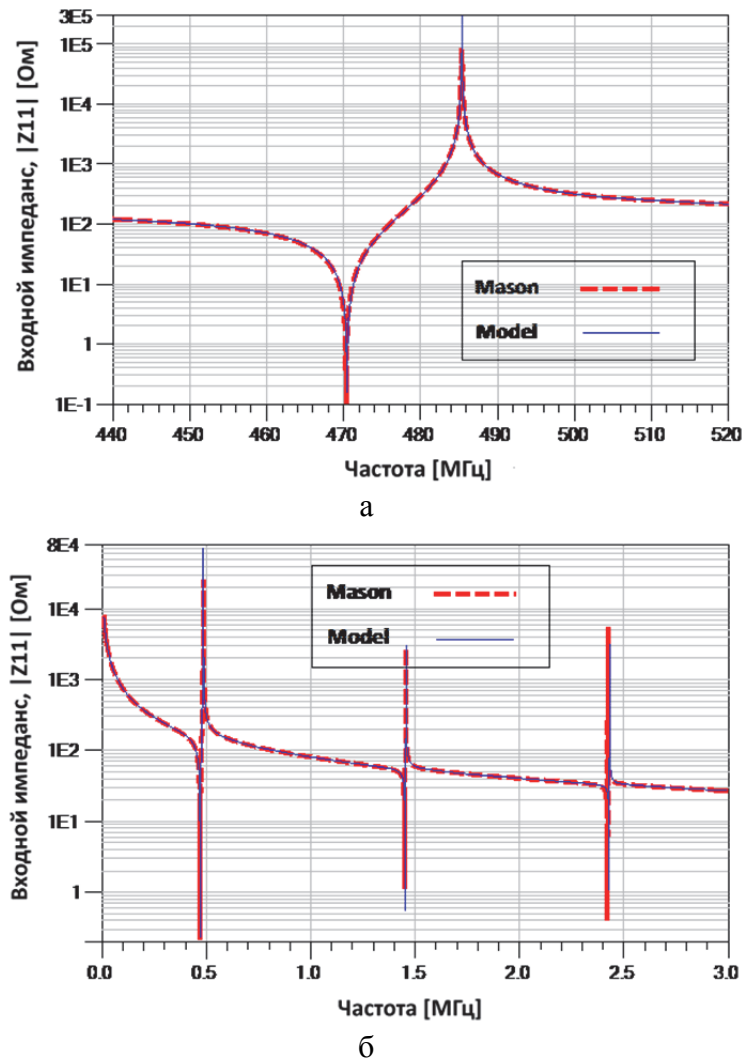


Рис. 2.24. Сравнение частотных зависимостей входного импеданса референсной и предложенной моделей резонатора в узком околорезонансном (а) и широком частотных диапазонах (б)

Таблица 2.2 содержит результаты расчета согласованности частотного отклика модели для различных материалов активного слоя и электродов. Частотные диапазоны Δf_{local} : 440-560 МГц, Δf_{wide} : 0.1-1000 МГц.

Таблица 2.2

Согласованность модели при использовании различных материалов резонатора.

Количество слоев	NRMSE Δf_{local}	NRMSE Δf_{wide}
AlN-Al	-0.526	-0.235
AlN-Ti	-1.31	-1.160
AlN-Mo	-0.197	-0.09
AlN-Au	-0.839	-0.544

ZnO–Al	0.02	0.02
PZT–Al	0.332	0.335

Исходя из расчета ошибки согласованности, разработанная модель сохраняет допустимую точность симуляции частотного отклика резонатора при использовании различных материалов. При этом в узком околорезонансном частотном диапазоне точность незначительно ухудшается, что является результатом введения добротности в модель резонатора. Применение различных материалов электродов ожидается привело к сдвигу собственной частоты резонатора, величина которого в каждом случае отличается (рис. 2.25). Результаты согласовываются с экспериментальными исследованиями других авторов [101].

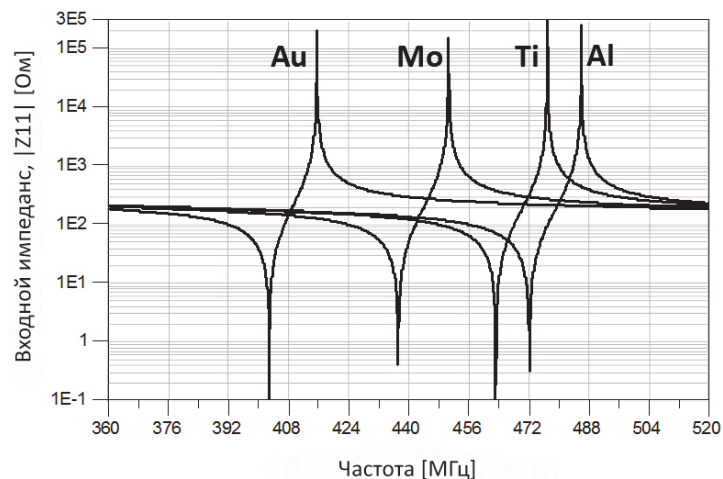


Рис. 2.25. Рассчитанные результирующие импедансы для ТПР с различными электродами

Проведенный анализ производительности разработанной модели на примере расчета входного импеданса в программной среде Agilent ADS показал более чем двукратное уменьшение временной задержки по сравнению с референсной Мэйсоновской моделью.

Таким образом, предложена упрощенная модель тонкопленочного пьезоэлектрического резонатора на сосредоточенных параметрах, основанная на применении многоконтурных схем замещения активного слоя и электродов. Анализ модели при вариации различных материалов конструкции показал ее применимость для получения выходных характеристик резонатора

в режиме продольной моды. Представленный подход позволяет рассчитать сдвиг резонансных частот при использовании различных материалов электродов и их толщин. Благодаря введению конечной механической добротности резонатора открылась возможность оценки энергетических потерь в устройстве. В широком частотном диапазоне модель обеспечивает моделирование высших гармоник, что особенно критично при проектировании фильтров. Однако наиболее важным преимуществом модели является возможность ее быстрой перестройки, основанная на вариации количества моделирующих контуров: от высокопроизводительного варианта, обладающего невысокой точностью, до сложной схемы, не уступающей в точности модели Мэйсона. Как следствие, модель была интегрирована в большинство современных САПР и применяется как для ускоренного расчета и оптимизации конструктивных параметров фильтров высокого порядка, так и для получения окончательных выходных частотных характеристик с высокой точностью.

2.5 Адаптация модели для резонатора с брэгговским отражателем

В данном разделе предложен подход к моделированию периодических слоистых структур, в частности, брэгговского отражателя, в основе которого лежит разработка RLC модели на сосредоточенных элементах. Благодаря упрощенности модели отражателя, такой подход позволит значительно увеличить эффективность расчета и оптимизации сложных фильтров на основе ТПРБР резонаторов с брэгговским отражателем.

Для обеспечения правильной работы резонатора на ОАВ, распространение этих волн должно быть ограничено объемом пьезоэлектрического материала. Иными словами, акустическая энергия должна быть сосредоточена локально без возможности утечки в другие области устройства. Локализация акустической энергии может быть выполнена путем введения разрывов на пути прохождения акустической волны таким образом, что последняя отражается. Наиболее эффективным

разрывом является граница раздела воздух–твёрдое тело, что реализовано в ТПР. Другим подходом является создание периодического брэгговского отражателя, применяемого в ТПРБР.

В отличие от ТПР, резонаторы с отражателем имеют преимущество, заключающееся в меньшей чувствительности к напряженности слоев. Более того, процесс производства ТПРБР требует меньшего количества технологических операций и шаблонов фотолитографии. Так, например, исключены операции открытия доступа к временному слою и его удаление. Другим важным эффектом отражающих слоев ТПРБР, как показано в [102], является частичное увеличение поперечной жёсткости пьезоэлектрического слоя, что минимизирует смещения, возмущаемые поперечной волной и, как следствие, уменьшает влияние паразитных резонансов, обычно наблюдаемых в свободных слоях ТПР.

Структура ТПРБР в общем виде изображена на рис. 2.26. Собственно резонатор представляет собой слой пьезоэлектрического материала, заключенный между двумя электродами. Акустическая изоляция реализована как интерфейс воздух–твёрдое тело сверху и брэгговский отражатель снизу, одновременно играющего роль держателя и теплоотвода.

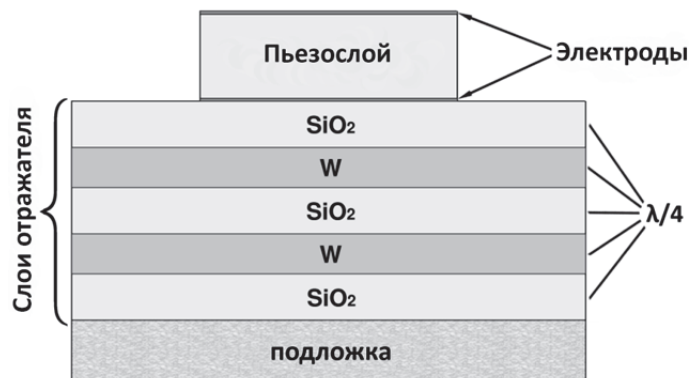


Рис. 2.26. Конструкция ТПРБР с брэгговским отражателем

Слои брэгговского отражателя обычно начинаются с низкоимпедансного слоя SiO₂ для достижения более высоких значений коэффициента электромеханической связи k^2 . Данный коэффициент зависит также от количества слоев и отношения акустических импедансов Z_L слоев отражателя.

Так, с ростом отношения увеличивается k^2 , поскольку улучшается акустическая изоляция пьезослоя и меньшее количество энергии сосредоточено вне резонатора. Кроме того, материалы слоев значительно влияют на добротность резонатора [103].

Для расчета высокоэффективных резонаторов на основе акустических отражателей разработано множество алгоритмов оптимизации их структуры. Наиболее простым и часто применяемым подходом при проектировании брэгговского отражателя для продольной моды резонатора является подбор толщины каждого слоя, соответствующей четверти длины акустической волны:

$$f_0 = \frac{V_0}{4D_0} = \frac{V_1}{4D_1} \quad (2.33)$$

где V_0, V_1 – скорости продольной акустической волны в материалах 1 и 2, D_0, D_1 – толщины материалов, f_0 – целевая рабочая (центральная) частота отражателя.

Такой подход обеспечивает максимальный коэффициент отражения волны и, соответственно, акустическую изоляцию на центральной частоте отражателя. Для расчета эффективности отражения и рабочей частотной полосы отражателя может применяться аналогия электрических линий передач [104]. При этом электрические параметры (импеданс, скорость волны) в уравнениях распространения волны заменяются акустическими параметрами.

Аналитическое выражение для акустического импеданса брэгговского отражателя может быть найдено применением рекуррентного соотношения для i -го слоя, которое представляет собой единичную секцию линии передачи:

$$Z^{(i)} = Z_i \frac{Z^{(i-1)} + Z_i th(j\phi_i)}{Z_i + Z^{(i-1)} th(j\phi_i)} \quad (2.34)$$

где Z_i – характеристический импеданс i -го слоя, ϕ_i – фаза волны в данном слое.

Выходная частотная зависимость для брэгговского отражателя с применением такого подхода состоит из реальной и мнимой составляющей

акустического импеданса. При этом полный импеданс имеет резонансный характер, а пик минимального акустического импеданса (что соответствует максимальному отражению) расположен на центральной частоте f_0 .

Модель основана на допущении о малом изменении производной (в моделируемом частотном диапазоне) от функции мнимой составляющей акустического импеданса брэгговского отражателя. Эта составляющая, в частности, отвечает за сдвиг частоты резонансов в ТПРБР. На рис. 2.27 представлены рассчитанные зависимости $\text{im}(Z)$ для конфигураций брэгговского отражателя, включающих различное количество слоев SiO_2 –W вблизи резонансной частоты f_0 . Z_1 на рисунке соответствует случаю одного слоя SiO_2 на Si подложке, что, по сути, не является отражателем. При количестве слоев $n > 3$ очевидным становится факт близости и практически линейного характера полученных зависимостей мнимого импеданса [105, 106]. Так, значение нормализованного среднеквадратического отклонения при сравнении $\text{im}(Z_3)$ и $\text{im}(Z_9)$ составило 98,9%, что указывает на малое расхождение кривых при увеличении количества слоев.

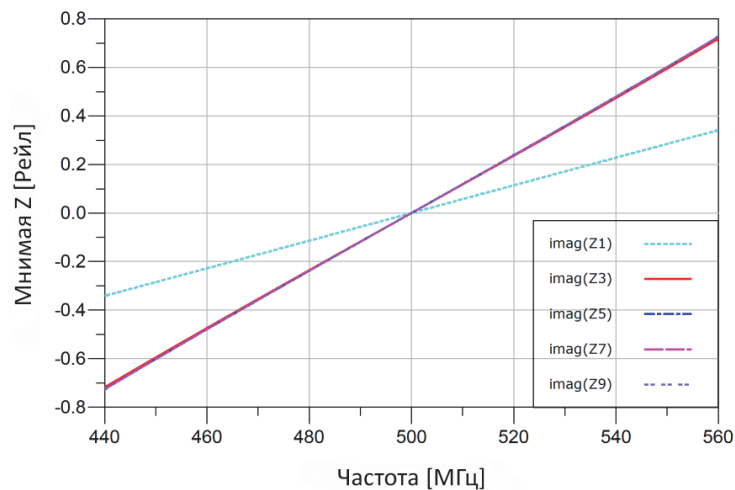


Рис. 2.27. Частотные зависимости мнимой составляющей акустического импеданса брэгговского отражателя для 1, 3, 5, 7 и 9 слоев SiO_2 –W

Представленные обстоятельства позволяют аппроксимировать акустический импеданс брэгговского отражателя схмотехнически в форме RLC контура, имеющего линейный характер мнимой составляющей

импеданса вблизи резонансной частоты, задаваемой взаимосвязанными параметрами L и C:

$$f_0 = 2\pi\sqrt{LC} \quad (2.35)$$

Полный импеданс такого контура имеет вид:

$$Z_{RLC} = R + j2\pi fL + \frac{1}{j2\pi fC} \quad (2.36)$$

Предложенный подход состоит в подгонке импеданса RLC модели под акустический импеданс брэгговского отражателя и предполагает равенство их производных на резонансной частоте f_0 . Как было показано ранее, мнимая составляющая импеданса отражателя мало меняется при количестве слоев больше трех. Поэтому, для упрощения расчетов, примем:

$$im[Z'_{RLC}(f_0)] = im[Z3'_{BR}(f_0)] \quad (2.37)$$

Подставляя (2.36), получим следующее выражение:

$$im\left[j2\pi L - \frac{1}{j2\pi C f_0^2}\right] = im[Z3'_{BR}(f_0)] \quad (2.38)$$

Производная импеданса RLC контура содержит только мнимые составляющие, что позволяет упростить выражение и, после подстановки значения емкости из (2.35), получить параметры L и C:

$$L = \frac{im[Z3'_{BR}(f_0)]}{4\pi} \quad (2.39)$$

$$C = \frac{1}{\pi f_0^2} \frac{1}{im[Z3'_{BR}(f_0)]} \quad (2.40)$$

Используя рекуррентную формулу (2.34), находим выражение для трехслойного брэгговского отражателя на кремниевой подложке:

$$Z3_{BR} = \frac{Z_1^2(Z_0 + Z_1 s_0 s_1)(Z_s + Z_1 s_1) + Z_0 Z_1 (Z_0 s_0 + Z_1 s_1)(Z_1 + Z_s s_1)}{Z_1 (Z_0 s_1 + Z_1 s_0)(Z_s + Z_1 s_1) + Z_0 (Z_1 + Z_0 s_0 s_1)(Z_1 + Z_s s_1)} \quad (2.41)$$

со следующими заменами: Z_0, Z_l, Z_s – характеристические импедансы W, SiO₂ и Si слоев соответственно, $s_i = j \cdot \operatorname{tg}(\phi_i)$ с фазами $\phi_i = 2\pi f \cdot D_i/V_i$, где D_i, V_i – толщина и скорость звуковой волны в каждом соответствующем слое.

Прямой анализ полученного выражения с целью его представления в схемотехническом виде является нетривиальной задачей. Преимуществом

предложенного подхода является упрощение анализа с применением следующего алгоритма.

Производная от акустического импеданса в общем виде представляется следующим выражением:

$$Z Z'_{BR} = \frac{A_i s_0^4 s_1^8 + A_{i+1} s_0^4 s_1^7 + \dots + A_{N-1} s_0 s_1 + A_N}{B_i s_0^4 s_1^8 + B_{i+1} s_0^4 s_1^7 + \dots + B_{N-1} s_0 s_1 + B_N} \quad (2.42)$$

где A_i и B_i – некоторые коэффициенты при тангенсах.

Поскольку в данном случае брэгговский отражатель состоит из четвертьволновых слоев, значение фазы φ_i для каждого тангенса на частоте резонанса f_0 становится равным $\pi/2$, а значение самого тангенса стремится к бесконечности. Это позволяет рассчитать предел функции производной в точке f_0 , фактически оставляя лишь коэффициенты при максимальных степенях тангенсов:

$$\lim_{f \rightarrow f_0} (Z Z'_{BR}) = \frac{A_i}{B_i} = 2\pi j \frac{Z_1 (Z_0^2 Z_s^2 - Z_1^4) (D_1 V_0 (Z_0^2 + Z_1^2) + D_0 V_1 Z_0 Z_1)}{V_0 V_1 Z_0^4 Z_s^2} \quad (2.43)$$

С учетом условия $f_0 = \frac{V_0}{4D_0} = \frac{V_1}{4D_1}$ для четвертьволнового отражателя, получаем производную от акустического импеданса отражателя на частоте f_0 , включающую лишь мнимую составляющую:

$$Z Z'_{BR} = \pi j \frac{Z_1 (Z_0^2 Z_s^2 - Z_1^4) (Z_0^2 + Z_0 Z_1 + Z_1^2)}{2f_0 Z_0^4 Z_s^2} \quad (2.44)$$

Подставляя данное выражение в (2.39) и (2.40), получаем значения элементов L и C модели, зависящие от характеристических импедансов слоев и резонансной частоты f_0 , косвенно учитывающей толщины слоев.

$$L = \frac{1}{8f_0} \left(\frac{Z_1 (Z_0^2 Z_s^2 - Z_1^4) (Z_0^2 + Z_0 Z_1 + Z_1^2)}{Z_0^4 Z_s^2} \right) \quad (2.45)$$

$$C = \frac{2}{\pi^2 f_0} \left(\frac{Z_1 (Z_0^2 Z_s^2 - Z_1^4) (Z_0^2 + Z_0 Z_1 + Z_1^2)}{Z_0^4 Z_s^2} \right)^{-1} \quad (2.46)$$

Действительная составляющая акустического импеданса имеет более сложную частотную зависимость и описывает энергетические потери в

резонаторе. Рассчитанные кривые для различного количества слоев брэгговского отражателя представлены на рис. 2.28.

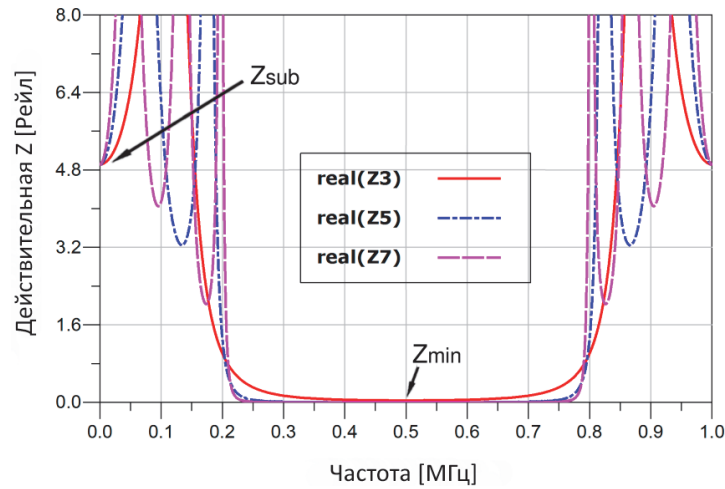


Рис. 2.28. Частотные зависимости действительной составляющей акустического импеданса брэгговского отражателя для 3, 5 и 7 слоев $\text{SiO}_2\text{-W}$

Характерными точками данной функции являются периодически повторяющиеся значения на частотах 0 и 1000 МГц, соответствующие акустическому импедансу подложки Z_s , а также точка минимума, которая может быть найдена путем подстановки $f=f_0$ в рекурсивную формулу для акустического импеданса (2.34):

$$\lim_{f \rightarrow f_0} Z^{(1)} = Z_1 \frac{Z_s + Z_1 \operatorname{th}(j\phi_1)}{Z_1 + Z_s \operatorname{th}(j\phi_1)} = \frac{Z_1^2}{Z_s} \quad (2.47)$$

$$\lim_{f \rightarrow f_0} Z^{(n)} = \frac{Z_1^{n+1}}{Z_0^{n-1} Z_s} = R_{f_0} \quad (2.48)$$

В узком околорезонансном частотном диапазоне (470-500 МГц) функция действительной составляющей принимает практически линейный вид, что позволяет аппроксимировать ее частотонезависимым сопротивлением R . Этот элемент модели описывается выражением (2.48), зависит от характеристических импедансов слоев, а также их количества.

Периодический характер функции акустического импеданса брэгговского отражателя может быть при необходимости смоделирован дополнительными RLC контурами, подключаемыми параллельно, как показано на рис. 2.29. Частота резонанса каждого следующего контура может

быть задана параметром $C^{(k)} = \frac{C}{(2k-1)^2}$ для целочисленных k , где C соответствует выражению (2.46).

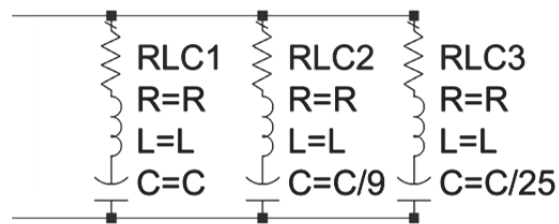


Рис. 2.29. Параллельные RLC контуры для симуляции периодичности акустического импеданса

Верификация практических характеристик RLC модели брегговского отражателя проводилась путем сравнительного анализа частотной зависимости полного импеданса модели. В качестве референсной выбрана модель Мэйсона для структуры отражателя, изображенной на рис. 2.26. Рассматривается поведение модели и точность симуляции характеристик отражателя при вариации количества слоев и для различных, часто применяемых комбинаций материалов.

В частности, частотные зависимости импедансов для случая пяти слоев отражателя ($\text{SiO}_2\text{-W-SiO}_2\text{-W-SiO}_2$) на кремниевой подложке изображены на рис. 2.30. Толщина кремниевой подложки для данного и всех последующих расчетов составляла 7 мкм. Толщины четвертьволновых слоев подобраны с учетом условия (2.33) для отражения на частоте 500 МГц. В качестве критерия согласованности выходных данных модели выбран коэффициент нормализованного среднеквадратического отклонения, который во многих случаях применяется для сравнения моделей и может быть рассчитан с помощью следующего выражения (2.32).

Приведенные ниже результаты получены с использованием расчетной среды MatLab и программного комплекса Agilent Advanced Design System.

Исходя из представленных результатов симуляции, RLC модель имеет высокую точность согласования с референсной моделью в частотном диапазоне 440-560 МГц (рис. 2.30, а). Так, рассчитанный коэффициент NRMSE в этом случае составил 0.968. В широком диапазоне адекватность

модели может быть оценена лишь в пределах периодически повторяющихся резонансов (рис. 2.30, б), количество которых задано дополнительными параллельными контурами модели.

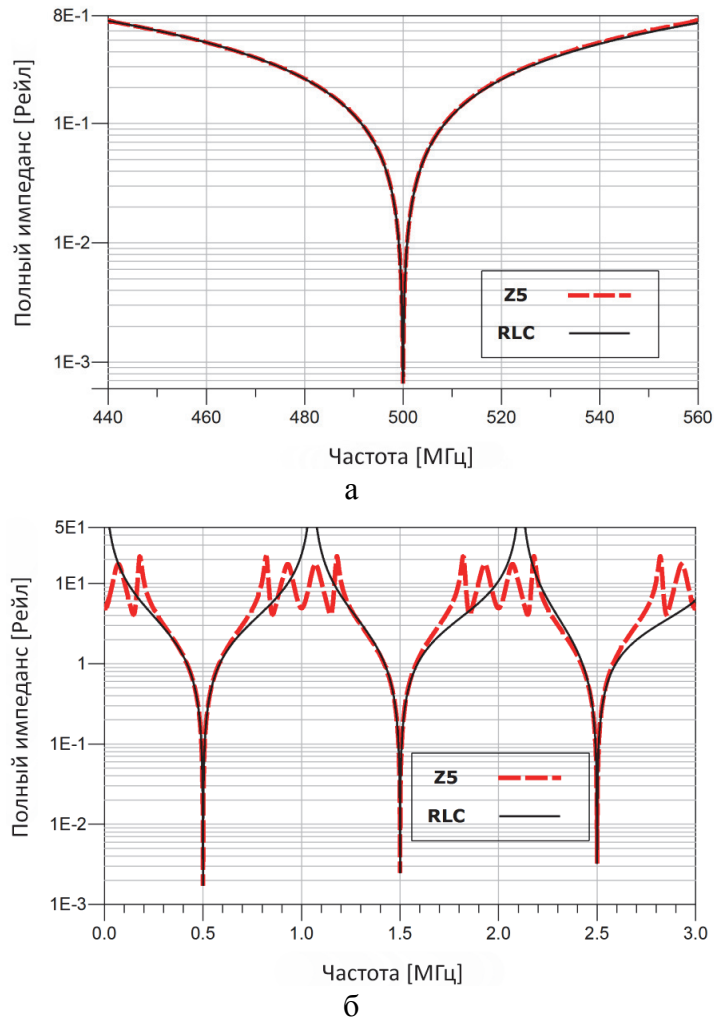


Рис. 2.30. Частотные зависимости импедансов референсной и RLC моделей в узком околорезонансном (а) и широком (б) частотных диапазонах

Данный факт подтверждается также расчетом ошибки для различной ширины частотного диапазона относительно центральной частоты $f_0=500$ МГц, представленным на рис. 2.31. Согласованность моделей ожидаемо ухудшается при расширении частотного диапазона, в частности для диапазона в 250 МГц коэффициент NRMSE уменьшается на 5% от максимального значения. Учитывая, что относительная ширина полосы для современных тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторов достигает значений в 7-8% [107, 108] или 35-40 МГц для данной f_0 , RLC модель может с достаточным

запасом точности использоваться для моделирования брэгговского отражателя.

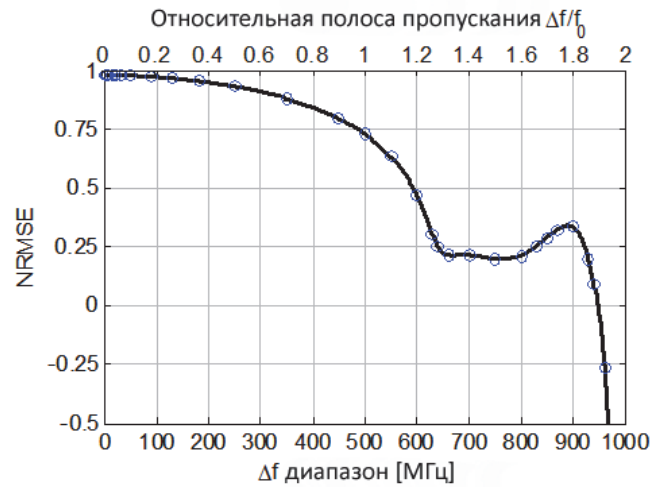


Рис. 2.31. Зависимость NRMSE от ширины расчетного частотного диапазона и относительной полосы $\Delta f/f_0$

Результаты расчета согласованности частотного отклика модели для различного количества слоев брэгговского отражателя приведены далее. В данном случае модель включает слои $\text{SiO}_2\text{-W}$ на кремниевой подложке.

Таблица 2.3 содержит данные для узкого частотного диапазона Δf_{local} : 440-560 МГц и широкого Δf_{wide} : 0.1-1000 МГц.

Таблица 2.3

Согласованность RLC модели при различном количестве слоев брэгговского отражателя.

Количество слоев	NRMSE Δf_{local}	NRMSE Δf_{wide}
1	-1.87	-10.5
3	0.982	-1.22
5	0.968	-1.12
7	0.967	-1.07
9	0.967	-1.04
11	0.967	-1.02

Исходя из представленных данных, ошибка согласованности незначительно меняется в узком частотном диапазоне при росте количества слоев, сохраняя допустимую точность модели. В широком частотном диапазоне ошибка прогнозируемо уменьшается за счет расширения полосы

брэгговского зеркала и уменьшения влияния внеполосовых колебаний коэффициента отражения.

Таблица 2.4 включает расчеты согласованности модели для различных сочетаний материалов, применяемых в брэгговском отражателе. Значение Z_L представляет собой отношение акустических импедансов материалов тонких слоев, влияющее на эффективность акустической изоляции на центральной частоте, а также на ширину полосы отражения. Общим подходом является применение материалов с высоким отношением Z_L , обеспечивающим наибольшую широкополосность отражателя в режиме продольной волны [109]. В то же время комбинации с низким соотношением, такие как ZnO–SiO₂ иногда применяются для подавления паразитных резонансов благодаря высокой эффективности отражения поперечных волн [110].

Таблица 2.4

Согласованность RLC модели для различных комбинаций материалов пятислойного брэгговского отражателя.

Материалы	Z_L - отношение	NRMSE Δf_{local}	NRMSE Δf_{wide}
W–SiO ₂	7.9	0.97	-1.11
Mo–SiO ₂	5.0	0.93	-2.13
HfO ₂ –SiO ₂	4.1	0.9	-2.92
AlN–SiO ₂	3.0	0.8	-4.88
ZnO–SiO ₂	2.8	0.78	-5.17
Ta ₂ O ₅ –SiO ₂	2.4	0.74	-5.91

Представленные расчеты показывают высокую точность согласования с референсной моделью в диапазоне Δf_{local} для материалов с высоким отношением акустических импедансов. Для комбинаций материалов с отношением Z_L меньше 3 NRMSE падает до значений 0,74-0,78, что говорит о пригодности модели для оценки выходных характеристик лишь в относительно узком частотном диапазоне.

Проведенный анализ производительности RLC модели на примере расчета полного акустического импеданса уменьшение временной задержки на 52-56% по сравнению с референсной Мэйсоновской моделью.

Таким образом, в разделе предложена упрощенная RLC модель брэгговского отражателя на сосредоточенных параметрах, основанная на допущении о малом изменении производной от функции мнимой составляющей акустического импеданса. Анализ модели при вариации различных входных параметров показал ее применимость для получения выходных характеристик отражателя в режиме продольной моды. Так, возможен расчет зависимостей коэффициента отражения на центральной частоте и широкополосности отражателя от количества слоев. Представленный подход может использоваться также для оценки применимости различных комбинаций материалов брэгговского отражателя и подложки.

Модель обеспечивает высокую точность результатов в околорезонансном частотном диапазоне отражателя (при относительной ширине частотной полосы до 50%), а возможность добавления параллельных однотипных контуров предполагает симуляцию свойственной реальному отражателю периодичности характеристик. Данные преимущества особенно важны при моделировании частотного отклика тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторов, в частности высших резонансных гармоник. При этом RLC модель позволяет учесть сдвиг резонансных частот и энергетические потери в устройстве. Как схемотехническое решение, модель быть интегрирована в большинство современных САПР и применяться для ускоренного расчета и оценки выходных параметров фильтров высокого порядка на ТПРБР, а также для оптимизации их конструктивных параметров.

2.6 Анализ расчетной эффективности RLC модели резонатора

Верификация расчетной эффективности и полноты отражения характеристик макромодели была проведена на примере оптимизации структуры лестничного PCS CDMA $3\frac{1}{2}$ -секционного фильтра. Наилучшим образом эффективность макромодели может быть продемонстрирована при использовании многоцелевых итерационных алгоритмов, каким является

оптимизация частотных характеристик фильтра. Тонкопленочные пьезоэлектрические устройства, такие как ТПР и ТПРБР, часто применяются в высокочастотных системах коммуникации, предъявляющих жесткие требования к составляющим компонентам. Одной из таких систем является PCS CDMA, работающая на частоте 1900 МГц. Она является FDD системой, и для изоляции TX и RX сигналов применяются дуплексеры. Соответствующие данным каналам частотные диапазоны определяются как 1850–1910 МГц и 1930–1990 МГц, при этом промежуточный частотный диапазон, обеспечивающий переход из полосы заграждения в полосу пропускания, составляет всего 20 МГц. Спецификации CDMA также включают требования к неравномерности группового времени задержки (ГВЗ) и коэффициенту стоячей волны по напряжению (КСВН). Для удовлетворения всех требований одновременно часто применяются цифровые методы оптимизации структуры фильтра.

В качестве реализующей структуры выбрана архитектура лестничного фильтра (рис. 2.32), состоящего из трех последовательных и четырех шунтирующих резонаторов ТПРБР-типа. Все шунтирующие резонаторы сдвинуты по частоте вниз на величину f_{detune} (частоту отстройки) с начальным значением, соответствующим 80% от ширины полосы пропускания.

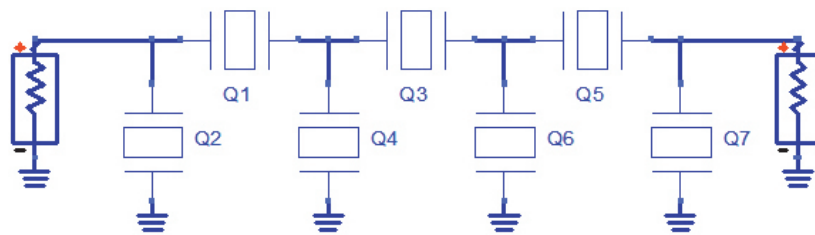


Рис. 2.32. Топология $3\frac{1}{2}$ -секционного лестничного фильтра

Широко известным является факт зависимости уровня затухания в полосе задерживания от распределения напряжений на емкостях в каждой секции. Максимальный уровень аттенюации в отдельной секции определяется емкостным соотношением последовательного и шунтирующего резонаторов [111]. Соответственно, применение шунтирующих резонаторов большой площади должно улучшить характеристики затухания вне полосы

пропускания. Однако, существуют ограничения, накладываемые на емкостное соотношение как сверху, так и снизу, и задающиеся требованиями к КСВН и согласованию импедансов.

Симулируемые резонаторы представлены RLC-моделью структуры с тонким пьезоэлектрическим слоем AlN, заключенным между двумя Al электродами, толщиной 0.2 мкм каждый. Акустическая изоляция в структуре обеспечивается пятислойным четвертьволновым Брэгговским отражателем. В качестве высокоимпедансного и низкоимпедансного слоев выбраны вольфрам и оксид цинка, соответственно. Для удовлетворения требованиям к выходным характеристикам фильтра определены специфические условия оптимизационного алгоритма, включающие начальные значения и задачи оптимизации. Начальными значениями являются площади последовательных и шунтирующих резонаторов (150 мкм^2 и 170 мкм^2), а также их толщины (2.66 мкм и 2.725 мкм), задающие частоты резонансов. Оптимизационные задачи были разделены на три группы. Первая описывает ограничения, накладываемые на передаточную характеристику S_{21} : ширина полосы 60 МГц (1850-1910 МГц) с вносимыми потерями не более 3.5 дБ; уровень режекции TX в частотном диапазоне RX не менее 35 дБ (рис. 2.33). Вторая задача включала требования к неравномерности группового времени задержки – не более 200 нс. Последней задачей был установлен лимит КСВН, составляющий 3 для целей тестирования.

В качестве источника референсного отклика выбрана модель Мэйсона, поскольку она представляет собой наиболее общий подход, часто применяемый для симуляции многослойных структур. Оптимизационные задачи устанавливались последовательно от одноцелевой до многоцелевой для обеспечения постепенного увеличения сложности расчетов. Расчеты также проводились для нескольких модификаций макромодели, различающихся количеством моделирующих контуров.

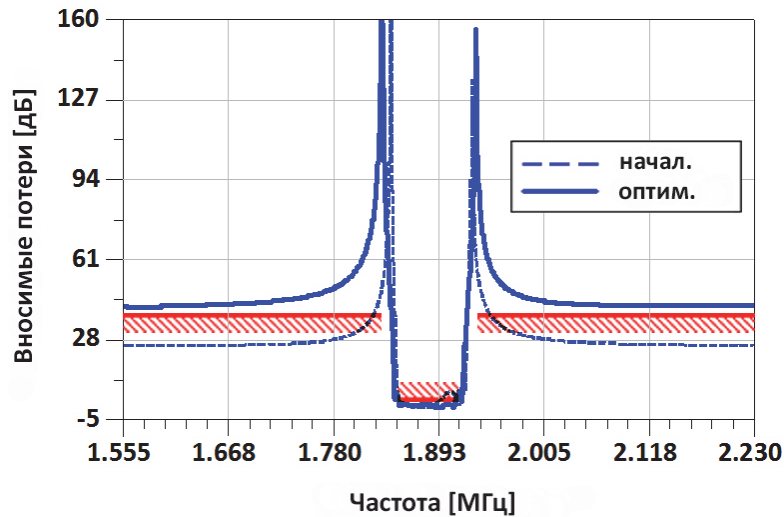


Рис. 2.33. Процесс оптимизации в Agilent ADS: представлены частотная зависимость вносимых потерь фильтра и границы, установленные в задаче оптимизации

Симуляция схем была проведена в специализированном САПР с применением минимакс-алгоритма оптимизации. В каждом случае общее время, затраченное на оптимизацию, было нормализовано по отношению к Мэйсоновской модели и отражено на рис. 2.34. Представленные результаты показали, что в случае оптимизации по вносимым потерям (IL), макромодель обеспечила улучшение эффективности расчета в 1,17–3,78 раз. Ожидаемо, лучший результат соответствует модели с пятью моделирующими контурами.

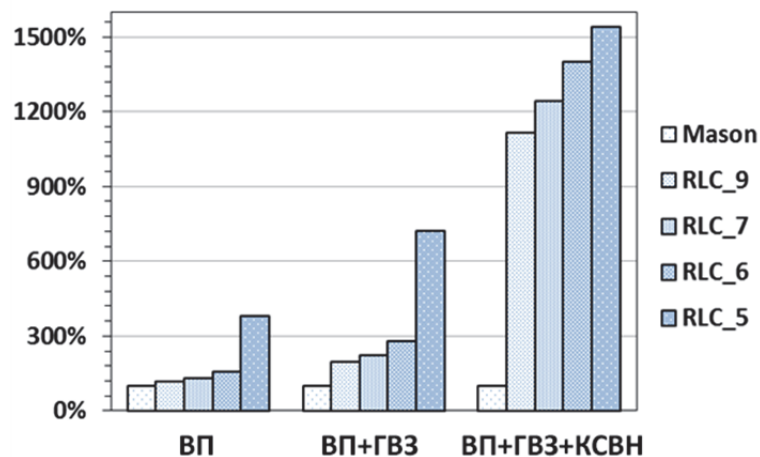


Рис. 2.34. Сравнение расчетной эффективности макромодели по критерию нормализованного общего времени оптимизации. В качестве референсной взята Мэйсоновская модель с эффективностью 100%

После установки двухцелевой задачи оптимизации (вносимые потери и неравномерность группового времени задержки) преимущество в

эффективности макромодели становится более наглядным. Так, применение модели с 5 моделирующими контурами позволило сократить время оптимизации в 7.2 раза.

Наиболее сложным является случай многоцелевой оптимизации, который включал две предыдущих задачи и ограничения КСВН. Оптимизация фильтра с применением референсной модели Мэйсона занял около 13 минут, а с применением простой 5-контурной макромодели – около 50 секунд, что является более чем 15-кратным улучшением производительности расчета. Подобное превосходство разработанной макромодели объясняется упрощенностью структуры, что приводит к улучшенной сходимости в итерационном алгоритме оптимизации. Стоит отметить, что количество итераций в случае одноцелевой задачи оптимизации сравнимо для референсной Мэйсоновской и макромодели. В то же время, при многоцелевой оптимизации расчет референсной модели требует в 2 раза больше итераций алгоритма [112].

Поскольку применяемые в симуляции модификации макромодели могут значительно отличаться по критерию точности отражения характеристик резонатора, целесообразным будет сравнение полученных значений, как результатов процесса оптимизации (таблица 2.5). Как следует из представленных данных, результирующие параметры достаточно близки для различных модификаций макромодели, а расходимости лежат в пределах технологических допусков при реальном производстве устройств.

Таблица 2.5

Оптимизированные параметры ТПРБР в составе фильтра

Параметры оптимизации	Сравниваемые модели				
	Мэйсона	RLC_5	RLC_6	RLC_7	RLC_9
$S_1, \mu\text{m}^2$	150	150	150	150	150
$d_1, \mu\text{m}$	2.65164	2.65805	2.65935	2.65915	2.65914
$S_2, \mu\text{m}^2$	249.025	231.793	237.762	238.287	238.987
$d_2, \mu\text{m}$	2.73387	2.73568	2.73539	2.73485	2.73409

Представленная макромодель четвертьволнового ТПРБР показывает высокую эффективность при расчетах и может с успехом применяться для

моделирования тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторов и сложных устройств на их основе, таких как полосовые фильтры. Модель учитывает влияние наиболее существенных электроакустических эффектов, связанных с масс-нагрузкой электродов и четвертьволнового акустического отражателя. Благодаря однородной упрощенной структуре модель может быть легко перестроена для получения высокой точности отражения характеристик или для высокой производительности при расчете. Верификация макромодели была проведена на примере PCS CDMA фильтра и показала значительное преимущество по времени расчета и улучшенную сходимость алгоритма оптимизации, особенно в мультипараметрическом случае.

Выводы

1. Существующие модели ТПР имеют либо большое количество узлов и частотнозависимых элементов, либо обладают высокой точностью лишь в околорезонансной области, что не позволяет применять их с высокой эффективностью при проектировании активных фильтров на ТПР.

2. На основе анализа трехмерной модели ТПР подтверждена необходимость учета высших гармоник резонатора, масс-нагрузки электродов и брэгговского отражателя, приводящих к сдвигу резонансных частот, деградации добротности и эффективного k^2 .

3. Разработана перестраиваемая макромодель тонкопленочного резонатора, позволяющая имитировать характеристики устройств различных конструкций: с акустической изоляцией типа воздух/твердое тело и с брэгговским отражателем. Модель является широкополосной и пригодна для анализа активных фильтров на ТПР.

4. Проведена верификация макромодели на примере PCS CDMA фильтра для резонаторов ТПРБР типа. Анализ расчетной эффективности показал улучшенную сходимость итерационного алгоритма и 15-кратное преимущество по времени расчета предложенной модели перед существующими аналогами, что значительно упрощает цифровую оптимизацию характеристик фильтров.

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ АКТИВНОГО ЭЛЕМЕНТА

Активные фильтры сегодня широко распространены и выполняют функции частотной обработки в устройствах связи на промежуточной частоте, в аудиоаппаратуре и DSP [43]. Успешность применения активных фильтров связана, прежде всего, с возможностью их интеграции и развитой теоретической базой для их проектирования.

В последние годы прогресс в области технологии резонаторов на ОАВ привел к возможности создания фильтрующих устройств с характеристиками, позволяющими эффективно использовать частотный диапазон до 10 ГГц [113]. Высокие добротность и коэффициент электромеханической связи таких ОАВ резонаторов позволяют создавать устройства с высокой избирательностью, стабильностью и низкими потерями в полосе пропускания. В то же время разрабатываются архитектуры операционных усилителей тока, позволяющие преодолеть существующий частотный барьер для таких активных элементов в несколько сотен МГц. Активные фильтры на основе таких элементов проще в проектировании, имеют встроенную возможность перестройки параметров и, совместно с частотоподающими ОАВ резонаторами, позволяют реализовать устройства, отвечающие современным требованиям диапазона рабочих частот, широкополосности и избирательности.

Однако современные ОУТ характеризуются высокой степенью интеграции и включают в себя значительное количество элементов. Так, фильтр 5-го порядка может содержать до 10 активных элементов, каждый из которых включает 10-15 транзисторов. Моделирование сложных систем, содержащих низкоуровневые транзисторные модели ОУТ, является неэффективным с точки зрения сложности и времени расчета.

Макромодель, как упрощенный аналог транзисторной архитектуры, позволяет получить результаты симуляции значительно быстрее. Так, в случае анализа переходных процессов время расчета схемы может уменьшиться на 3 порядка практически без потерь в точности [114]. Это открывает возможность

применения методов прямой цифровой оптимизации характеристик активных фильтров с учетом их нелинейностей, шумов и динамического диапазона.

Целью данного раздела является разработка оптимальной макромоделли, имитирующей свойства реальных усилителей с достаточной точностью и применимой для синтеза активных фильтров высокого порядка.

3.1 Существующие модели активных подсхем аналоговых ВЧ фильтров

Исходя из особенностей применения, требования к макромоделли включают одновременно простоту структуры, полноту и адекватность описываемых параметров. В большинстве случаев макромоделли активных элементов имеют секционную структуру (рис. 3.1), каждая секция которой учитывает различные неидеальности: конечные входное и выходное сопротивления, шумы, частотную зависимость усиления, нелинейности входной дифференциальной пары, систематические и случайные погрешности топологии, влияние температуры и т.д. Первая, входная секция обычно моделирует входные характеристики усилителя, включая дифференциальный и синфазный импедансы, а также входные нелинейности. Промежуточные секции задают усиление и частотный отклик макромоделли, моделируемый нулями и полюсами схемы. Выходная секция моделирует выходной импеданс и нелинейности, размах выходного напряжения и т.д.

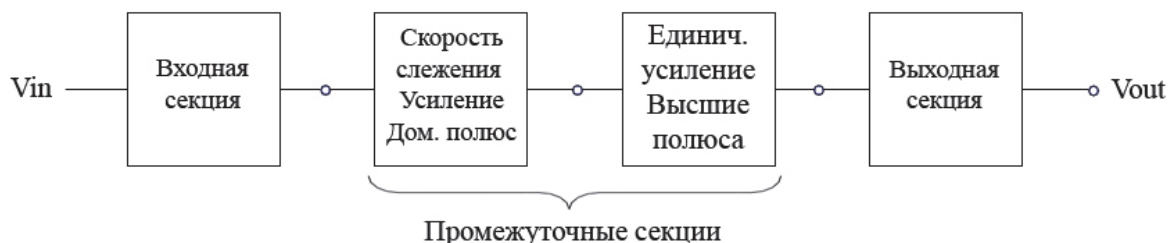


Рис. 3.1. Блок-диаграмма структуры макромоделли активного элемента

Далее рассматриваются макромоделли активных элементов, в первую очередь ОУТ, ориентированных на высокочастотные применения.

Трехсекционная модель, изображенная на рис. 3.2, содержит элементы R_i и C_i , представляющие дифференциальные входные сопротивление и емкость. R_o и C_o описывают, соответственно, выходные значения сопротивления и емкости. Синфазными входными проводимостями и емкостями пренебрегают, поскольку на практике их значения, как правило, существенно меньше, по сравнению с дифференциальными составляющими. Это справедливо для большинства архитектур фильтров, в которых один из входных терминалов заземлен через конденсатор или сопротивление [115].

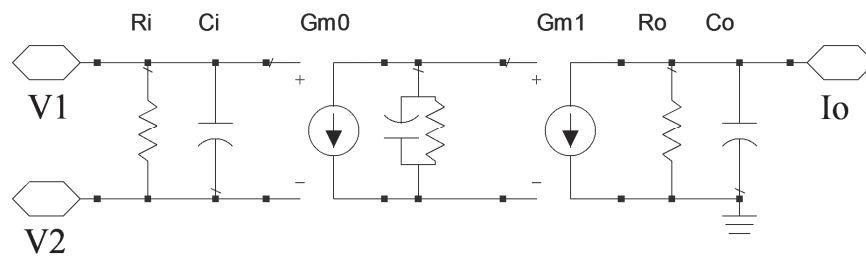


Рис. 3.2. Трехсекционная макромоделль усилителя

Частотная зависимость усиления макромоделли ОУТ описывается различными способами: однополюсной моделью [64], двухполюсной моделью [116] или полюсно-нулевой моделью [117]. Однополюсная модель частотной зависимости усиления имеет вид:

$$g_m(s) = \frac{g_{m0}}{1 + s\tau} \quad (3.1)$$

где g_{m0} – коэффициент усиления по постоянному току, s – комплексная переменная, а

$$\tau = \frac{1}{\omega_p} = R_p C_p \quad (3.2)$$

со значением ω_p , соответствующим конечной частотной полосе усиления.

Разновидностью трехсекционной макромоделли является модель с частотозависимым ИТУН, где частотная зависимость усиления схемы определяется введением передаточной функции ИТУН (рис. 3.3). Трехсекционные макромоделли часто модифицируются введением дополнительных секций, учитывающих те или иные эффекты, возникающие в реальных активных элементах.

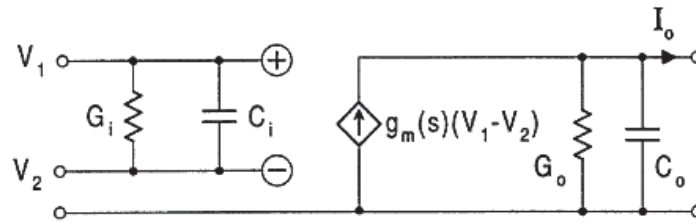


Рис. 3.3. Электрическая схема макромодели с частотозависимым ИТУН

Так, параметрическая 7-секционная макромодель усилителя (рис. 3.4), реализованного на КМОП элементной базе, включает секции, с высокой точностью моделирующие высокий входной импеданс КМОП схем, разделяющие синфазную и дифференциальную составляющие усиления с возможностью учета зависимостей от нескольких входных параметров (W/L , I_{bias} и т.д.).

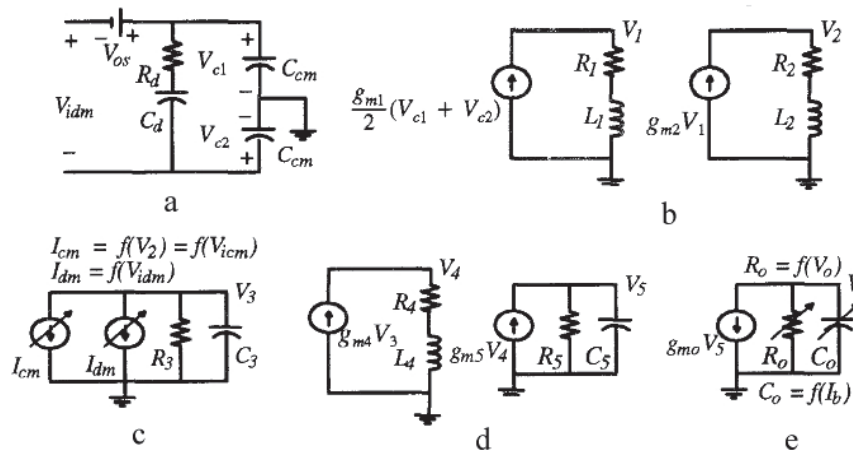


Рис. 3.4. Параметрическая 7-секционная макромодель [118]: а – входная секция; б – две синфазные секции; с – дифференциальная и синфазная усилительные секции со вторым полюсом; д – промежуточные секции с нулем и полюсом; е – выходная секция с доминантным полюсом

Входная секция учитывает допущение, характерное для КМОП-устройств: значения синфазного и дифференциального импедансов стремятся к бесконечности. Для синфазного режима входной импеданс описывается лишь входной емкостью. Секция также учитывает синфазное смещение источника V_{os} . Две промежуточные секции, обеспечивающие нули функции передачи, введены для передачи синфазного отклика. Обе RL секции имеют функции передачи с нулями R_1/L_1 и R_2/L_2 в частотной области. Еще один ноль и два полюса функции передачи являются общими как для синфазной, так и

дифференциальной составляющих отклика. I_{dm} и I_{cm} – нелинейные источники, которые могут зависеть от различных параметров имитируемой схемы. Выходная секция обеспечивает моделирование частотозависимого выходного импеданса с помощью нелинейных R_0 и C_0 , а также размах выходного напряжения.

Недостатком модели является сложность экстракции параметров и необходимость преобразования некоторых звеньев под требования конкретной САПР.

В случае необходимости получения точного отклика схемы на изменение тока смещения I_{bias} , возможно введение третьего порта макромодели (рис. 3.5). Входная секция такой макромодели моделирует дифференциальный (R_{id} , C_{id}) и синфазный (R_{ic}) входные импедансы, а также коэффициент подавления синфазного сигнала (g_{1f}). Вторая секция моделирует режим насыщения усилителя, имеющий место при амплитудах входных сигналов, превышающих 30 мВ. Усиление и главный полюс моделируются третьей секцией. При этом источник напряжения промежуточной секции управляется не только входным напряжением, но и током смещения I_{abc} . Передаточная функция нелинейного источника может быть описана полиномиальной функцией. Главный полюс определяется значениями R_2 и C_1 . Уточнение частотной характеристики усилителя обеспечивается полюсом второго порядка, который вводится специальной четвертой секцией и определяется значениями R_3 и C_2 . Последняя секция моделирует выходной импеданс усилителя и определяет размах выходного напряжения.

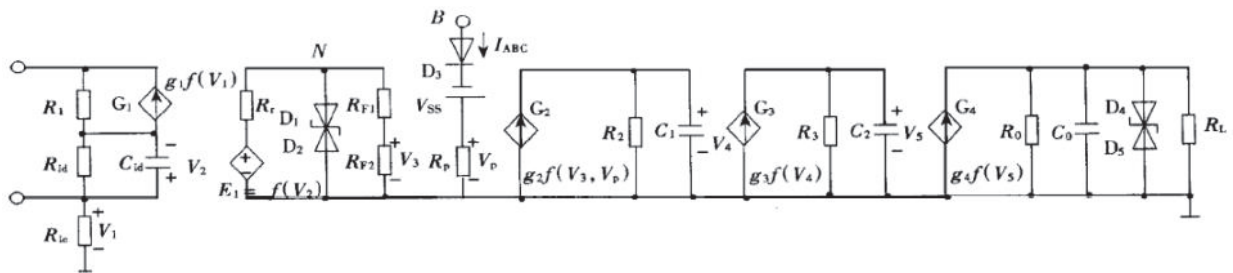


Рис. 3.5. Трехпортовая макромодель усилителя [119]

Однако если структура фильтра не предполагает перестройку параметров путем изменения I_{bias} , структура макромоделли может оказаться избыточной.

Стоит отметить, что представленные выше макромоделли были разработаны для специальных применений, таких как перестраиваемые ОУТ–С структуры [118] или дифференциальный четверть-квадратический умножитель [119]. С точки зрения проектирования активных аналоговых фильтров непрерывного времени, одними из важнейших характеристик, определяющих качество фильтра в целом, являются коэффициент гармонических искажений и отношение сигнал/шум. Наибольшее влияние на ПКГИ имеет свойственная активным элементам нелинейность коэффициента усиления, индуцирующая гармонические искажения. В свою очередь, ОСШ определяется в основном тепловым и $1/f$ шумами ОУТ. При этом важно наличие таких моделей нелинейных искажений и шумов, которые встраиваются в компьютерные системы автоматизированного проектирования фильтров. Главными требованиями к таким моделям является их универсальность (что обеспечит возможность адаптировать одни и те же расчетные методы для различных топологий) и скорость работы, позволяющая интеграцию с численными алгоритмами оптимизации.

Таким образом, особенность применения ОУТ в высокочастотных ОАВ фильтрах требует разработки специальной макромоделли, учитывающей необходимые эффекты, но не являющейся избыточной.

3.2 Макромодель усилителя с аппроксимацией степенным полиномом

Предложенная макромоделль ОУТ (рис. 3.6) базируется на трехсекционной однополюсной макромоделли, модифицированной с учетом нелинейности коэффициента усиления и шумовых характеристик. В рамках данного раздела описывается модель нелинейных искажений, основанная на аппроксимации нелинейного диапазона степенным полиномом.

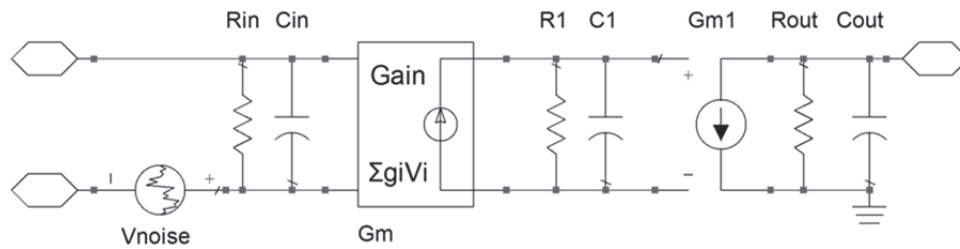


Рис. 3.6. Макромодель ОУТ с учетом нелинейностей и шумов

Коэффициент транспроводимости g_m такой схемы является нелинейным, частотозависимым и аппроксимируется однополюсной моделью, в которой доминирующий полюс представлен частотой ω_p (3.1). Входной импеданс имеет конечное значение и представлен элементами R_{in} и C_{in} , где C_{in} включает паразитные емкости входных дифференциальных транзисторов усилителя C_{gs} и C_{gd} . Выходной импеданс моделируется параллельными R_{out} и C_{out} , включенными между выходным терминалом и землей схемы.

Несмотря на то, что современные архитектуры ОУТ включают различные методы линейризации (например, представленные в [120]), вносимые искажения все еще достаточно существенны и объясняются нелинейной природой составляющих усилитель транзисторов. Зависимость относительного усиления g_m/g_{m0} от входного дифференциального напряжения для обычного ОУТ показана на рис. 3.7.

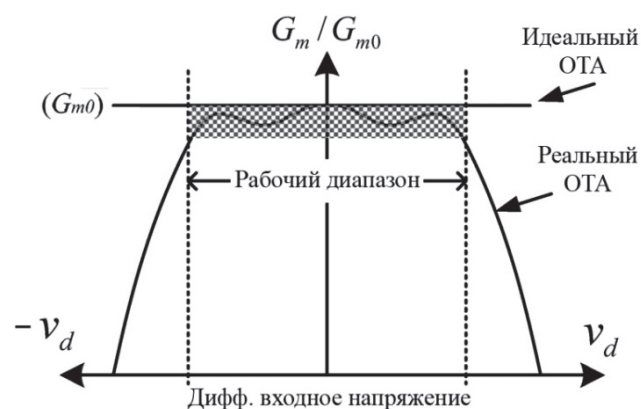


Рис. 3.7. Типичная зависимость транспроводимости ОУТ g_m/g_{m0} от входного дифференциального напряжения v_d

В случае аппроксимации нелинейной зависимости степенным полиномом, выражение для коэффициента g_m принимает вид

$$g(v) = \sum_{i=0}^N g_i v^i = g_0 + g_1 v + g_2 v^2 + g_3 v^3 + \dots + g_N v^N, \quad (3.3)$$

где g_1 определяет линейное усиление при $v_d=0$, а g_i являются весовыми коэффициентами при соответствующих степенях полинома.

Преимуществом такого подхода является возможность простой схемотехнической реализации в большинстве специализированных САПР, недостатком – наличие радиуса сходимости степенного ряда. Кроме того, абсолютная ошибка вычислений распределена неравномерно в диапазоне аппроксимации [121, 122]. Модель нелинейностей для первых 4 членов полинома изображена на рис. 3.8. Аппроксимация полиномом применяется для узкого рабочего диапазона в окрестности точки $v_d=0$. Вне рабочего диапазона полученная зависимость $g(v)$ приводит к значительным нарастающим погрешностям и невозможности анализа переходных процессов в широком диапазоне входных напряжений. Адекватное моделирование насыщения коэффициента транспроводимости ОУТ обеспечивается введением диодов D_1 и D_2 , отсекающих влияние полинома вне рабочего диапазона (рис. 10, а).

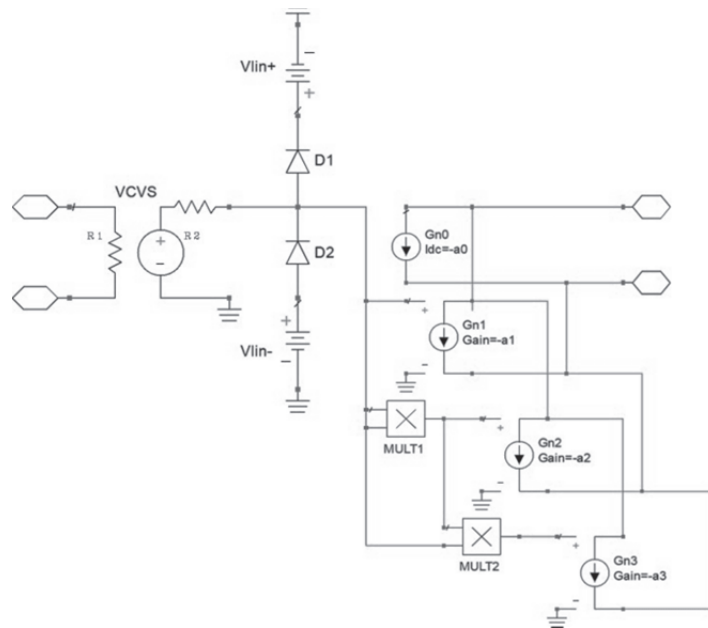


Рис. 3.8. Модель нелинейности ОУТ

Макромодель, изображенная на рис. 3.6 также включает шумомоделирующие компоненты. Интегральный шум, вносимый схемой

ОУТ, имитируется источником V_{noise} , задающим спектральную плотность шума.

Верификация макромодели проводится путем сравнительного анализа ее характеристик с характеристиками низкоуровневой архитектуры балансного ОУТ, выполненного на 0.18 мкм КМОП технологии (рис. 3.9).

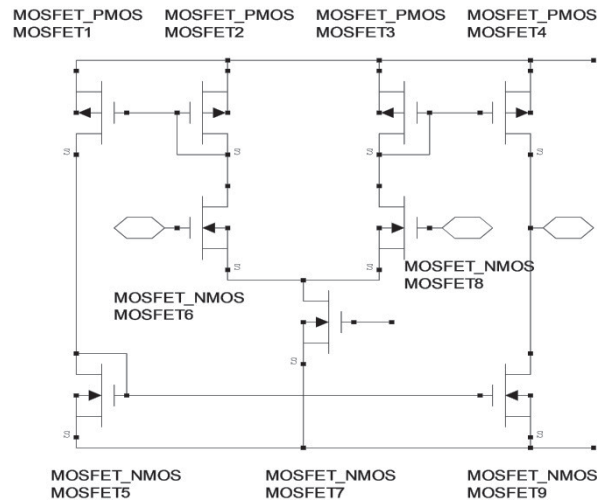


Рис. 3.9. Транзисторная архитектура балансного ОУТ [123]

Расчет схем проводился в условиях, обеспечивающих наглядность результатов: симметричное напряжение питания усилителя составляло ± 5 В, управляющее напряжение -3.8 В, постоянный ток смещения $I_{bias} = 833$ мкА. Ниже приведены результаты экстракции параметров макромодели из транзисторной архитектуры.

Таблица 3.1

Извлеченные параметры ОУТ

Параметр	Значение
G_{m0} коэффициент транспроводимости (DC)	2.102 мСм
ω_p основной полюс ($2\pi f_1$)	2π (4.45 ГГц)
R_i входное диф. сопротивление	1.9 ГОм
C_i входная диф. емкость	4.37 фФ
R_0 выходное диф. сопротивление	26.09 кОм
C_0 выходная диф. емкость	6.91 фФ
V_n спектр. плотность шумов	$1.7 \cdot 10^{-8}$ В/Гц

Расчет входного импеданса для тестируемой схемы, состоящей из гиратора на двух ОУТ и BVD модели ТПР, подключенной в качестве нагрузки, приведен на рис. 3.10, а. Частотная зависимость входного импеданса транзисторной архитектуры отображена сплошной линией, макромоделю – штрихпунктирной. В широком диапазоне частот отклик макромоделю с высокой точностью имитирует отклик транзисторной структуры, не демонстрируя значительных искажений в низко- и высокочастотных областях.

При рассмотрении узкого диапазона (рис. 3.10, б), в окрестности инвертированного последовательного резонанса проявляется частотный сдвиг пика на 0.7 МГц. При возможной полосе пропускания в 90 МГц фильтра на основе таких ТПР, погрешность по частоте составит не более 1,5%.

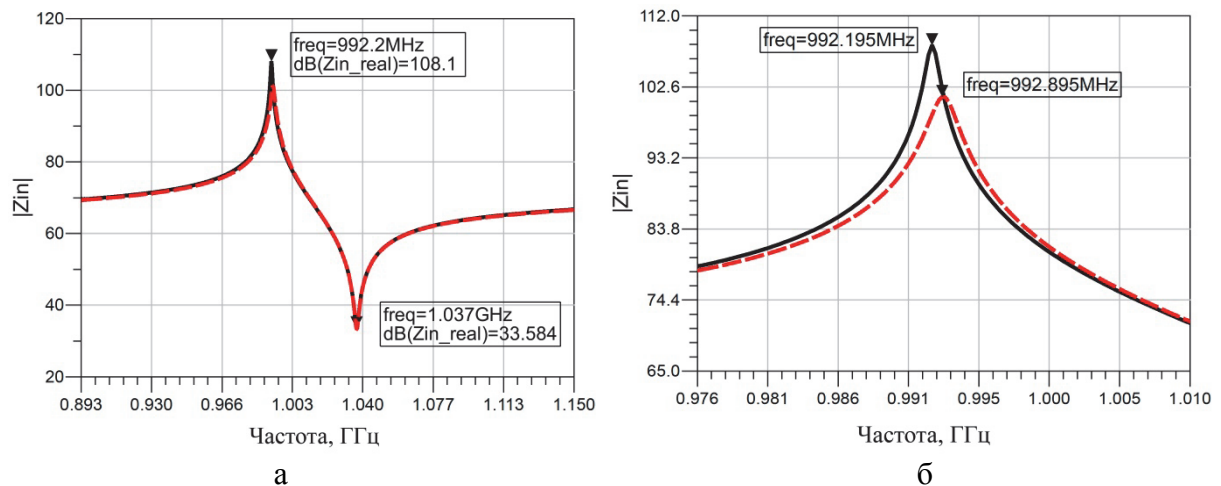


Рис. 3.10. Рассчитанные входные импедансы Z_{in} для транзисторной архитектуры ОУТ и макромоделю: а – в широком частотном диапазоне; б – в окрестности резонанса

Экстракция весовых коэффициентов полиномиального ряда проводилась в программном обеспечении Origin на основе анализа зависимости выходного тока от входного дифференциального напряжения транзисторной архитектуры. Извлечены следующие коэффициенты для полинома 9 степени: $g_0=-5.50541 \cdot 10^{-5}$, $g_1=-0.00211$, $g_2=3.09364 \cdot 10^{-5}$, $g_3=-1.43675 \cdot 10^{-4}$, $g_4=2.02698 \cdot 10^{-7}$, $g_5=-2.70194 \cdot 10^{-7}$, $g_6=5.00435 \cdot 10^{-5}$, $g_7=9.66952 \cdot 10^{-5}$, $g_8=-7.87091 \cdot 10^{-6}$, $g_9=9.43843 \cdot 10^{-5}$.

На рис. 3.11, а представлены передаточные характеристики для транзисторной архитектуры и нелинейной макромоделли. Применение диодов, моделирующих насыщение коэффициента транспроводимости, позволило исключить влияние полинома вне рабочего диапазона. Зависимость усиления структур, как отношения g_m/g_{m0} , от входного напряжения, показана на рис. 3.11, б. В рабочем диапазоне $-1..1$ В коэффициент остаточной суммы квадратов (RSS) составил $4,05 \cdot 10^{-12}$, что говорит о высокой точности аппроксимации полиномиальной функцией.

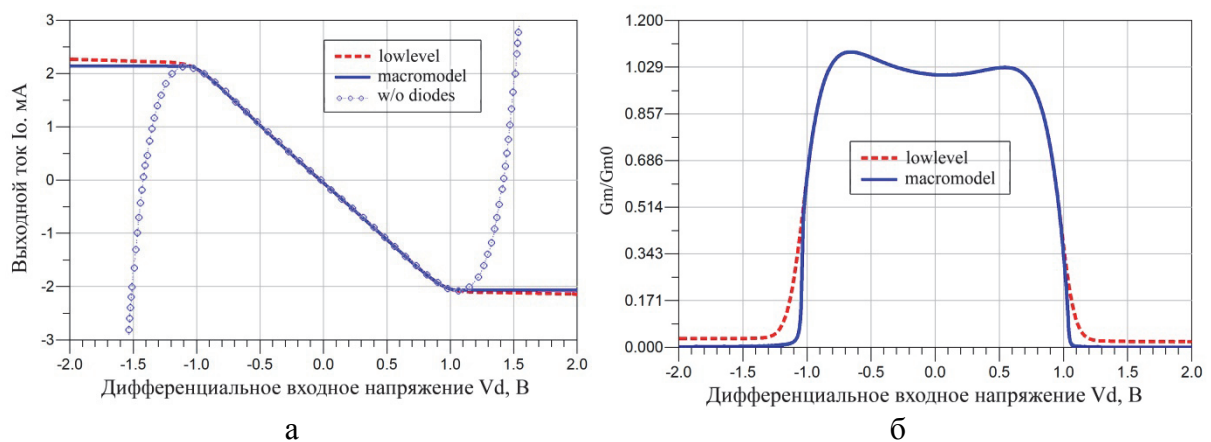


Рис. 3.11. Результаты сравнения: а – передаточная характеристика $I_o(v_d)$ тестируемых структур; б – зависимость усиления ОУТ, как отношения g_m/g_{m0} от дифференциального входного напряжения v_d

Анализ переходных процессов нелинейной макромоделли представлен на рис. 3.12, а. Очевидным результатом являются значительные искажения формы выходного напряжения при значениях входного дифференциального напряжения, превышающих 0,9 В. Аналогичный вывод прослеживается при рассмотрении характеристик выходной мощности и усиления (рис. 3.12, б). Коэффициент гармонических искажений в рабочем диапазоне достигает значений 0.3-0.6, что является следствием намеренно завышенных напряжений питания усилителя, обеспечивающих наглядность результатов. Вне рабочего диапазона ПКГИ ожидаемо резко возрастает.

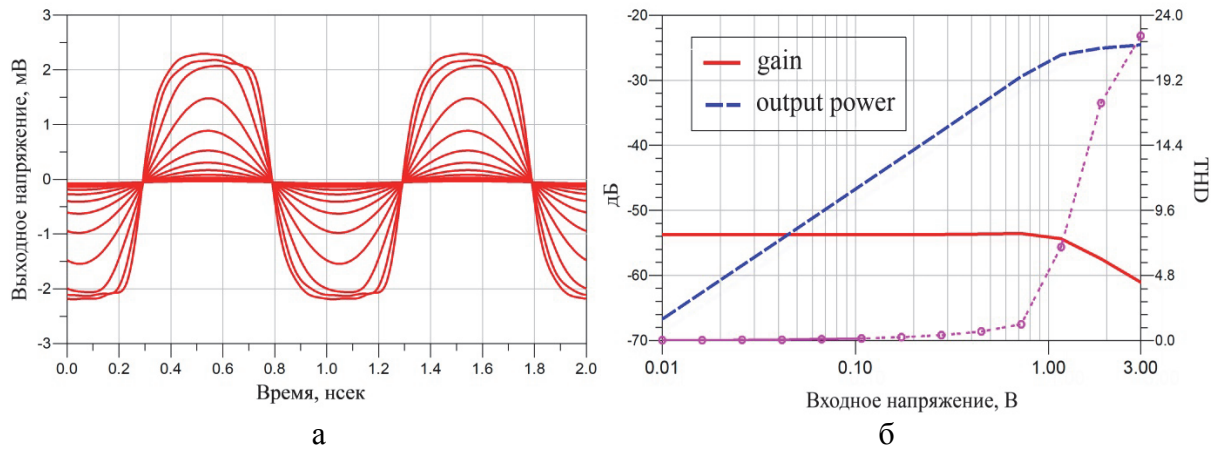


Рис. 3.12. Выходные характеристики: а – анализ переходных процессов; б – характеристики выходной мощности, усиления и ПКГИ макромодели от напряжения v_d

Предложенная макромодель оптимальна для применения в активных фильтрах и учитывает необходимые неидеальности усилителя: конечные значения входного и выходного импедансов, частотную зависимость коэффициента усиления и его нелинейную зависимость от входного дифференциального напряжения, а также шумовые характеристики.

Макромодель достаточно универсальна для применения в большинстве современных систем автоматизированного проектирования фильтров, позволяет эффективно и с достаточной точностью оценивать частотный отклик фильтра, гармонические искажения и динамический диапазон. Высокая скорость расчета макромодели, обеспечиваемая простой структурой, позволяет применять прямые методы численной оптимизации характеристик фильтра.

Так, на примере расчета частотной зависимости входного импеданса схемы гиратора с подключенным ТПР, а также анализа передаточных характеристик, показано, что предложенная макромодель с высокой точностью имитирует отклик транзисторной модели, без значительных искажений ее характеристик, что позволяет применять макромодель при проектировании активных ТПР фильтров.

3.3 Модифицированная макромоделль усилителя с аппроксимацией по минимакс-критерию

Модель нелинейностей, основанная на применении степенных полиномов Тэйлора и рассмотренная в разделе 3.2, является достаточно простой и легко интегрируемой, однако имеет ряд недостатков, связанных с проблемами сходимости полиномов высоких степеней, а также с особенностями распределения ошибки аппроксимации.

С целью исправления указанных недостатков предложена модифицированная макромоделль ОУТ, в которой применена секция нелинейного усиления на основе полиномов Чебышева (рис. 3.13).

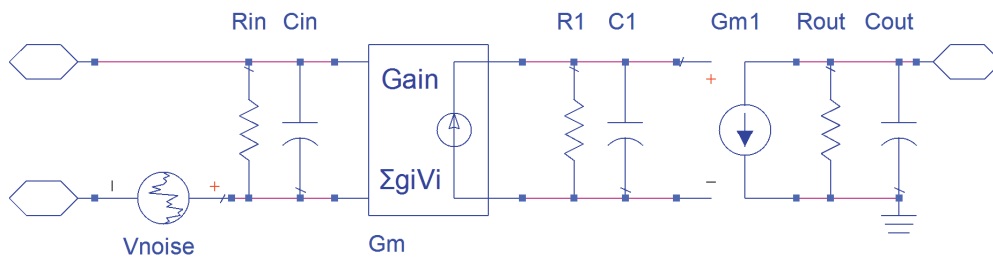


Рис. 3.13. Модифицированная нелинейная макромоделль ОУТ с применением минимакс аппроксимации

Частотная зависимость коэффициента транспроводимости g_m такой схемы в общем виде аппроксимируется однополюсной моделью, в которой доминирующий полюс представлен частотой ω_p :

$$g_m(s) = \frac{g_{m0}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} = \frac{g_{m0}}{1 + sR_p C_p} \quad (3.4)$$

где g_{m0} – коэффициент усиления по постоянному току, s – комплексная переменная, а значение ω_p соответствует конечной частотной полосе усиления ОУТ.

Как и в модели на степенных полиномах, входной импеданс имеет конечное значение и представлен элементами R_{in} и C_{in} , где C_{in} включает паразитные емкости входных дифференциальных транзисторов усилителя C_{gs} и C_{gd} . Синфазными входными проводимостями и емкостями обычно пренебрегают, поскольку на практике их значения, как правило, существенно

меньше, по сравнению с дифференциальными составляющими. Выходной импеданс моделируется R_{out} и C_{out} , включенными параллельно между выходным терминалом и общим проводом схемы.

Приближенное вычисление функциональной зависимости коэффициента усиления, представленной на рис. 3.7, является важной практической задачей. Согласно теореме Стоуна-Вейерштрасса, любая непрерывная функция $f(x)$ в конечном интервале $[a, b]$ может быть аппроксимирована последовательностью многочленов с учетом погрешности $\varepsilon > 0$. Однако существование теоремы не означает, что все методы полиномиальной аппроксимации эффективно работают, теорема также не определяет, какой набор полиномов является лучшим для аппроксимации конкретной функции.

Таким образом, разработка модели нелинейности устройств связана с двумя ключевыми проблемами аппроксимации. Первая проблема возникает, когда нелинейная зависимость задана явно, но необходимо нахождение более простой функции, которая может быть использована для вычисления приближенных значений. Вторая проблема связана с нахождением такого класса аппроксимирующих функций, который наилучшим образом подходит для представления заданного массива данных.

Поскольку операции суммирования, вычитания и умножения являются наиболее простыми и быстродействующими операциями, доступными для ЭВМ, разумно предположить существование полинома степени n , имеющего вид

$$f_n(x) = c_0 + c_1x + c_2x^2 + \dots + c_nx^n \quad (3.5)$$

в качестве аппроксимирующей функции с весовыми коэффициентами $\{c_k\}$. В развернутом виде такая функция является полиномиальным рядом Тэйлора или рядом Маклорена (при $a=0$):

$$f_n(x) = f(a) + f'(a)(x - a) + \frac{f''(a)}{2!}(x - a)^2 + \dots + \frac{f^{(n)}(a)}{n!}(x - a)^n \quad (3.6)$$

Ряды Тэйлора являются одними из наиболее распространенных полиномиальных функций, часто применяемых при моделировании нелинейностей различных устройств [124, 125].

На рис. 3.14 представлен результат аппроксимации полиномиальным рядом Тэйлора нелинейности усиления дифференциального балансного ОУТ. Штриховой линией показана зависимость для низкоуровневой транзисторной модели, сплошной – для нелинейной макромодели с полиномом 9-й степени. Вычисление коэффициентов полинома в рабочем диапазоне напряжений – 1..1 В проводилось методом наименьших квадратов на основе анализа зависимости выходного тока от входного дифференциального напряжения транзисторной архитектуры.

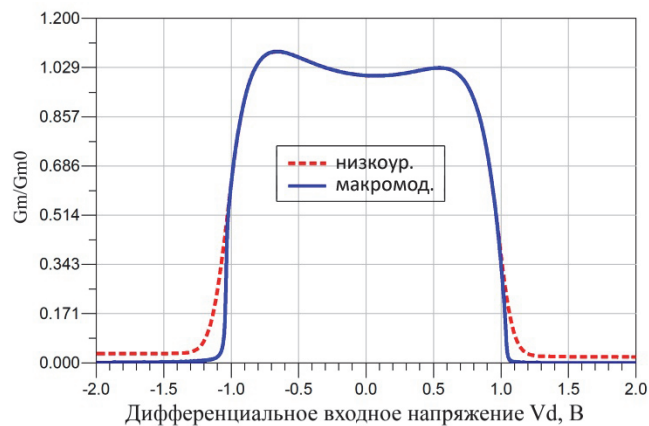


Рис. 3.14. Зависимость усиления ОУТ, как отношения g_m/g_{m0} , от входного дифференциального напряжения V_d .

Несмотря на практически полное совпадение аппроксимирующей функции с исходной зависимостью в рабочем диапазоне, ошибка не равна нулю и имеет порядок 10^{-7} . Более того, график распределения ошибки имеет характерный вид [126] – ошибка аппроксимации нарастает по мере удаления от середины интервала (рис. 3.15).

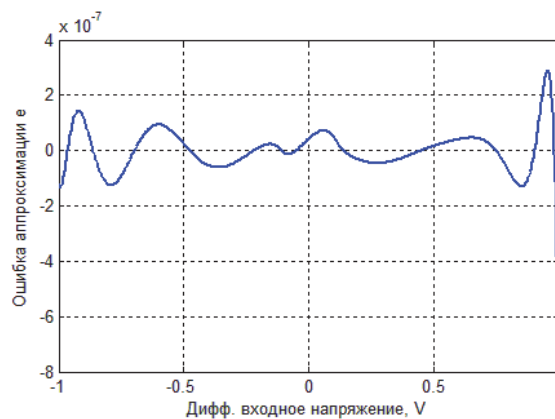


Рис. 3.15. Распределение ошибки аппроксимации в рабочем диапазоне входных напряжений ОУТ

Другой особенностью такого подхода аппроксимации является его неприменимость при большом количестве узлов. Так, в случае, если аппроксимирующая функция представлена рядом (3.5), коэффициенты $\{c_k\}$ полинома следует искать в системе алгебраических уравнений

$$\begin{cases} c_1 x_1^0 + c_2 x_1^1 + \dots + c_{n+1} x_1^n = y_1 \\ c_1 x_2^0 + c_2 x_2^1 + \dots + c_{n+1} x_2^n = y_2 \\ \dots \\ c_1 x_{n+1}^0 + c_2 x_{n+1}^1 + \dots + c_{n+1} x_{n+1}^n = y_{n+1} \end{cases} \quad (3.7)$$

используя доступный численный метод. Однако число обусловленности матрицы такой системы быстро растет с увеличением количества узлов аппроксимации, что может привести к значительным ошибкам. На рис. 3.16 показана зависимость максимальной ошибки аппроксимации:

$$E_{max} = \max(\text{abs}[f_{fit}(x) - f(x)]) \quad (3.8)$$

от степени аппроксимационного полинома.

Сначала, при увеличении степени полинома, ошибка ожидаемо уменьшается и достигает своего минимального значения, объясняющегося ошибками округления при вычислении. Далее ошибка начинает быстро возрастать, что свидетельствует об отсутствии сходимости и практической неприменимости аппроксимационных полиномов высоких степеней.

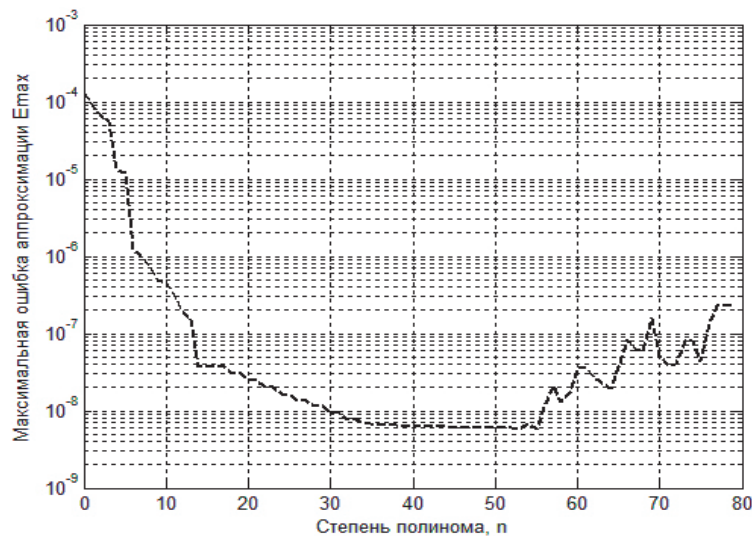


Рис. 3.16. Зависимость максимальной ошибки аппроксимации от степени аппроксимационного полинома Тэйлора

Таким образом, несмотря на очевидные преимущества подходов с применением натуральных полиномов Тэйлора – быстрый расчет коэффициентов, возможность упрощенной схемотехнической реализации в большинстве специализированных САПР и невысокую среднеквадратическую ошибку, подход имеет и существенные недостатки. Так, ошибка аппроксимации распределена неравномерно: точность аппроксимации высока вблизи середины интервала, но значительно уменьшается ближе к границам. Другим недостатком является отсутствие сходимости полинома высоких степеней, что объясняется плохой обусловленностью матрицы.

Общая проблема полиномов натуральной формы (3.6) в том, что все одночлены являются однотипными, похожими в диапазоне $[0, 1]$, иначе говоря, являются высоко коррелирующими. Это означает, что небольшие изменения аппроксимирующей функции $f(x)$ являются следствием значительных изменений коэффициентов c_0, \dots, c_n . Соответственно, коэффициенты не могут быть определены с высокой точностью в процессе расчета из-за ошибок округления.

Особенность ортогональных полиномов состоит в выборе таких элементов $f_i(x)$, которые бы максимально отличались в рассматриваемом диапазоне и не коррелировали. Так, полиномы Лежандра и Чебышева не коррелируют в интервале $[-1, 1]$, полиномы Лагерра – в интервале $[0, \infty]$, Эрмита $[-\infty, \infty]$ и т.д. Важным свойством таких полиномов является то, что $f_n(x)$ меняют знак n раз в рассматриваемом интервале. Полиномы Чебышева, в свою очередь, имеют свойство переменных границ. Локальные максимумы и минимумы чебышевских полиномов в интервале $[-1, 1]$ принимают значения 1 и -1 соответственно, вне зависимости от степени полинома. Это свойство делает их пригодными для аппроксимации по минимакс-критерию. Фактически, наилучшая аппроксимация минимакс-полиномом n степени может быть получена нахождением такой функции, которая удовлетворяет условию $p_n(x)=f(x)$ в нулях $(n+1)$ -полинома.

Полиномы Чебышева определяются следующим образом:

$$T_k(x) = \cos(k \cdot \arccos(x)), \quad |x| \leq 1 \quad (3.9)$$

и имеют k различных корней в интервале $[-1, 1]$:

$$x_m = \cos \frac{2m + 1}{2k} \pi, \quad m = 0, 1, \dots, k - 1, \quad (3.10)$$

которые и следует выбирать в качестве узлов для аппроксимации.

На качество приближения сильное влияние оказывает не только количество, но и распределение узлов по диапазону аппроксимации, а также гладкость функции $f(x)$. Чебышевские узлы распределены симметрично относительно нуля и неравномерно – с увеличением плотности ближе к краям отрезка. Максимального значения, равного 1, модуль полинома достигает в точках $\cos \frac{m}{k} \pi$.

Показано [121], что для любого полинома $p_k(x)$ степени k с коэффициентом при старшей степени, равным единице, будет справедливо следующее соотношение:

$$\max_{x \in [-1, 1]} |p_k(x)| \geq \frac{1}{2^{k-1}} \quad (3.11)$$

что характеризует полиномы Чебышева, как наименее удаляющиеся от нуля. При этом выбор чебышевских узлов в качестве узлов аппроксимации является наилучшим в отношении минимизации максимальной ошибки аппроксимации.

Подстановкой $x = \cos(\theta)$ в рекуррентное соотношение для полиномов Чебышева могут быть получены многочлены первого рода:

$$\begin{aligned} T_0(x) &= 1 \\ T_1(x) &= x \\ T_2(x) &= 2x^2 - 1 \\ &\dots \\ T_{n+1}(x) &= 2xT_n(x) - T_{n-1}(x) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Чебышевские узлы обычно рассчитываются для диапазона $[-1, 1]$, однако это не является ограничением и метод применяется для любого диапазона $[a, b]$ с учетом линейного преобразования:

$$x = \frac{t - 1/2(b + a)}{1/2(b - a)} \quad (3.13)$$

Экстракция весовых коэффициентов полиномиального ряда может быть выполнена с использованием итерационного алгоритма равномерного аппроксимирования Ремеза [127] или более жесткого метода Каратеодори-Фейера, дающего сравнимые результаты для более сглаженных функций [128].

Для иллюстрации характеристик нелинейной модели проведена аппроксимация нелинейности усиления балансного ОУТ, рассматриваемого ранее. Применением алгоритма Ремеза извлечены следующие коэффициенты полинома 9 степени: $g_0 = -2.6043 \cdot 10^{-5}$, $g_1 = -2.1203 \cdot 10^{-3}$, $g_2 = 3.5517 \cdot 10^{-5}$, $g_3 = 2.6643 \cdot 10^{-5}$, $g_4 = 7.6453 \cdot 10^{-6}$, $g_5 = 2.3775 \cdot 10^{-5}$, $g_6 = 1.0307 \cdot 10^{-6}$, $g_7 = 4.8026 \cdot 10^{-6}$, $g_8 = -1.6821 \cdot 10^{-7}$, $g_9 = 1.7360 \cdot 10^{-5}$.

Хотя, в случае аппроксимации степенными рядами, среднеквадратическая ошибка может быть меньше, максимальное ее значение всегда ниже для чебышевского метода, при этом распределение ошибки имеет относительно равномерный характер, удовлетворяя минимакс-критерию (рис. 3.17).

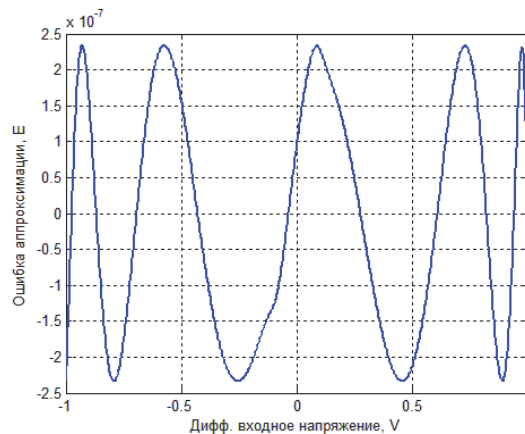


Рис. 3.17. Распределение ошибки аппроксимации в рабочем диапазоне ОУТ с применением чебышевских узлов

Другим преимуществом является улучшенная обусловленность матрицы для полиномов высоких степеней. На рис. 3.18 отражены зависимости максимальной ошибки аппроксимации (3.8) нелинейности ОУТ от степени полинома при расчете до 80-й степени. Очевидным результатом является применимость чебышевских полиномов высоких степеней, при этом

максимальная ошибка ниже, чем в случае аппроксимации натуральными полиномами [129].

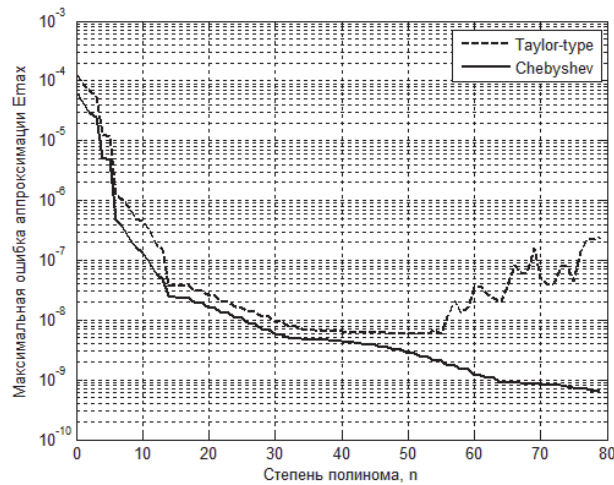


Рис. 3.18. Зависимость максимальной ошибки аппроксимации от степени аппроксимационных полиномов Тэйлора и Чебышева

Нелинейная модель с применением полиномов Чебышева интегрируется в современные САПР, поддерживающие символьное описание нелинейных компонентов. Так, на рис. 3.19 представлена модель, применяемая в САПР и входящая в состав нелинейной макромоделли ОУТ (рис. 3.13). Многочлены Чебышева разложены по схеме Горнера с целью экономии машинного времени и уменьшения верхнего предела ошибки округления.

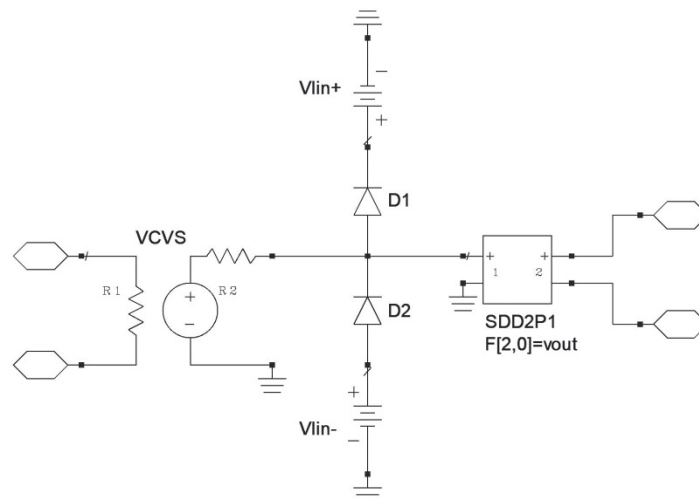


Рис. 3.19. Модель нелинейности усиления ОУТ с применением чебышевской аппроксимации

Верификация практических нелинейных характеристик макромоделли ОУТ проводилась путем сравнительного анализа ее характеристик с

характеристиками низкоуровневой архитектуры балансного ОУТ, выполненного на 0.18 мкм КМОП технологии. Схемы рассчитывались при следующих условиях, обеспечивающих наглядность результатов: симметричное напряжение питания усилителя составляло ± 5 В, управляющее напряжение -3,8 В, постоянный ток смещения $I_{\text{bias}} = 833$ мкА.

На рис. 3.20, а представлены передаточные характеристики для транзисторной архитектуры и нелинейной макромоделли. Применение диодов, моделирующих насыщение коэффициента транспроводимости, исключает негативное влияние полинома вне рабочего диапазона напряжений. Зависимость усиления структур, как отношения g_m/g_{m0} , от входного напряжения, показана на рис. 3.20, б. В рабочем диапазоне напряжений $-1..1$ В коэффициент остаточной суммы квадратов (RSS) составил $4.12 \cdot 10^{-12}$, что говорит о высокой точности аппроксимации полиномиальной функцией.

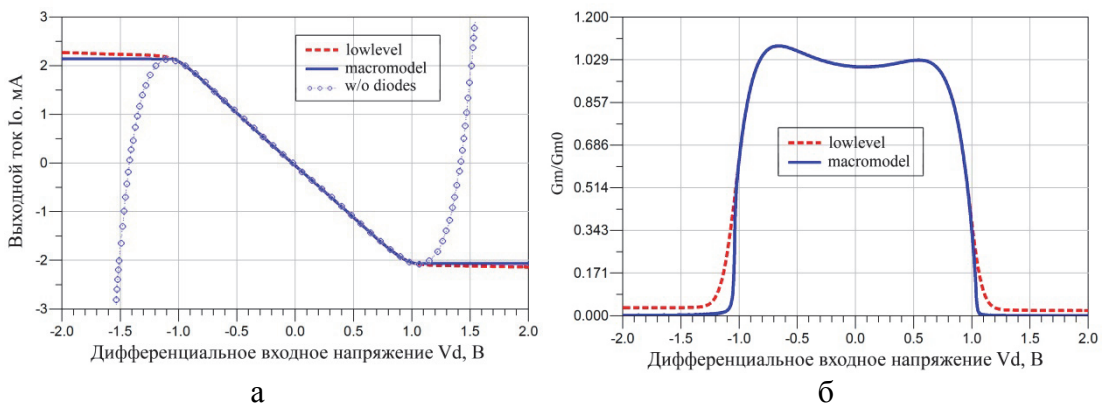


Рис. 3.20. Передаточная характеристика $I_0(v_d)$ тестируемых структур (а) и зависимость g_m/g_{m0} от дифференциального входного напряжения v_d (б)

При анализе переходных процессов нелинейной макромоделли очевидным результатом стали искажения формы выходного напряжения при значениях входного дифференциального напряжения, выходящих за рамки рабочего диапазона. Аналогичный вывод прослеживается при рассмотрении характеристик выходной мощности и усиления. Коэффициент гармонических искажений в рабочем диапазоне достигает значений 0.3-0.7, что является следствием намеренно завышенных напряжений питания усилителя,

обеспечивающих наглядность результатов. Вне рабочего диапазона ПКГИ ожидаемо резко возрастает.

В целом, моделирование нелинейных характеристик макромодели ОУТ показало высокую точность имитации характеристик транзисторной архитектуры. Макромодель учитывает неидеальности усилителя, необходимые для моделирования сложных активных фильтров: конечные значения входного и выходного импедансов, частотную зависимость коэффициента усиления и его нелинейную зависимость от входного дифференциального напряжения, а также шумовые характеристики.

Макромодель достаточно универсальна для применения в большинстве современных систем автоматизированного проектирования фильтров, позволяет эффективно и с достаточной точностью оценивать частотный отклик фильтра, его гармонические искажения и динамический диапазон. Высокая скорость расчета макромодели, обеспечиваемая простой структурой, позволяет применять прямые методы численной оптимизации характеристик фильтра.

Применение ортогональных полиномов Чебышева позволило минимизировать ошибку аппроксимации нелинейности ОУТ, уменьшить чувствительность к ошибкам округления при расчете, а также допускает использование полиномов высокой степени при проектировании сложных активных фильтров высокого порядка.

3.4 Нелинейная шумомоделирующая секция макромодели

Шумы генерируются как активными, так и пассивными элементами схемы и являются нежелательной составляющей сигнала на выходе фильтра. Одним из наиболее важных параметров активных фильтров непрерывного времени является выходной динамический диапазон. Динамический диапазон связан как с максимальным линейным размахом выходного напряжения, так и с общим выходным шумом. Современные схемы ОУТ с оптимизированной архитектурой обеспечивают линейное усиление входных сигналов с ПКГИ

менее 1% [130]. Соответственно, динамический диапазон по большей части определяется шумовыми характеристиками. Величина шума зависит от множества условий: ширины полосы пропускания фильтра, центральной частоты и уровня сигнала, проходящего через фильтр [131].

Измерение шумовых характеристик активных фильтров и анализ их соответствия спецификациям требует разработки макромодели ОУТ, которая учитывает также все необходимые шумовые эффекты реальных устройств. Разработанная ранее макромодель была улучшена добавлением шумомоделирующей секции, как показано на рис. 3.21.

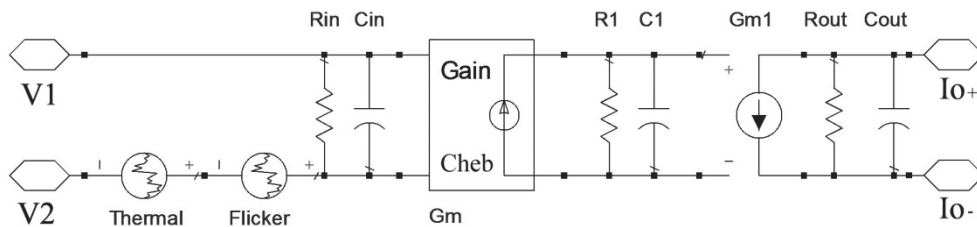


Рис. 3.21. Нелинейная макромодель с входными источниками шума (тепловой и фликер)

Данная секция состоит из входных эквивалентных источников шума. Входными эквивалентными являются такие источники, которые будучи подключенными ко входу безшумовой модели, генерируют на выходе такой же спектр шума, как и реальные схемы ОУТ (рис. 3.22).

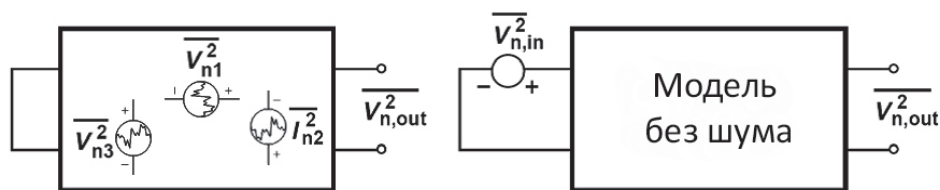


Рис. 3.22. Представление входных эквивалентных источников шума

Стохастические процессы, генерирующие шумы в электрических схемах вызваны механизмами, связанными с различными источниками. В случае топологий ОУТ, реализованных на КМОП транзисторах, наиболее существенными являются тепловой (Джонсона-Найквиста), фликкер ($1/f$) и дробовой шум.

Тепловой шум вызван броуновским движением заряженных носителей в полупроводниках, которое является случайным процессом. Такие флуктуации зарядов создают переменную разницу потенциалов на выходах проводника. Поскольку броуновское движение пропорционально температуре, такой источник шума присутствует в любом проводнике при ненулевой температуре. Симуляция тепловых источников шума на низком уровне требует применения высокоточных BSIM3 или SPICE2 моделей транзисторов. В данной работе для извлечения макропараметров применялась модель BSIM3, описанная ниже:

$$S_{dnt} = \frac{4k_B T \mu_{eff}}{W_{eff} L_{eff}} |Q_{inv}|, \quad (3.14)$$

где k_B – константа Больцмана, T – рабочая температура, μ_{eff} – эффективная подвижность носителей заряда, W_{eff} – эффективная ширина канала транзистора, L_{eff} – эффективная длина канала транзистора, Q_{inv} – заряд в канале в инверсном режиме.

Другим источником шума является интерфейс между диэлектриком затвора и кремниевой подложкой MOS транзистора. Кристаллическая решетка вблизи интерфейса характеризуется множеством оборванных связей, которые приводят к возникновению дополнительных энергетических уровней. Носители заряда, движущиеся вдоль интерфейса, становятся объектами случайного захвата и последующего освобождения из образовавшихся энергетических ловушек, что приводит в фликкер-шуму в токе стока транзистора. Сложность определения чистоты поверхности кремниевой подложки и наличия дополнительных механизмов генерации не позволяют предсказать мощность фликкер-шума с высокой точностью. Наиболее часто применяемыми методами симуляции такого источника являются модель МакВортера [132], основанная на идее случайного захвата и освобождения подвижных носителей заряда в канале, и модель Хоуге [133], учитывающая эффект флуктуации подвижности. Поскольку макро модель рассчитана на применение в высокочастотных активных фильтрах, целесообразно применить

более простую модель МакВортера, которая определяет спектральную плотность фликкер-шума следующим выражением:

$$S_{Id} = \frac{K_f I_d^{A_f}}{C_{ox} W_{eff} L_{eff} f^{E_f}} \quad (3.15)$$

где K_f , A_f , E_f – задающие коэффициенты модели, f – рабочая частота, C_{ox} – емкость подзатворного диэлектрика, I_d – ток стока транзистора.

Поскольку спектральная плотность фликкер-шума обратно пропорциональна частоте, его вклад по сравнению с тепловым шумом становится пренебрежимо малым на высоких частотах. В этом случае критическая частота фликкер-шума лежит в диапазоне от нескольких Гц до десятков МГц. Дробовой шум, вызванный дискретной природой носителей заряда не зависит от температуры и частоты, однако его спектральная плотность значительно ниже теплового и фликкер-шума. Учет дробового шума целесообразен лишь в случае низкотемпературных низкочастотных применений.

Таким образом, общий шум, генерируемый активными элементами схемы ОУТ может быть представлен двумя входными эквивалентными источниками напряжения [134]:

$$S_n(f) = \frac{S_w}{g_m} + \frac{S_f}{f} \quad (3.16)$$

со следующими параметрами – спектральная плотность теплового (S_w) и фликкер (S_f) шумов, зависящими от топологии активных элементов и смещения. При этом $S_n(f)$ симулируется входными эквивалентными источниками шума (рис. 3.21), генерирующими такую же мощность шума на выходе, как и реальные схемы ОУТ.

Макропараметры шумовой модели извлекались из низкоуровневой транзисторной архитектуры дифференциального балансного ОУТ, описанного ранее (см. раздел 3.2). Расчет схемы проводился в условиях, обеспечивающих наглядность результата: симметричное напряжение питания усилителя

составляло ± 5 В, управляющее напряжение $-3,8$ В, постоянный ток смещения $I_{\text{bias}} = 833$ мкА, рабочая температура 25 °С.

Вносимые шумы и зависимость выходной спектральной плотности от частоты представлены на рис. 3.23 и рис. 3.24 соответственно. Значимый вклад фликкер-шума наблюдается вплоть до критической частоты 3.98 кГц, типичной для КМОП устройств. Выше критической частоты спектральная плотность шума практически не меняется и определяется броуновским движением носителей заряда.

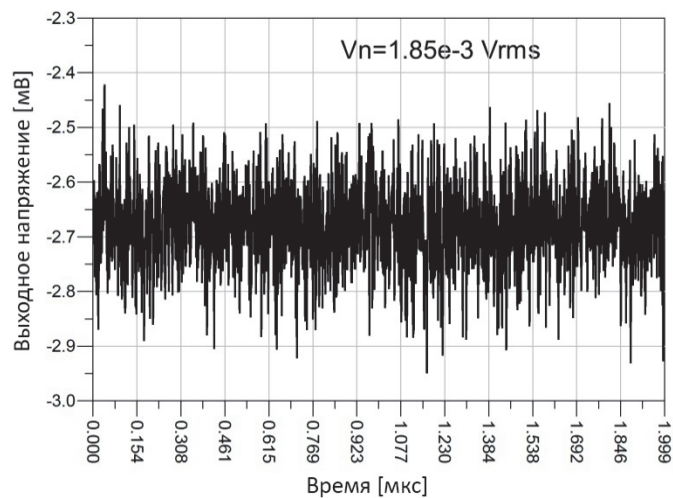


Рис. 3.23. Вносимые шумы ОУТ

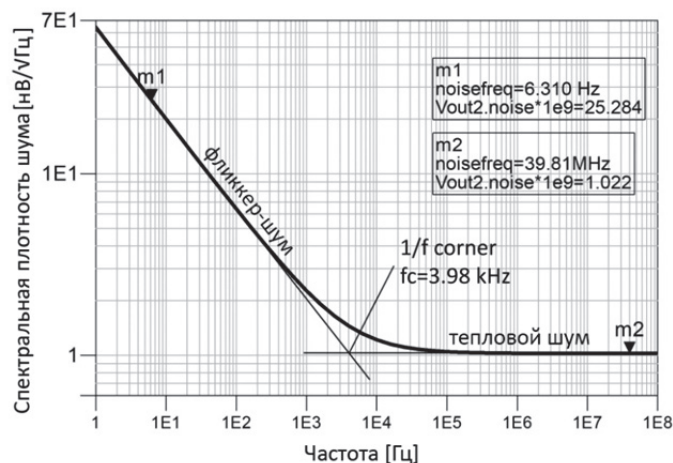


Рис. 3.24. Выходная спектральная плотность шума ОУТ

Как и коэффициент усиления ОУТ, источники теплового и фликкер-шума нелинейно зависят от управляющего напряжения V_{bias} . Однако характер изменения функциональных зависимостей не настолько резкий, что позволяет аппроксимировать их полиномами низких степеней. Расчет основан на

анализе кривых спектральной плотности шума с применением следующих выражений:

$$S_w(g_m) = \frac{f_1 S_{n1}(g_m) - f_2 S_{n2}(g_m)}{f_1 - f_2}, \quad (3.17)$$

$$S_f(g_m) = \frac{f_1 f_2 (S_{n1}(g_m) - S_{n2}(g_m))}{f_2 - f_1}, \quad (3.18)$$

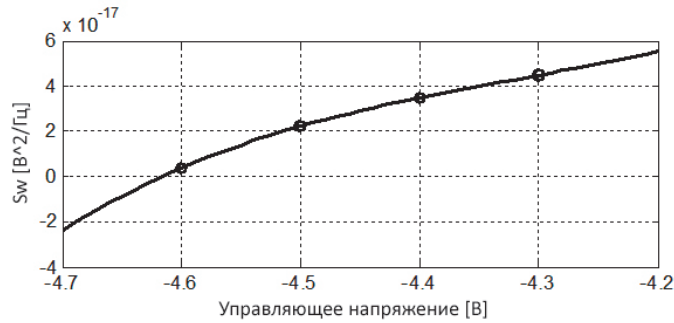
где S_{n1} и S_{n2} являются величинами спектральной плотности шума на частотах f_1 и f_2 соответственно. Таблица 3.2 содержит результаты аппроксимации.

Таблица 3.2

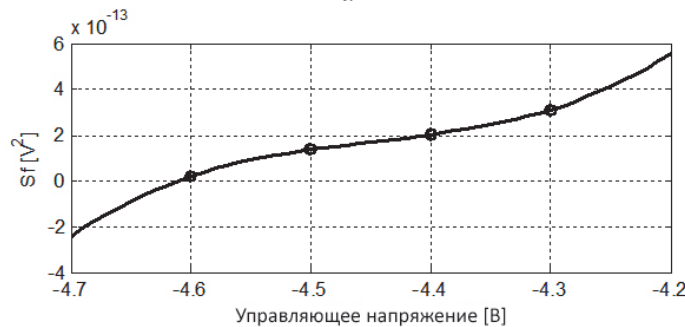
Параметры шумовой модели для различных значений V_{bias}

V_{bias} , В	g_m , мСМ	$S_w(g_m)$, ВА/Гц	$S_f(g_m)$, В ²
-4.3	2.299	$4.472 \cdot 10^{-17}$	$3.113 \cdot 10^{-13}$
-4.4	1.602	$3.481 \cdot 10^{-17}$	$2.028 \cdot 10^{-13}$
-4.5	0.664	$2.228 \cdot 10^{-17}$	$3.837 \cdot 10^{-18}$
-4.6	0.160	$1.373 \cdot 10^{-13}$	$2.058 \cdot 10^{-14}$

На рис. 3.25 (а, б) представлены параметры шумомоделирующей секции, извлеченные из транзисторной архитектуры и аппроксимированные полиномами Тэйлора третьей степени.



а



б

Рис. 3.25. Аппроксимированные зависимости спектральных плотностей S_w (а) и S_f (б) от величины коэффициента усиления g_m

Низкостепенное полиномиальное представление параметров шумовой модели обеспечивает измерение шумовых характеристик электронно-перестраиваемых активных фильтров без значительного увеличения времени расчета.

Результаты сравнения шумовых характеристик нелинейной макромоделли и низкоуровневой транзисторной архитектуры представлены на рис. 3.26 и показывают точное согласование аппроксимированных спектральных плотностей для различных величин управляющего напряжения. Рассчитанное шумовое число для $g_m=2.2$ мСм в высокочастотном диапазоне составило 22-24 дБ, что также согласовывается с низкоуровневой архитектурой.

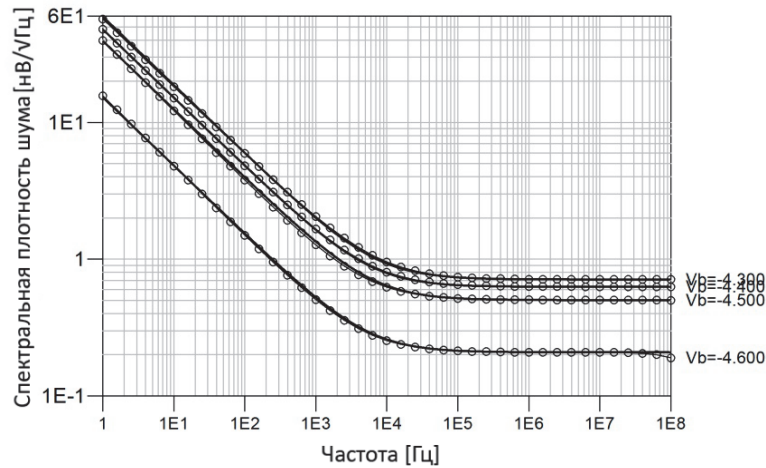


Рис. 3.26. Сравнение частотных зависимостей выходной спектральной плотности шума для транзисторной архитектуры (сплошная линия) и макромоделли (кольца) для различных напряжений смещения

3.5 Верификация макромоделли резонатора в активном фильтре

Большинство современных интегральных аналоговых схем фильтров выполняются в дифференциальной форме, которая необходима в новых архитектурах систем связи. Согласно тренду СнК, это требует интеграции ВЧ и аналоговых схем на одном устройстве. Как следствие, возникает проблема помех и наводок от подложки, связь между компонентами становится все сильнее. Для балансных схем дифференциальные фильтры с преимуществами в виде большого размаха выходного напряжения, высокого динамического

диапазона и высокой устойчивости к шумам и электромагнитным помехам, оказываются практически вне конкуренции. Такие фильтры должны не только обеспечивать заданную передаточную характеристику в дифференциальном режиме, но и уменьшать синфазную помеху, что является необходимым для повышения соотношения сигнал-шум. Возможность быстрой оценки выходных характеристик фильтра очень важна на стадии проектирования. Для верификации характеристик макромодели ОУТ, в качестве тестируемой схемы выбрана архитектура дифференциального активного фильтра на двух ТПР [135], представленная на рис. 3.27.

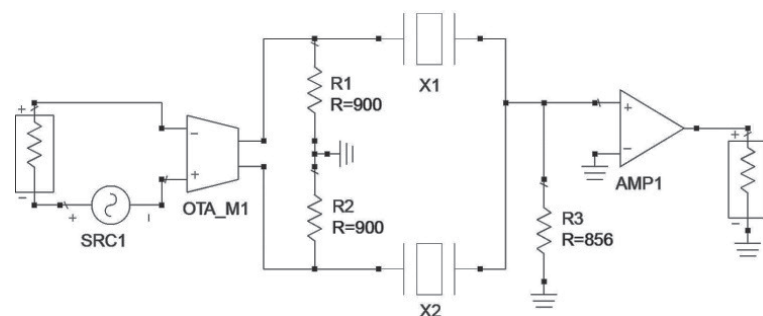


Рис. 3.27. Дифференциальный активный фильтр на ТПР с предложенной ОУТ макромоделью

Фильтр состоит из ОУТ, принимающего входной сигнал и генерирующего дифференциальный выходной сигнал на двух выходных терминалах. Схема также содержит два ТПР, описываемые моделью, представленной ранее в разделе 2.4, и настроенные на центральную частоту около 1 ГГц. Выходы двух резонаторов электрически соединены между собой и подключены ко входу второго усилителя, комбинирующего сигналы с двух резонаторов и генерирующего выходной фильтрованный сигнал. Второй усилитель в данной моделируемой схеме является бесшумным линейным операционным усилителем. Резисторы R_1 , R_2 и R_3 являются внутренними подстроечными сопротивлениями схемы фильтра, обеспечивающими необходимую передаточную функцию. Анализ передаточной функции такой схемы показал, что затухание сигнала, проходящего через фильтр должно соответствовать схеме обычного мостового фильтра [135]. Единственным

различием являются факторы, обеспечивающие регулируемое усиление в полосе пропускания.

Передаточная характеристика фильтра демонстрирует высокие селективность и уровень подавления сигнала вне полосы пропускания (рис. 3.28). Сравнительный анализ показал, что упрощенность макромодели практически не повлияла на частотные характеристики схемы, поскольку доминирующий полюс расположен в более высокочастотном диапазоне (2.54 ГГц). Конечные значения входного и выходного импедансов ОУТ привели к незначительному изменению уровня затухания в полосе пропускания, что соответствует реальности и на практике компенсируется подстройкой двух усилителей. Передаточная характеристика позволяет оценить ширину полосы пропускания, уровень затухания в полосе, режекцию вне полосы и другие параметры, необходимые при проектировании фильтра.

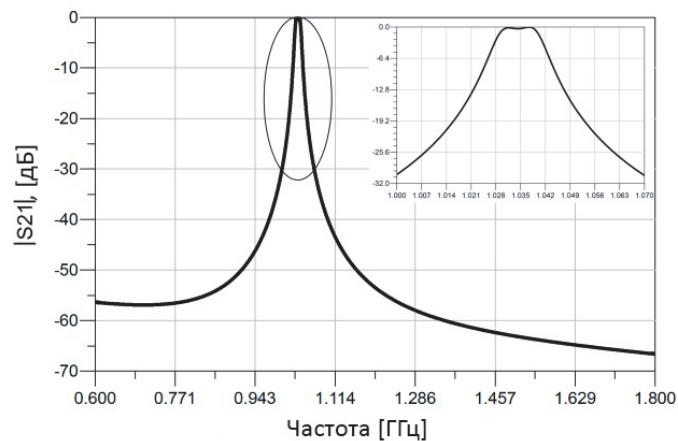


Рис. 3.28. Передаточная характеристика активного ТПР фильтра: в широком и узком диапазонах частот

Моделирование гармонического баланса обеспечивает важную информацию о нелинейности элементов в схеме фильтра. Структура нелинейной макромодели делает возможным расчет таких величин, как точка децибельной компрессии P1dB, перехват составляющих третьего порядка, полный коэффициент гармонических искажений и величины компонент интермодуляционных искажений. На рис. 3.29 представлены амплитуды первых семи гармоник выходного сигнала. Для образования входного сигнала был подключен идеальный источник напряжения синусоидальной формы с

частотой 1035 МГц. Ожидаемым результатом стало увеличение влияния высших гармоник при росте амплитуды входного сигнала.

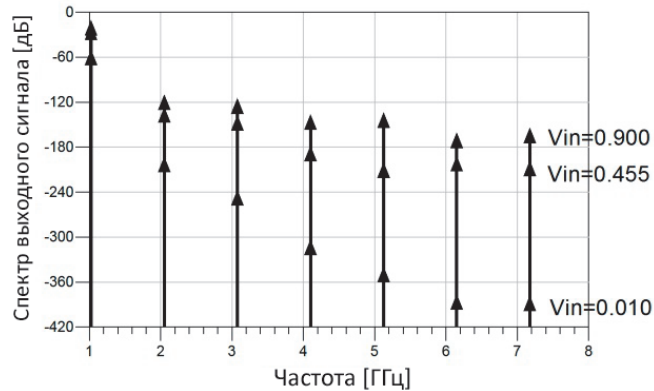


Рис. 3.29. Состав выходного спектра для различных амплитуд входного сигнала

Зависимость показателей ПКГИ и ОСШ от входного дифференциального напряжения показана на рис. 3.30. Как упоминалось ранее, повышение уровня входного сигнала приводит к заметным искажениям, вызванным нелинейностью модели ОУТ. Однако, благодаря применению дифференциальной схемы, уровни искажений и помех ограничены достаточно низкими значениями, так ПКГИ не превышает 1% в рабочем диапазоне напряжений. Следует отметить, что неизбежным недостатком макромодели ОУТ является ограниченный диапазон симуляции, связанный с особенностями аппроксимирующей функции [136]. Таким образом, в данном случае адекватные результаты могут быть получены для значений входного напряжения, лежащих в пределах $[-1, 1]$ В.

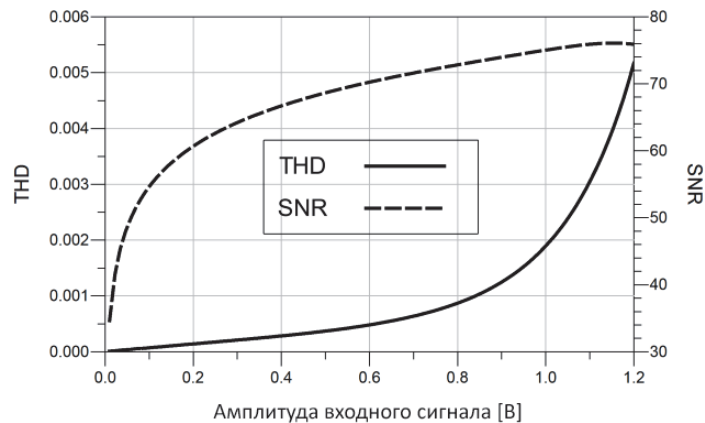


Рис. 3.30. Полный коэффициент гармонических искажений (THD) и отношение сигнал-шум (SNR) в зависимости от амплитуды входного сигнала

Параметр минимального уровня шума необходим для вычисления динамического диапазона фильтра. Макромодель позволяет учесть фликкер-шум, значимый в низкочастотном диапазоне, и тепловой шум, играющий основную роль на высших частотах, включая частотную полосу пропускания фильтра рис. 3.31. Рассчитанная полная амплитуда шума для тестируемой схемы составила -108 дБ, а динамический диапазон фильтра – 62 дБ.

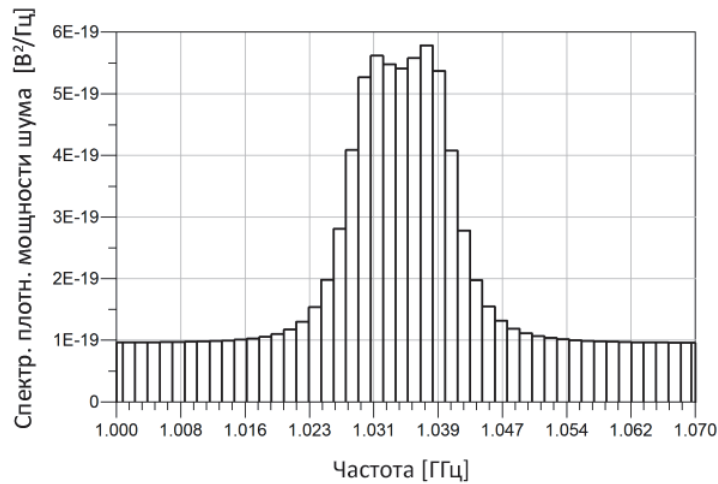


Рис. 3.31. Выходная спектральная плотность мощности шума в полосе пропускания фильтра

Предложенная нелинейная макромодель усилителя тока может применяться при проектировании активных фильтров высокого порядка на ОАВ резонаторах. Модель основана на однополюсной трехсекционной макромодели и учитывает большинство необходимых неидеальностей усилителя: конечные значения входного и выходного импедансов, частотная зависимость коэффициента усиления и его нелинейная зависимость от входного дифференциального напряжения. Нелинейные источники теплового и фликкер-шумов, включенные в макромодель, позволяют проводить анализ шумовых характеристик в широком диапазоне частот.

Выводы

1. Разработана макромодель КМОП–ОУТ, оптимальная для применения в активных фильтрах и учитывающая необходимые неидеальности усилителя: конечные значения входного и выходного импедансов, частотную

зависимость коэффициента усиления и его нелинейную зависимость от входного дифференциального напряжения. Макромодель позволяет эффективно и с достаточной точностью оценивать частотный отклик фильтра и его гармонические искажения. Высокая скорость расчета макромодели, обеспечиваемая простой структурой, позволяет применять прямые методы численной оптимизации характеристик фильтра.

2. Предложена модифицированная макромодель ОУТ, в которой применена секция нелинейного усиления на основе полиномов Чебышева. Применение ортогональных полиномов позволило минимизировать ошибку аппроксимации нелинейности ОУТ, уменьшить чувствительность к ошибкам округления при расчете, а также обеспечило возможность применения полиномов большой степени при проектировании сложных активных фильтров высокого порядка.

3. Тепловой и фликкер–шум, возникающие в транзисторах активного элемента, учтены в макромодели добавлением входных эквивалентных источников S_w и S_f . Поскольку спектральная плотность шума ОУТ меняется нелинейно при вариации управляющего напряжения V_{bias} , данная зависимость введена путем аппроксимации источников полиномами низкой степени.

4. Показано, что предложенная макромодель с высокой точностью имитирует отклик низкоуровневой транзисторной структуры, что позволяет применять ее при проектировании активных фильтров на ОАВ для оценки их частотных свойств, гармонических искажений, динамического диапазона и шумовых характеристик.

ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ СИНТЕЗА АКТИВНЫХ ВЧ МЕМС ФИЛЬТРОВ

Сегодня благодаря возросшему верхнему пределу рабочей частоты транзисторов и операционных усилителей тока, схемы на их основе могут быть применены в различных высокочастотных устройствах. Такими являются LC-осцилляторы, ВЧ полосовые фильтры и фазовращатели, ограничивающие усилители для оптических коммуникаций, малошумящие усилители для беспроводной связи, ВЧ делители мощности, сверхширокополосные малошумящие усилители и трансиверы для высокоскоростного обмена данными в проводных линиях передач. Такие компоненты интересны своими особенностями: небольшая занимаемая площадь на кристалле, высокие значения имитируемых индуктивностей с возможной подстройкой, высокие показатели перестраиваемой добротности, возможность сдвига собственной резонансной частоты, а также совместимость со стандартной кремниевой технологией.

Применение активных элементов в схемах высокочастотных фильтров на пьезоэлектрических резонаторах подразумевает два возможных подхода. Первый подход состоит в модификации существующих схем фильтров с целью улучшения их характеристик или расширения функциональных возможностей. Другим путем является разработка принципиально иных схемных решений, специфичных с точки зрения применения активных элементов или уникальных в плане передаточных характеристик. Разделы 4.1–4.5, представленные далее, являются примером первого подхода и описывают возможности имитации индуктивности и отрицательной емкости для последовательного/параллельного подключения к резонаторам в традиционных лестничных и мостовых пьезофильтрах на ТПР. Разделы 4.6–4.8 представляют новые методы синтеза фильтров, основанные на явлении преобразования импеданса пьезоэлектрического резонатора, а также на методах имитации LC прототипов.

4.1 Перестраиваемые нагрузки и их влияние

Частотные характеристики резонаторов, в частности, резонансная частота, перестраиваются при помощи соответствующих нагрузок, подключаемых параллельно или последовательно с резонатором (рис. 4.1). Подстроечная нагрузка может быть реализована в форме варактора или перестраиваемой катушки индуктивности. В данном разделе проводится анализ влияния различных вариантов подключения нагрузки на частотные свойства резонатора.

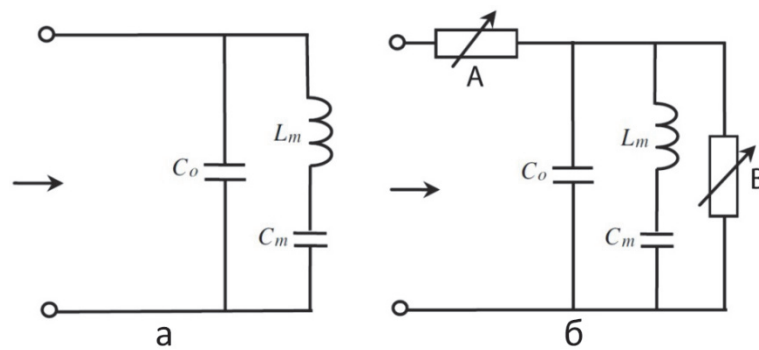


Рис. 4.1. Ненагруженная и нагруженная эквивалентные схемы резонатора

Адмиттанс ненагруженного резонатора без потерь (рис. 4.1, а) описывается выражением

$$Y = iwC_0 + \frac{iwC}{1 - w^2L_mC_m} \quad (4.1)$$

которое может быть переписано в следующем виде:

$$Y = \frac{iwC_0(1 - w^2L_mC_m) + iwC_m}{1 - w^2L_mC_m} \quad (4.2)$$

На частоте последовательного резонанса, $w = w_s$, величина адмиттанса Y резонатора стремится к бесконечности, соответственно, знаменатель

$$1 - w_s^2L_mC_m = 0 \quad (4.3)$$

Следовательно, частота последовательного резонанса находится из выражения

$$w_{s0} = \frac{1}{\sqrt{L_mC_m}} \quad (4.4)$$

а на частоте параллельного резонанса, при котором адмиттанс становится равным нулю:

$$\omega_{p0} C_0 (1 - \omega_{p0} L_m C_m) + \omega_{p0} C_m = 0 \quad (4.5)$$

Отсюда получаем выражение для частоты параллельного резонанса:

$$\omega_{p0} = \omega_{s0} \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}} \quad (4.6)$$

При этом ω_s и ω_p являются частотами ненагруженного резонатора (рис. 4.2).

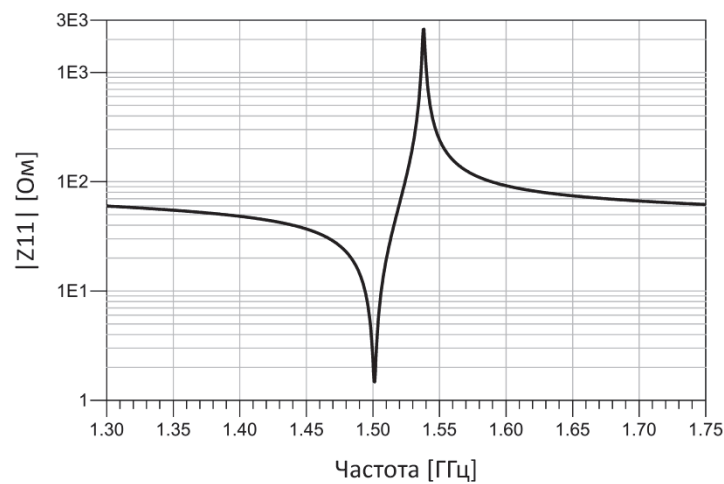


Рис. 4.2. Зависимость входного импеданса ненагруженного резонатора от частоты

Для реализации варактора применяются различные технологии: полупроводниковая, МЭМС и на основе ферроэлектриков. На рис. 4.3 представлены вольт-фарадные характеристики таких варакторов.

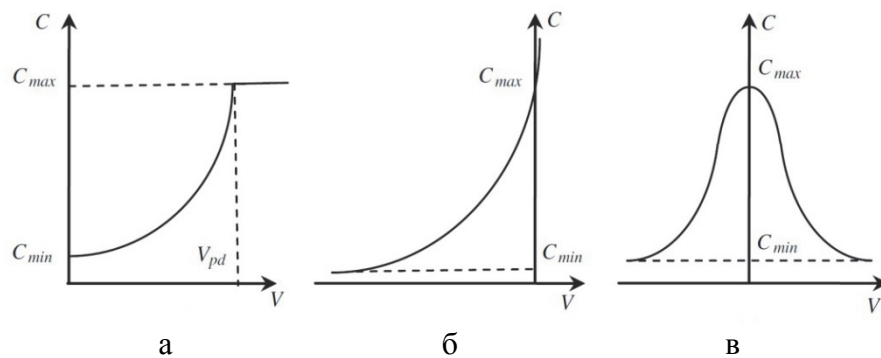


Рис. 4.3. Вольт-фарадные характеристики МЭМС (а), полупроводниковых (б) и ферроэлектрических (в) варакторов

Низкое энергопотребление, высокая скоростью перестройки, широкий диапазон перестройки в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах частот, а также небольшие габариты и интегрируемость являются наиболее важными требованиями к варакторам при их применении в высокочастотных фильтрах на основе резонаторов.

В зависимости от требуемого диапазона перестройки, нагрузочный конденсатор может быть как варактором, так и перестраиваемой конденсаторной батареей. Варакторы имеют ограниченный диапазон перестройки, в то время как конденсаторные батареи могут включать элементы широкого диапазона значений. Относительная перестраиваемость варактора может быть определена как

$$T(C) = \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{max}} \quad (4.7)$$

По аналогии, относительная перестраиваемость катушки индуктивности определяется как

$$T(L) = \frac{L_{max} - L_{min}}{L_{max}} \quad (4.8)$$

Изменения в значениях емкости и индуктивности могут быть вызваны электрическим полем, температурой, магнитным полем и другими факторами.

МЭМС и НЭМС варакторы имеют малые потери, не требуют значительных энергозатрат на переключение и потенциально обладают возможностью монолитной интеграции. Несмотря на то, что идея, лежащая в основе МЭМС устройств, очень проста, крупномасштабное коммерческое применение перестраиваемых МЭМС приборов связано с множеством затруднений. Они требуют вакуумной упаковки, страдают от проблем залипания, надежности и температурной стабильности. Проектирование и изготовление МЭМС варакторов с аналоговой перестройкой очень сложны, а выходные устройства имеют низкую добротность и диапазон перестройки (по сравнению с полупроводниковыми и ферроэлектрическими). НЭМС устройства имеют значительный потенциал и в будущем могут стать основной

технологией реализации интегрируемых перестраиваемых устройств, способных работать частотах, сопоставимых с полупроводниковыми устройствами. Ферроэлектрические и гетеропереходные варакторы имеют симметричную вольт-фарадную характеристику, а значит не чувствительны к полярности прикладываемого напряжения, что может быть преимуществом в некоторых схемах.

Полупроводниковые варакторы (переходные, гетеропереходные, Шоттки, МОП и др.) и транзисторы наиболее часто применяются в перестраиваемых высокочастотных устройствах. Одно из наиболее значимых преимуществ таких устройств – высокая плотность интеграции. Перестраиваемые полупроводниковые СВЧ устройства экономически наиболее эффективны и применяются как в коммерческих, так и в оборонных системах. Транзисторы на основе Si, SiGe, GaAs и InP удовлетворяют большинству требований современных высокочастотных систем, однако показатели добротности и скорости переключения весьма низки, особенно в диапазоне СВЧ. Существуют конструкции полупроводниковых варакторов с оптической перестройкой, что позволяет обойтись без схем развязки и избавиться от паразитных эффектов. Недостатком оптически перестраиваемых варакторов является относительно большой расход энергии.

В случае перестраиваемых катушек индуктивности наиболее эффективным решением сегодня являются активные имитаторы индуктивности на основе гираторов и обобщенных конверторов импеданса, хотя могут применяться также МЭМС и катушки индуктивности, управляемые магнитным полем. В большинстве случаев применение активных имитаторов индуктивности связано с поиском компромиссного решения, учитывающего требования энергопотребления и добротности.

4.1.1 Параллельный нагрузочный конденсатор

Адмиттанс резонатора с подключенным параллельно конденсатором (рис. 4.4, а) представляется выражением

$$Y(C) = iw(C_0 + C) + \frac{iwC_m}{1 - w^2L_mC_m} \quad (4.9)$$

или тождественным:

$$Y(C) = \frac{iw(C_0 + C)(1 - w^2L_mC_m) + iwC_m}{1 - w^2L_mC_m} \quad (4.10)$$

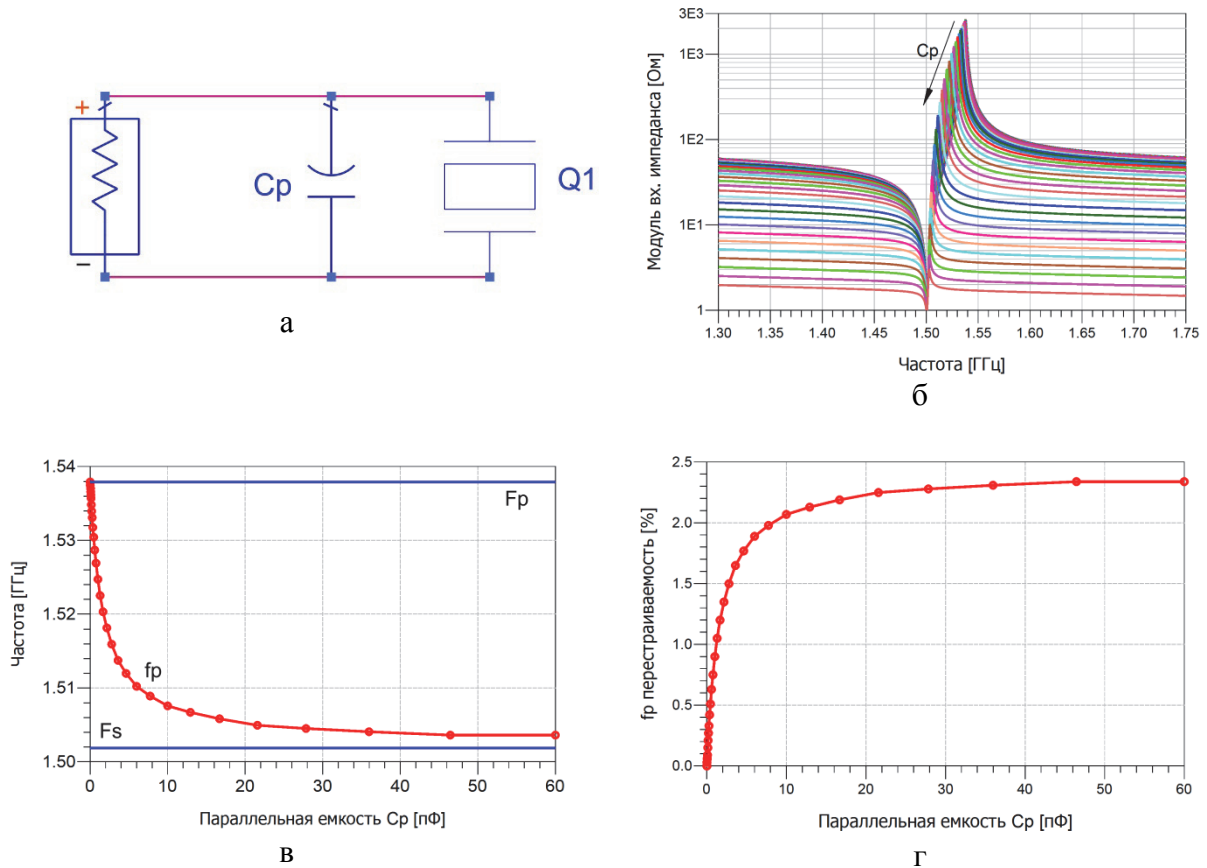


Рис. 4.4. Схема резонатора с параллельным конденсатором (а), ее модуль входного импеданса для разных C_p (б), зависимость параллельного резонанса от C_p (в) и перестраиваемость частоты (г)

На частоте параллельного резонанса, $w=w_p$, адмиттанс резонатора $Y(C)=0$, соответственно,

$$w_p(C + C_0)(1 - w_p^2L_mC_m) + w_pC_m = 0 \quad (4.11)$$

Решением уравнения является частота w_p

$$w_p(C) = w_{s0} \sqrt{1 + \frac{C_m}{C + C_0}} \quad (4.12)$$

где ω_{s0} – частота последовательного резонанса ненагруженного резонатора (4.4).

На частоте последовательного резонанса, $\omega = \omega_s$, адмиттанс $Y(C) = \infty$, знаменатель (4.10) равен нулю, что приводит к следующему выражению:

$$1 - \omega_s^2 L_m C_m = 0 \quad (4.13)$$

и значению частоты последовательного резонанса

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \quad (4.14)$$

Как следует из (4.12), в случае параллельно подключенного конденсатора, частота параллельного резонанса может быть перестроена изменением величины подстроечного варактора, при этом частота последовательного резонанса остается неизменной. В случае применения полупроводниковых и ферроэлектрических варакторов емкость уменьшается с повышением смещения по постоянному току и частота параллельного резонанса увеличивается.

Пример зависимости частоты параллельного резонанса от величины нагрузочного параллельного конденсатора показан на рис. 4.4, в. Перестраиваемость частоты параллельного резонанса находится из выражения:

$$T f_p(C) = \frac{\omega_p(C_{min}) - \omega(C)}{\omega_p(C_{max})} \quad (4.15)$$

или

$$T f_p(C) = \frac{\max(f_p) - f_p}{\min(f_p)} \quad (4.16)$$

Частота последовательного резонанса перестраивается в пределах от (4.4) до (4.14), а значит максимальная перестраиваемость

$$\max(T f_p) = \frac{\sqrt{L_m C_m (C_0 + C_m)} - \sqrt{C_0}}{\sqrt{L_m C_m (C_0 + C_m)}} \quad (4.17)$$

При использовании идеального варактора с $C_{\min}=0$ и $C_{\max}=\infty$, максимальная перестраиваемость упрощается до $Tf_p = \frac{0.5C_m}{C_0} = \frac{4k_t^2}{\pi^2}$. Как показано на рис. 4.4, г, перестраиваемость незначительно превышает 2,3%. При использовании реальных варакторов перестраиваемость становится значительно меньше и обычно не превышает 1%. Зависимость входного импеданса резонатора от различных значений C_p представлена на рис. 4.4, б.

Стоит отдельного рассмотрения случай подключения параллельного конденсатора отрицательной величины (рис. 4.5).

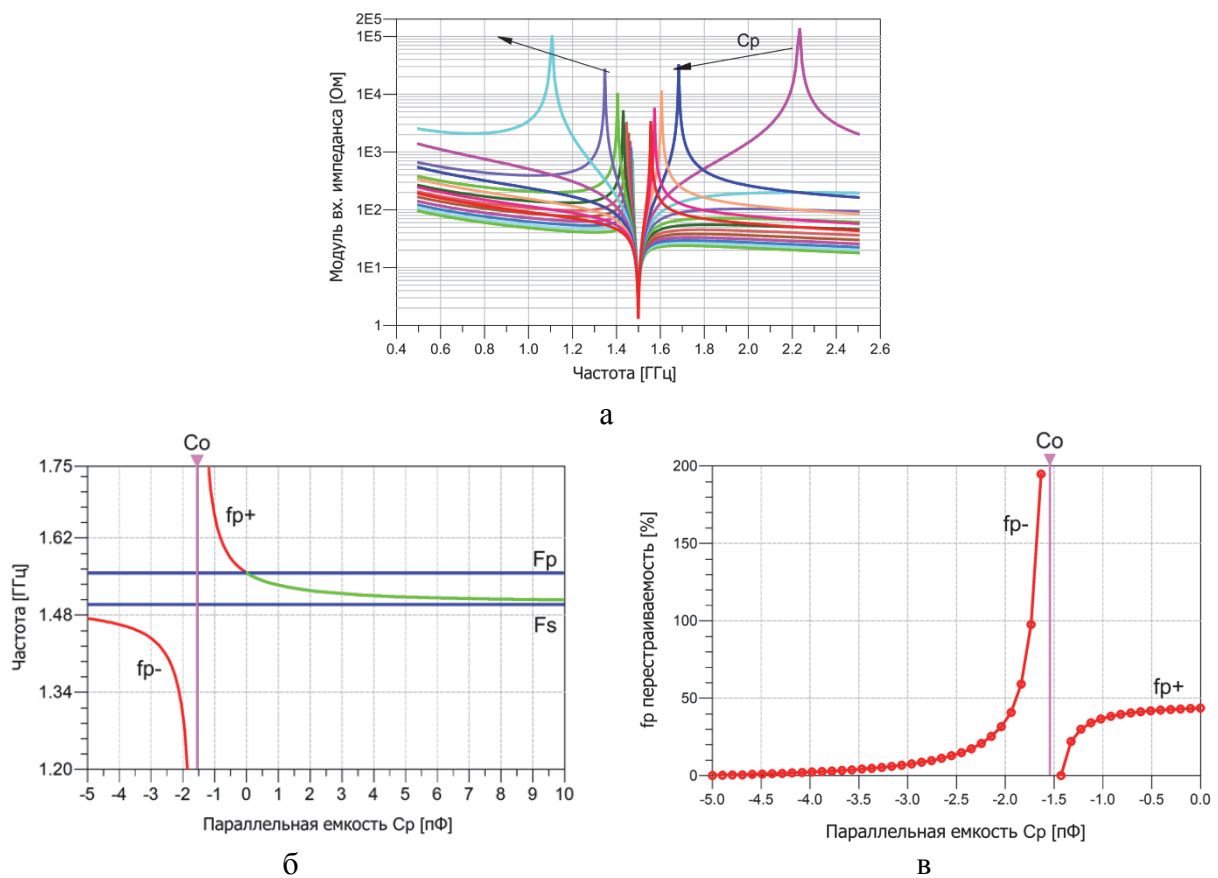


Рис. 4.5. Частотные зависимости модуля входного импеданса для отрицательных C_p (а), зависимость параллельного резонанса от C_p (б) и перестраиваемость частоты (в)

Характер перестройки параллельного резонанса согласуется с рассмотренным ранее (рис. 4.4, в) и остается неизменным вплоть до определенного отрицательного значения. В точке $C_p = -C_0$ происходит компенсация статической емкости резонатора и разрыв частотной зависимости (рис. 4.5, б), при котором частота параллельного резонанса уходит в

бесконечность. Частотная зависимость входного импеданса резонатора в таком случае становится идентичной RLC контуру с одним резонансом на частоте $f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_m C_m}$.

При дальнейшем уменьшении величины отрицательной параллельной емкости появляется второй, низкочастотный параллельный резонанс, асимптотически приближающийся к частоте последовательного резонанса (4.4) для больших значений $|-C_p|$. На рис. 4.5, в представлена зависимость перестраиваемости частоты параллельного резонанса от величины C_p . Характерной точкой является величина $-C_0$, где перестраиваемость стремится к бесконечности. Зависимость входного импеданса резонатора от различных отрицательных значений C_p представлена на рис. 4.5, а.

4.1.2 Последовательный нагрузочный конденсатор

Импеданс резонатора с последовательно подключенным конденсатором (рис. 4.6, а) представляется в виде

$$Z(C) = \frac{1 - w^2 L_m C_m}{iwC_0(1 - w^2 L_m C_m) + iwC_m} + \frac{1}{iwC} \quad (4.18)$$

Путем тождественных преобразований импеданс принимает вид:

$$Z(C) = \frac{iwC_m + iwC_0(1 - w^2 L_m C_m) + iwC(1 - w^2 L_m C_m)}{wC(wC_m + wC_0(1 - w^2 L_m C_m))} \quad (4.19)$$

На резонансной частоте, $w=w_0$, импеданс $Z(C)=0$, что приводит к выражению

$$iw_s C_m + iw_s C_0(1 - w_s^2 L_m C_m) + iw_s C(1 - w_s^2 L_m C_m) = 0 \quad (4.20)$$

И, следовательно,

$$w_s(C) = w_{s0} \sqrt{1 + \frac{C_m}{C + C_0}} \quad (4.21)$$

где, частота последовательная частота ненагруженного резонатора имеет вид (4.4). На частоте параллельного резонанса, $w=w_p$, $Z(C)=\infty$, соответственно:

$$w_p C(w_p C_m + w_p C_0(1 - w_p^2 L_m C_m)) = 0 \quad (4.22)$$

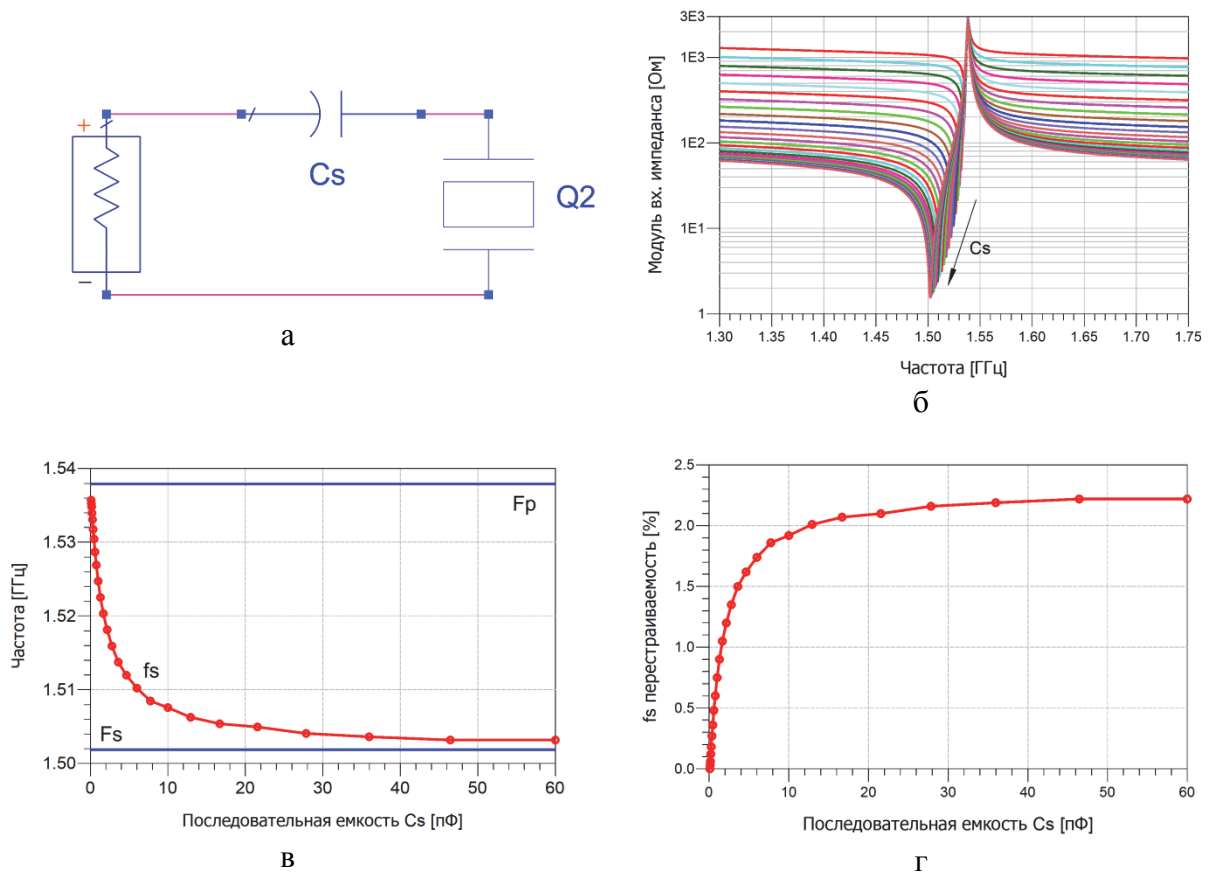


Рис. 4.6. Схема резонатора с последовательным конденсатором (а), ее модуль входного импеданса для разных C_s (б), зависимость последовательного резонанса от C_s (в) и перестраиваемость частоты (г)

Что приводит к формуле для частоты параллельного резонанса, идентичной (4.6):

$$\omega_p = \omega_s \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}} \quad (4.23)$$

В случае последовательно подключенного конденсатора частота параллельного резонанса остается неизменной, но частота последовательного резонанса (4.21) зависит от величины нагрузочного конденсатора. На рис. 4.6, в представлена зависимость частоты последовательного резонанса от величины последовательно подключенного конденсатора. Перестройка резонансной частоты возможна в пределах от ω_p (4.23) до ω_{s0} (4.4). Соответственно, перестраиваемость частоты последовательного резонанса в этом случае:

$$Tf_s(C) = \frac{w_s(C_{min}) - w(C)}{w_s(C_{max})} \quad (4.24)$$

или

$$Tf_s(C) = \frac{\max(f_s) - f_s}{\min(f_s)} \quad (4.25)$$

Как и в случае с параллельным конденсатором, при дальнейшем уменьшении величины емкости появляется второй, высокочастотный последовательный резонанс, асимптотически приближающийся к частоте параллельного резонанса (4.6) для значений $C_s=0$ (рис. 4.7).

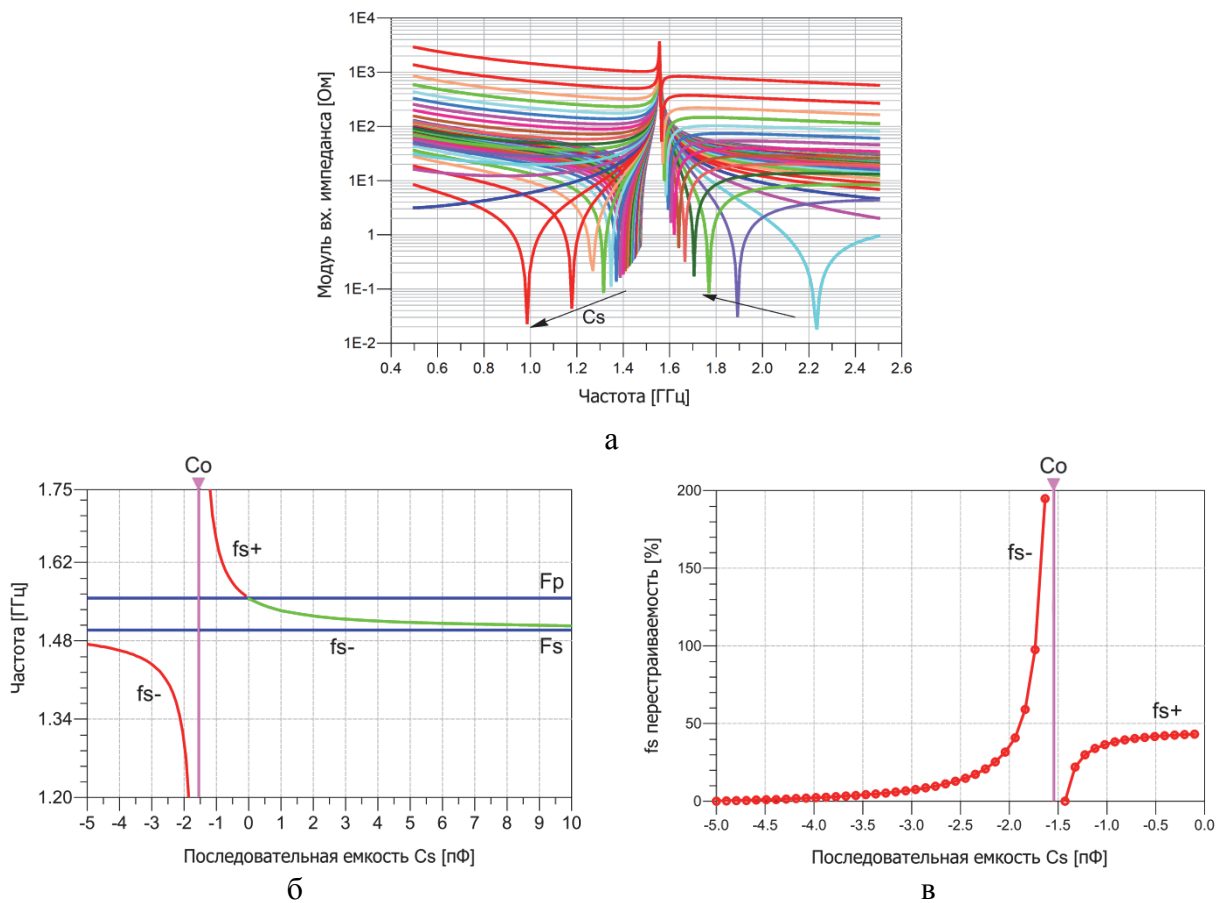


Рис. 4.7. Частотные зависимости модуля входного импеданса для отрицательных C_s (а), зависимость последовательного резонанса от C_s (б) и перестраиваемость частоты (в)

При переходе в отрицательную область емкостей вновь появляется низкочастотный резонанс, стремящийся к частоте (4.4) для больших величин $|C_s|$. На рис. 4.7, в представлена зависимость перестраиваемости частоты последовательного резонанса от величины C_s . Характерной точкой является

величина $-C_0$, где перестраиваемость стремится к бесконечности. Зависимость входного импеданса резонатора от различных отрицательных значений C_s представлена на рис. 4.7, а.

В работе [137] представлен ТПР с активным ZnO слоем и интегрированным МЭМС варактором. На частоте 1,5 ГГц перестраиваемость частоты составила 1,47% при добротности 160-300. Соизмеримые значения перестраиваемости представлены в работе [138], где применялись 0,25-мкм БИКМОП варакторы. Работа [139] является еще одним примером применения МЭМС переключателей в качестве перестраиваемых варакторов (рис. 4.8). При замыкании переключателя верхний электрод становится механической нагрузкой ТПР, что приводит к смещению резонансной частоты.

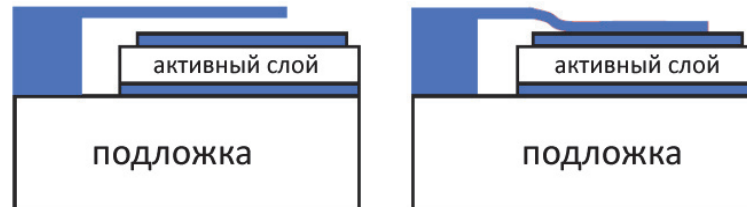


Рис. 4.8. Перестройка частоты резонатора с применением МЭМС переключателей

4.1.3 Параллельная катушка индуктивности

Адмиттанс резонатора, нагруженного параллельной катушкой индуктивности L_p (рис. 4.9, а), имеет вид:

$$Y(L) = \frac{(1 - \omega^2 LC_0)(1 - \omega^2 L_m C_m) - \omega^2 LC_m}{i\omega L(1 - \omega^2 L_m C_m)} \quad (4.26)$$

В точке параллельного резонанса, $\omega = \omega_p$, адмиттанс $Y=0$. Следовательно, из (4.26)

$$(1 - \omega_p^2 LC_0)(1 - \omega_p^2 L_m C_m) - \omega_p^2 LC_m = 0 \quad (4.27)$$

что приводит к значениям частоты параллельного резонанса $\omega_{p\pm}(L) =$

$$\omega_{s0} \sqrt{0.5 \left[1 + \frac{C_m}{C_0} \left(1 + \frac{L_m}{L} \right) \right] \pm 0.5 \sqrt{\left[1 + \frac{C_m}{C_0} \left(1 + \frac{L_m}{L} \right) \right]^2 - \frac{4L_m C_m}{LC_0}}} \quad (4.28)$$

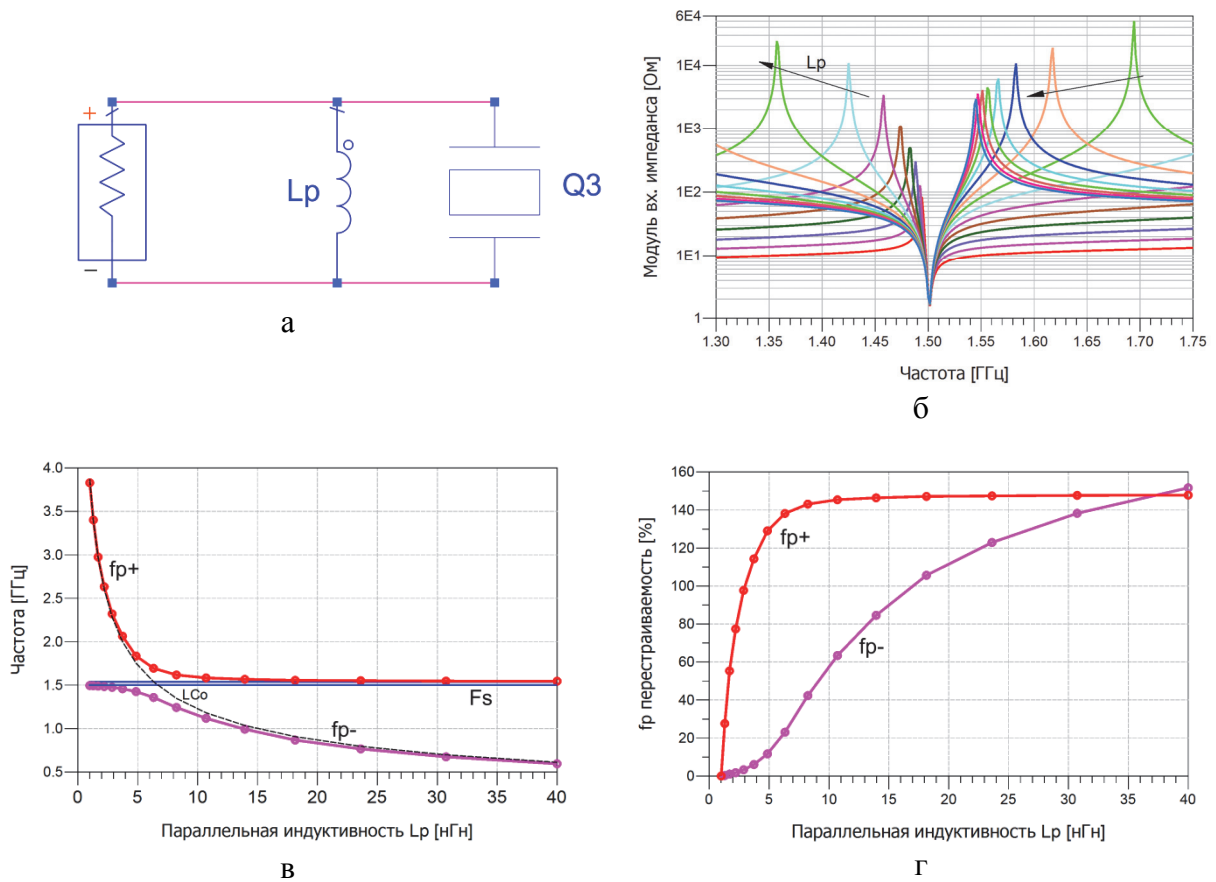


Рис. 4.9. Схема резонатора с параллельной катушкой индуктивности (а), ее модуль входного импеданса для разных L_p (б), зависимость параллельного резонанса от L_p (в) и перестраиваемость частоты (г)

Очевидно, что случай $L=0$ (шунтирование резонатора) не имеет смысла. Сравнивая полученное выражение (4.28) с (4.6) приходим к тому, что нагрузка параллельной катушкой индуктивности эквивалентна увеличению C_m в $(1+L_m/L)$ раз. На резонансной частоте, $w=w_s$, $Y=\infty$:

$$w_s L (1 - w_s^2 L_m C_m) = 0 \tag{4.29}$$

Отсюда,

$$w_s = w_{s0} = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \tag{4.30}$$

что соответствует (4.4).

Таким образом, параллельная катушка индуктивности не влияет на частоту последовательного резонанса, но частота параллельного резонанса может быть перестроена величиной нагрузочной индуктивности. В отличие от

параллельного нагрузочного конденсатора, нагрузочная катушка вводит два параллельных резонанса, соответствующих разным знакам в (4.28). Пример перестройки параллельных резонансов под влиянием нагрузочной индуктивности приведен на рис. 4.6, в. Высокочастотная ветка перестройки ограничена снизу частотой параллельного резонанса (4.6). Частота последовательного резонанса не зависит от величины нагрузочной индуктивности и ограничивает низкочастотную ветку параллельного резонанса сверху. Стоит заметить, что верхняя и нижняя ветки параллельных резонансов асимптотически приближаются к $f_{LC_0} = 1/2\pi\sqrt{LC_0}$, как показано на рис. 4.6, в. Диапазон перестройки параллельной частоты оказывается очень широким для обеих веток (рис. 4.6, г):

$$Tf_{p\pm}(L) = \frac{w_{p\pm}(L_{min}) - w_{\pm}(L)}{w_{p\pm}(L_{max})} \quad (4.31)$$

Однако, во избежание интерференции с частотой последовательного резонанса, величина индуктивности должна лежать в пределах 7-10 нГн. Другие значения приближают одну из ветвей близко к частоте резонанса, что может быть нежелательно в некоторых схемах. С другой стороны, в фильтрах это применяется для перестройки избирательности в низкочастотной области полосы пропускания. Зависимость входного импеданса резонатора от различных значений L_p представлена на рис. 4.9, б. В работе [138] активная индуктивность, подключенная параллельно ТПР применялась для расширения эффективной резонансной полосы резонатора. В другой реализации, [140] для этой цели использовалась параллельная отрицательная емкость, не вносящая дополнительных резонансных частот.

4.1.4 Последовательная катушка индуктивности

Импеданс резонатора с перестраиваемой катушкой индуктивности, подключенной последовательно (рис. 4.10), представляется следующим выражением:

$$Z(L) = iwL + \frac{1}{iwC_0 + \left(iwL_m + \frac{1}{iwC_m}\right)^{-1}} \quad (4.32)$$

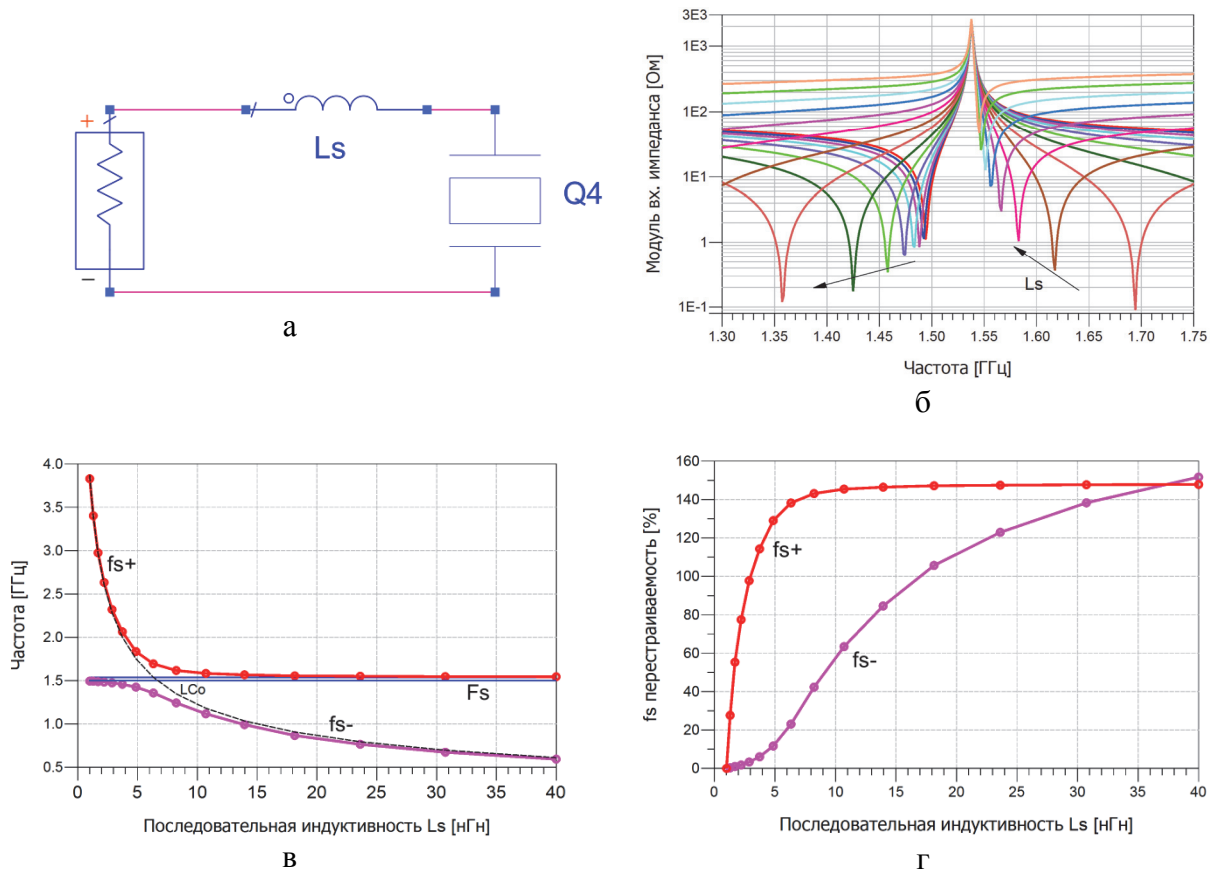


Рис. 4.10. Схема резонатора с последовательной катушкой индуктивности (а), ее модуль входного импеданса для разных L_s (б), зависимость последовательного резонанса от L_s (в) и перестраиваемость частоты (г)

или тождественным

$$Z(L) = \frac{wL(wC_m + wC_0(1 - w^2L_mC_m)) + w^2L_mC_m - 1}{iwC_0(1 - w^2L_mC_m) + iwC_m} \quad (4.33)$$

На частоте последовательного резонанса, $w=w_s$, импеданс Z равен нулю, соответственно

$$w_sL(w_sC_m + w_sC_0(1 - w_s^2L_mC_m)) + w_s^2L_mC_m - 1 = 0 \quad (4.34)$$

После упрощения (4.34) получаем

$$w_s^4L_mC_mLC_0 - w_s^2(LC_m + L_mC_m + LC_0) + 1 = 0 \quad (4.35)$$

Для $L=0$ это выражение упрощается до (4.4), но для $L \neq 0$:

$$w_{s\pm}(L) = w_{s0} \sqrt{0.5 \left[1 + \frac{C_m}{C_0} \left(1 + \frac{L_m}{L} \right) \right] \pm 0.5 \sqrt{\left[1 + \frac{C_m}{C_0} \left(1 + \frac{L_m}{L} \right) \right]^2 - \frac{4L_m C_m}{LC_0}}} \quad (4.36)$$

На частоте параллельного резонанса, $w=w_p$, импеданс $Z=\infty$ и

$$i w_p C_m + i w_p C_0 (1 - w_p^2 L_m C_m) = 0 \quad (4.37)$$

Что приводит к частоте параллельного резонанса, не зависящей от величины нагрузочной индуктивности:

$$w_p(C) = w_{s0} \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}} \quad (4.38)$$

Как и в случае с параллельной катушкой индуктивности (раздел 4.1.3), последовательная катушка индуктивности вводит две последовательные резонансные частоты (4.36) – одну выше и одну ниже частоты параллельного резонанса, как показано на рис. 4.10, в. Частота параллельного резонанса (4.38) является нижним пределом высокочастотной ветки, соответствующей знаку «+» в (4.36). Последовательный резонанс на частоте w_s ограничивает низкочастотную ветку сверху и соответствует знаку «-». Как и в случае параллельной катушки индуктивности, обеспечивается широкий диапазон перестройки частоты (рис. 4.10, г):

$$T f_{s\pm}(L) = \frac{w_{s\pm}(L_{min}) - w_{\pm}(L)}{w_{s\pm}(L_{max})} \quad (4.39)$$

что не всегда достижимо на практике из-за интерференции частот или низкой добротности катушек индуктивности. Для высоких значений перестраиваемости высокочастотного последовательного резонанса, величина индуктивности должна быть достаточно низкой, однако это приводит к тому, что низкочастотный резонанс приближается к w_{s0} . Аналогично, при высокой перестраиваемости низкочастотной ветки, высокочастотный резонанс приближается к w_{p0} , что является недостатком в некоторых схемах. Верхняя и нижняя ветки последовательных резонансов асимптотически приближаются к $f_{LC_0} = 1/2\pi\sqrt{LC_0}$, как показано на рис. 4.10, в. Фактически, частота f_{LC_0} часто

применяется для расширения полосы пропускания фильтров на основе ТПР. В работе [141] применяются дискретные неперестраиваемые катушки индуктивности последовательно с шунтирующими ТПР лестничной схемы фильтра для введения дополнительных полюсов затухания на частоте $f_{LC_0} = 1/2\pi\sqrt{LC_0}$ в верхнечастотной области полосы затухания.

4.2 Активная реализация катушки индуктивности

Из рассуждений, описанных в 2.1–2.6 следует тот факт, что ширина полосы пропускания фильтра, а также диапазон его частотной перестройки значительно ограничены шунтирующей паразитной емкостью резонатора, что существенно сужает спектр применения таких схем. Обычно подходы к улучшению указанных характеристик фильтра сфокусированы на методах уменьшения (и по возможности устранения) влияния паразитной емкости резонатора. В современных условиях применение методов подавления паразитной емкости становится необходимостью.

Известным подходом, устраняющим эффект от элемента электрической схемы является использование дуального схемного элемента. Влияние шунтирующей паразитной емкости может быть подавлено вблизи резонансной частоты с помощью катушек индуктивности соответствующего значения (рис. 4.11). Однако, на низких частотах (единицы ГГц) значения индуктивности становятся относительно высокими (>20 нГн). Монолитные интегральные катушки индуктивности при этом занимают значительную площадь на кристалле и имеют низкие показатели добротности Q . Вдобавок, значения индуктивности не могут быть перестроены для согласования с возможными вариациями эффективной шунтирующей паразитной емкости, что часто встречается на практике. Поэтому, в большинстве случаев, интегральные катушки индуктивности – не лучший выбор для подавления шунтирующей паразитной емкости. С другой стороны, активные катушки

индуктивности относительно небольшие, перестраиваемые и потенциально имеют более высокие показатели Q [142, 143].

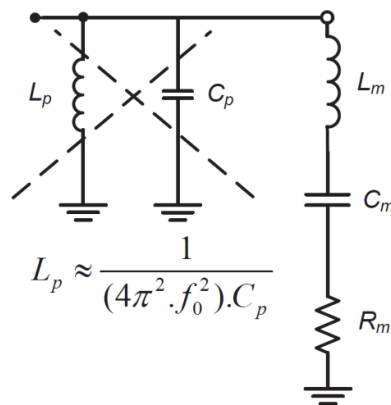


Рис. 4.11. Концепция подавления паразитной емкости активной катушкой индуктивности

Одним из способов реализации активной индуктивности является использование гиратора. Гиратором является двухпортовый схемотехнический элемент, основное свойство которого – преобразование импеданса нагрузки. Модель гиратора определяется токами и напряжениями, как показано на рис. 4.12:

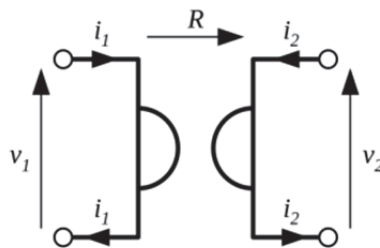


Рис. 4.12. Блок-диаграмма гиратора

$$V_1 = \frac{i_2}{g} \quad (4.40)$$

$$V_2 = -\frac{i_1}{g} \quad (4.41)$$

где g является проводимостью гиратора.

При подключении сопротивления нагрузки к выходным контактам гиратора, входной импеданс будет иметь вид:

$$Z_i = \frac{1}{g^2} \frac{1}{Z_L} \quad (4.42)$$

Будучи введенным в схему, гиратор заставляет емкостные цепи проявлять индуктивные свойства (имитация индуктивности), а индуктивные цепи – емкостные свойства [144]. Соответственно, полосовые элементы будут вести себя как режекторные и наоборот.

Схемы с гираторами имеют ряд значительных преимуществ перед стандартными подходами.

В типичных применениях как индуктивность так и сопротивление гиратора значительно выше индуктивности и сопротивления физической катушки индуктивности. Гираторы могут использоваться для имитации индуктивности в диапазоне от мкГн до МГн, в то время как физические катушки ограничены десятками Гн и имеют паразитные последовательные сопротивления от сотен кОм до нескольких МОм. Паразитное сопротивление гиратора зависит от его топологии и в большинстве случаев лежит в диапазоне от десятков Ом до сотен кОм.

Физические конденсаторы гораздо ближе к идеальным конденсаторам, чем физические катушки индуктивности к идеальным катушкам. Благодаря этому индуктивность, имитированная с помощью гиратора и конденсатора может оказаться гораздо ближе по характеристикам к идеальной катушке, чем физическая катушка индуктивности. Поэтому использование гиратора в безиндуктивных схемах фильтрации значительно улучшает характеристики фильтров по сравнению с обычными RLC фильтрами. Кроме того, с легкостью может быть изменена добротность синтезированной катушки индуктивности. Гираторные индуктивности обычно более точны по номиналу (по сравнению с физическими катушками) из-за низкой стоимости реализации прецизионных конденсаторов.

Стоит также заметить, что активные схемы фильтрации с гираторным замещением имеют наиболее низкую чувствительность к изменениям компонентов, аналогично пассивным RLC прототипам [145]. Благодаря перечисленным преимуществам, а также малым габаритам и экономической эффективности гираторы нашли применение в интегральных микросхемах.

Разработано множество способов физической реализации гираторов. Так, одним из первых был применен эффект Холла, обеспечивающий работу гиратора в достаточно широком диапазоне частот [146]. Однако, подобные устройства не приобрели популярности в силу высоких омических потерь. С развитием активных элементов на основе полупроводниковой технологии, гираторы нашли применение на низких частотах, выполняя функцию эмулятора большой индуктивности в интегральном исполнении. Появление высокочастотных ОУТ сделало возможным применение гираторов на частотах до нескольких ГГц. Схема на рис. 4.13 основана на гирации импеданса конденсатора, подключенного к выходным контактам гиратора, состоящего из инвертирующего и неинвертирующего ОУТ усилителей с отрицательной обратной связью [144].

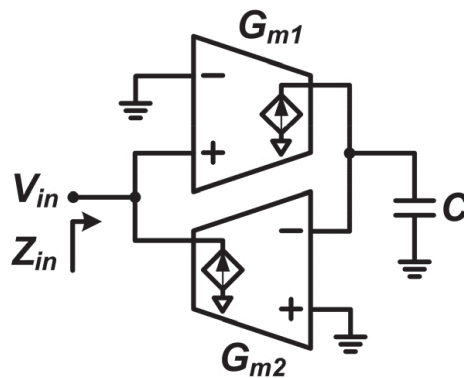


Рис. 4.13. Схема заземленной гираторной реализации активной индуктивности на основе двух ОУТ

Гиратор в данном случае состоит из двух трансимпедансных элементов, низкоуровневая архитектура которых может варьироваться от нескольких транзисторов до сложных схем операционных усилителей тока. Подобные схемы позволяют имитировать индуктивности величиной до нескольких нГн в диапазоне частот до нескольких ГГц. Применение транзисторов с плавающим затвором позволяет значительно снизить питающее напряжение и, как результат, потребляемую мощность схемы, что особенно привлекательно для мобильных систем радиочастотных коммуникаций. Другим преимуществом активных индуктивностей является возможность независимого управления величиной индуктивности L и добротности Q .

Для представленной схемы значение входного импеданса имеет вид:

$$Z_{in} = \frac{sC}{G_{m1}G_{m2}} \Rightarrow L = \frac{C}{G_{m1}G_{m2}} \quad (4.43)$$

Данный факт позволяет перестраивать значение индуктивности путем подстройки коэффициентов усиления трансимпедансных элементов G_{m1} и G_{m2} . На рис. 4.14, а представлена схема активной катушки индуктивности на основе гиратора, состоящего из двух ОУТ. В данном случае коэффициенты усиления ОУТ равны и соответствуют транспроводимости гиратора G_m . Как показано на рис. 4.14, б, изменение коэффициента гирации приводит к перестройке величины активной катушки индуктивности в достаточно широком диапазоне согласно (4.43).

Подобная схема может быть использована в активных фильтрах на основе пьезоэлектрических резонаторов для улучшения их частотных и функциональных возможностей. Однако стоит заметить, что активные индуктивности имеют недостатки, по сравнению со спиральными индуктивностями, несколько ограничивающими их применение в высокочастотных ИС: повышенный шум, нелинейность, рассеивание энергии, чувствительность к техпроцессу, изменениям напряжения и температуры [147].

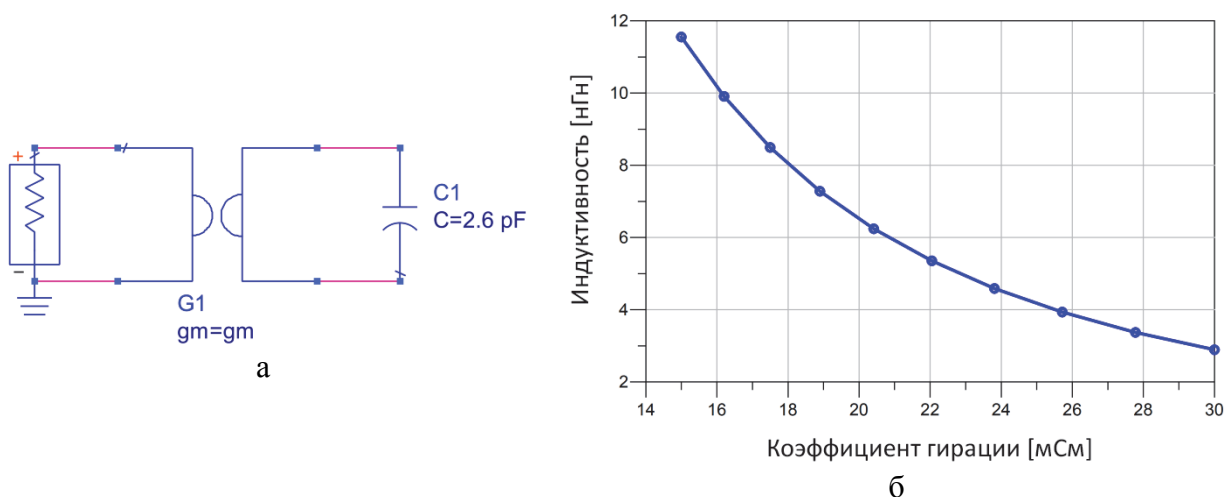


Рис. 4.14. Имитатор катушки индуктивности на основе гиратора с емкостной нагрузкой (а) и зависимость величины индуктивности от транспроводимости гиратора (б)

4.3 Активная реализация конденсатора

Другим подходом к подавлению шунтирующей паразитной емкости резонатора является параллельное подключение конденсатора отрицательной емкости, величина которой соответствует паразитной (рис. 4.15). В отличие от схемы с расширительной катушкой индуктивности, параллельная отрицательная емкость устраняет низкочастотный антирезонанс и сдвигает высокочастотный в сторону ВЧ. Такой эффект имитирует схемотехническое увеличение эффективного k^2 , что дает возможность реализовать более широкополосные фильтры, занимающие небольшую площадь кристалла.

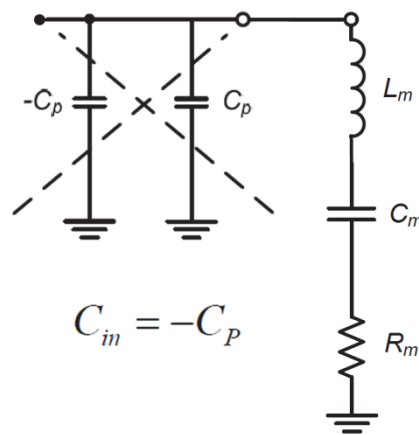


Рис. 4.15. Концепция подавления паразитной емкости активным конденсатором отрицательной величины

Для полного устранения паразитной емкости и обеспечения приемлемых показателей фазового шума, активный конденсатор должен быть перестраиваемым, низкошумящим и высокодобротным. Удовлетворение одновременно всех требований, а также низкое энергопотребление являются серьезной инженерной задачей.

Применяются несколько методов реализации отрицательной емкости. Большинство этих методов опираются на концепцию преобразователя отрицательного импеданса (КОИ), принцип работы которого представлен на рис. 4.16. КОИ обычно включают в себя секцию усиления, сконфигурированную таким образом, чтобы ввести фазовый сдвиг -180° между напряжением и током входного сигнала. Таким образом, КОИ

используется для преобразования любого произвольного импеданса в его отрицательную величину. КОИ выполняется в двухпортовой архитектуре (с возможностью работы в дифференциальном режиме), в топологии с перекрестными обратными связями [140] или по однопортовой схеме Линвилла [148]. Некоторые топологии предполагают наличие висящих входов, что позволяет использовать схему как в однопортовых, так и в двухпортовых применениях [148].

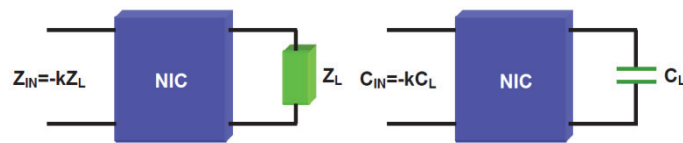


Рис. 4.16. Принцип работы двухпортового преобразователя отрицательного импеданса

На сегодняшний день разработано множество архитектур усилителей, в частности, классических конвейеров тока (КТ или СС), на основе которых синтезируются различные функциональные блоки. Большим преимуществом таких устройств является простота реализации – функции реализовываются простым соединением внешних терминалов. Одним из первых примеров стал повторитель напряжения на основе трехвыводного операционного усилителя (ОУ), в котором выходной терминал замыкался с инвертирующим входом. С применением многопортовых функциональных блоков и конвейеров тока становится возможной реализация значительно более широкого диапазона различных функций.

Аналоговые схемы непрерывного времени на основе таких функциональных блоков привлекают все больше внимания. Благодаря удобству проектирования функциональные блоки нашли применение в устройствах обработки сигналов [149, 150]. Основными преимуществами таких устройств являются простота структуры, возможность работы в токовом режиме [149] и более высокая рабочая частота по сравнению с ОУ [151].

Со времен разработки стандартного трехпортового конвейера тока [152], названного ССП, было представлено множество многопортовых конвейеров

тока (сокращенно называемых ССII+/-, DVCC, DDCC, FDCC, USS и др. [150, 153, 154]). Более того, классические конвейеры тока были дополнены другими подблоками, такими как повторитель напряжения, повторитель тока и операционный усилитель тока для получения новых функциональных возможностей [153–161]. Комбинацию конвейера тока и повторителя напряжения часто называют операционным усилителем с токовой обратной связью, а комбинацию конвейера тока с ОУТ – КТОУТ. Прямое соединение терминалов таких устройств в большинстве случаев позволяет синтезировать конвертеры импеданса. Так, в работе [162] представлен обобщенный конвертер импеданса, который также может быть реализован с незаземленными выводами. Однако такой УПСС был основан на ОУ, схематически достаточно сложен и без возможности электронного управления.

Конвертер отрицательного импеданса часто применяется совместно с активными элементами. Идея применения КОИ на ОУ в активных фильтрах была подробно описана в работе [163]. Недостатком описанного решения было большое количество пассивных и неперестраиваемых активных элементов. В работах предложены КОИ структуры и LC конвертеры, использующие конвейеры тока и ОУТ. Работы [164–166] сфокусированы на проектировании КОИ с использованием узловых матриц адмиттанса. Однако большинство предложенных решений требовали минимум 2 активных и 2-3 пассивных элемента. Более удобным решением стал функциональный блок с двумя заземленными пассивными элементами и двумя конвейерами тока, рассмотренный в [167]. Решения с возможностью электронного управления предложены в [168], но пока еще достаточно сложны.

Основными преимуществами использования конвейеров тока и ОУТ являются:

- 1) упрощенное проектирование на основе готовых функциональных блоков;

2) многопортовые функциональные блоки позволяют разработать схемы с множественными обратными связями, отличающиеся новыми уникальными характеристиками;

3) небольшое количество пассивных элементов;

4) пассивные элементы в большинстве случаев заземлены;

5) возможно электронное управление параметрами функционального блока;

6) удобство и простота применения в существующих решениях (особенно в активных фильтрах и осцилляторах).

Простейшая схема на основе конвейера тока (СС-0С) может быть получена при соединении терминалов Y и Z, как показано на рис. 4.17.

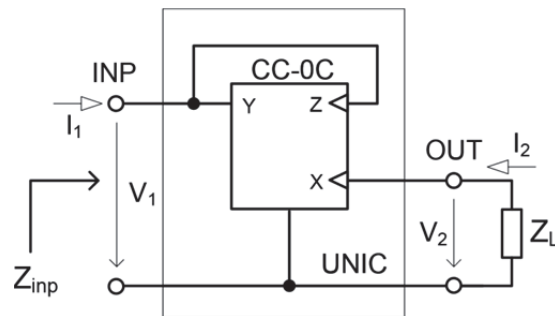


Рис. 4.17. Конвертор отрицательного импеданса на основе простейшего 3-портового конвейера тока.

Представленная схема является конвертором отрицательного импеданса с единичной функцией передачи:

$$Z_{inp} = -Z_L \quad (4.44)$$

Подобные решения часто применяются при проектировании активных фильтров [163, 169], однако являются недостаточно гибкими, из-за единичной нерегулируемой функции передачи. Альтернативным вариантом является схема КОИ на основе ОУТ с двумя пассивными элементами, представленная на рис. 4.18. При равенстве R_1 и R_2 входной импеданс схемы соответствует выражению (4.44).

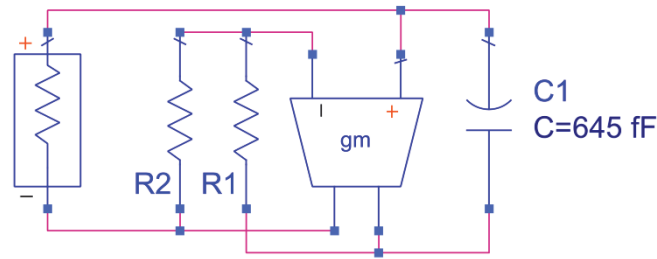


Рис. 4.18 –Перестраиваемый конвертор отрицательного сопротивления на основе ОУТ

Особенность активной реализации отрицательной емкости является ее частотная зависимость (рис. 4.19, а). Поскольку достижимые на практике значения коэффициента g_m редко превышают 70–100 мСм, стабильность величины отрицательной емкости обеспечивается в относительно узком диапазоне частоты. Однако такая схема обеспечивает возможность электронной подстройки емкости путем изменения величины R_2 (рис. 4.19, б).

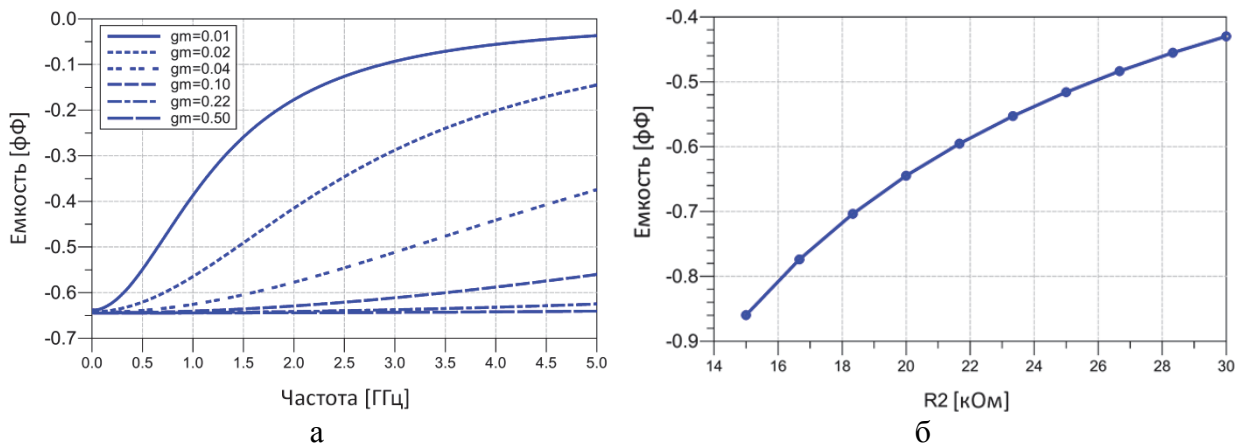


Рис. 4.19. Частотные зависимости входной емкости КОИ для различных коэффициентов g_m (а) и перестраиваемость емкости $C(R_2)$ (б)

4.4 Активные лестничные схемы фильтров

Основным достоинством фильтров лестничного типа на пьезоэлектрических резонаторах является возможность применения одинаковых резонаторов, что упрощает их изготовление. Как показывает практика, конечные характеристики фильтра оказываются весьма близкими к расчетным, и он не требует дополнительной подстройки перед установкой в аппаратуру. Лестничные схемы также имеют низкую чувствительность в полосе пропускания.

При классическом подходе к проектированию лестничных фильтров на пьезоэлектрических резонаторах, их ширина полосы пропускания оказывается значительно ограниченной, что существенно уменьшает сферу их применения. Данные ограничения накладываются природой резонаторов и эффективным частотным диапазоном $f_s..f_p$. Как было показано в разделе 4.1, при использовании добавочных реактивных элементов появляется возможность снять некоторые ограничения резонаторов схемотехническим путем, в частности, расширить эффективный коэффициент электромеханической связи k^2 , что позволит реализовать более широкополосные фильтры. Далее представлены примеры подобных модификаций для П, Т и Г-образных звеньев лестничных фильтров.

4.4.1 Лестничная схема на П-звеньях с одним резонатором

Звено П-типа характеризуется наличием пьезоэлектрического резонатора в продольной ветви (рис. 4.20, а). Полюс затухания в такой схеме расположен в верхней полосе заграждения. Схема эквивалентна мостовому фильтру на одном резонаторе (4.5.1).

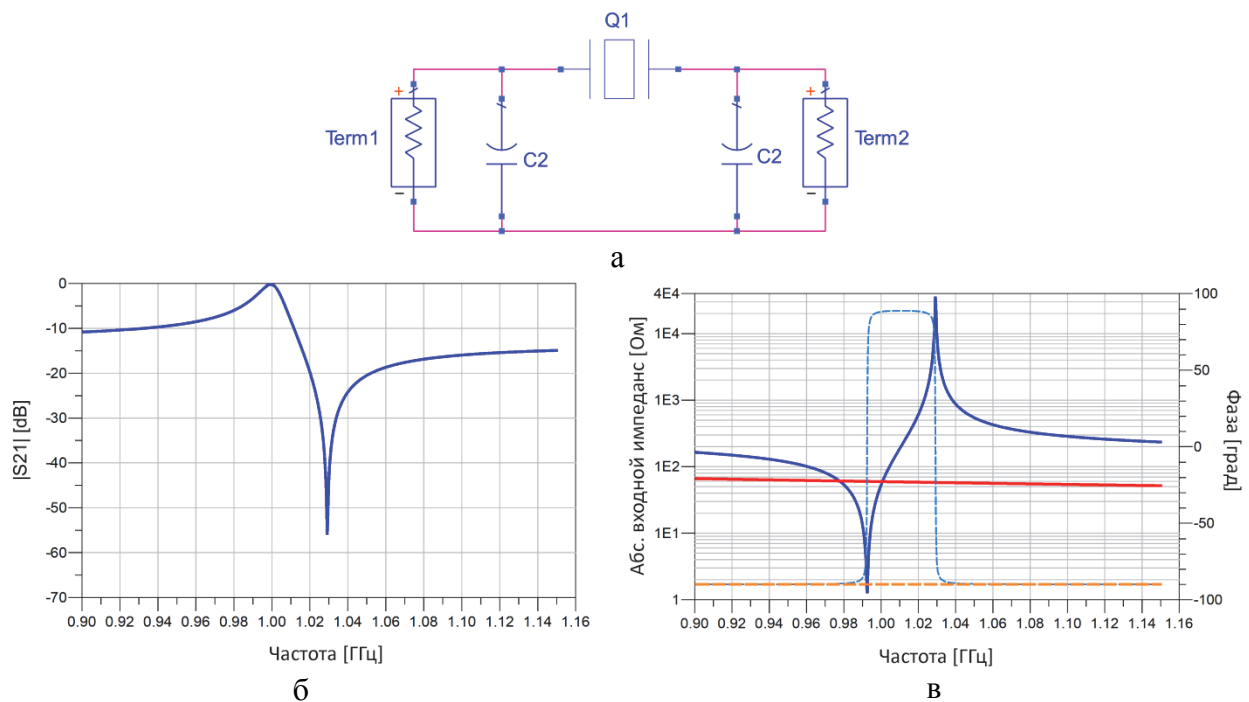


Рис. 4.20. Звено П-типа (а), его передаточная характеристика (б) и сопротивления плеч (в)

Анализ передаточной характеристики такого фильтра показывает, что крутизна высокочастотного фронта передаточной характеристики больше низкочастотного. Это объясняется рядом допущений, принятых при эволюции схемы пьезоэлектрического фильтра из фильтра-прототипа НЧ. При замещении последовательных контуров изначальной схемы пьезоэлектрическими резонаторами пренебрегали наличием параллельной емкости C_0 в эквивалентной схеме резонатора. Строго говоря, при наличии C_0 АЧХ пьезоэлектрического фильтра отклоняется от Чебышевской или Баттервортовской характеристики затухания. В области частот выше полосы пропускания появляется полюс бесконечного затухания, а в области частот ниже полосы пропускания затухание фильтра несколько снижается. Отклонение реальной характеристики затухания фильтра от Чебышевской или Баттервортовской тем больше, чем ближе полюс бесконечного затухания к полосе пропускания фильтра. В свою очередь это зависит от резонансного промежутка Δf пьезоэлектрических резонаторов (от разности частот последовательного f_s и параллельного f_p резонансов).

Особенностью реализации такого звена является невозможность выбора в качестве исходных данных одновременно ширины полосы пропускания и частоты полюса затухания фильтра. При использовании пассивных элементов максимальная ширина полосы пропускания достигается в случае, если частота полюса затухания совпадает с частотой параллельного резонанса резонатора, а нижняя частота среза – с частотой последовательного резонанса. Такое совпадение имеет место лишь при равенстве расчетной емкости C_{01} статической емкости C_0 резонатора, что подразумевает отсутствие добавочного конденсатора C_n . Для схемы на рис. 4.20 максимальная ширина полосы пропускания соответствует значению около 10 МГц.

Величины элементов П-звена находятся при помощи выражений, приведенных ниже:

$$F_c = \frac{F_a + F_b}{2} \qquad \Delta = F_b - F_a$$

$$\Delta_{\infty} = 2(F_{\infty} - F_c)$$

$$F_s = F_a$$

$$L_s = \frac{mZ_m}{2\pi\Delta}$$

$$C_0 = \frac{C_s(1 - K^2)}{K^2}$$

$$m = \sqrt{\frac{F_{\infty} - F_b}{F_{\infty} - F_a}}$$

$$C_{01} = \frac{1 - m^2}{4\pi F_c m Z_m}$$

$$C_s = \frac{2C_{01}\Delta}{(1 - m^2)F_c}$$

$$C_2 = \frac{m}{2\pi F_c Z_m}$$

Физические параметры резонатора (толщина активного слоя d и площадь A) могут быть получены из выражений:

$$d = \frac{V_a}{2F_s} [m] \quad (4.45)$$

$$A = \frac{C_0 d}{\varepsilon_0 \varepsilon} [m^2] \quad (4.46)$$

где V_a - скорость акустической волны в материале, $\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$, ε - диэлектрическая проницаемость в активном слое.

На рис. 4.21 показана схема, состоящая из трех П-образных звеньев на однотипных ТПР. Разделительные емкости C_2 соседних секций объединены с целью упрощения схемы. В каждом звене параллельно резонатору подключена активная расширительная катушка индуктивности на гираторе (4.2).

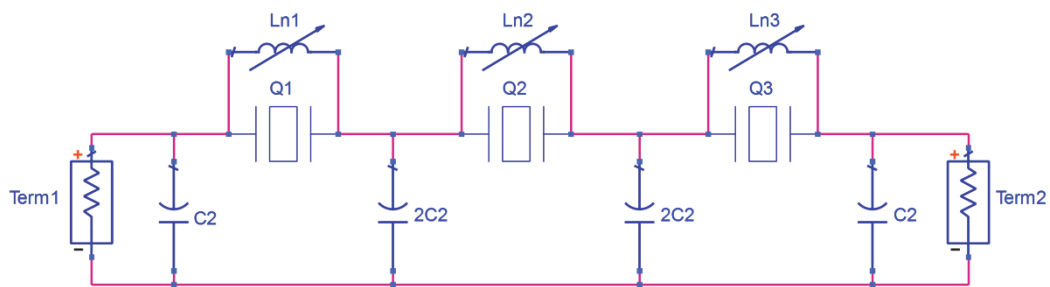


Рис. 4.21. Лестничный полосовой фильтр на трех П-звеньях с активными расширительными индуктивностями

Поскольку параллельная катушка индуктивности сдвигает частоту параллельного резонанса в высокочастотный диапазон, приводя к расширению эффективной полосы резонатора, результирующая ширина полосы пропускания фильтра также увеличивается, как показано на рис. 4.22, а.

При этом уменьшение величины активной индуктивности приводит к расширению полосы пропускания (рис. 4.22, б). При некотором значении $L_n=L_{n0}$ происходит резонансная компенсация статической емкости резонатора C_0 . Ширина полосы пропускания при этом увеличивается до 17-20 МГц. Дальнейшее расширение полосы пропускания во многих случаях оказывается нецелесообразным из-за низкочастотного параллельного резонанса, вносимого катушкой индуктивности. При уменьшении величины индуктивности частота низкочастотного резонанса сдвигается в высокочастотную область, что приводит к деградации низкочастотного фронта передаточной характеристики фильтра и ухудшению коэффициента прямоугольности (рис. 4.22, в).

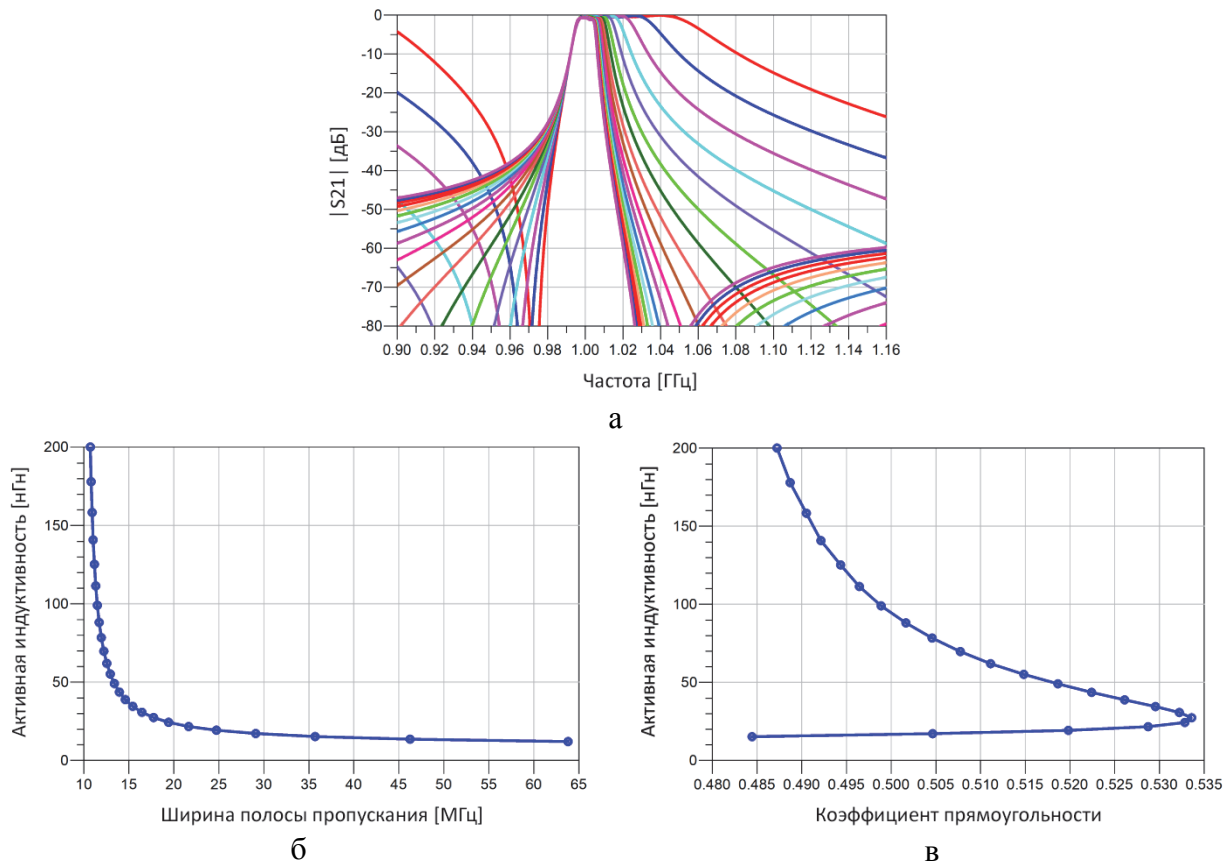


Рис. 4.22. Передаточные характеристики фильтра на П–звеньях с расширительными активными индуктивностями переменной величины (а), зависимость ширины полосы пропускания (б) и коэффициента прямоугольности фильтра (в) от величины индуктивности

Таким образом, наличие низкочастотного резонанса, вносимого параллельной катушкой индуктивности, значительно ограничивает диапазон перестройки фильтра и приводит к деградации добротности резонатора [140].

Активные индуктивности также имеют недостатки, по сравнению со спиральными индуктивностями, ограничивающими их применение в высокочастотных ИС: повышенный шум, нелинейность, рассеивание энергии, чувствительность к техпроцессу, изменениям напряжения и температуры [147].

На рис. 4.23 представлена аналогичная схема лестничного фильтра на трех Π -звеньях, однако вместо активных расширительных катушек индуктивности подключены активные конденсаторы отрицательной величины (4.3).

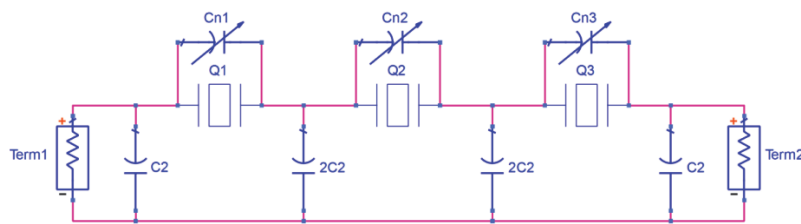


Рис. 4.23. Лестничный полосовой фильтр на трех Π -звеньях с активными конденсаторами

Увеличение значения отрицательной емкости добавочных конденсаторов приводит к значительному увеличению ширины полосы пропускания фильтра (рис. 4.24, а, б). Поскольку параллельная отрицательная емкость сдвигает параллельный резонанс резонатора в высокочастотный диапазон и не вносит дополнительных низкочастотных резонансов, зависимость коэффициента прямоугольности фильтра от ширины полосы пропускания не имеет ярко выраженного максимума (рис. 4.24, в), что открывает возможности для перестройки фильтра в широком диапазоне. Величина добавочного конденсатора при расчетах учитывается как:

$$C_n = C_{01} - C_0 \quad (4.47)$$

Более того, возможность применения отрицательной добавочной емкости снимает ограничение на одновременную установку ширины полосы пропускания и частоты полюса затухания в качестве исходных данных.

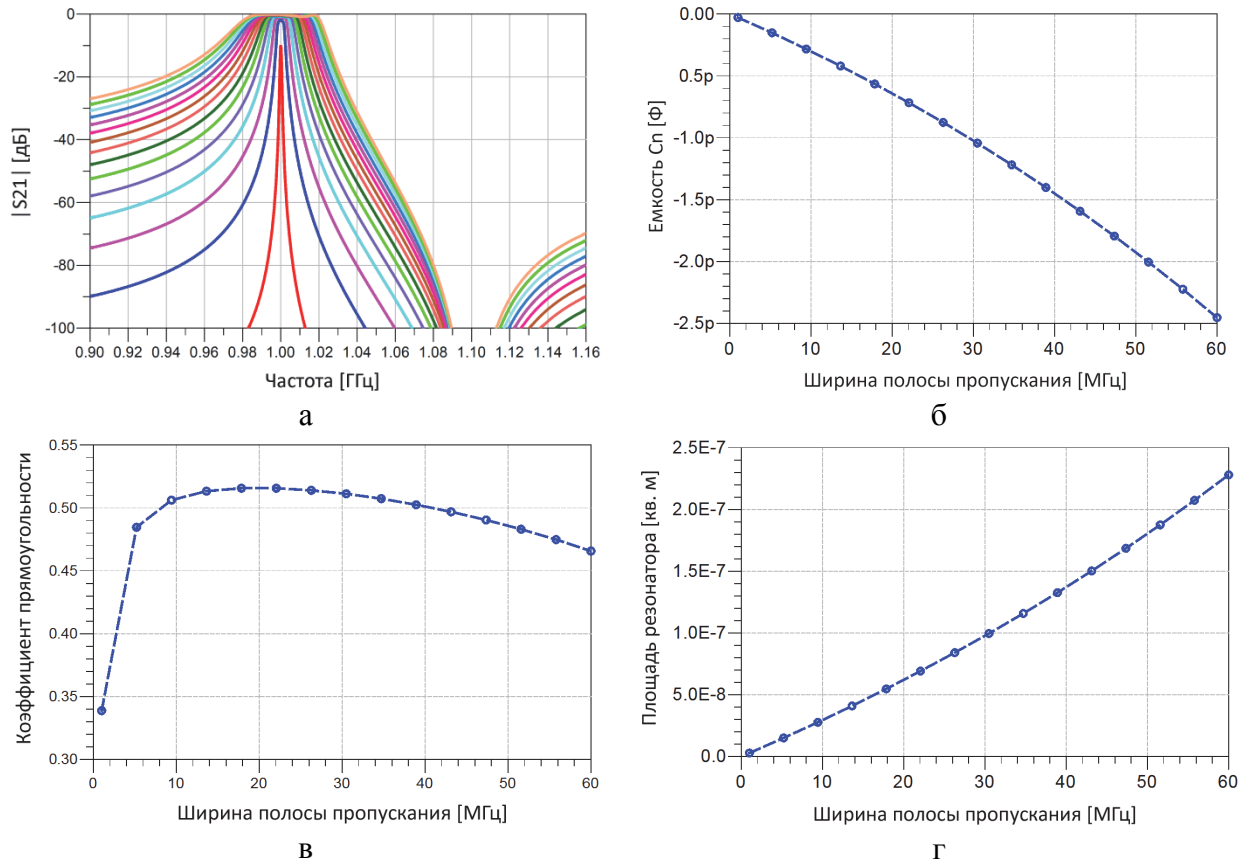


Рис. 4.24. Передаточные характеристики звен с различной шириной полосы пропускания (а), зависимость величины добавочных конденсаторов (б), коэффициента прямоугольности (в) и площади резонаторов (г) от расчётной ширины полосы пропускания

4.4.2 Лестничная схема на Т-звеньях

В отличие от звена П-типа, пьезоэлектрический резонатор Т-звена является шунтирующим и включен в поперечную ветвь. Полюс затухания в такой схеме расположен в нижней полосе задерживания (рис. 4.25, а, б).

Как и в случае П-звена, при использовании пассивных элементов невозможно в качестве исходных данных выбрать одновременно ширину полосы пропускания и частоту полюса затухания фильтра. Максимальная ширина полосы пропускания достигается, если частота полюса затухания совпадает с частотой последовательного резонанса резонатора, а частота параллельного резонанса размещена в полосе пропускания. Такое совпадение имеет место при равенстве расчетной емкости C_{01} статической емкости C_0 резонатора, что подразумевает отсутствие добавочного конденсатора C_n .

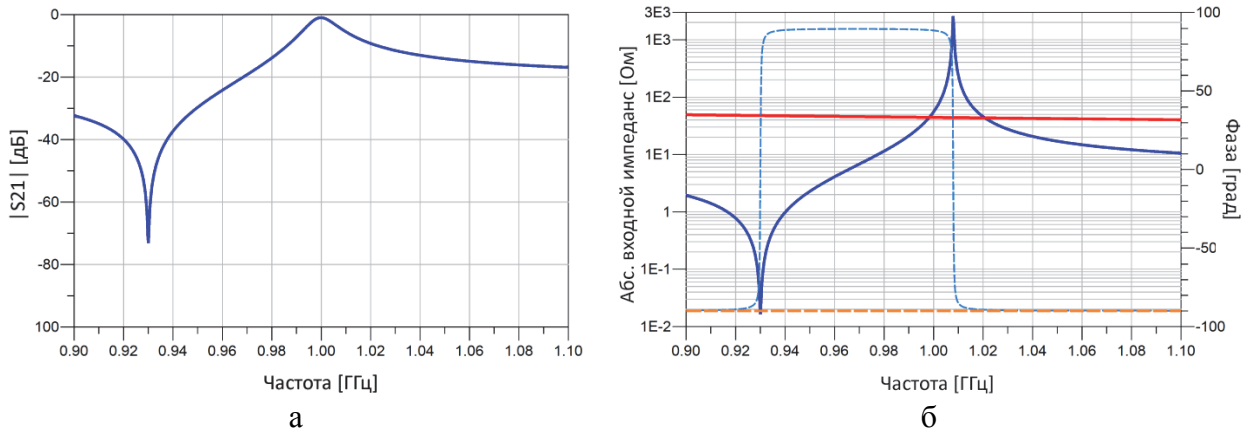


Рис. 4.25. Передаточная характеристика Т-звена (а) и сопротивления двух плеч (б)

Величины элементов Т-звена могут быть найдены при помощи выражений, приведенных ниже:

$$\begin{aligned}
 F_c &= \frac{F_a + F_b}{2} & \Delta &= F_b - F_a \\
 \Delta_\infty &= 2(F_\infty - F_c) & m &= \sqrt{\frac{F_\infty - F_b}{F_\infty - F_a}} \\
 F_s &= F_\infty & C_{01} &= \frac{m}{\pi F_c (m^2 - 1) Z_m} \\
 L_s &= \frac{(m^2 - 1)^2 Z_m}{8\pi m^3 \Delta} & C_s &= \frac{2C_{01} m^2 \Delta}{(m^2 - 1) F_c} \\
 C_0 &= \frac{C_s (1 - K^2)}{K^2} & C_2 &= \frac{m}{2\pi F_c Z_m}
 \end{aligned}$$

На рис. 4.26 показана схема, составленная из трех Т-образных звеньев на однотипных ТПР. Разделительные емкости C_2 соседних секций объединены с целью упрощения схемы. В каждом звене параллельно резонатору подключен активный добавочный конденсатор C_n .

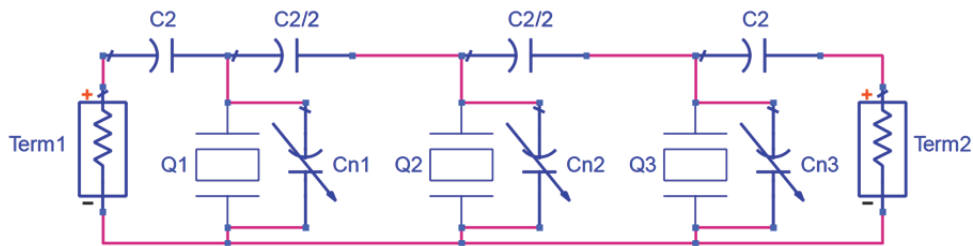


Рис. 4.26. Лестничный полосовой фильтр на трех Т-звеньях с активными конденсаторами

Уменьшение величины отрицательной емкости добавочных конденсаторов приводит к увеличению ширины полосы пропускания фильтра (рис. 4.27, а, б).

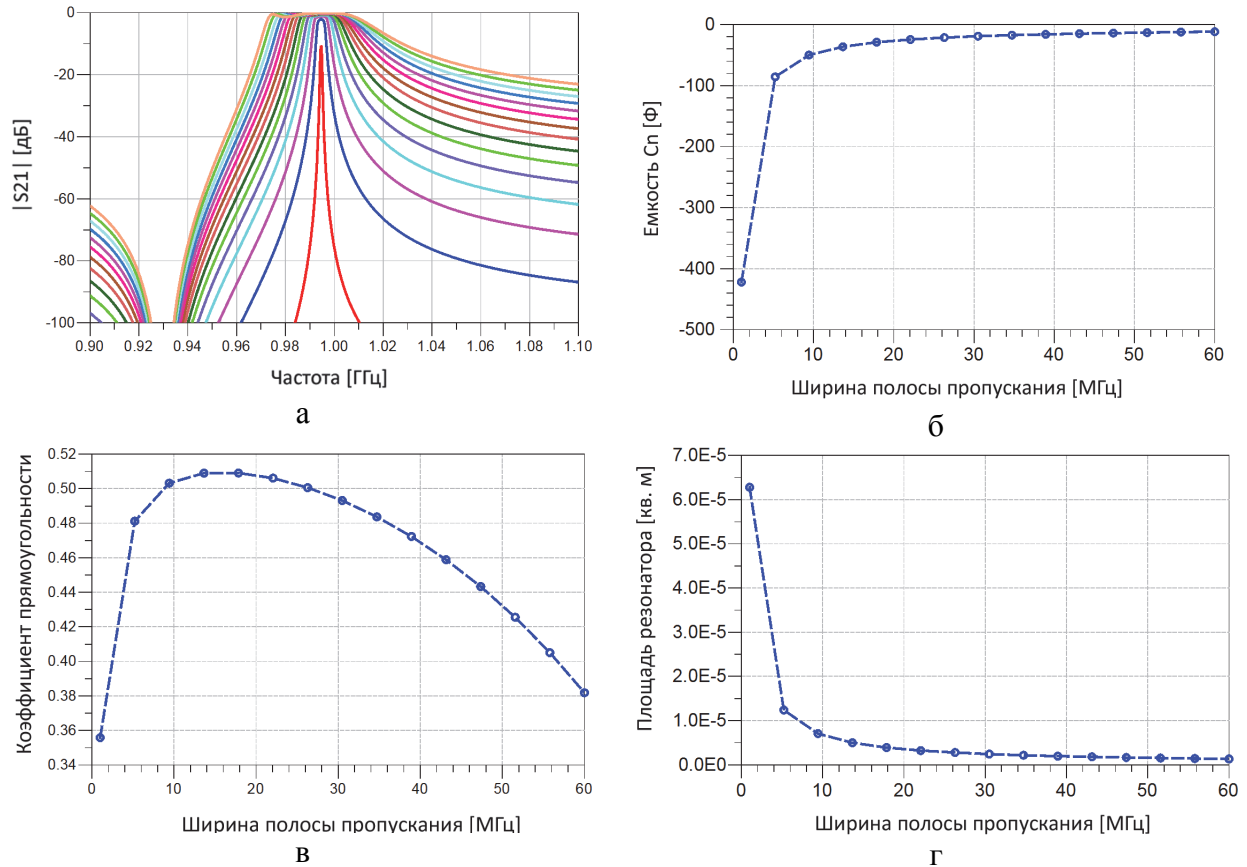


Рис. 4.27. Передаточные характеристики фильтров с различной шириной полосы пропускания (а), зависимость величины добавочных конденсаторов (б), коэффициента прямоугольности (в) и площади резонаторов (г) от расчётной ширины полосы пропускания

Поскольку параллельная отрицательная емкость сдвигает параллельный резонанс резонатора в высокочастотный диапазон и не вносит дополнительных низкочастотных резонансов, зависимость коэффициента прямоугольности фильтра от ширины полосы пропускания имеет сглаженный характер, а полюс затухания не смещается для различных значений C_n (рис. 4.27, в). Указанная особенность открывает возможности для перестройки фильтра в широком частотном диапазоне. Применение отрицательной добавочной емкости позволяет одновременно установить ширину полосы пропускания и частоту полюса затухания в качестве исходных данных. Величина добавочного конденсатора при этом учитывается согласно (4.27).

4.4.3 Лестничная схема на Г-звеньях с двумя резонаторами

На рис. 4.28, а представлена схема Г-образного звена на двух пьезоэлектрических резонаторах с активными добавочными конденсаторами. Передаточная характеристика схемы характеризуется двумя полюсами затухания рис. 4.28, б.

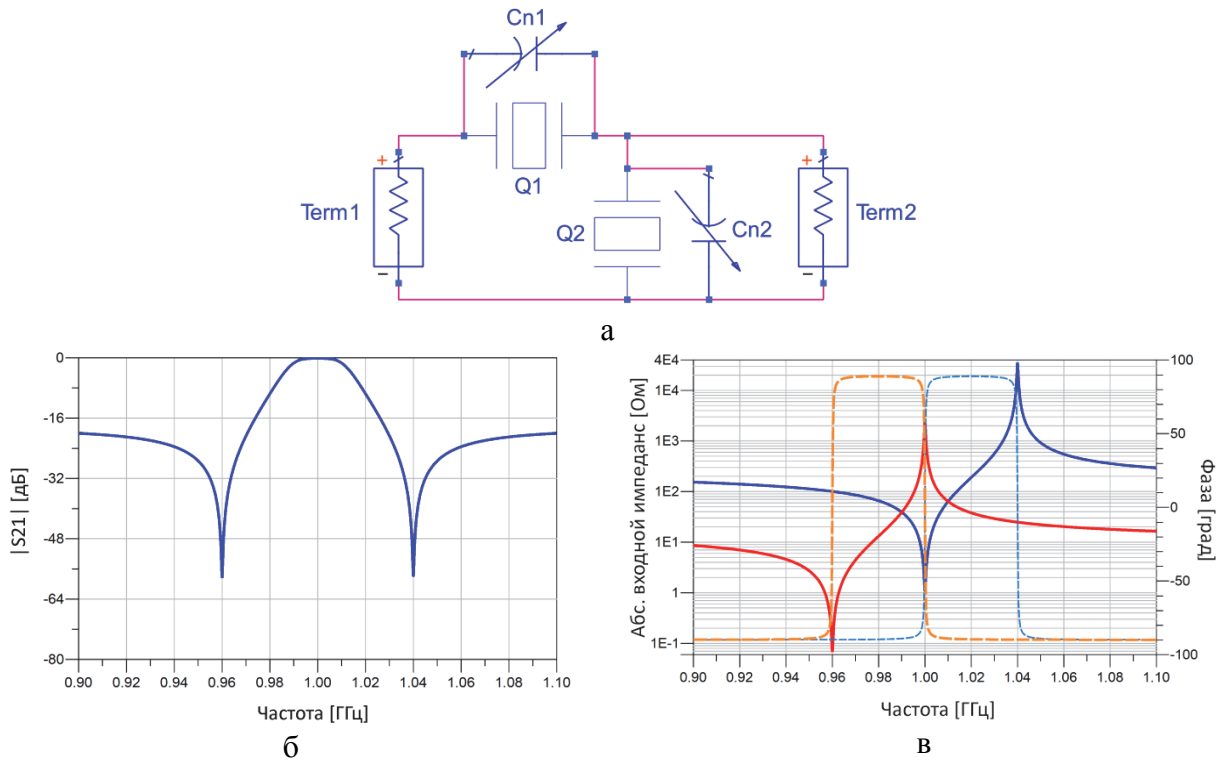


Рис. 4.28. Звено Г-типа на двух резонаторах (а), его передаточная характеристика (б) и сопротивления плеч (в)

Первый, низкочастотный полюс совпадает с частотой последовательного резонанса шунтирующего резонатора, а второй, высокочастотный – с частотой параллельного резонанса последовательного резонатора рис. 4.28, в. Соответственно, при использовании пассивных добавочных конденсаторов ширина полосы пропускания фильтра может быть лишь уменьшена, а максимальное значение соответствует случаю отсутствия добавочных конденсаторов.

Величины элементов Г-звена могут быть найдены при помощи выражений, приведенных ниже:

$$F_c = \frac{F_a + F_b}{2}$$

$$\Delta = F_b - F_a$$

$$\begin{aligned}
\Delta_{\infty} &= F_{\infty 2} - F_{\infty 1} & N_{\infty} &= \frac{\Delta_{\infty}}{\Delta} \\
M &= \sqrt{1 - \frac{1}{N_{\infty}^2}} & F_{\infty 2} - F_0 &= F_0 - F_{\infty 1} \\
F_{s1} &= F_c & F_{s2} &= F_{\infty 1} \\
C_{01} &= \frac{\Delta}{2\pi M Z_m (F_{\infty 2}^2 - F_c^2)} & C_{02} &= \frac{M(F_c^2 - F_{\infty 1}^2)}{2\pi Z_m F_c^2 \Delta} \\
C_{s1} &= \frac{C_{01}(F_{\infty 2}^2 - F_c^2)}{F_c^2} & C_{s2} &= \frac{C_{02}(F_c^2 - F_{\infty 1}^2)}{F_{\infty 1}^2} \\
L_{s1} &= \frac{1}{4\pi^2 F_c^2 C_{s1}} & L_{s2} &= \frac{1}{4\pi^2 F_{\infty 1}^2 C_{s2}} \\
C_{p1} &= C_{s1} \frac{1 - K^2}{K^2} & C_{p2} &= C_{s2} \frac{1 - K^2}{K^2} \\
C_{n1} &= C_{01} - C_{p1} & C_{n2} &= C_{02} - C_{p2}
\end{aligned}$$

Физические параметры резонаторов могут быть найдены из выражений (4.45) и (4.46).

Однако при помощи активных конденсаторов с отрицательной емкостью эффективная полоса каждого резонатора может быть расширена, что позволяет реализовать более широкополосные фильтры. При этом в качестве исходных данных могут быть заданы одновременно центральная частота фильтра, ширина полосы пропускания и частоты полюсов затухания. На рис. 4.29, а представлены передаточные характеристики Г-звеньев, рассчитанных с учетом различных ширин полосы пропускания при постоянных полюсах затухания: 960 МГц и 1040 МГц.

Исходное расположение полюсов затухания привело к тому, что добавочные конденсаторы имеют отрицательные величины даже при небольших значениях ширины полосы. Коэффициент прямоугольности фильтра равномерно увеличивается при расширении расчетной ширины полосы пропускания (рис. 4.29, б).

Стоит отметить, что при больших значениях ширины полосы (50–60 МГц) величины добавочных активных конденсаторов и площади двух резонаторов попарно совпадают, что улучшает технологичность фильтра.

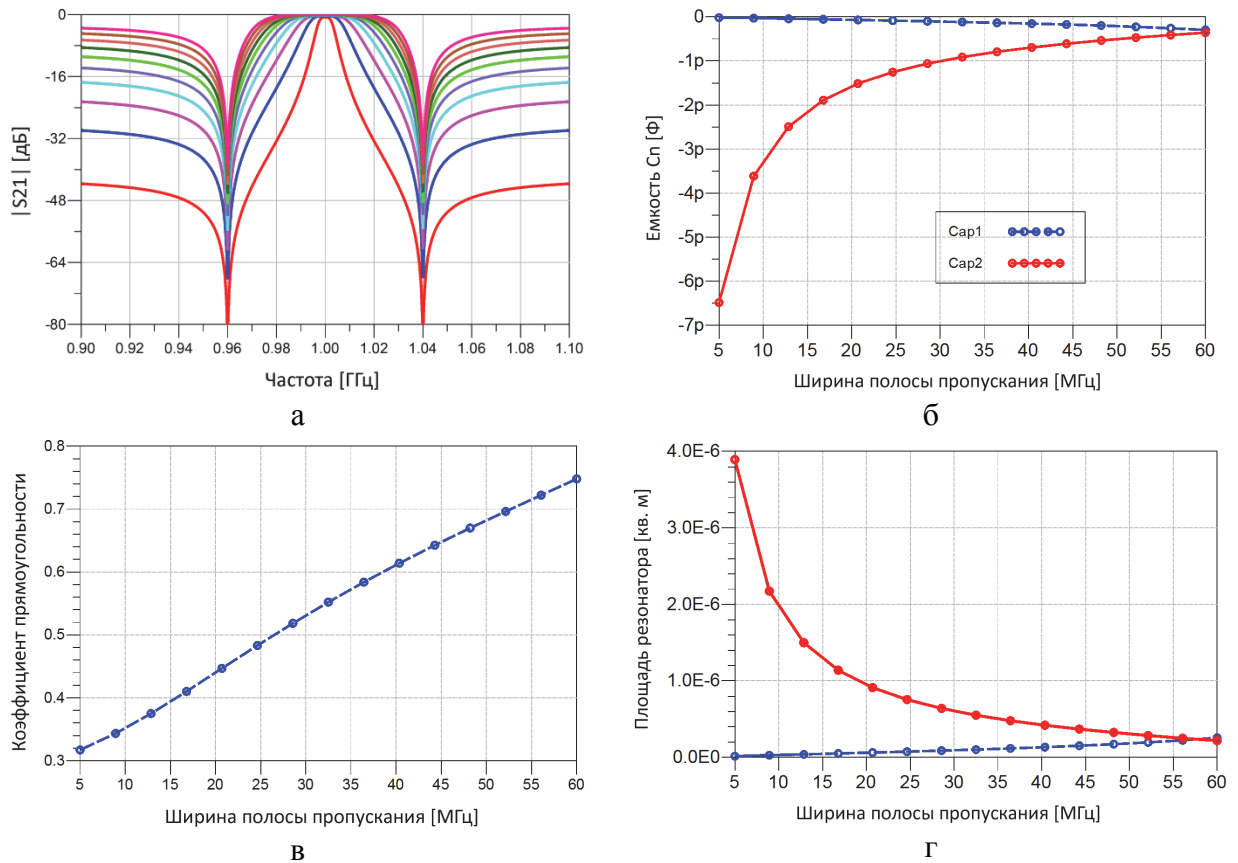


Рис. 4.29. Передаточные характеристики звен с различной шириной полосы пропускания (а), зависимость величины добавочных конденсаторов (б), коэффициента прямоугольности (в) и площади резонаторов (г) от расчётной ширины полосы пропускания

4.5 Активные мостовые схемы фильтров

В отличие от фильтров лестничного типа, для построения мостовых и дифференциальных фильтров необходимы резонаторы со строго определенным разнесом частот, что делает практически невозможной реализацию фильтра на номенклатурных резонаторах заводского изготовления. Индивидуальная подгонка частоты имеющихся резонаторов требует специфического оборудования и, как правило, ухудшает параметры резонаторов. Это в итоге сказывается на характеристиках фильтра в целом.

Для того чтобы параметры фильтра получились удовлетворительными, величины полных сопротивлений плеч на всех частотах должны быть согласованы. Этими свойствами объясняется наличие в схеме фильтра большего количества элементов по сравнению с лестничными схемами. Более

того, ко всем элементам предъявляются жесткие требования по допускам на значения параметров при изготовлении. Применение дифференциальных схем позволяет сократить количество элементов вдвое, однако такие схемы имеют большую чувствительность в полосе заграждения, чем сопоставимые лестничные (в случае реализуемости последних), что требует проведения детального анализа чувствительности.

4.5.1 Мостовая схема на одном резонаторе

На основе пьезоэлектрических резонаторов и конденсаторов реализовываются относительно узкополосные полосовые фильтры (относительная ширина полосы не превышает C_s/C_p).

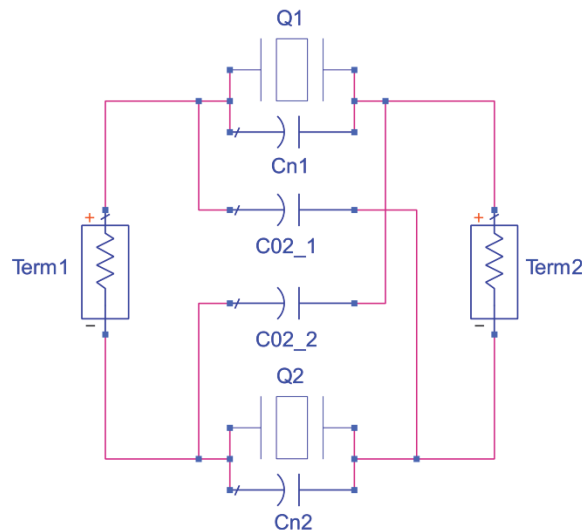


Рис. 4.30. Пассивная мостовая схема с резонатором и конденсатором

Такие схемы характеризуются одним полюсом затухания и содержат по резонатору в одной паре плеч и по конденсатору в другой (рис. 4.30). При расчете параметров схемы задающими являются граничные частоты полосы пропускания f_a и f_b , при этом сопротивления плеч имеют разные знаки в этой области частот. Для частот, лежащих справа и слева от полосы пропускания, знаки характеристических импедансов одинаковы, эти частоты образуют две полосы задерживания. Частота полюса затухания f_∞ определяется при проектировании фильтра и влияет на соотношение C_{01}/C_{02} и, соответственно,

на выходные характеристики фильтра. Здесь C_{01} является промежуточным расчетным элементом:

$$C_{01} = C_n + C_p \quad (4.48)$$

Добавочный конденсатор C_n приводит к сужению полосы тем больше, чем больше величина C_n . Соответственно, наибольшая относительная ширина полосы пропускания достигается при отсутствии этого конденсатора:

$$\xi_{max} = \frac{C_s}{2C_{01}} = \frac{C_s}{2C_p} \quad (4.49)$$

Положение полюса затухания определяется соотношением емкостей: при $C_{01} < C_{02}$ полюс затухания расположен в низкочастотной области; при $C_{01} = C_{02}$ частота полюса стремится к бесконечности; при $C_{01} > C_{02}$ полюс расположен в верхней полосе задерживания. Величины элементов схемы находятся из следующих выражений:

$$\begin{aligned} F_c &= \frac{F_a + F_b}{2} & \Delta &= F_b - F_a \\ \Delta_\infty &= 2(F_\infty - F_c) & N_\infty &= \frac{\Delta_\infty}{\Delta} \\ m &= \sqrt{\frac{F_\infty - F_b}{F_\infty - F_a}} & F_s &= F_a \\ L_s &= \frac{F_b \cdot m \cdot Z_m}{2\pi(F_b^2 - F_a^2)} & C_s &= \frac{F_b^2 - F_a^2}{2\pi \cdot F_a^2 \cdot F_b \cdot m \cdot Z_m} \\ C_{01} &= \frac{1}{2\pi \cdot F_b \cdot m \cdot Z_m} & C_{02} &= \frac{m}{2\pi \cdot F_b \cdot Z_m} \\ C_n &= C_{01} - C_0 \end{aligned}$$

Статическая емкость резонатора C_0 и динамическое сопротивление R_s :

$$C_0 = C_s \frac{1 - K^2}{K^2} \quad (4.50)$$

$$R_s = \frac{2\pi \cdot F_s L_s}{Q} \quad (4.51)$$

где K^2 – коэффициент электромеханической связи в материале, Q – добротность.

Физические параметры резонатора (толщина активного слоя d и площадь A) находятся из выражений:

$$d = \frac{V_a}{2F_s} [m] \quad (4.52)$$

$$A = \frac{C_0 d}{\varepsilon_0 \varepsilon} [m^2] \quad (4.53)$$

где V_a - скорость акустической волны в материале, $\varepsilon_0=8.85 \cdot 10^{-12}$, ε – диэлектрическая проницаемость в активном слое.

При проектировании фильтра возможно улучшение характеристик его стабильности в полосе задерживания путем преобразования мостовой схемы, как показано на рис. 4.31. При этом одинаковые параллельные сопротивления, присутствующие во всех плечах мостовой симметричной схемы выносятся за пределы мостовой схемы. В частности, если $C_{01} > C_{02}$ мостовая схема преобразовывается в П-образную. На рис. 4.32 изображена преобразованная с помощью данной методики схема фильтра.

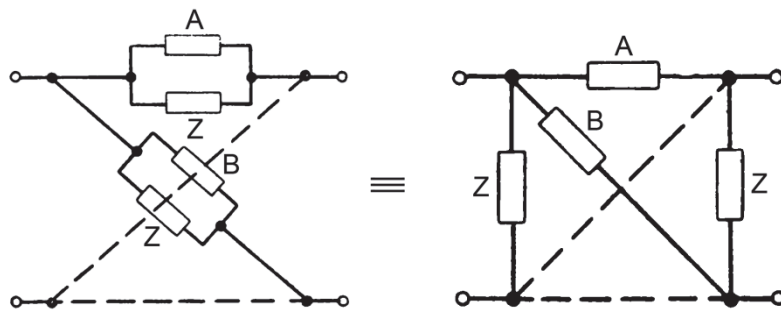


Рис. 4.31. Эквивалентное преобразование мостовой схемы

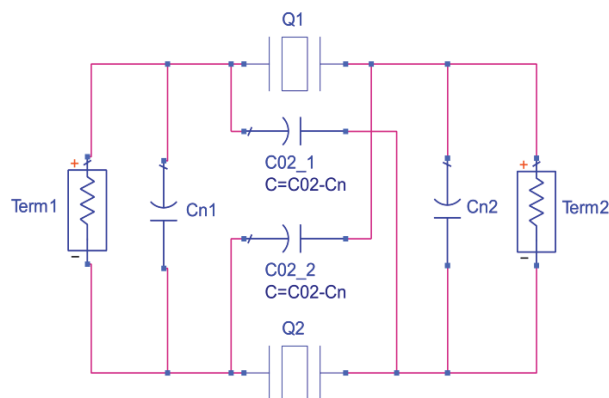


Рис. 4.32. Фильтр после вынесения емкостей за пределы мостовой схемы

Другой возможностью упрощения является перестройка в дифференциальную схему, эквивалентную мостовой. По сравнению с последней, дифференциальная схема содержит в 2 раза меньше элементов. При проектировании дифференциальной схемы, состоящей из двухполюсных

элементов с сопротивлениями Z_1 и Z_2 , характеристическое затухание и фаза такие же, как у мостовой схемы, а характеристическое сопротивление в два раза меньше. Традиционно применяемый в дифференциальных фильтрах трансформатор в активном фильтре заменяется ОУТ, имеющим по 2 дифференциальных входа и выхода. Результирующая схема активного фильтра представлена на рис. 4.33.

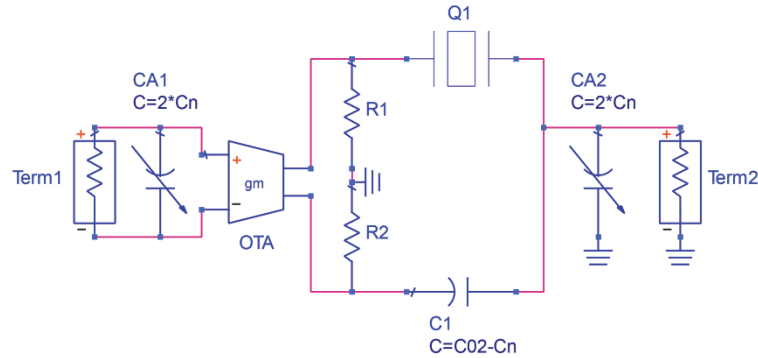


Рис. 4.33. Активный мостовой фильтр с резонатором в одном плече и конденсатором во втором

На рис. 4.34 представлены передаточные характеристики активного фильтра, спроектированного на центральную частоту 1000 МГц с шириной полосы пропускания 20 МГц. Полос затухания расположен в высокочастотной полосе задерживания на частоте 1100 МГц, заданной при расчете.

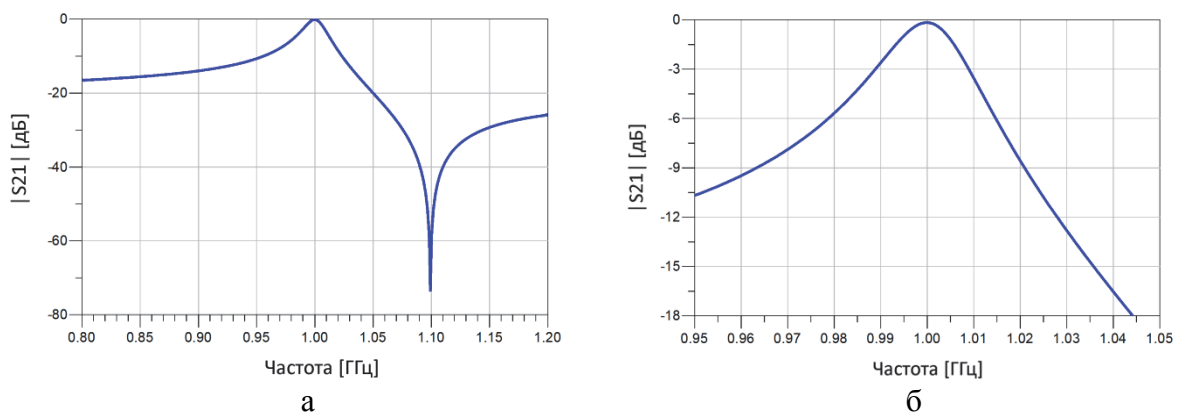


Рис. 4.34. Передаточная характеристика фильтра в широком (а) и узком (б) диапазонах частот

При расширении расчетной полосы пропускания фильтра величина добавочного конденсатора C_n равномерно опускается до нуля (рис. 4.35, б). При этом фильтр имеет максимальную ширину полосы пропускания (около 36

МГц) с применением пассивных элементов (4.49). Однако, как было показано в разделе 4.3, при использовании активных схем становится возможной реализация активного имитатора отрицательной емкости, что позволяет расширить ширину полосы до 60 МГц (7.4% относительная) и более. Стоит заметить, что при этом коэффициент прямоугольности фильтра, рассчитанный по значениям $[-3 \dots -10]$ дБ, деградирует. Поэтому для обеспечения высокого уровня режекции вне полосы целесообразно применение нескольких звеньев фильтра.

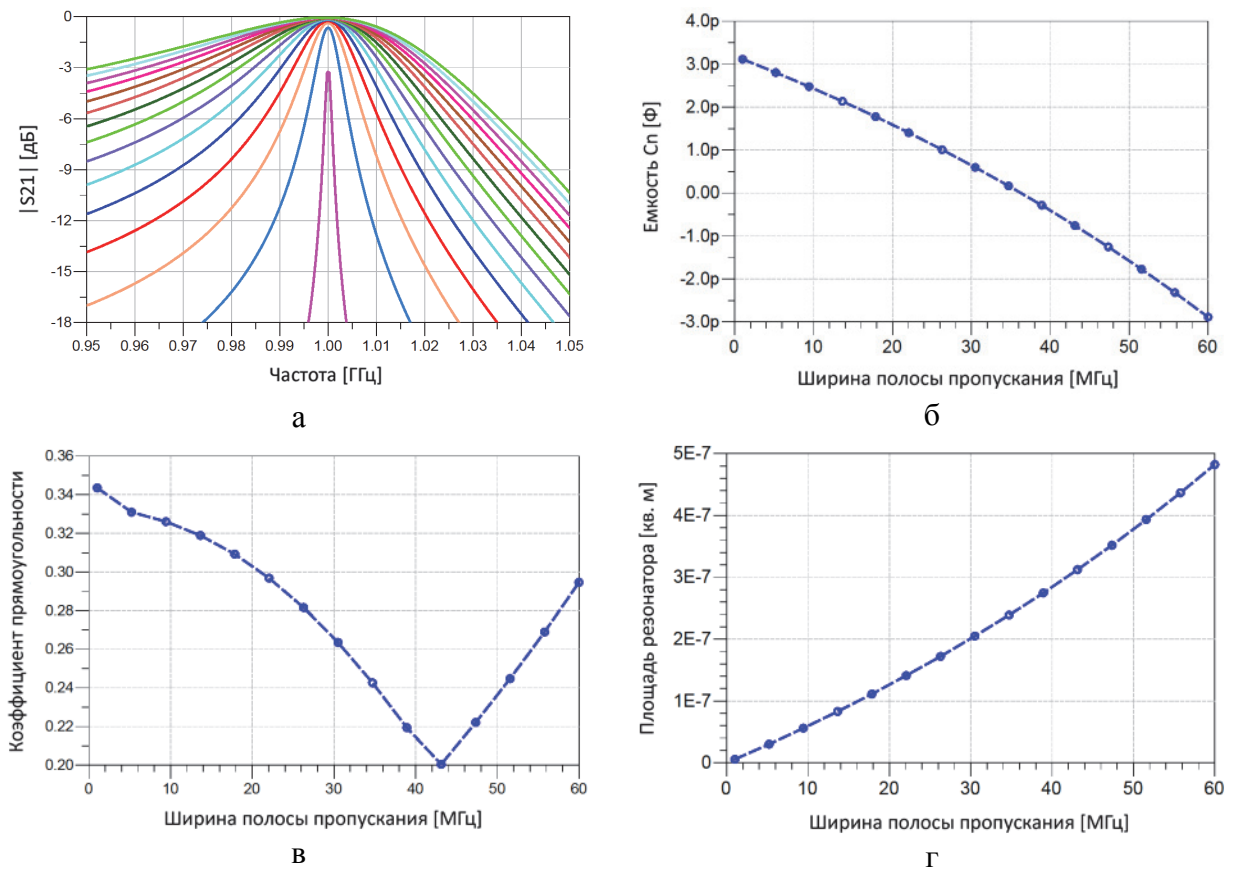


Рис. 4.35. Передаточные характеристики фильтров с различной шириной полосы пропускания (а), зависимость величины добавочного конденсатора C_n (б), коэффициента прямоугольности (в) и площади резонатора (г) от ширины расчётной полосы

При расчетах фильтр согласовывался на нагрузку 50 Ом. Расширение расчетной полосы пропускания приводит также к увеличению площади резонатора, как показано на рис. 4.35, г. Применение дифференциальной схемы с активными элементами позволяет сократить количество резонаторов

вдвое, компенсировав недостаток по занимаемой площади широкополосных фильтров.

4.5.2 Мостовая схема на двух резонаторах (сливающиеся полосы)

Альтернативным вариантом может быть применение двух резонаторов – по одному в каждом плече активного фильтра. Подобная схема в дифференциальном исполнении представлена на рис. 4.36. В данном случае частота последовательного резонанса одного резонатора совпадает с частотой параллельного резонанса второго, фильтр имеет одну теоретическую полосу пропускания, в которой характеристическое затухание равно нулю. Полоса пропускания при этом состоит из двух сливающихся полос резонатора [170, 171].

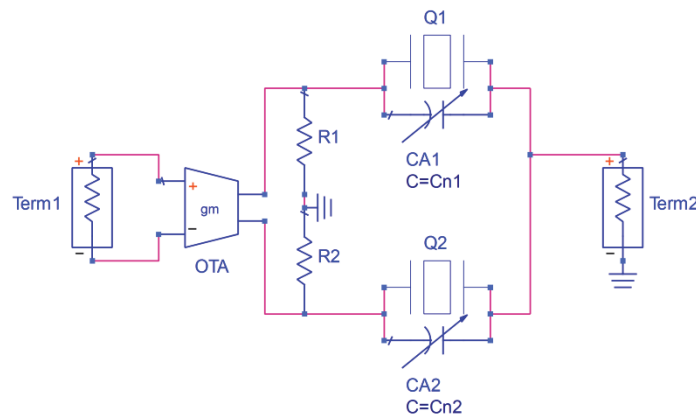


Рис. 4.36. Активный мостовой фильтр с резонатором в каждом плече

Величины элементов схемы находятся из следующих выражений:

$$\begin{aligned}
 F_c &= \frac{F_a + F_b}{2} & \Delta &= F_b - F_a \\
 \Delta_{\infty 1} &= 2(F_{\infty 1} - F_c) & \Delta_{\infty 2} &= 2(F_{\infty 2} - F_c) \\
 N_{\infty 1} &= \frac{\Delta_{\infty 1}}{\Delta} & N_{\infty 2} &= \frac{\Delta_{\infty 2}}{\Delta} \\
 m_1 &= \sqrt{\frac{N_{\infty 1} - 1}{N_{\infty 1} + 1}} & m_2 &= \sqrt{\frac{N_{\infty 2} - 1}{N_{\infty 2} + 1}} \\
 F_{s1} &= F_0 & F_{s2} &= F_a \\
 L_{s1} &= \frac{Z_m (1 + m_1 m_2)^2 F_b}{2\pi (m_1 + m_2) m_1 m_2 (F_b^2 - F_a^2)} & L_{s2} &= \frac{Z_m (m_1 + m_2) F_b}{2\pi (F_b^2 - F_a^2)}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 C_{01} &= \frac{m_1 + m_2}{2\pi F_b(1 + m_1 m_2)Z_m} & C_{02} &= \frac{1 + m_1 m_2}{2\pi F_b(m_1 + m_2)Z_m} \\
 C_{s1} &= \frac{(m_1 + m_2)m_1 m_2(F_b^2 - F_a^2)}{2\pi F_b(F_b^2 + m_1 m_2 F_a^2)(1 + m_1 m_2)Z_m} & C_{s2} &= \frac{F_b^2 - F_a^2}{2\pi Z_m(m_1 + m_2)F_a^2 F_b} \\
 C_{p1} &= C_{s1} \frac{1 - K^2}{K^2} & C_{p2} &= C_{s2} \frac{1 - K^2}{K^2} \\
 R_{s1} &= \frac{2\pi \cdot F_{s1} L_{s1}}{Q_1} & R_{s2} &= \frac{2\pi \cdot F_{s2} L_{s2}}{Q_2} \\
 C_{n1} &= C_{01} - C_{p1} & C_{n2} &= C_{02} - C_{p2}
 \end{aligned}$$

Физические параметры резонатора находятся из выражений (4.52) и (4.53).

На рис. 4.37 представлены передаточные характеристики активного фильтра, спроектированного на центральную частоту 1000 МГц с шириной полосы пропускания 20 МГц. Полюсы затухания расположены в высокочастотной и низкочастотной полосах задерживания на частотах 930 МГц и 1070 МГц.

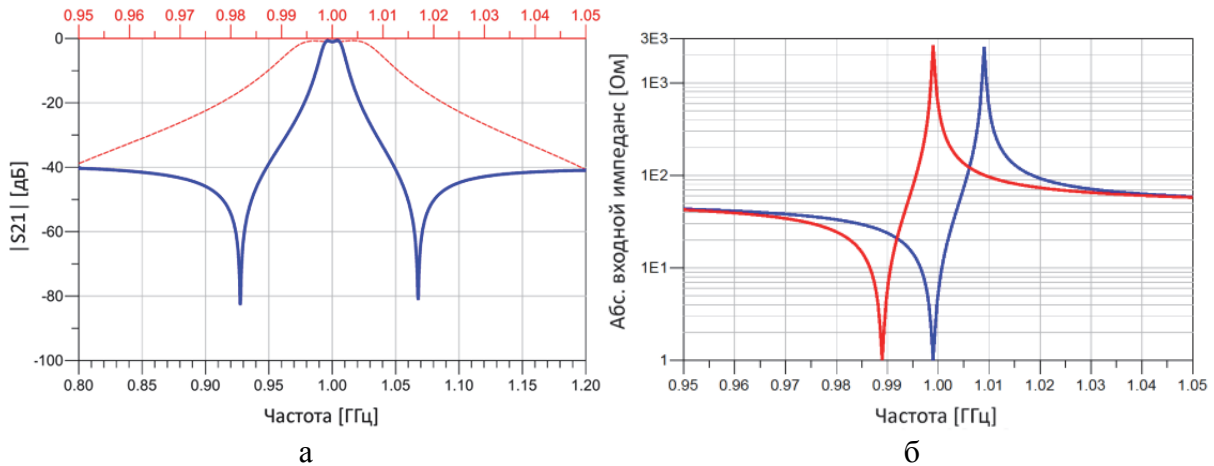


Рис. 4.37. Передаточная характеристика фильтра (а) и импедансы двух плеч (б)

Как следует из расчетов, ширина полосы пропускания такого активного фильтра соответствует двум частотным диапазонам, заключенным между частотами последовательного и параллельного резонансов сопротивлений плеч Z_1 и Z_2 . Максимальная ширина полосы пропускания при использовании неактивных конденсаторов достигается в том случае, если параллельно резонатору не присоединяется конденсатор C_n :

$$\xi_{max} = \frac{C_s}{C_p} \quad (4.54)$$

Такая дифференциальная схема фильтра с двумя резонаторами эквивалентна каскадному соединению двух более простых звеньев, приведенных на рис. 4.33.

При расширении расчетной полосы пропускания фильтра величины добавочных конденсаторов C_{n1} и C_{n2} равномерно опускаются до нуля (рис. 4.38, б). При этом фильтр имеет максимальную ширину полосы пропускания (около 72 МГц) с применением пассивных элементов. Однако при использовании активных схем становится возможным расширение полосы до 120 МГц (12% относительная) и более. Стоит заметить, что при этом коэффициент прямоугольности фильтра, рассчитанный по значениям $[-3\dots-10]$ дБ, улучшается при неизменных частотах полюсов затухания.

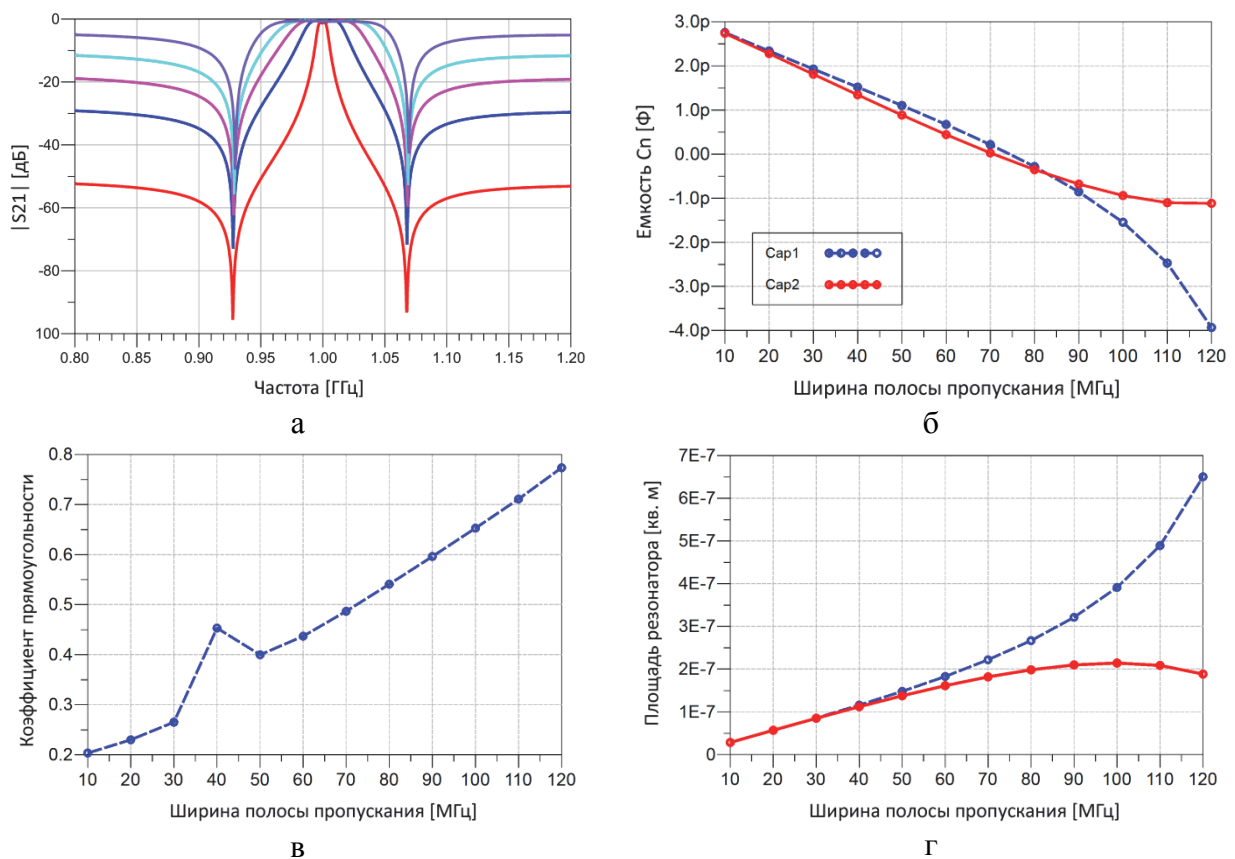


Рис. 4.38. Передаточные характеристики фильтров с различной шириной полосы пропускания (а), зависимость величины добавочных конденсаторов (б), коэффициента прямоугольности (в) и площади резонаторов (г) от ширины расчётной полосы

4.5.3 Мостовая схема на двух резонаторах (раздельные полосы)

Параметры элементов схемы на двух резонаторах могут быть выбраны и другим образом, обеспечивающим две раздельные полосы пропускания. При таком расположении особых частот фильтра возможно расширение эффективной полосы пропускания и улучшение других характеристик.

Величины элементов схемы находятся из следующих выражений:

$$\begin{aligned}
 F_c &= \frac{F_a + F_b}{2} & \Delta &= F_b - F_a \\
 \Delta_\infty &= F_{\infty 2} - F_{\infty 1} & N_\infty &= \frac{\Delta_\infty}{\Delta} \\
 s &= \frac{S}{\Delta} & M &= \sqrt{\frac{N_\infty^2 - 1}{N_\infty^2 - s^2}} \\
 F_{\infty 2} - F_c &= F_c - F_{\infty 1} \\
 L_{s1} &= \frac{MZ_m}{2\pi(1-s)\Delta} & L_{s2} &= \frac{Z_m}{2\pi(1-s)M\Delta} \\
 C_{01} &= \frac{1}{2\pi F_c M Z_m} & C_{02} &= \frac{M}{2\pi F_c Z_m} \\
 C_{s1} &= \frac{C_{01}(1-s)\Delta}{F_c} & C_{s2} &= \frac{C_{02}(1-s)\Delta}{F_c} \\
 F_{s1} &= F_c + s \frac{\Delta}{2} & F_{s1} &= F_c - s \frac{\Delta}{2} \\
 C_{p1} &= C_{s1} \frac{1-K^2}{K^2} & C_{p2} &= C_{s2} \frac{1-K^2}{K^2} \\
 R_{s1} &= \frac{2\pi \cdot F_{s1} L_{s1}}{Q_1} & R_{s2} &= \frac{2\pi \cdot F_{s2} L_{s2}}{Q_2} \\
 C_{n1} &= C_{01} - C_{p1} & C_{n2} &= C_{02} - C_{p2}
 \end{aligned}$$

Физические параметры резонатора могут быть получены соответственно из (4.52) и (4.53). Все характерные частоты в данном фильтре, включая полюсы затухания, расположены симметрично относительно центральной частоты (рис. 4.39, рис. 4.40). Величина $s = S/\Delta$ характеризует относительную ширину интервала между двумя полосами пропускания фильтра. В отличие от фильтра со сливающимися полосами пропускания, где характеристическое сопротивление фильтра согласуется с нагрузкой лишь на одной частоте,

характеристическое сопротивление описываемого фильтра может быть согласовано с нагрузкой при двух частотах, равных \sqrt{s} .

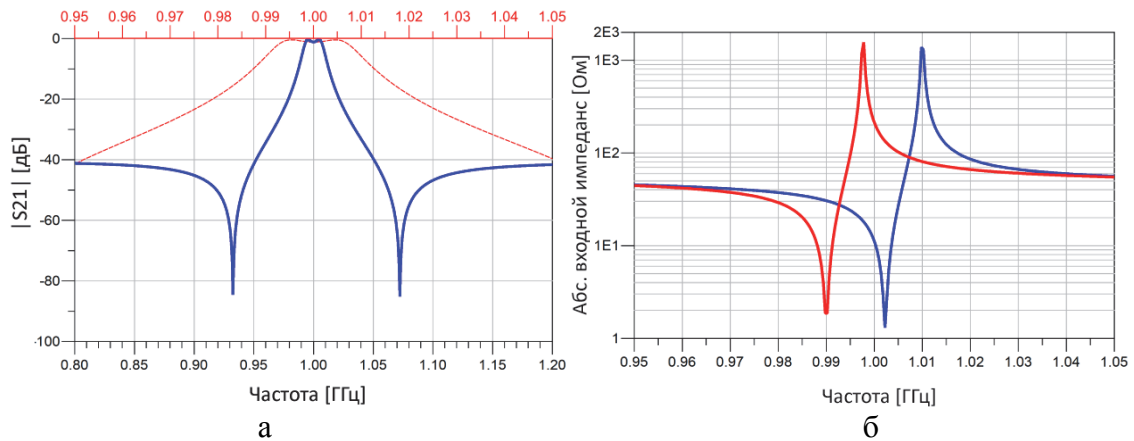


Рис. 4.39. Передаточная характеристика фильтра (а) и импедансы двух плеч (б)

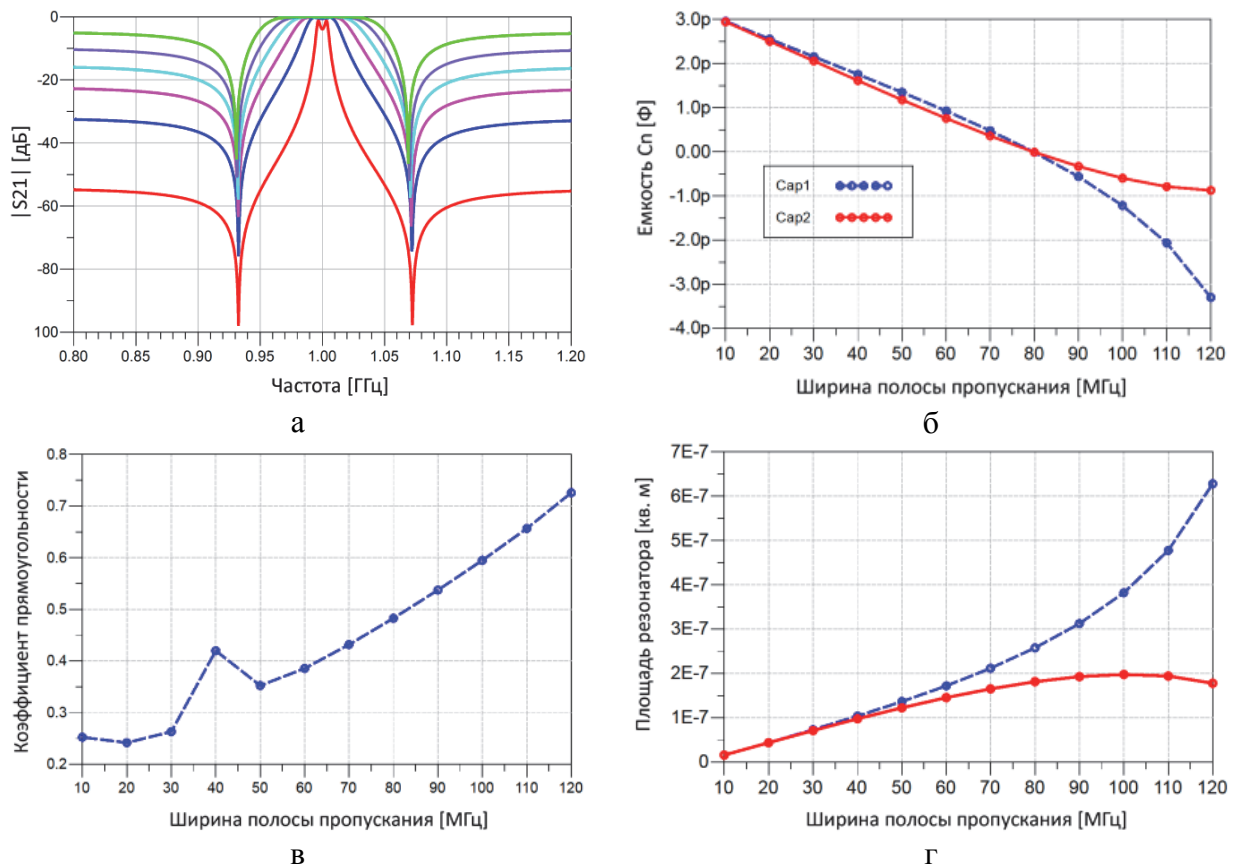


Рис. 4.40. Передаточные характеристики фильтров с различной шириной полосы пропускания (а), зависимость величины добавочных конденсаторов (б), коэффициента прямоугольности (в) и площади резонаторов (г) от ширины расчётной полосы

Этот факт является причиной того, что рабочее затухание в полосе пропускания фильтра с отдельными полосами становится более постоянным и в меньшей степени зависит от изменения нагрузки, чем у фильтра со

сливающимися полосами, описанного ранее. При расширении расчетной полосы пропускания фильтра величины добавочных конденсаторов C_{n1} и C_{n2} равномерно опускаются до нуля (рис. 4.40, б). При этом фильтр имеет максимальную ширину полосы пропускания (около 80 МГц) с применением пассивных элементов.

При использовании активных схем становится возможной реализация конденсатора отрицательной емкости, что позволяет расширить ширину полосы до 120 МГц (12% относительная) и более. При этом коэффициент прямоугольности фильтра, рассчитанный по значениям $[-3\dots-10]$ дБ, улучшается при неизменных частотах полюсов затухания.

4.5.4 Мостовая схема на двух резонаторах (между частотами f_s)

Третьим вариантом схемы фильтра на двух резонаторах является случай расположения последовательных резонансов резонаторов двух плеч на границах теоретической полосы пропускания. При таком расположении повышается температурная стабильность фильтра, так как стабильность его частот среза зависит только от стабильности пьезоэлектрических резонаторов и не зависит от стабильности добавочных конденсаторов и монтажных емкостей. Характеристическое сопротивление фильтра в полосе пропускания допускает согласование с нагрузкой при двух вещественных частотах.

Величины элементов схемы находятся из следующих выражений:

$$\begin{aligned}
 F_c &= \frac{F_a + F_b}{2} & \Delta &= F_b - F_a \\
 \Delta_\infty &= 2(F_{\infty 1} - F_c) & N_\infty &= \frac{\Delta_\infty}{\Delta} \\
 m &= \sqrt{\frac{N_\infty - 1}{N_\infty + 1}} & N_z &= \frac{F_z - F_c}{0.5\Delta} \\
 F_{s1} &= F_a & F_{s2} &= F_b \\
 L_{s1} &= mZ_m \frac{N_z}{2\pi(N_z + 1)\Delta} & L_{s2} &= \frac{Z_m N_z}{2\pi m(N_z - 1)\Delta} \\
 C_{01} &= \frac{1}{2\pi F_c m N_z Z_m} & C_{02} &= \frac{m}{2\pi F_c N_z Z_m}
 \end{aligned}$$

$$C_{s1} = C_{01}(N_z + 1) \frac{\Delta}{F_c} \qquad C_{s2} = C_{02}(N_z - 1) \frac{\Delta}{F_c}$$

$$C_{p1} = C_{s1} \frac{1 - K^2}{K^2} \qquad C_{p2} = C_{s2} \frac{1 - K^2}{K^2}$$

$$R_{s1} = \frac{2\pi \cdot F_{s1} L_{s1}}{Q_1} \qquad R_{s2} = \frac{2\pi \cdot F_{s2} L_{s2}}{Q_2}$$

$$C_{n1} = C_{01} - C_{p1} \qquad C_{n2} = C_{02} - C_{p2}$$

Практическая ценность данной схемы также заключается в том, что нормированные характеристические частоты схемы расположены симметрично относительно средней частоты полосы пропускания (рис. 4.41), соответственно оба резонатора имеют одинаковые значения эквивалентной индуктивности, а значит, могут иметь одинаковые площади.

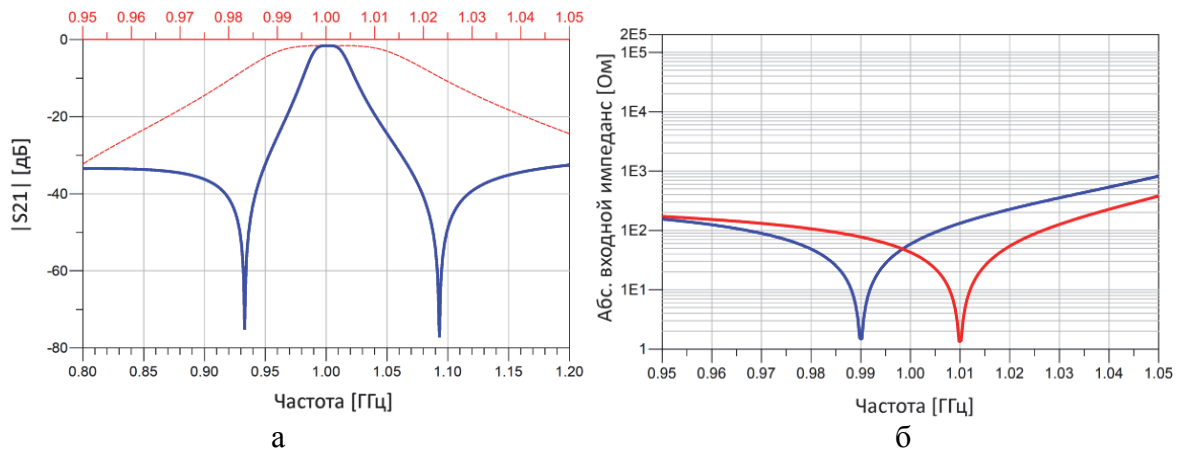


Рис. 4.41. Передаточная характеристика фильтра (а) и импедансы двух плеч (б)

Поскольку резонаторы в узкополосных фильтрах настроены очень близко по частоте, то и толщина у них почти одинаковая, что очень удобно при производстве.

Как показано на рис. 4.42, при использовании активных добавочных конденсаторов C_{n1} и C_{n2} становится возможным значительное расширение ширины полосы пропускания фильтра. При этом коэффициент прямоугольности фильтра, рассчитанный по значениям $[-3 \dots -10]$ дБ, улучшается при неизменных частотах полюсов затухания.

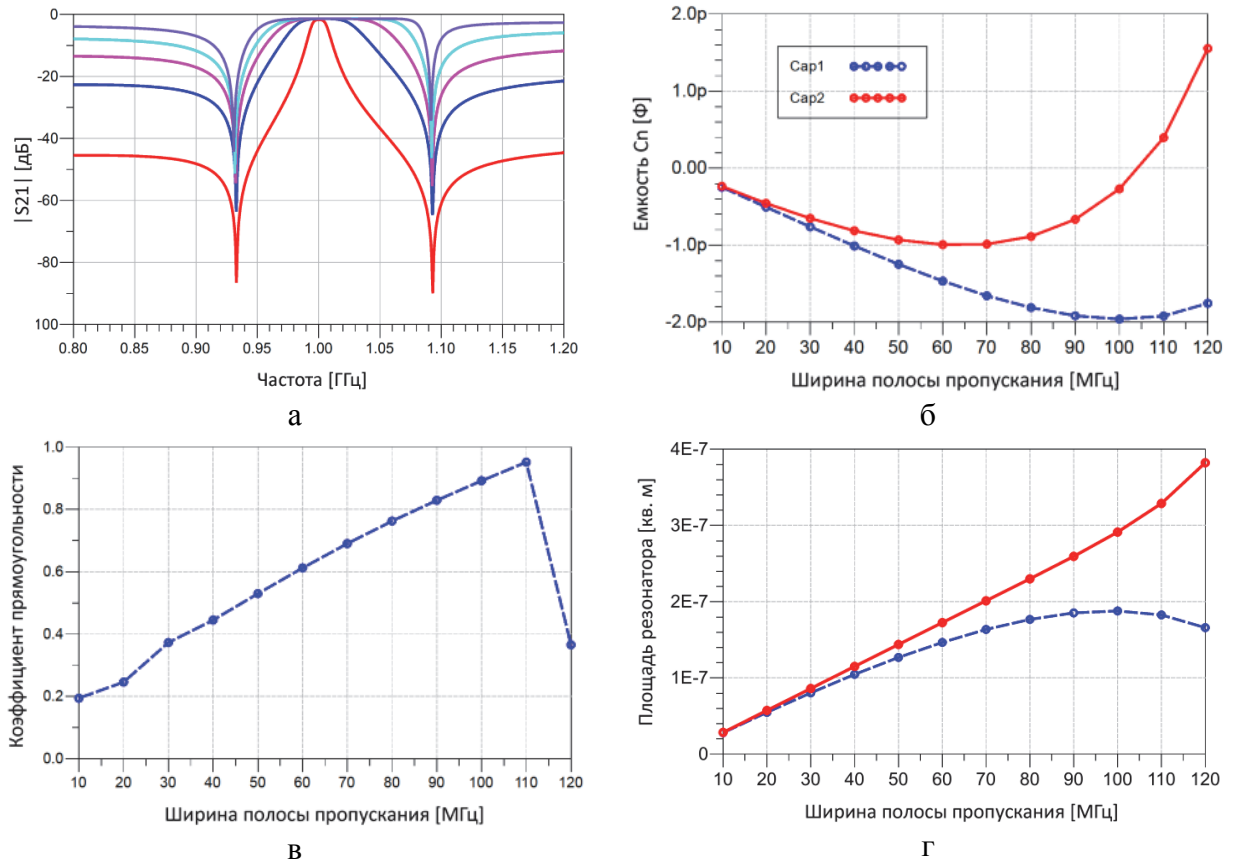


Рис. 4.42. Передаточные характеристики фильтров с различной шириной полосы пропускания (а), зависимость величины добавочных конденсаторов (б), коэффициента прямоугольности (в) и площади резонаторов (г) от ширины расчётной полосы

4.5.5 Мостовая схема на трех резонаторах

Уровень режекции вне полосы пропускания фильтра и крутизна нарастания в переходной области часто оказываются недостаточными при использовании двухрезонаторных схем. С целью решения этой проблемы были предложены схемы с двумя резонаторами в плече, характеризующиеся улучшенными частотными характеристиками, но и предъявляющими более жесткие требования к допускам при производстве.

На рис. 4.43 показана схема мостового фильтра в дифференциальном исполнении, содержащая два пьезоэлектрических резонатора в одном плече и один резонатор во втором. Поскольку в полосе пропускания фильтра присутствуют две особые частоты f_{01} и f_{02} , в полосе задерживания возможно получение трех полюсов характеристического затухания. Величины элементов

и формулы для их расчета могут быть получены с помощью методики, описанной в [172].

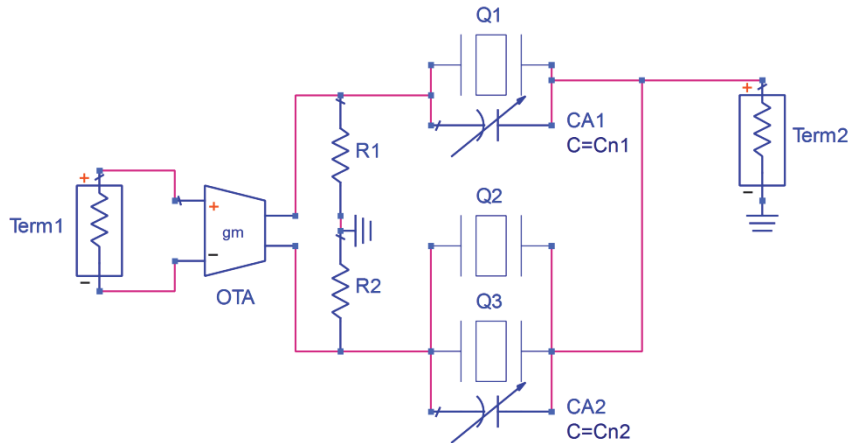


Рис. 4.43. Активный мостовой фильтр на трех резонаторах

$$F_c = \frac{F_a + F_b}{2} \quad m_i = \sqrt{\frac{F_{\infty i}^2 - F_b^2}{F_{\infty i}^2 - F_a^2}}$$

$$A = m_1 + m_2 + m_3 \quad B = m_1 m_2 + m_1 m_3 + m_2 m_3$$

$$C = m_1 m_2 m_3 \quad M = \frac{1 + B}{A + C}$$

$$F_{01} = \sqrt{\frac{F_b^2 + B F_a^2}{1 + B}} \quad F_{02} = \sqrt{\frac{(A F_b^2 + C F_a^2)}{A + C}}$$

$$C_{01} = \frac{1}{2\pi F_b M Z_m} \quad C_{02} = \frac{M}{2\pi F_b Z_m}$$

$$L_{s1} = \frac{F_b M Z_m}{2\pi(F_{02}^2 - F_{01}^2)} \quad C_{s1} = \frac{C_{01}(F_{02}^2 - F_{01}^2)}{F_{01}^2}$$

$$L_{s2} = \frac{Z_m F_b (F_{02}^2 - F_a^2)}{2\pi M (F_b^2 - F_a^2)(F_{01}^2 - F_a^2)} \quad C_{s2} = \frac{C_{02}(F_b^2 - F_a^2)(F_{01}^2 - F_a^2)}{F_a^2 (F_{02}^2 - F_a^2)}$$

$$L_{s3} = \frac{Z_m F_{02}^2 (F_{02}^2 - F_a^2)}{2\pi M (F_b^2 - F_{02}^2)(F_{02}^2 - F_{01}^2)} \quad C_{s3} = \frac{C_{02}(F_b^2 - F_{02}^2)(F_{02}^2 - F_{01}^2)}{F_{02}^2 (F_{02}^2 - F_a^2)}$$

$$F_{s1} = F_{01} \quad F_{s2} = F_a \quad F_{s3} = F_{02}$$

$$C_{pi} = C_{si} \frac{1 - K^2}{K^2} \quad R_{si} = \frac{2\pi \cdot F_{si} L_{si}}{Q_i}$$

$$C_{n1} = C_{01} - C_{p1} \quad C_{n2} = C_{02} - C_{p2} - C_{p3}$$

Схема дифференциального фильтра на трех резонаторах эквивалентна каскадному соединению трех простых мостовых секций, содержащих резонатор в одном плече и конденсатор во втором (см. раздел 4.5.1).

Соответственно, рабочее затухание и фаза также соответствуют фильтру на трех простых звеньях (рис. 4.44, а).

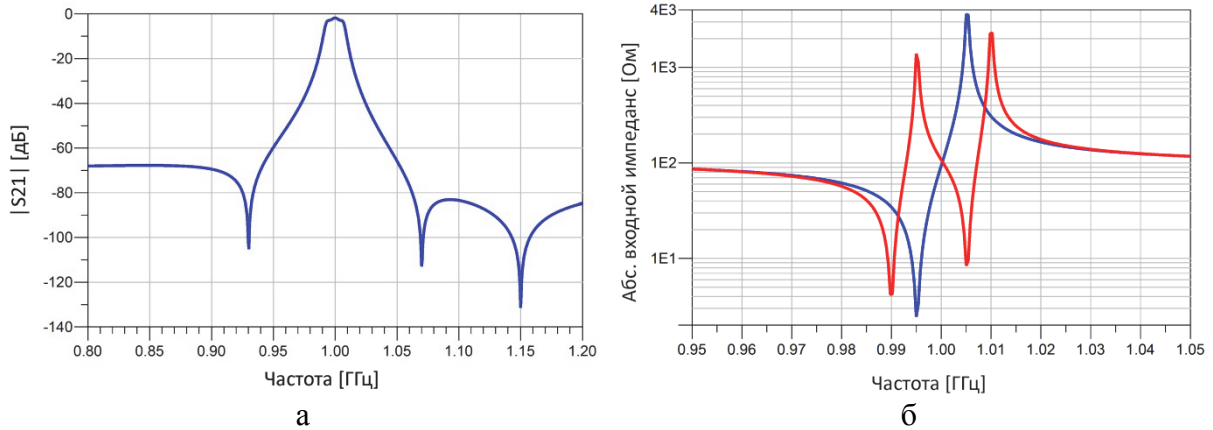


Рис. 4.44. Передаточная характеристика фильтра (а) и импедансы двух плеч (б)

Применение активных добавочных конденсаторов C_{n1} и C_{n2} с отрицательной емкостью позволяет значительно расширить эффективную ширину полосы пропускания фильтра (рис. 4.45, б).

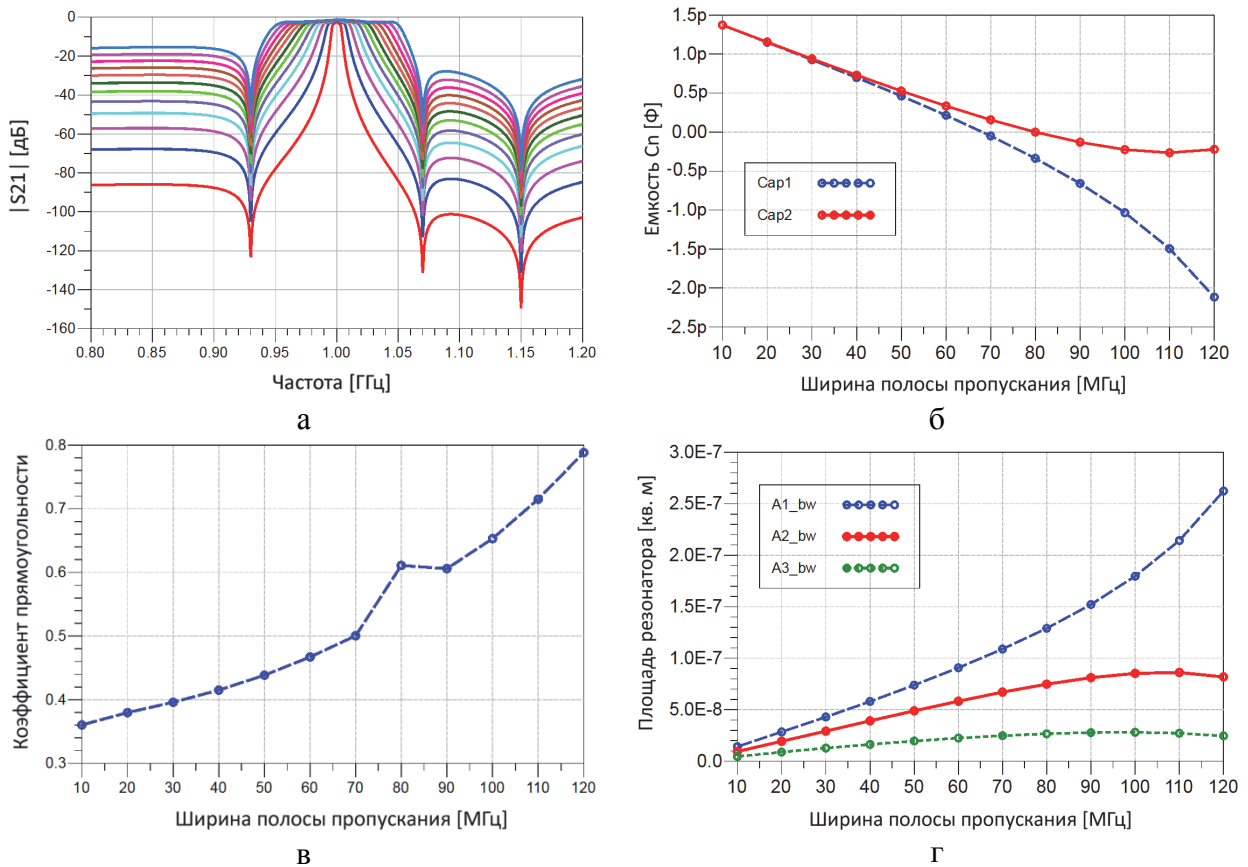


Рис. 4.45. Передаточные характеристики фильтров с различной шириной полосы пропускания (а), зависимость величины добавочных конденсаторов (б), коэффициента прямоугольности (в) и площади резонаторов (г) от ширины расчётной полосы

Отличительной особенностью фильтра является неравномерность в полосе пропускания, которая может быть устранена подбором добротности резонатора, настроенного на промежуточную частоту. С увеличением ширины полосы пропускания закономерно улучшается коэффициент прямоугольности фильтра и увеличиваются расчетные площади резонаторов, обеспечивающие согласование с нагрузкой.

4.5.6 Мостовая схема на четырех резонаторах

На рис. 4.46 представлена дифференциальная схема мостового фильтра, содержащего по два пьезоэлектрических резонатора в каждом плече. В полосу пропускания фильтра при этом попадают три резонансные частоты рис. 4.47, б. Следовательно, данная схема дает возможность реализовать четыре полюса характеристического затухания и является эквивалентной каскадному соединению четырех простых звеньев (4.5.1) или двух звеньев, содержащих по одному резонатору в каждом плече (0–4.5.4).

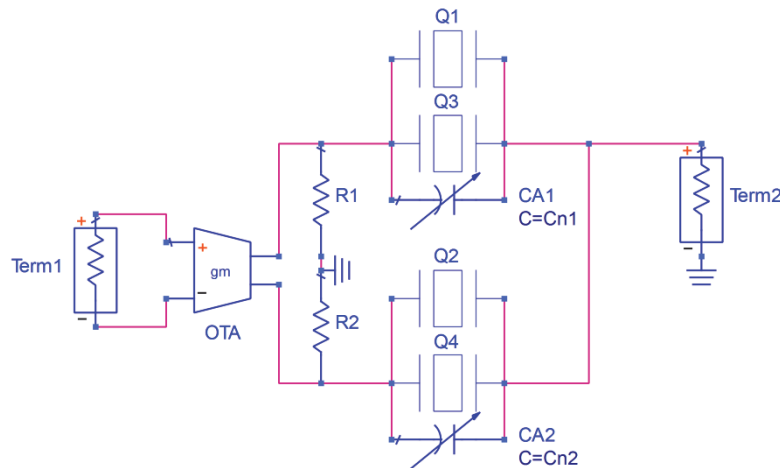


Рис. 4.46. Активный мостовой фильтр на четырех резонаторах

Величины элементов находятся из выражений, представленных ниже.

$$m_i = \sqrt{\frac{F_{\infty i}^2 - F_b^2}{F_{\infty i}^2 - F_a^2}} \quad A = m_1 + m_2 + m_3 + m_4$$

$$B = m_1 m_2 + m_1 m_3 + m_1 m_4 + m_2 m_3 + m_2 m_4 + m_3 m_4$$

$$C = m_1 m_2 m_3 + m_1 m_3 m_4 + m_2 m_3 m_4 + m_1 m_2 m_4$$

$$D = m_1 m_2 m_3 m_4 \quad M = \frac{1 + B + D}{A + C}$$

$$F_{01} = \sqrt{\frac{F_a^2(2D + B + \sqrt{B^2 - 4D}) + F_b^2(2 + B - \sqrt{B^2 - 4D})}{2(1 + B + D)}}$$

$$F_{02} = \sqrt{\frac{F_a^2 C + F_b^2 A}{A + C}}$$

$$F_{03} = \sqrt{\frac{F_a^2(2D + B - \sqrt{B^2 - 4D}) + F_b^2(2 + B + \sqrt{B^2 - 4D})}{2(1 + B + D)}}$$

$$C_{01} = \frac{1}{2\pi F_b M Z_m} \quad C_{02} = \frac{M}{2\pi F_b Z_m}$$

$$L_{s1} = \frac{M Z_m (F_b (F_{02}^2 - F_a^2))}{2\pi (F_{03}^2 - F_a^2) (F_{01}^2 - F_a^2)} \quad C_{s1} = \frac{C_{01} ((F_{03}^2 - F_a^2) (F_{01}^2 - F_a^2))}{F_a^2 (F_{02}^2 - F_a^2)}$$

$$L_{s2} = \frac{Z_m (F_b (F_{03}^2 - F_{01}^2))}{2\pi M (F_b^2 - F_{01}^2) (F_{02}^2 - F_{01}^2)} \quad C_{s2} = \frac{C_{02} ((F_b^2 - F_{01}^2) (F_{02}^2 - F_{01}^2))}{F_{01}^2 (F_{03}^2 - F_{01}^2)}$$

$$L_{s3} = \frac{M Z_m (F_b (F_{02}^2 - F_a^2))}{2\pi (F_{03}^2 - F_{02}^2) (F_{02}^2 - F_{01}^2)} \quad C_{s3} = \frac{C_{01} ((F_{03}^2 - F_{02}^2) (F_{02}^2 - F_{01}^2))}{F_{02}^2 (F_{02}^2 - F_a^2)}$$

$$L_{s4} = \frac{Z_m (F_b (F_{03}^2 - F_{01}^2))}{2\pi M (F_b^2 - F_{03}^2) (F_{03}^2 - F_{02}^2)} \quad C_{s4} = \frac{C_{02} ((F_b^2 - F_{03}^2) (F_{03}^2 - F_{02}^2))}{F_{03}^2 (F_{03}^2 - F_{01}^2)}$$

$$F_{s1} = F_a \quad F_{s2} = F_{01}$$

$$F_{s3} = F_{02} \quad F_{s3} = F_{03}$$

$$C_{pi} = C_{si} \frac{1 - K^2}{K^2} \quad R_{si} = \frac{2\pi \cdot F_{si} L_{si}}{Q_i}$$

$$C_{n1} = C_{01} - C_{p1} - C_{p3} \quad C_{n2} = C_{02} - C_{p2} - C_{p4}$$

При сравнении передаточной характеристики фильтра, рассчитанного на ширину полосы 20 МГц, с предыдущими случаями, становится заметным уровень режекции вне полосы, достигающий в этом случае 90 дБ, и высокий коэффициент прямоугольности (рис. 4.47, а). Как показано на рис. 4.48, в, кривая зависимости данного коэффициента от расчетной ширины полосы пропускания начинается со значения около 0.52, что значительно выше, чем в фильтрах с меньшим количеством резонаторов.

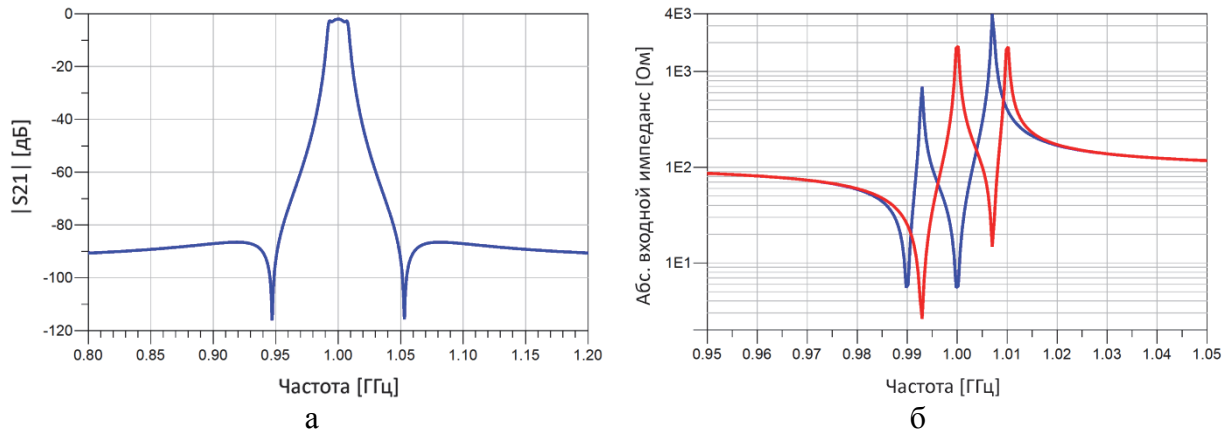


Рис. 4.47. Передаточная характеристика фильтра (а) и импедансы двух плеч (б)

Применение активных имитаторов с отрицательной емкостью позволяет значительно расширить эффективную ширину полосы пропускания фильтра (рис. 4.48, б). Поскольку значения C_{n1} и C_{n2} близки во всем диапазоне перестройки, они могут быть вынесены за пределы мостовой схемы для повышения стабильности.

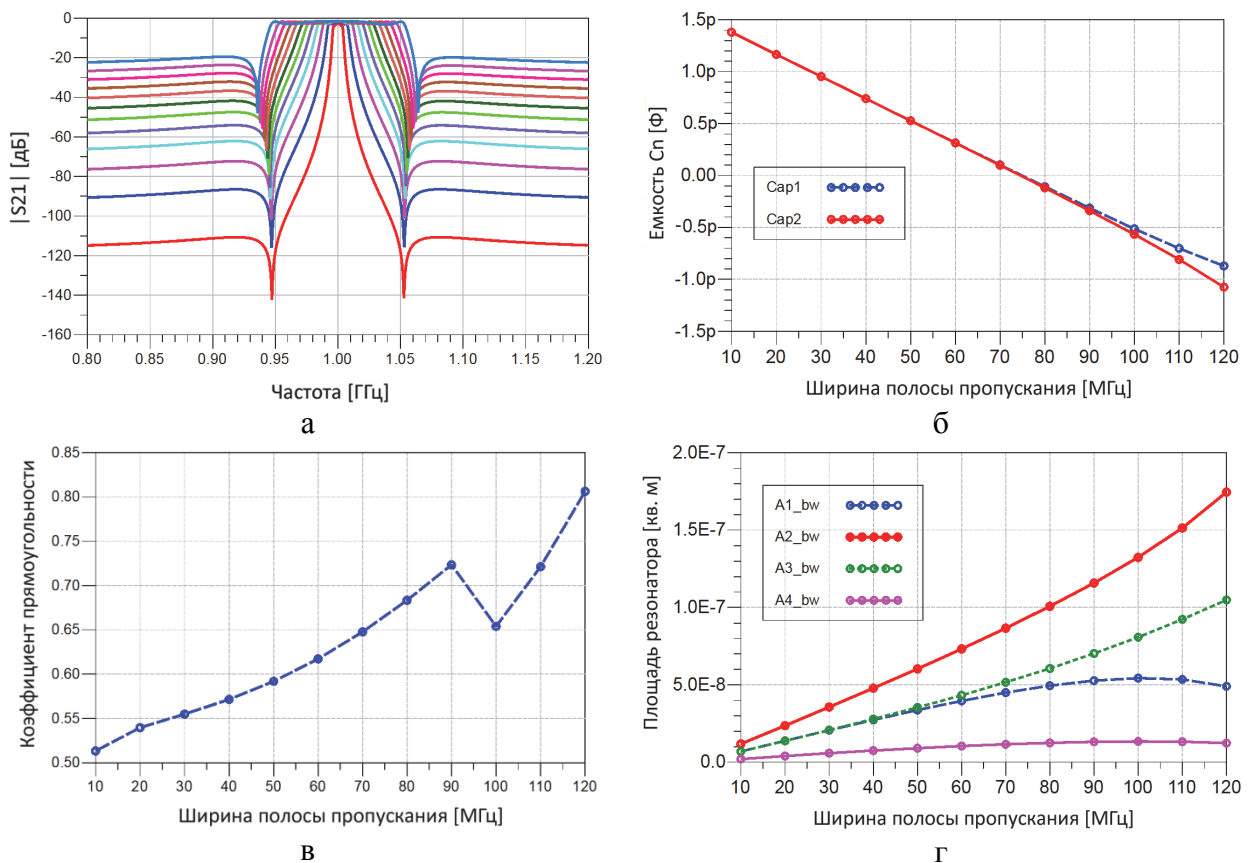


Рис. 4.48. Передаточные характеристики фильтров с различной шириной полосы пропускания (а), зависимость величины добавочных конденсаторов (б), коэффициента прямоугольности (в) и площади резонаторов (г) от ширины расчётной полосы

С увеличением ширины полосы пропускания закономерно улучшается коэффициент прямоугольности фильтра и увеличиваются расчетные площади резонаторов, обеспечивающие согласование с нагрузкой.

4.5.7 Экспериментальное исследование

Апробация представленных подходов проведена на основе дифференциальной схемы полосового фильтра на двух резонаторах с расширительной индуктивностью, вынесенной за пределы схемы (рис. 4.49, рис. 4.50).

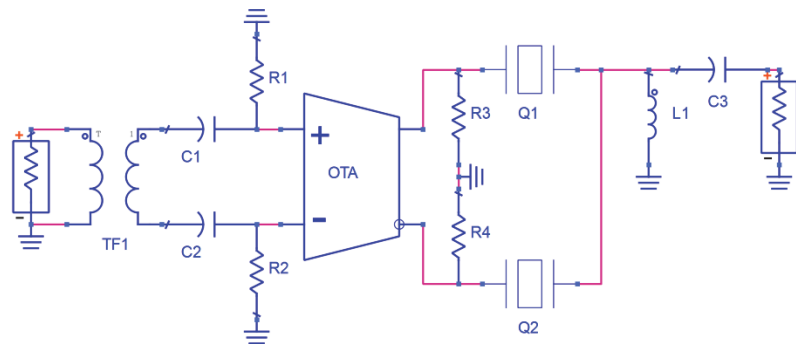


Рис. 4.49. Схема активного полосового фильтра на двух резонаторах

Элементы C_1 , C_2 и C_3 являются разделительными конденсаторами, обеспечивающими прохождение переменной составляющей сигнала. Трансформатор TF_1 выполняет функцию преобразования входного сигнала в балансный, а резисторы R_1 и R_2 обеспечивают согласование входного импеданса усилителя с 50 Ом измерительной аппаратурой.

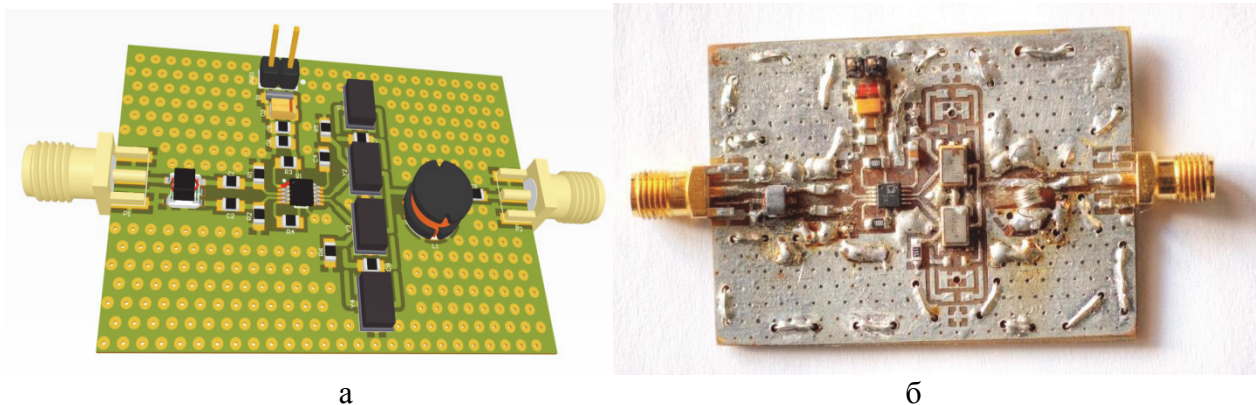


Рис. 4.50. Разводка печатной платы, выполненная в САПР (а) и физическая реализация (б)

Разводка схемы выполнена при помощи системы автоматизированного проектирования с учетом требований, предъявляемых к устройствам, функционирующим в СВЧ диапазоне. Печатная плата реализована на текстолите с двухсторонним токопроводящим покрытием. Питание активного фильтра обеспечивается при помощи внешнего однополярного источника напряжения.

На рис. 4.51 прерывистой линией представлен результат симуляции схемы активного фильтра с применением разработанных моделей тонкопленочного пьезоэлектрического резонатора и операционного усилителя тока в расчетной среде ADS. Сплошной линией представлен результат измерения схемы при помощи векторного анализатора цепей Обзор-103.

Передаточные характеристики нормированы с учетом усиления сигнала в схеме до 17 дБ. Как видно из рисунка, результаты симуляции подтверждаются экспериментальными данными, что говорит о достаточной точности применяемых моделей. Разбежности в полосе заглаждения фильтра являются следствием паразитных эффектов, возникших как результат упрощенной технологии изготовления печатной платы.

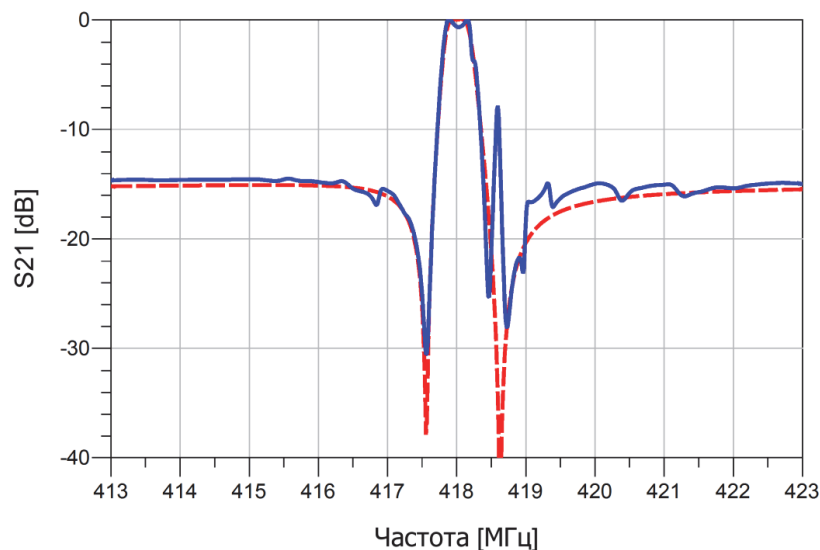


Рис. 4.51. Сравнение нормированных передаточных характеристик симуляции и реальной схемы

4.6 Схемы с преобразованием импеданса резонатора

Как было показано в разделе 4.2, применение гириатора позволяет реализовать новые перестраиваемые схмотехнические элементы, такие как активная катушка индуктивности. Подобное преобразование импеданса может быть с успехом применено и в отношении тонкопленочного пьезоэлектрического резонатора. Благодаря тому, что параллельные контуры при гирации импеданса становятся последовательными, а последовательные – параллельными, импеданс резонатора фактически инвертируется, а эквивалентная схема резонатора преобразуется согласно с принципами гирации импедансов (рис. 4.52).

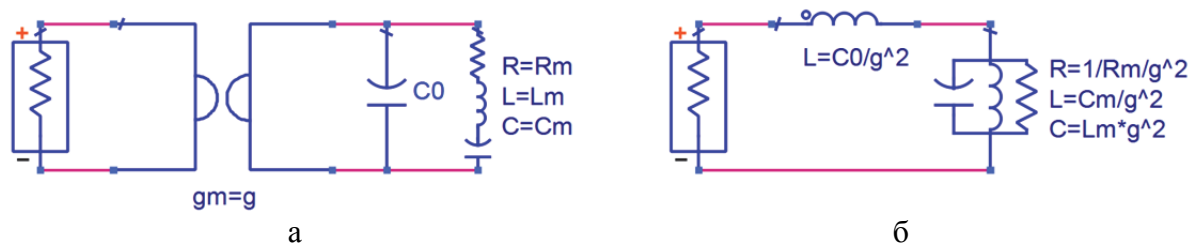


Рис. 4.52. BVD модель резонатора, подключенная в качестве нагрузки гириатора (а) и эквивалентная схема (б)

Выражение для адмиттанса резонатора (4.2) становится импедансом:

$$Z_{inv} = \frac{i\omega C_0(1 - \omega^2 L_m C_m) + i\omega C_m}{1 - \omega^2 L_m C_m} \tag{4.55}$$

Последствием такого преобразования является инверсия резонансов, представленная на рис. 4.53, а.

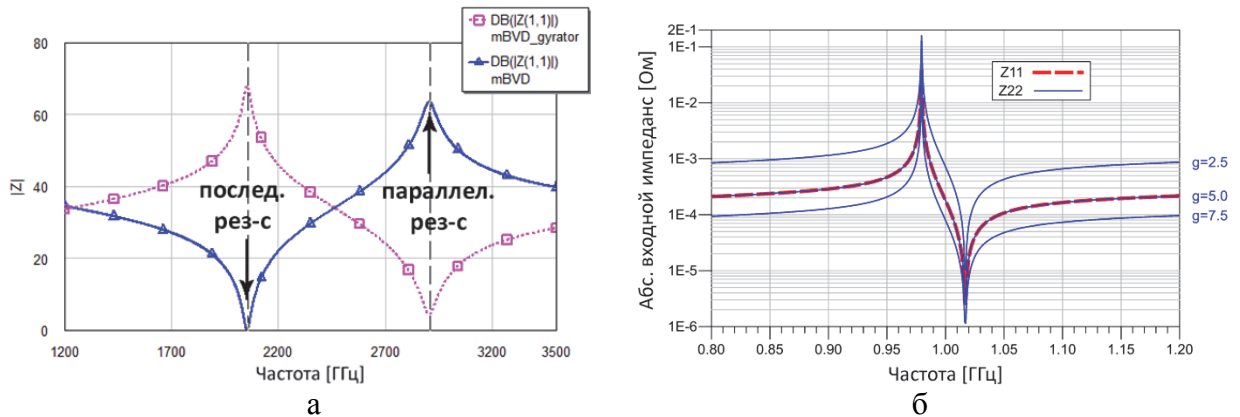


Рис. 4.53. Преобразование импеданса резонатора при использовании идеального гириатора (а) и сдвиг частотной характеристики при перестройке коэффициента гирации (б)

При этом изменение коэффициента гирации g не приводит к смещению частот резонансов, но вызывает сдвиг характеристики по оси импеданса, что соответствует электронной перестройке эквивалентной площади инвертированного резонатора (рис. 4.53, б).

Данный эффект преобразования импеданса резонатора может быть использован при разработке новых, а также для усовершенствования существующих лестничных и мостовых схем фильтров. Многообещающей также представляется возможность компенсации эквивалентной статической индуктивности L_0 последовательным конденсатором небольшой емкости с целью снятия определенных акустических и электромагнитных ограничений, связанных с конструктивом тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторов.

Стандартные операционные усилители сегодня ограничены частотным диапазоном в несколько сотен МГц, поэтому для реализации гиратора все чаще применяются более простые, но быстродействующие ОУТ. Выбор архитектуры и техпроцесса активных элементов имеет существенное влияние на результирующие характеристики инвертированного резонатора. Так, на рис. 4.54 представлен результат применения гиратора, составленного по схеме на двух ОУТ, в качестве которых использована низкоуровневая модель микросхемы Intersil CA3080 (рис. 4.55).

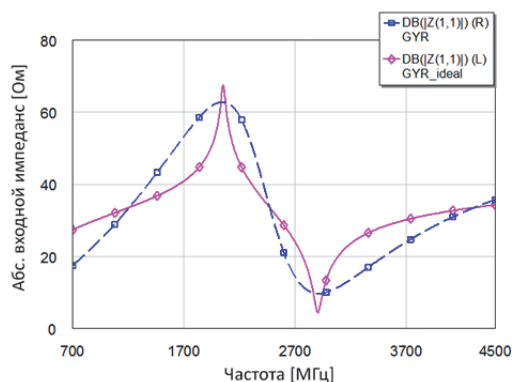


Рис. 4.54. Деградация частотной характеристики резонатора при использовании низкочастотных активных элементов

Данная схема выполнена на биполярных транзисторах, имеет дифференциальный вход и двухтактную схему выходного усилителя класса А типа «push-pull». Учтены также схемотехнические решения, направленные на

возможной реализация активных фильтров на основе ОАВ и гираторов в диапазоне частот до единиц ГГц.

4.6.1 Мостовой заграждающий фильтр

Узкополосные заграждающие пьезоэлектрические фильтры применяются, в частности, для подавления влияния токов несущих частот, контрольных и контрольно-измерительных частот в аппаратуре многоканальной дальней связи. Данные фильтры реализовываются как на мостовых, так и на лестничных схемах.

Далее представлен пример реализации заграждающего фильтра на основе мостовой схемы в дифференциальном исполнении (рис. 4.56). В одном плече такого фильтра расположен один пьезоэлектрический резонатор, а во втором – «инвертированный» резонатор с гиратором импеданса.

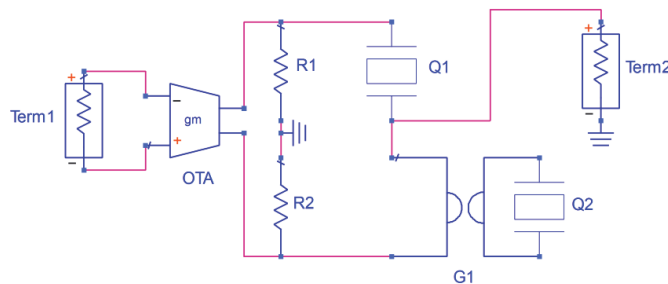


Рис. 4.56. Активный заграждающий фильтр на двух резонаторах с гиратором

В зависимости от частотного расположения последовательных резонансов резонаторов двух плеч, возможна реализация как полосно-пропускающего, так и заграждающего фильтров. Как следует из рис. 4.57, при близком расположении параллельного резонанса инвертированного резонатора и последовательного резонанса неинвертированного, фильтр имеет одну полосу задерживания, расположенную между частотами среза f_a и f_b , а также две полосы пропускания от 0 до f_a и от f_b до ∞ . В большинстве случаев, встречающихся на практике, величина затухания, которую обеспечивает однозвенный заграждающий фильтр, оказывается недостаточной. В таких случаях могут применяться двух- и трехзвенные фильтры на основе представленной архитектуры.

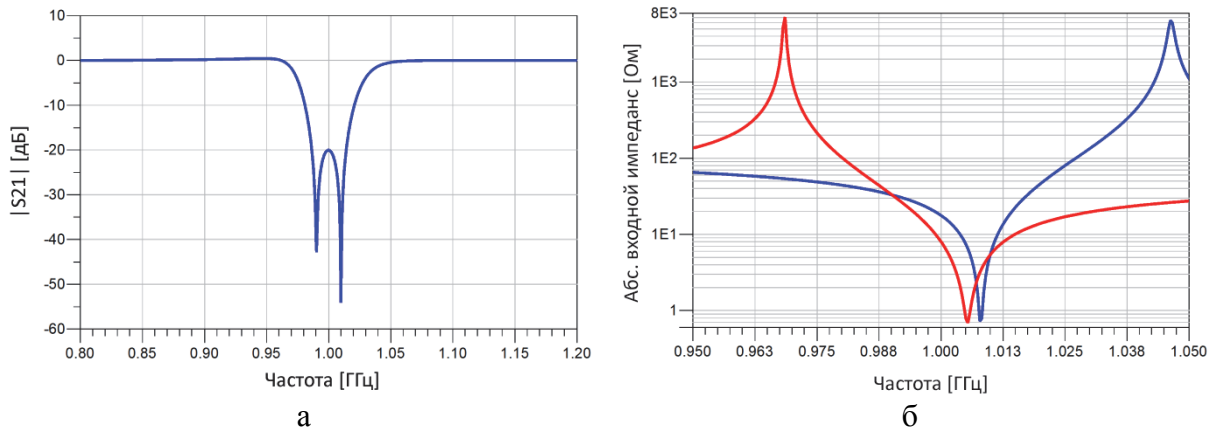


Рис. 4.57. Передаточная характеристика фильтра (а) и импедансы двух плеч (б)

4.7 Имитация LC прототипов

Применение активных элементов совместно с ТПР позволяет имитировать простые LC контуры, на основе которых проектируются полосовые фильтры, фильтры нижних и верхних частот. В отличие от схем на распределенных элементах, активные схемы с резонаторами обеспечивают минимальную чувствительность к вариациям компонентов, меньший разброс параметров при производстве и массу других преимуществ, включая возможность электронной подстройки характеристик.

Схемы LC-контуров, представленные в данном разделе имеют по 3 характерных точки (2 полюса передачи и 1 ноль или 2 нуля передачи и 1 полюс), а значит, могут быть представлены в виде схем с эквивалентными резонаторами. В некоторых случаях потребуется применение «инвертированных» резонаторов, получение которых описано в разделе 4.6.

Общая идея аппроксимации импедансной характеристики LC-контуров эквивалентным резонатором состоит в настройке частоты последовательного резонанса на частоту второй характерной точки. При этом частота параллельного резонанса сдвигается на необходимую величину при помощи добавочного активного конденсатора, подключенного параллельно. Активная реализация конденсатора позволяет получить как положительные, так и отрицательные емкости, что позволяет настраивать частоту параллельного резонанса в широких пределах (см. раздел 4.3). Применение такого метода

позволяет обойти физическое ограничение частотной полосы резонатора, вызванное емкостным соотношением C_0/C_m и, в отличие от активной катушки индуктивности, не вносит дополнительных паразитных резонансов.

Стоит заметить, что настройка эквивалентного резонатора возможна также по частоте параллельного резонанса. При этом добавочный активный конденсатор подключается последовательно с резонатором, что может быть удобно в некоторых схемах фильтров.

Описанные ниже подходы могут быть применены и для аппроксимации простых параллельных и последовательных LC-контуров. При этом добавочный конденсатор результирующей схемы будет выполнять роль компенсатора статической емкости C_0 эквивалентного резонатора.

4.7.1 SLC-контур с параллельным конденсатором

На рис. 4.58, а представлен последовательный колебательный контур с параллельным конденсатором. Данный контур представляет собой схемную модель резонатора, описанную ранее (рис. 4.1).

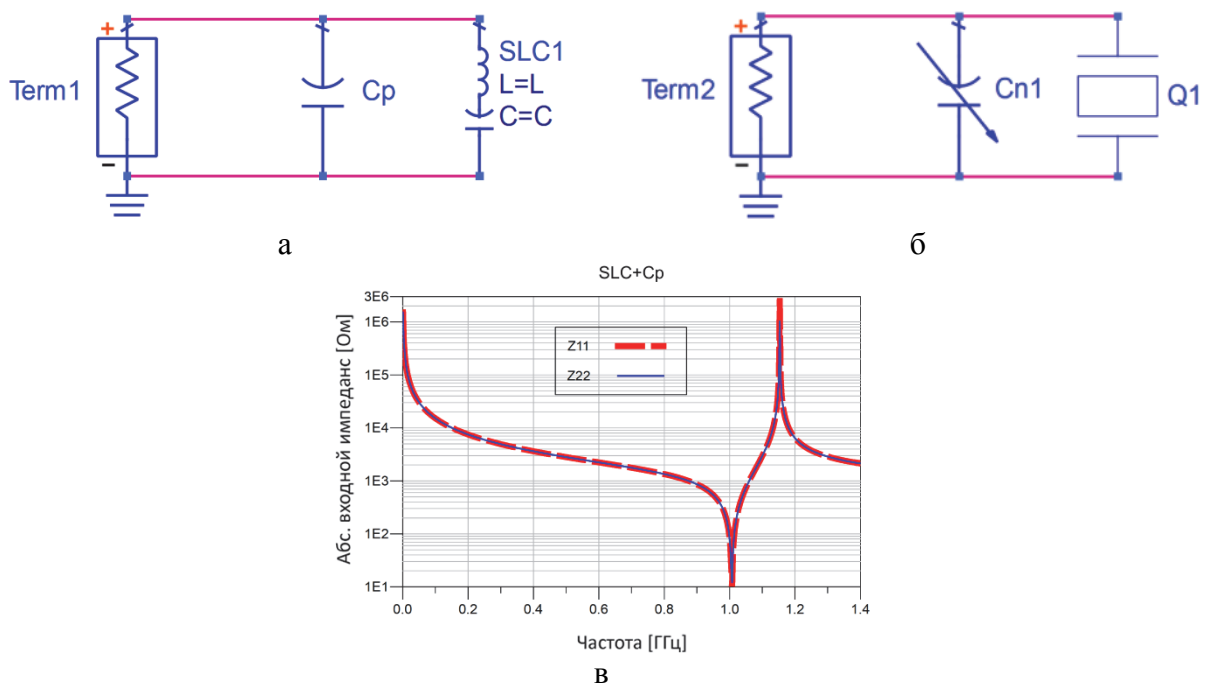


Рис. 4.58. LC-контур (а), эквивалентная активная схема с резонатором (б) и частотная зависимость входного импеданса (в)

Схема имеет один ноль передачи на частоте

$$w_s = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.56)$$

и два полюса: на нулевой частоте и частоте

$$w_p = w_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_p}} \quad (4.57)$$

что согласовывается с выражениями (4.4) и (4.6).

Статическая емкость резонатора C_0 находится как

$$C_0 = C \frac{1 - K^2}{K^2} \quad (4.58)$$

Очевидно, что статическая емкость резонатора может не соответствовать величине C_p , поскольку в реальном резонаторе соотношение C_m/C_0 лимитируется конечным коэффициентом электромеханической связи K^2 . Для учета этого ограничения параллельно с резонатором подключается добавочный конденсатор (рис. 4.58, б), величиной

$$C_n = C_p - C_0 \quad (4.59)$$

Таким образом, согласно (4.52) и (4.53), параметры резонатора:

$$d = \frac{\pi V_a}{w_s} [\text{м}] \quad (4.60)$$

$$A = \frac{C_0 d}{\varepsilon_0 \varepsilon} [\text{м}^2] \quad (4.61)$$

4.7.2 SLC–контур с параллельной катушкой индуктивности

Схема на рис. 4.59, а имеет один полюс передачи на частоте

$$w_s = \frac{1}{\sqrt{C(L + L_p)}} \quad (4.62)$$

а также два нуля передачи: один на нулевой частоте, второй на частоте

$$w_p = \frac{1}{\sqrt{C \cdot L}} \quad (4.63)$$

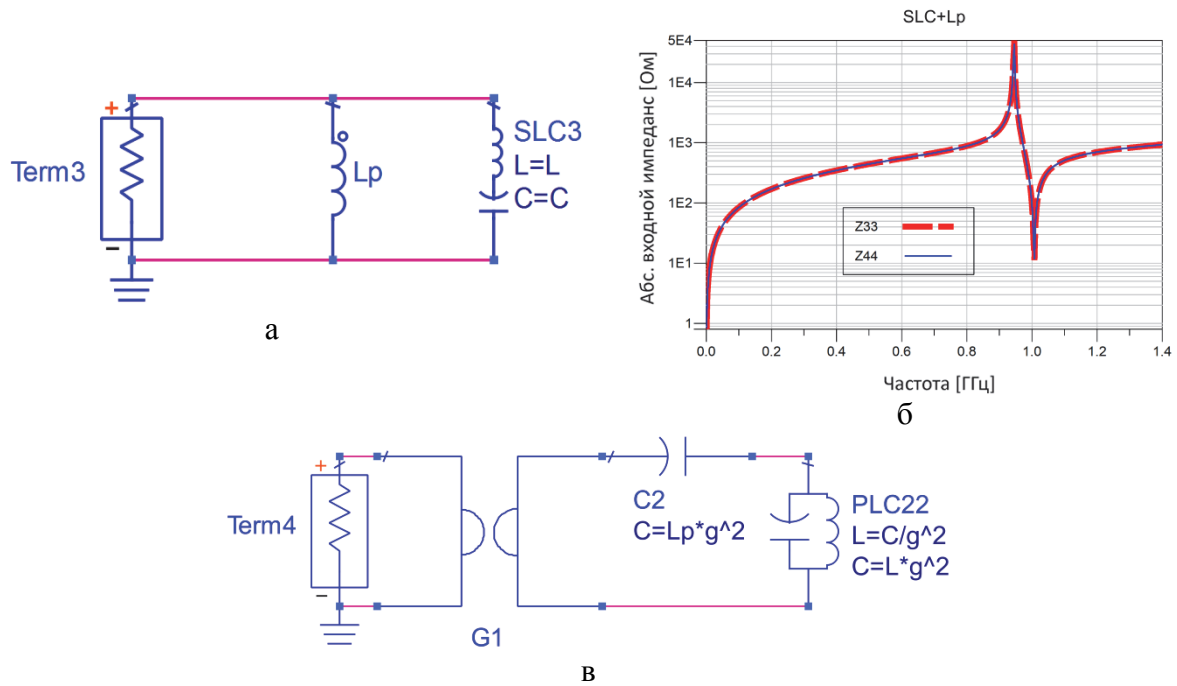


Рис. 4.59. LC–контур (а), частотная зависимость входного импеданса (б) и эквивалентная схема с гиратором на распределенных элементах (в)

Внерезонансный промежуток частотной зависимости входного импеданса схемы приближается к импедансу эквивалентной индуктивности величиной

$$L_{eq} = \frac{L \cdot L_p}{L + L_p} \quad (4.64)$$

Исходя из частотной зависимости входного импеданса схемы (рис. 4.59, б), ее импеданс является «инвертированным» по сравнению с типичным импедансом резонатора (рис. 4.2). Поэтому возможность имитации схемы с применением резонатора обеспечивается при помощи гиратора импеданса. Как было показано в разделе 4.6, гирация импеданса приводит к преобразованию последовательных контуров в параллельные, емкостей в индуктивности и наоборот. В соответствии с этим, на рис. 4.59, в представлена эквивалентная схема с учетом новых величин элементов. Заметим, что при этом нули и полюсы изначальной схемы становятся соответственно полюсами и нулями эквивалентной схемы. Частотная зависимость входного импеданса теперь приближается к импедансу эквивалентной емкости величиной

$$C_{eq} = g^2 \frac{L \cdot L_p}{L + L_p} \quad (4.65)$$

где g – коэффициент гирации.

Для нахождения динамической емкости C_m резонатора подставим в модельное выражение (4.6) значения последовательной (4.62) и параллельной (4.63) резонансных частот, получив соотношение

$$\frac{C_m}{C_{eq}} = \frac{L_p}{L} \quad (4.66)$$

Подставив в формулу выражение для C_{eq} , получаем

$$C_m = g^2 \frac{L_p^2}{L + L_p} \quad (4.67)$$

Из (4.50) может быть найдена величина статической емкости C_0 реализуемого резонатора:

$$C_0 = C_m \frac{1 - K^2}{K^2} = g^2 \frac{L_p^2}{L + L_p} \frac{1 - K^2}{K^2} \quad (4.68)$$

Параметры резонатора могут быть получены из выражений (4.60) и (4.61). Значение добавочного конденсатора, расширяющего эффективную частотную полосу резонатора, находится из выражения:

$$C_n = C_{eq} - C_0 \quad (4.69)$$

При этом величина конденсатора C_n может быть как положительной, так и отрицательной, что приводит к необходимости применения активных конденсаторов, как было показано в разделе 4.3. Заметим, что добавочный конденсатор может быть вынесен за пределы нагрузки гиратора, что приведет к его преобразованию в последовательную катушку индуктивности величиной $L_n = C_n/g^2$.

Результирующие эквивалентные активные схемы с резонатором в двух вариантах показаны на рис. 4.60. Стоит заметить, что проектируемая площадь резонатора, имитирующего заданный LC-контур, зависит от коэффициента гирации g . Так, например, в случае применения в гираторе ОУТ с коэффициентом усиления до 10 мСм становится возможной имитация

больших величин индуктивности и емкости в контуре резонатором малой площади.

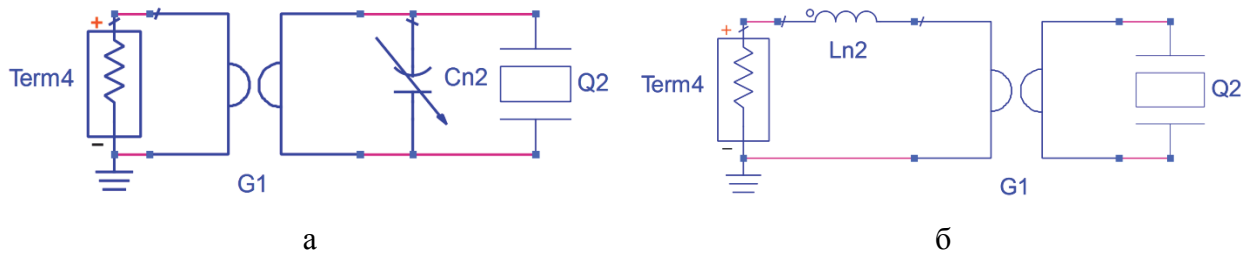


Рис. 4.60. Эквивалентные активные схемы с резонатором: с добавочным конденсатором (а) и катушкой индуктивности (б)

4.7.3 PLC–контур с последовательным конденсатором

Параллельный колебательный контур с последовательным конденсатором (рис. 4.61, а) характеризуется двумя полюсами передачи и одним нулем на частоте

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_s)}} \quad (4.70)$$

Поскольку схема LC–контра идентична выведенной ранее (рис. 4.59, в), процедура выведения параметров резонатора такая же. Частотная зависимость входного импеданса приближается к импедансу эквивалентной емкости величиной

$$C_{eq} = \frac{C \cdot C_s}{C + C_s} \quad (4.71)$$

Статическая емкость резонатора C_0 находится как

$$C_0 = \frac{C_s^2}{C + C_s} \frac{1 - K^2}{K^2} \quad (4.72)$$

Соответственно, толщина активного слоя и площадь резонатора могут быть найдены при помощи (4.60) и (4.61).

Величина добавочного конденсатора (рис. 4.61, б), компенсирующего ограниченный k^2 резонатора:

$$C_n = C_{eq} - C_0 \quad (4.73)$$

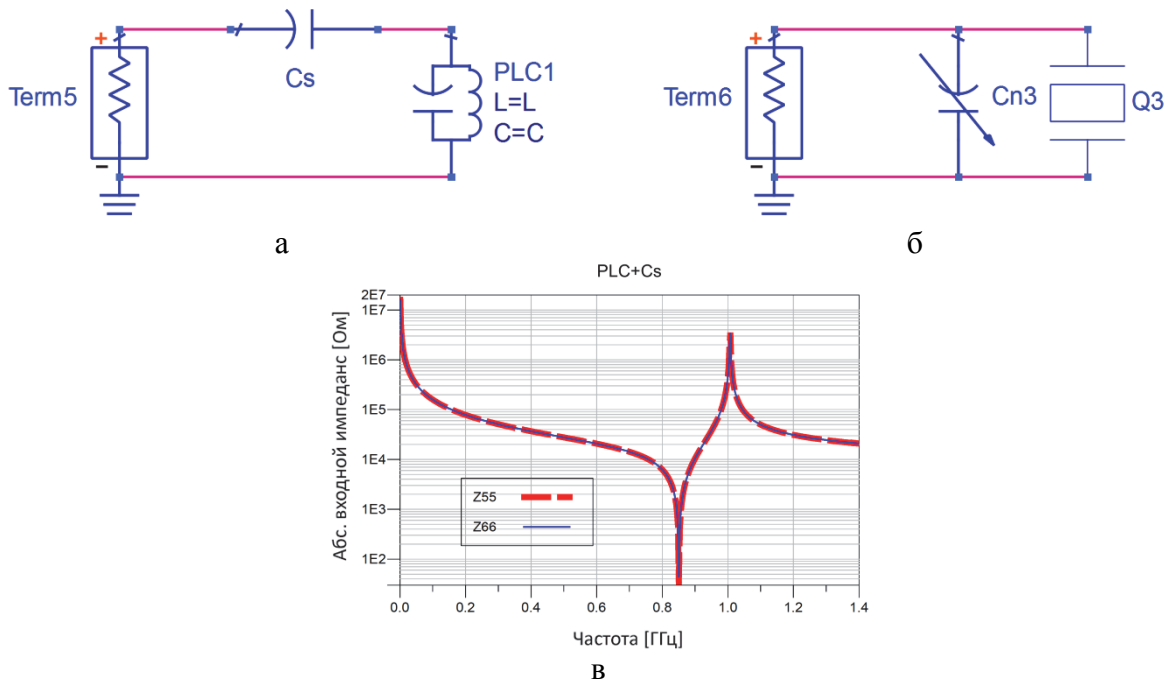


Рис. 4.61. LC–контур (а), эквивалентная активная схема с резонатором (б) и частотная зависимость входного импеданса (в)

4.7.4 PLC–контур с последовательной катушкой индуктивности

Схема на рис. 4.62, а имеет один полюс и два нуля передачи. В частности, частота полюса, одновременно являющаяся частотой последовательного резонанса эквивалентного резонатора, выражается как

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{C \cdot L}} \quad (4.74)$$

Исходя из частотной зависимости входного импеданса схемы (рис. 4.62, б), ее импеданс является «инвертированным» по сравнению с типичным импедансом резонатора (рис. 4.2). Поэтому возможность имитации схемы с применением резонатора обеспечивается при помощи гиратора импеданса. В соответствии с этим, на рис. 4.62, в представлена эквивалентная схема с учетом новых величин элементов. При этом нули и полюсы изначальной схемы становятся соответственно полюсами и нулями эквивалентной схемы. Частотная зависимость входного импеданса теперь приближается к импедансу эквивалентной емкости величиной

$$C_{eq} = L_s g^2 \quad (4.75)$$

где g – коэффициент гирации.

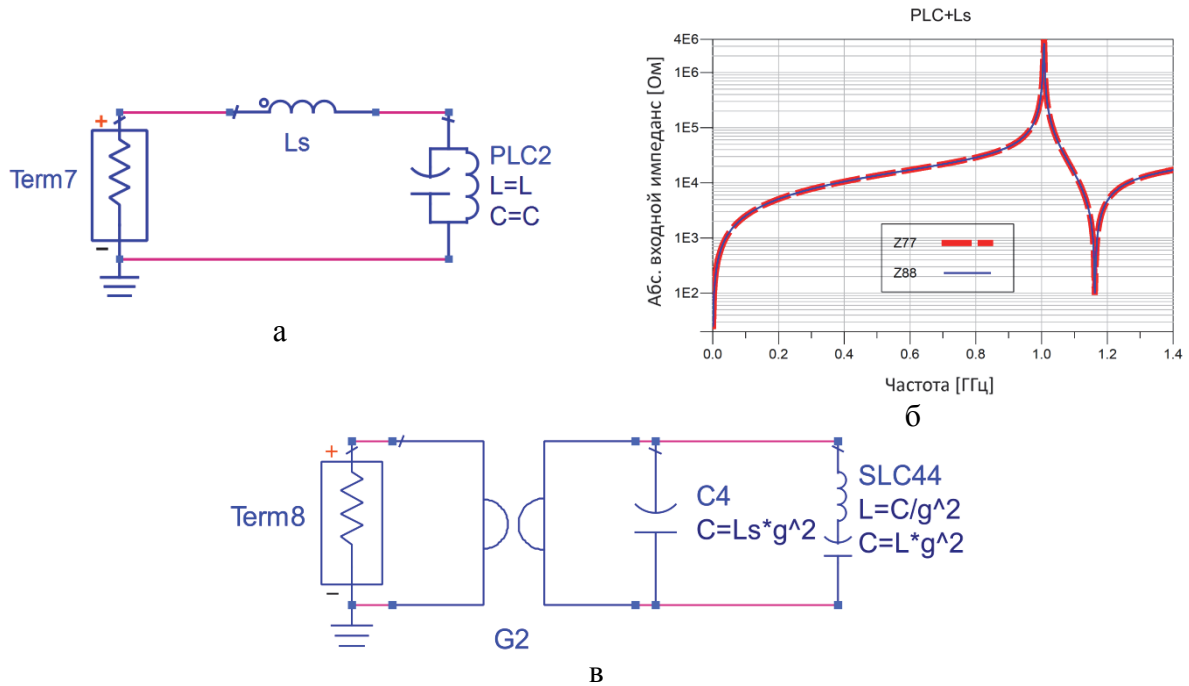


Рис. 4.62. LC–контур (а), частотная зависимость входного импеданса (б) и эквивалентная схема с гиратором на распределенных элементах (в)

Полученная эквивалентная схема с гиратором идентична изначальной схеме на рис. 4.58, а, поэтому вывод параметров происходит по описанной ранее процедуре.

Так, статическая емкость резонатора в результате примет вид

$$C_0 = g^2 L \frac{1 - K^2}{K^2} \quad (4.76)$$

Величина добавочного конденсатора C_n :

$$C_n = C_{eq} - C_0 \quad (4.77)$$

Параметры резонатора, как и прежде, находятся с использованием выражений (4.60) и (4.61).

Стоит отметить, что добавочный конденсатор может быть вынесен за пределы нагрузки гиратора, что приведет к его преобразованию в последовательную катушку индуктивности величиной $L_n = C_n / g^2$.

Результирующие эквивалентные активные схемы с резонатором в двух вариантах показаны на рис. 4.63.

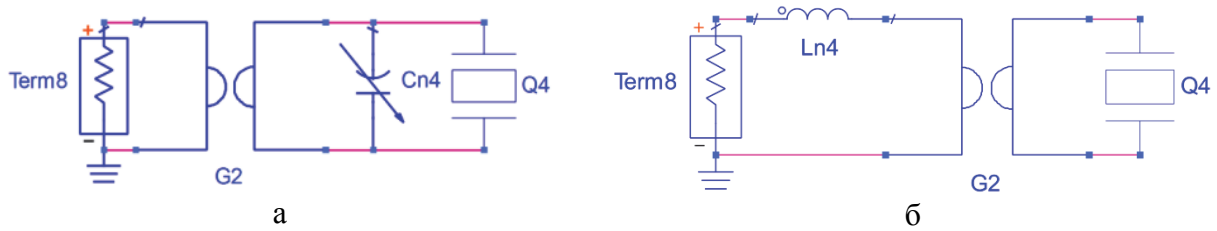


Рис. 4.63. Эквивалентные активные схемы с резонатором: с добавочным конденсатором (а) и катушкой индуктивности (б)

4.8 Активные фильтры с замещением LC-контуров

Как и в случае с широкополосными фильтрами, для реализации фильтров нижних и верхних частот в состав схемы должны быть включены дополнительные элементы, например, расширительные катушки индуктивности. В случае полосовых фильтров катушки индуктивности часто могут быть вынесены за пределы мостовой схемы для компенсации активного сопротивления и, следовательно, потерь в катушках индуктивности. Однако при реализации пьезоэлектрических фильтров нижних и верхних частот такая возможность пропадает и наличие низкодобротных катушек индуктивности приводит к искажению формы частотной характеристики затухания.

Фильтры нижних и верхних частот на основе пьезоэлектрических резонаторов характеризуются большой крутизной при переходе от полосы задерживания к эффективной полосе пропускания, что часто требуется в аппаратуре высокочастотного междугородного вещания (относительная ширина переходной области меньше 1%), при этом в полосе пропускания допускаются незначительные колебания равномерности затухания [172].

По описанным причинам при построении подобных фильтров часто выбирают схемы с наименьшим количеством катушек индуктивности, даже если при этом значительно увеличивается количество необходимых конденсаторов. Схемы фильтров на пьезоэлектрических резонаторах получают из теории LC-фильтров путем эквивалентных преобразований, однако такой метод не всегда пригоден, поскольку полученная в результате преобразований схема может не содержать в качестве составной части

двухполюсный элемент, идентичный по частотным характеристикам простому пьезоэлектрическому резонатору. Применение активных элементов в таком случае позволяет значительно модифицировать частотные характеристики резонатора, а значит и расширить границы их применения в активных фильтрах нижних и верхних частот.

4.8.1 Мостовой фильтр нижних частот

Для построения фильтра по характеристическому сопротивлению или затуханию резонансные частоты сопротивлений плеч должны быть соответствующим образом расположены. Так, при одной частоте оба сопротивления Z_1 и Z_2 должны одновременно быть равны нулю или бесконечности. Схема фильтра нижних частот на LC-элементах с частотой среза 1 ГГц изображена на рис. 4.64, а.

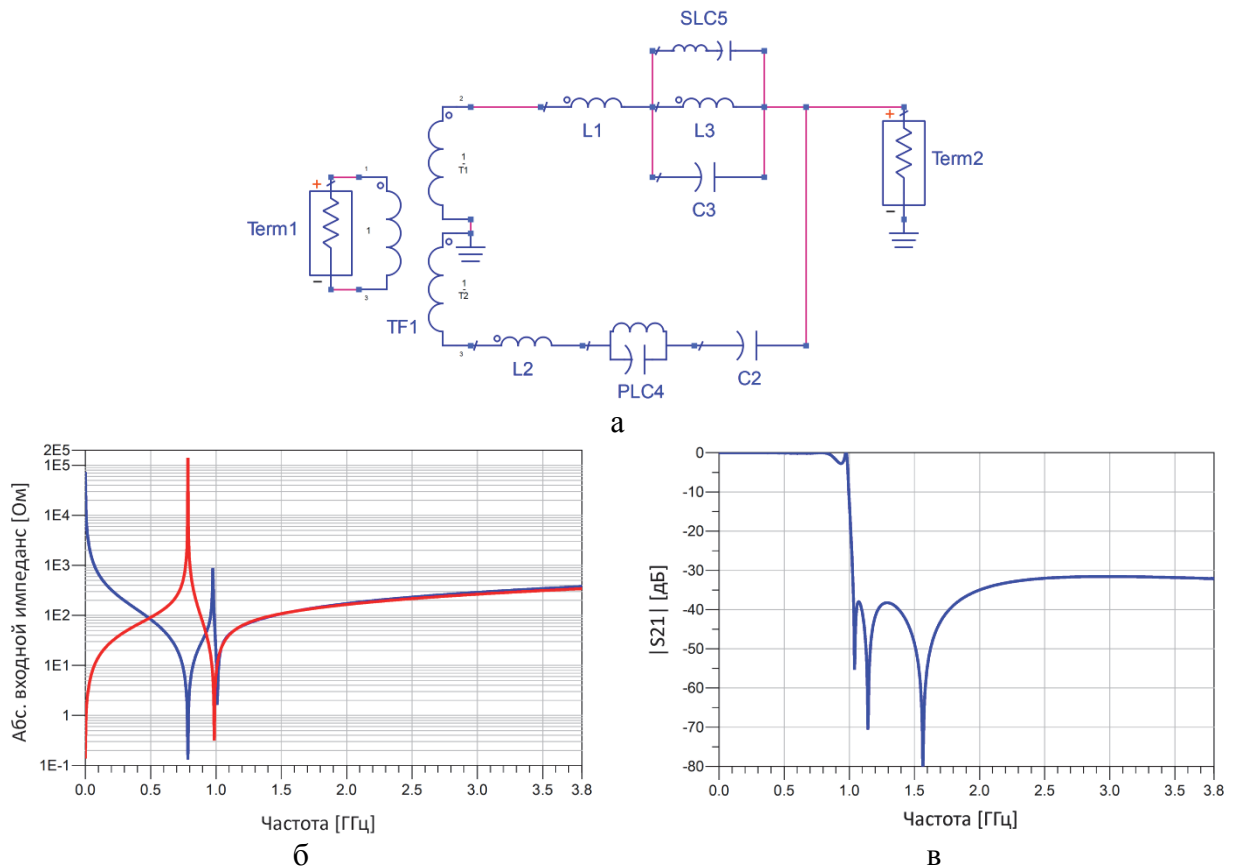


Рис. 4.64. Фильтр нижних частот на LC-элементах (а), частотные зависимости сопротивлений двух плеч (б) и передаточная характеристика фильтра (в)

Каждое плечо фильтра содержит по несколько катушек индуктивности и конденсаторов, обеспечивающих характеристические частоты, представленные на рис. 4.64, б. Результирующая передаточная характеристика типична для фильтра нижних частот, имеет высокую крутизну среза и 3 полюса затухания в полосе заграждения с уровнем режекции более 30 дБ (рис. 4.64, в).

Значения элементов схемы находятся при помощи методов, подробно изложенных в [172] для фильтров третьего класса на резонаторах:

$$m_i = \sqrt{1 - \frac{F_b^2}{F_{\infty i}^2}} \quad A = m_1 + m_2 + m_3$$

$$B = m_1 m_2 + m_1 m_3 + m_2 m_3 \quad C = m_1 m_2 m_3$$

$$F_{01} = F_b \sqrt{\frac{1}{1+B}} \quad F_{02} = F_b \sqrt{\frac{A}{A+C}}$$

$$a_0 = F_{01}^2 F_b^2 \quad a_2 = F_{01}^2 + F_b^2$$

$$A_0 = F_{02}^2 F_Z^2 \quad A_2 = F_{02}^2 + F_Z^2$$

$$M = \frac{A+C}{1+B} \quad L_1 = \frac{MZ_m F_b}{2\pi F_Z^2}$$

$$C_2 = \frac{MF_{02}^2}{2\pi F_b F_{01}^2 Z_m} \quad L_2 = \frac{Z_m F_b}{2\pi M F_Z^2}$$

$$C_3 = \frac{1}{4\pi^2 L_1 (A_2 - a_2)} \quad L_3 = \frac{L_1 (A_0 - a_0)}{a_0}$$

$$C_4 = \frac{C_2 (F_{01}^2 F_Z^2)}{(F_Z^2 - F_{02}^2)(F_{02}^2 - F_{01}^2)} \quad L_4 = \frac{L_2 ((F_Z^2 - F_{02}^2)(F_{02}^2 - F_{01}^2))}{F_{02}^4}$$

$$L_5 = \frac{L_1 ((A_0 - a_0)(A_2 - a_2)^2)}{(A_2 - a_2)(A_0 a_2 - A_2 a_0) - (A_0 - a_0)^2}$$

$$C_5 = \frac{C_3 ((A_2 - a_2)(A_0 a_2 - A_2 a_0) - (A_0 - a_0)^2)}{(A_0 - a_0)^2}$$

Сопротивления плеч также находятся непосредственно из заданных характеристических частот F_b , F_Z , $F_{\infty 1,3}$ и найденных аналитически F_{01} , F_{02} :

$$x_1 = \frac{MF_b f (F_{02}^2 - f^2)(F_Z^2 - f^2)}{F_Z^2 (F_{01}^2 - f^2)(F_b^2 - f^2)} \quad (4.78)$$

$$x_2 = \frac{F_b (F_{01}^2 - f^2)(F_Z^2 - f^2)}{MF_Z^2 f (F_{02}^2 - f^2)} \quad (4.79)$$

Как следует из анализа частотных зависимостей сопротивлений двух плеч фильтра, возможно их замещение активными элементами и резонаторами согласно принципам, изложенным в разделе 4.7. Так, одно плечо фильтра может быть заменено эквивалентной схемой гиратора с резонатором, а второе – аналогичным инвертированным резонатором с последовательно подключенным конденсатором C_2 , имеющим такую же величину, как в изначальной схеме. Окончательная схема активного фильтра представлена на рис. 4.65, а.

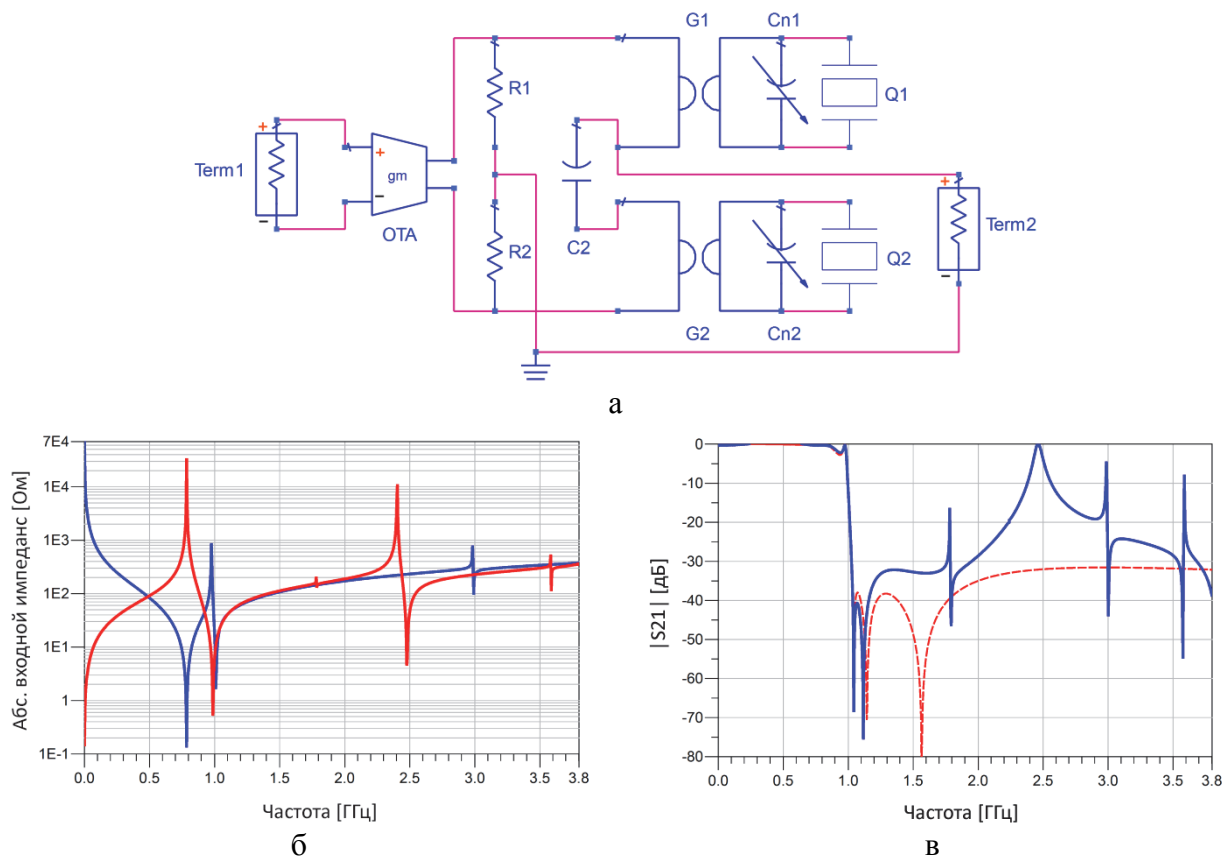


Рис. 4.65. Активный фильтр нижних частот на ОАВ резонаторах (а), частотные зависимости сопротивлений двух плеч (б) и передаточная характеристика фильтра (в)

Активный фильтр реализован на ТПРБР. Начальные резонансные частоты устройств могут быть найдены как путем прямых преобразований из LC-прототипов, так и с применением аналитических выражений, представленных выше. Сдвиг резонансных частот за счет эффектов массы-нагрузки в резонаторах может быть скомпенсирован мультипараметрической

оптимизацией параметров для получения соответствующих изначальной схеме сопротивлений плеч.

Как показано на рис. 4.65, в, наличие высших гармоник резонаторов приводит к искажению передаточной характеристики по сравнению со схемой на LC-параметрах. Однако данный недостаток устраняется при помощи дополнительных звеньев НЧ фильтров низкого порядка, обеспечивающих подавление сигнала выше 1,5 ГГц. При этом основное звено на ТПР обеспечивает высокую крутизну среза на частоте 1 ГГц.

4.8.2 Мостовой фильтр верхних частот

Фильтр верхних частот на LC-элементах синтезируется по схожей методике, его схема для частоты среза 1 ГГц изображена на рис. 4.66, а.

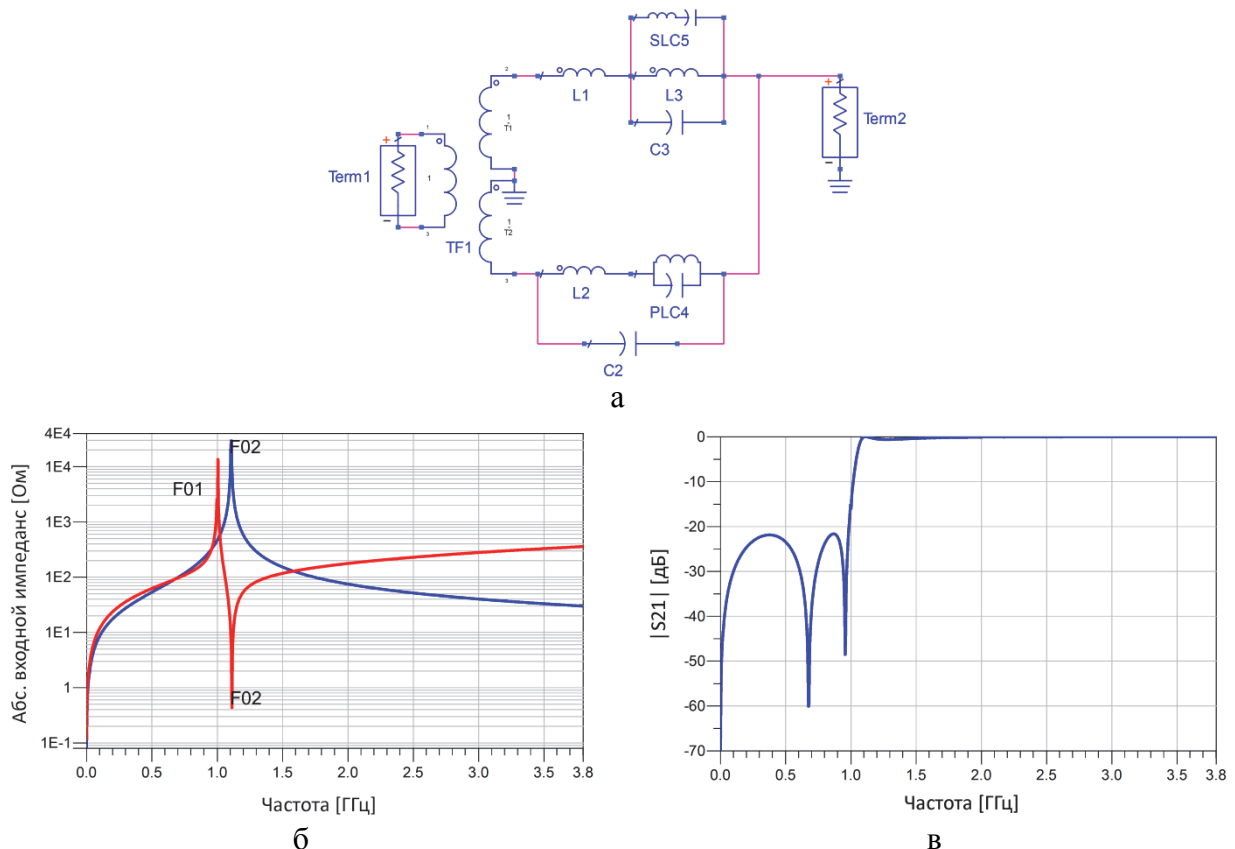


Рис. 4.66. Фильтр верхних частот на LC-элементах (а), частотные зависимости сопротивлений двух плеч (б) и передаточная характеристика фильтра (в)

Как и в предыдущем случае, каждое плечо фильтра содержит большое количество катушек индуктивности и конденсаторов, обеспечивающих

характеристические частоты, представленные на рис. 4.66, б. Результирующая передаточная характеристика типична для фильтра верхних частот, имеет высокую крутизну среза и 3 полюса затухания в низкочастотной полосе заграждения с уровнем режекции более 20 дБ (рис. 4.66, в).

Значения элементов схемы находятся при помощи методов, изложенных в [172] для фильтров третьего класса на резонаторах:

$$m_i = \left(1 - \frac{F_{\infty i}^2}{F_a^2}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad A = m_1 + m_2 + m_3$$

$$B = m_1 m_2 + m_1 m_3 + m_2 m_3 \quad C = m_1 m_2 m_3$$

$$F_{01} = F_b \sqrt{\frac{1}{1+B}} \quad F_{02} = F_b \sqrt{\frac{A}{A+C}}$$

$$a_0 = F_Z^2 F_{01}^2 \quad a_2 = F_Z^2 + F_{01}^2$$

$$A_0 = F_a^2 F_{02}^2 \quad A_2 = F_a^2 + F_{02}^2$$

$$F_0 = F_a \frac{B}{C} \quad L_1 = \frac{Z_m}{2\pi F_0}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi Z_m F_0} \quad L_2 = \frac{L_1 F_0^2}{F_Z^2 + F_{02}^2 - F_{01}^2}$$

$$C_3 = \frac{C_2 F_0^2}{A_2 - a_2} \quad L_3 = \frac{L_1 (A_0 - a_0)}{a_0}$$

$$C_4 = \frac{C_2 (F_{02}^2 - F_{01}^2 + F_Z^2)}{(F_{02}^2 - F_{01}^2)(F_{01}^2 - F_Z^2)} \quad L_4 = \frac{L_2 (F_{02}^2 - F_{01}^2)(F_{01}^2 - F_Z^2)}{F_Z^2 F_{02}^2}$$

$$L_5 = \frac{L_2 (F_{02}^2 - F_{01}^2)(F_{01}^2 - F_Z^2)}{F_Z^2 F_{02}^2}$$

$$C_5 = C_3 \left(\frac{(A_2 - a_2)(A_0 a_2 - A_2 a_0)}{(A_0 - a_0)^2} - 1 \right)$$

Сопротивления плеч также находятся непосредственно из заданных характеристических частот F_a , F_Z , $F_{\infty 1..3}$ и найденных аналитически F_{01} , F_{02} :

$$x_1 = \frac{f(F_a^2 - f^2)(F_{02}^2 - f^2)}{F_0(F_Z^2 - f^2)(F_{01}^2 - f^2)} \quad (4.80)$$

$$x_2 = \frac{F_0 f(F_{01}^2 - f^2)}{(F_Z^2 - f^2)(F_{02}^2 - f^2)} \quad (4.81)$$

Как следует из анализа частотных зависимостей сопротивлений двух плеч фильтра, возможно их замещение активными элементами и резонаторами

согласно принципам, изложенным в разделе 4.7. В данном случае оба плеча могут быть заменены эквивалентными схемами гиратора с резонатором, в одной из которых параллельный резонанс смещен в дальний высокочастотный диапазон величиной активного конденсатора C_n . Окончательная схема активного фильтра представлена на рис. 4.67, а.

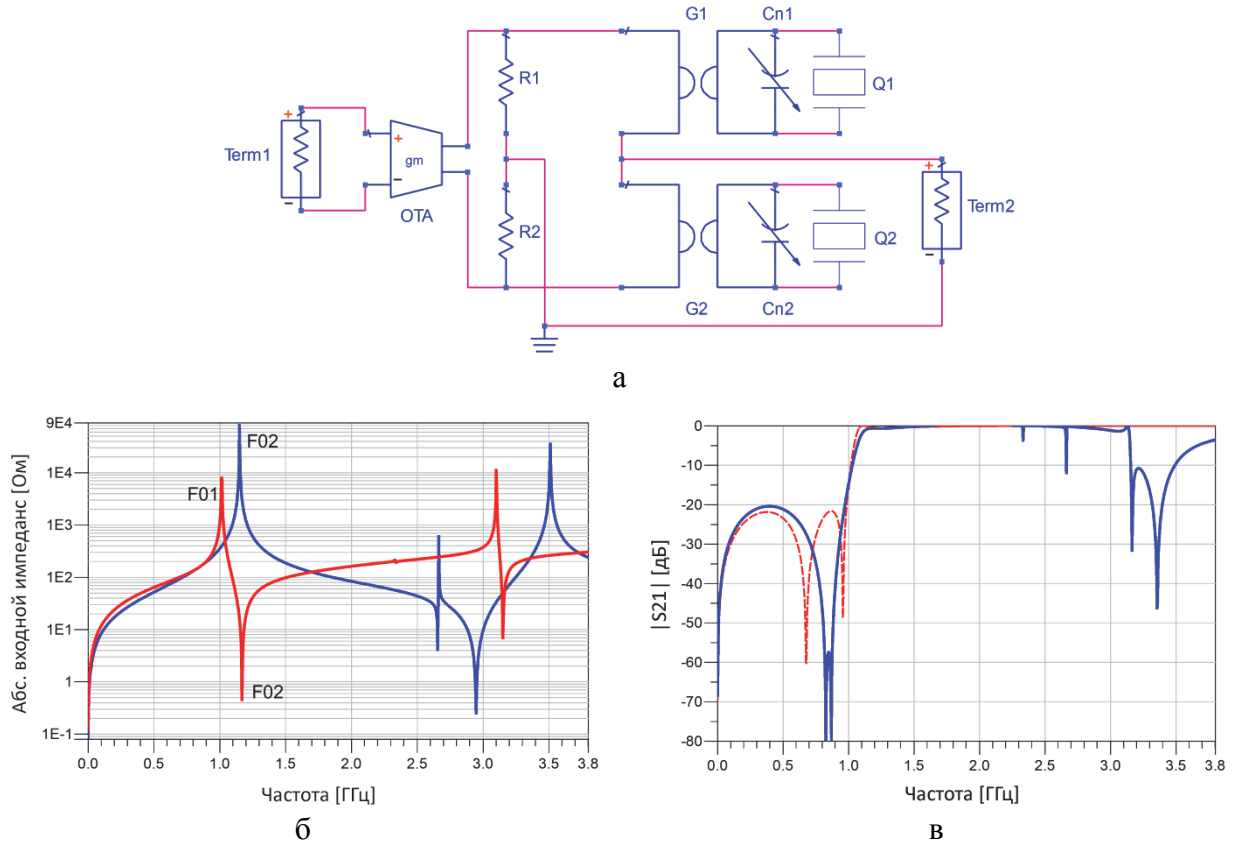


Рис. 4.67. Активный фильтр верхних частот на ОАВ резонаторах (а), частотные зависимости сопротивлений двух плеч (б) и передаточная характеристика фильтра (в)

Аналогично со случаем низкочастотного фильтра, сдвиг резонансных частот за счет эффектов масс-нагрузки в резонаторах компенсируется мультипараметрической оптимизацией параметров для получения соответствующих изначальной схеме сопротивлений плеч.

Как показано на рис. 4.67, в, наличие высших гармоник резонаторов приводит к искажению передаточной характеристики по сравнению со схемой на LC-параметрах. Однако данный недостаток устраняется при помощи соответствующих схемотехнических решений, обеспечивающих прохождение

сигнала выше 2 ГГц. При этом основное звено на ОАВ резонаторах обеспечивает высокую крутизну среза на частоте 1 ГГц.

4.9 Оценка параметров активных фильтров

Поскольку элементы с отрицательным импедансом вносят энергию в подключенные к ним схемы, такие цепи могут быть потенциально неустойчивыми, что требует более детального изучения проблемы.

4.9.1 Устойчивость

В рассмотренных фильтрах потенциально неустойчивой цепью является в первую очередь цепь активной компенсации статической емкости резонатора. Тонкопленочный резонатор при этом подключается в обратную связь между инвертирующим выходом дифференциального усилителя и неинвертирующим входом, как показано на рис. 4.68.

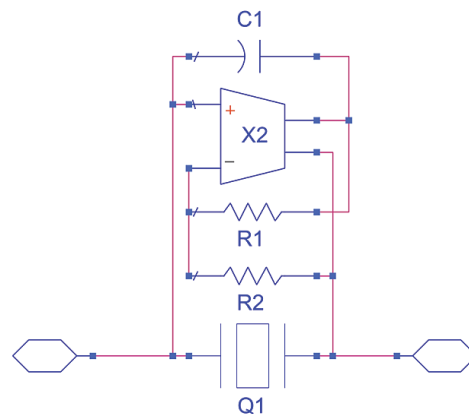


Рис. 4.68. Компенсация статической емкости резонатора

Под неустойчивостью работы усилителя, в общем случае, понимается его склонность к самовозбуждению и автогенерации. Такие условия обеспечиваются, если сдвиг фазы сигнала обратной связи усилителя компенсирует фазовый сдвиг, вносимый составляющими транзисторами (сумма фазовых сдвигов в петле обратной связи кратна 2π). Вторым необходимым условием поддержания устойчивости является достаточный коэффициент передачи замкнутой цепи. Для рассматриваемого случая этот коэффициент передачи определяется как усиление усилителя, увеличенное на

величину потерь в петле обратной связи. Проблема устойчивости схемы решается тремя путями. Первый состоит в уменьшении числа каскадов для обеспечения иной величины сдвига фаз, что на практике редко достижимо. Вторым методом – снижение коэффициента передачи замкнутой цепи в диапазоне частот, на которых теоретически возможно самовозбуждение. И третий – применение локальных обратных связей в каскадах. Для оценки устойчивости усилителя к самовозбуждению применяются различные подходы: критерии Линвилла [176] и Левеллина [177], анализ коэффициента отражения на входе, кольца стабильности, коэффициенты устойчивости Роллета [178] и Курокавы [179], методы Найквиста и Коши, μ -тест [180].

Согласно теореме Роллета, необходимыми и достаточными критериями устойчивости схемы является выполнение условий $K > 1$ и $B > 0$. Расчет коэффициента устойчивости K и вспомогательного коэффициента B проводился с применением следующих выражений:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (4.82)$$

где $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

$$B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (4.83)$$

Критерии устойчивости K и B в широком диапазоне частот представлены на рис. 4.69. Для симуляции ТПРБР в данном случае применялась разработанная ранее RLC-модель (раздел 2.5).

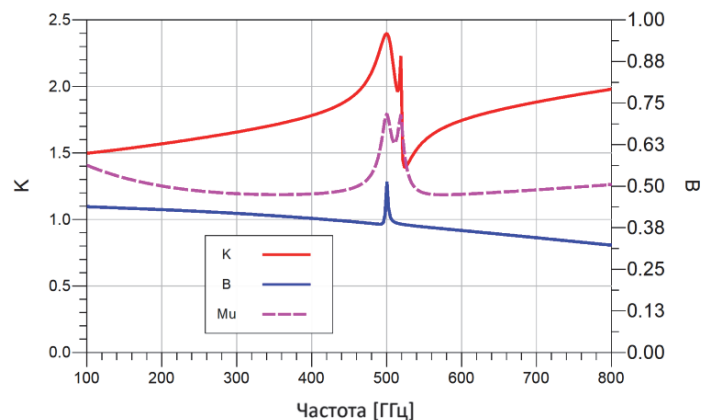


Рис. 4.69. Критерии устойчивости схемы

Толщина резонатора составляла 11,35 мкм, что обеспечило резонанс на частоте около 500 МГц. Активный имитатор емкости моделировался с помощью макромодели дифференциального ОУТ, при этом величина имитируемой отрицательной емкости C_n компенсировала статическую емкость резонатора C_0 .

Однако метод Роллета имеет ограничения и считается строго действующим для одностранзисторных устройств. При анализе сложных схем с несколькими активными элементами и, особенно, нелинейных ВЧ и СВЧ цепей, необходимо проводить дополнительную оценку устойчивости. Одним из широко применяемых методов также является геометрический μ -тест, при котором измеряется радиус от центра диаграммы Смита до ближайшей точки неустойчивости. Преимуществом такого теста считается необходимость оценки только одного параметра μ :

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \text{conj}(S_{11}) \cdot \Delta| + |S_{12}S_{21}|} \quad (4.84)$$

Величина параметра μ в рассматриваемом частотном диапазоне больше единицы (рис. 4.69), что свидетельствует об устойчивости схемы.

4.9.2 Чувствительность и выход годных

На последних стадиях проектирования фильтров часто проводится оптимизация их структуры по критериям чувствительности выходных параметров к вариациям входных. Причинами подобных вариаций могут быть условия эксплуатации (вибрация, ЭМ поля), климатические эффекты (изменение температуры, влажности), технологические погрешности и т.д.

Анализ чувствительности позволяет определить компоненты схемы и соответствующие входные параметры, имеющие наибольшее влияние на выходные характеристики фильтра. Данные результаты применяются для модификации схемы в соответствии с неизбежными технологическими допусками, а также для оценки выхода годных изделий в процентном соотношении.

Далее проводится сравнительный анализ чувствительности трех схем полосовых фильтров на пьезоэлектрических резонаторах: классической пассивной мостовой схемы, активной дифференциальной схемы и активной схемы широкополосного фильтра. Первые две схемы являются эквивалентными в отношении выходных характеристик, их сравнение позволит сделать вывод о влиянии активных элементов на общую чувствительность схемы и результирующий выход годных. Схема широкополосного фильтра реализуется лишь с применением активных конденсаторов отрицательной величины, расширяющих эффективный частотный диапазон резонаторов. Исследование влияния такого схемотехнического подхода на чувствительность схемы также представляет собой практический интерес.

На рис. 4.70 представлена схема пассивного мостового фильтра с двумя резонаторами в одном плече и одним резонатором во втором. Каждое плечо содержит также пассивные добавочные конденсаторы.

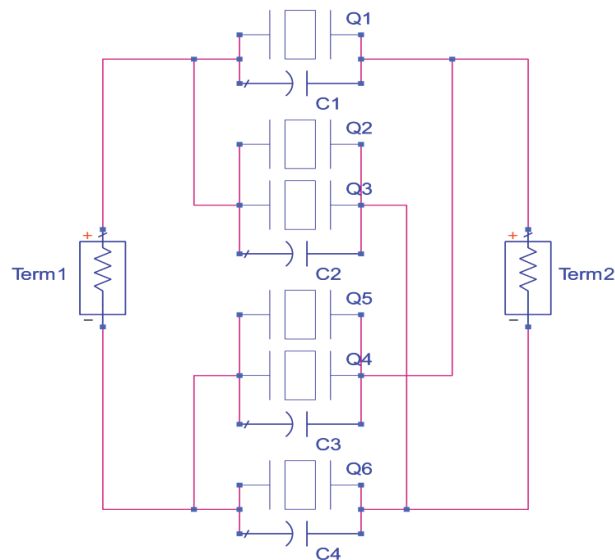


Рис. 4.70. Пассивный мостовой фильтр

При моделировании схемы применялись ТПР, характеристики которых имитировались RLC-моделью. Фильтр спроектирован на центральную частоту 1000 МГц с полосой пропускания 30 МГц. Полюсы затухания заданы на частотах 950 МГц, 1050 МГц и 1130 МГц. Рассчитанные параметры элементов фильтра сведены в таблицу 4.1.

Таблица 4.1

Параметры компонентов пассивного фильтра

№ рез.	Толщина, мкм	Площадь, 10^{-9} м^2	№ конд.	Емкость, пФ
1, 6	5.730	114.9	1, 4	1.426
2, 4	5.790	73.61	2, 3	1.548
3, 5	5.612	30.67		

Для проведения анализа чувствительности схемы были выбраны следующие «чувствительные» выходные параметры: центральная частота полосы пропускания фильтра, ширина полосы пропускания (по уровню -3 дБ), уровни затухания в полосе пропускания и в полосах задерживания, неравномерность ГВЗ и коэффициент прямоугольности фильтра (по уровням -3 и -20 дБ).

В качестве входных параметров заданы толщины активных слоев резонаторов, их площади, емкости добавочных конденсаторов, добротность резонаторов (1000), коэффициент k^2 (0,072), скорость распространения акустической волны (11350 м/с) и диэлектрическая проницаемость (9,66) пьезоэлектрического слоя – AlN.

На рис. 4.71 представлена нормализованная чувствительность центральной частоты фильтра к вариациям входных параметров. Как можно заметить, чувствительность одинакова для симметричных элементов мостовой схемы, при этом толщины резонаторов имеют превалирующее влияние на центральную частоту фильтра.

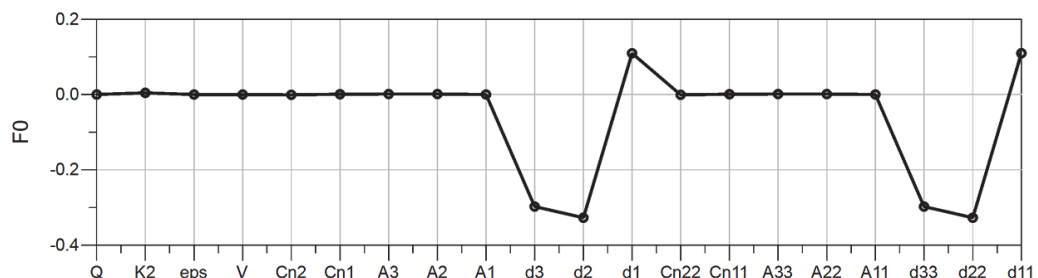


Рис. 4.71. Чувствительность f_0 к изменениям различных входных параметров схемы пассивного фильтра

Данная особенность прослеживается и для других выходных параметров. По степени значимости среди остальных элементов схемы также

можно выделить емкости добавочных конденсаторов, в значительной мере влияющие на уровни затухания и ГВЗ. Более подробные результаты анализа чувствительности приведены на рис. А.1, Приложение А.

Исходя из результатов анализа чувствительности, установлены допуски на величины входных параметров и проведена оценка выхода годных. В данном случае дополнительная оптимизация фильтра не проводилась, поэтому, с учетом степени влияния толщин резонаторов на выходные характеристики фильтра, на толщину установлен допуск 0.2%, а на остальные входные параметры – 5%. Пределы вариации выходных параметров заданы соответственно перечисленным далее значениям. Центральная частота - в пределах 4% от расчетной ширины полосы пропускания, т.е. 998.8 МГц – 1001.2 МГц. Ширина полосы – в пределах 7% отклонения (27.9 МГц – 32.1 МГц). Затухание: не более –3 дБ в полосе пропускания и больше –30 дБ в полосах задерживания. Неравномерность ГВЗ – [0..40 нс]. Коэффициент прямоугольности фильтра > 0.5 .

Оценка выхода годных производилась итерационным путем с применением методов Монте-Карло. На рис. 4.72 представлены выходные передаточные характеристики фильтра для каждой из 200 итераций расчета.

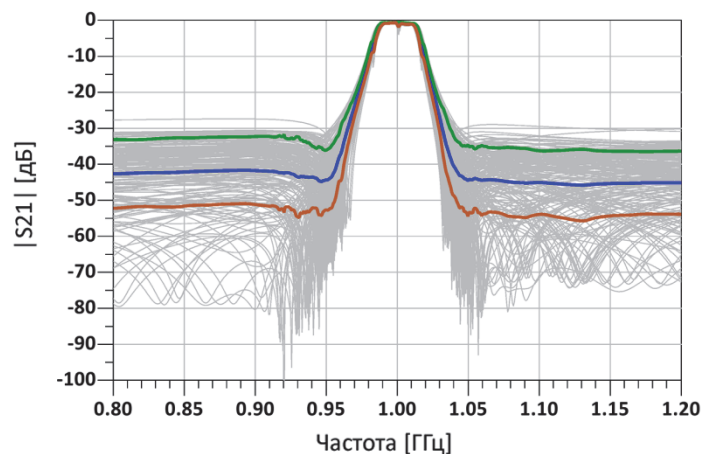


Рис. 4.72. Разброс выходных характеристик пассивного фильтра с учетом заданных допусков

Утолщенными линиями выделены: усредненная характеристика S_{21} , $S_{21}-\sigma$, $S_{21}+\sigma$ (где σ – среднеквадратическое отклонение). Более подробные результаты расчета представлены на рисунке А.2, Приложение А.

Из 200 случаев удовлетворительные по всем критериям характеристики имеют лишь 63 фильтра, что говорит о выходе около 31.5%. Доминирующими критериями отбраковки оказались центральная частота фильтра, ширина полосы пропускания и ГВЗ, поскольку разброс данных выходных параметров связан в первую очередь с высокой чувствительностью к толщинам резонаторов.

Для исследования эффекта, вносимого активными элементами, была спроектирована схема активного дифференциального фильтра на трех резонаторах, выходные характеристики которого близки к представленной ранее пассивной схеме. Структурная диаграмма такого фильтра была подробно разобрана в разделе 4.5.5. В роли активного элемента применена макромодель дифференциального усилителя TI LMN6554. При сравнении с пассивной схемой, число резонаторов и добавочных конденсаторов сокращено вдвое. При этом добавлены развязочные резисторы r , входные резисторы усилителя R_g , выходные R_{out} и резисторы обратной связи R_f . В частности, отношение R_f/R_g задает коэффициент усиления усилителя. Поскольку характеристическое сопротивление дифференциальной схемы в 2 раза выше эквивалентной мостовой схемы, площади резонаторов и величины добавочных конденсаторов изменены для обеспечения согласования с 50 Ом нагрузкой. Новые значения параметров элементов активного фильтра сведены в следующую таблицу.

Таблица 4.2

Параметры компонентов активного узкополосного фильтра

№ рез.	толщина, мкм	площадь, 10^{-9} м^2	№ конд.	емкость, пФ	резистор фильтра	сопр., Ом
1	5.730	57.44	1	0.7132	r	1500
2	5.790	36.80	2	0.7738	R_g	92
3	5.612	15.34			R_f	252.5
					R_{out}	60.8

Условия и критерии симуляции при анализе чувствительности активной схемы остались без изменений, поскольку фильтр проектировался по таким же

требованиям, как и пассивный. На рис. 4.73 изображена нормализованная чувствительность центральной частоты фильтра к вариациям входных параметров.

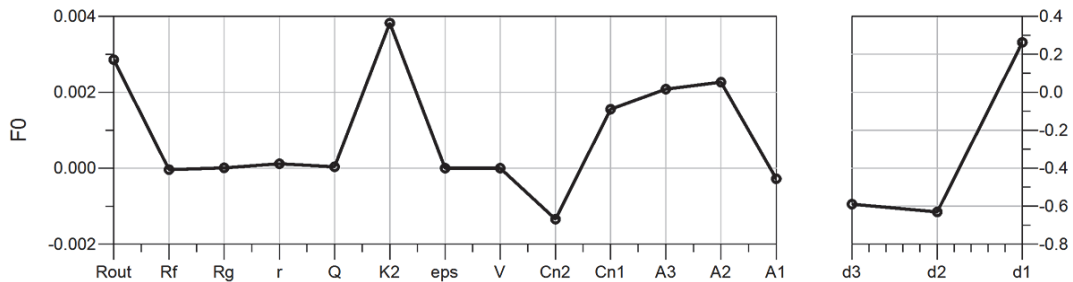


Рис. 4.73. Чувствительность f_0 к изменениям различных входных параметров схемы активного фильтра

При сравнении с пассивной схемой, чувствительность по данному критерию возросла примерно в 2 раза. То же касается и критериев ширины полосы пропускания, коэффициента прямоугольности. Однако чувствительность уровней затухания во всем частотном диапазоне уменьшилась в 5 раз (см. рис. А.3, Приложение А). Стоит заметить также, что влияние резисторов обвеса усилителя пренебрежимо мало по сравнению с остальными параметрами для всех заданных критериев.

Как и в случае пассивного фильтра, наиболее значимыми в отношении общей чувствительности схемы являются параметры толщины резонаторов. По этой причине на толщины резонаторов установлены допуски 0.2%, а на остальные параметры схемы, включая резисторы R_g , R_f , R_{out} – 5%. На рис. 4.74 представлены выходные передаточные характеристики для 200 итераций перебора входных параметров. Подробные результаты приведены на рис. А.4, Приложение А. При сравнении с пассивной схемой, значительно уменьшился разброс по критерию неравномерности ГВЗ, однако увеличился разброс по центральной частоте и ширине полосы пропускания фильтра. Выход годных изделий для активной схемы фильтра составил 24,5%.

Интерес представляет также случай реализации широкополосного активного фильтра, в котором применяются активные конденсаторы

отрицательной емкости, расширяющие эффективный k^2 резонаторов. С этой целью расчетная ширина полосы пропускания фильтра увеличена до 100 МГц.

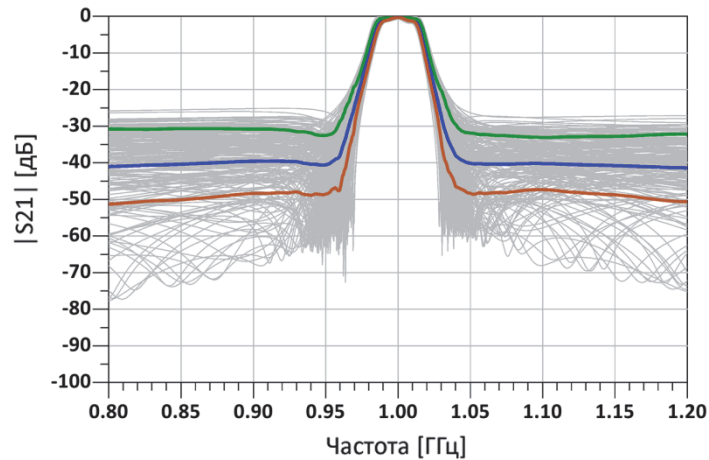


Рис. 4.74. Разброс выходных характеристик активного фильтра с учетом заданных допусков

Значения толщин и площадей резонаторов, а также величины добавочных конденсаторов сведены в таблицу ниже.

Таблица 4.3

Параметры компонентов активного широкополосного фильтра

№ рез.	толщина, мкм	площадь, 10^{-9} м^2
1	5.874	204.6
2	6.058	109.8
3	5.471	44.32

№ конд.	емкость, пФ
1	-1.465
2	-0.7599

резистор ф-ра	сопр., Ом
r	1500
R_g	92
R_f	252.5
R_{out}	60.8

В качестве входных параметров анализа чувствительности заданы параметры, используемые и в случае узкополосного активного фильтра: толщины активных слоев резонаторов, их площади, расширительные конденсаторы, добротности резонаторов, коэффициент электромеханической связи, скорость распространения акустической волны, диэлектрическая проницаемость и сопротивления резисторов, обеспечивающих необходимый коэффициент усиления и согласование – R_g , R_f и R_{out} . Нормализованная чувствительность по критерию центральной частоты фильтра представлена на рис. 4.75. При сравнении с узкополосным активным фильтром очевидным становится факт уменьшения чувствительности выходных характеристик,

особенно по критериям ширины полосы пропускания, уровней затухания и неравномерности ГВЗ. Подробные результаты анализа представлены на рис. А.5, Приложение А.

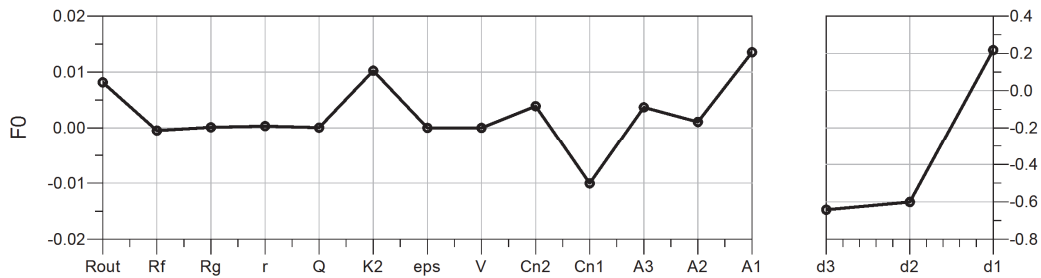


Рис. 4.75. Чувствительность f_0 к изменениям различных входных параметров схемы активного широкополосного фильтра

Поскольку количество резонаторов, применяемых при проектировании широкополосного фильтра, остается прежним, расширение его полосы пропускания неизбежно приводит к уменьшению уровня затухания вне полосы, а также к изменению других характеристик. Для обеспечения адекватной оценки выхода годных изделий пределы разброса выходных параметров должны быть изменены в соответствии с новыми условиями. Так, допуск сдвига центральной частоты фильтра – в пределах 4% от ширины полосы пропускания, т.е. 995,5 МГц – 1003,5 МГц. Ширина полосы – в пределах 7% отклонения (93 МГц – 107 МГц). Затухание: не более –3 дБ в полосе пропускания и больше –20 дБ в полосах задерживания. Неравномерность ГВЗ – [0..10] нс. Коэффициент прямоугольности фильтра составил более 0.55.

Рассчитанные передаточные характеристики фильтра для всех 200 итераций расчетного алгоритма представлены на рис. 4.76. Исходя из результатов анализа, 127 из 200 итераций удовлетворяют требованиям к фильтру, что приводит к выходу годных около 63,5%. Наибольший разброс значений наблюдается по критерию аттенюации в полосе пропускания фильтра и в полосах задерживания (рис. А.6, Приложение А).

Таким образом, активный узкополосный фильтр характеризуется повышенной чувствительностью к параметрам элементов схемы по сравнению

с эквивалентным пассивным фильтром, однако позволяет значительно сократить количество применяемых резонаторов. С учетом одновременного уменьшения площадей резонаторов в дифференциальной схеме, это приводит к сокращению занимаемой площади кристалла фильтром.

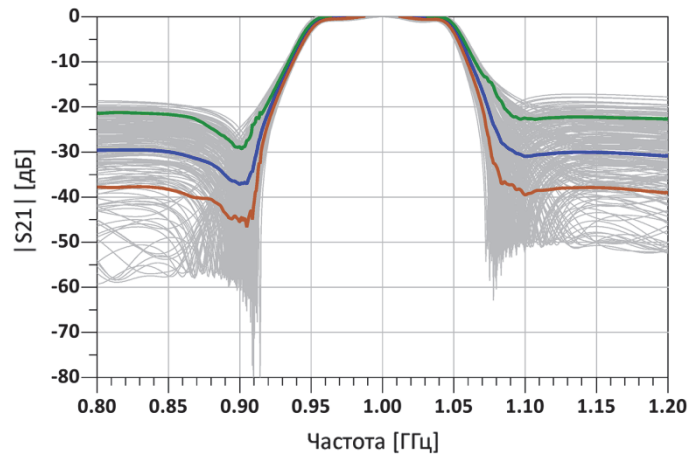


Рис. 4.76. Разброс выходных характеристик активного широкополосного фильтра с учетом заданных допусков

Широкополосный фильтр на пьезоэлектрических резонаторах может быть реализован лишь с применением активных элементов и имеет пониженную чувствительность к параметрам схемы, что позволяет расширить технологические допуски или реализовать изделие с высокой температурной стабильностью.

Для всех рассмотренных фильтров присуща повышенная чувствительность к толщинам активных слоев резонаторов. Согласно исследованиям [181], применение ТПРБР с оптимизированным брэгговским отражателем вместо ТПР может привести к уменьшению чувствительности фильтра и увеличению стабильности его характеристик.

4.9.3 Динамический диапазон

Динамическим диапазоном системы, свободным от паразитных составляющих (далее – ДД), является диапазон между наименьшим сигналом, который может быть детектирован системой (т.е. сигналом, превышающим уровень шума в системе) и наибольшим сигналом, который может быть

введен в систему без значительных искажений в необходимом частотном диапазоне.

Нижний предел ДД ограничен уровнем шума. Выходной уровень шума системы (ВУШС, [дБм/Гц]) определяется прямым измерением мощности выходного шума при нулевом входном сигнале. Входной уровень шума системы определяется как разность ВУШС и коэффициента усиления системы.

Определение верхнего предела ДД связано измерением нелинейных искажений и точки перехвата составляющих третьего порядка. При введении сигнала в систему возникают различные типы искажений:

1) гармонические искажения возникают в случае, если входной сигнал с частотой f вводится в систему, содержащую нелинейные компоненты. При этом возникают паразитные выходные гармоники на частотах $2f$, $3f$, $4f$ и т.д. Величина каждой гармоники связана с особенностями нелинейности системы;

2) интермодуляционные искажения возникают в случае, если в систему вводится сигналы с различными частотами f_1 и f_2 . Нелинейные взаимодействия между сигналами приводят к возникновению паразитных гармоник на частотах, соответствующих сумме (f_2+f_1) и разности (f_2-f_1) основных частот. Данные гармоники названы эффектами второго порядка. В линейном диапазоне работы системы амплитуда гармоник второго порядка возрастает на 2 дБ при увеличении амплитуды фундаментальных сигналов на 1 дБ;

3) взаимодействия между фундаментальными гармониками и гармониками второго порядка приводят к возникновению эффектов высшего порядка. В частности, гармоники 3-го порядка (между фундаментальными и 2-го порядка) считаются наиболее нежелательными. Это связано с тем, что они обычно расположены на частотах около фундаментальных гармоник и попадают в полосу пропускания фильтра. Учет гармоник 3-го порядка особенно важен в случае проектирования широкополосных фильтров. Их

амплитуда увеличивается на 3 дБ при увеличении амплитуды фундаментальных сигналов на 1 дБ.

Для сравнения ДД сначала проанализируем классическую пассивную схему мостового фильтра с двумя резонаторами в одном плече и одним резонатором во втором (рис. 4.70). Применялись ТПР, характеристики которых имитировались RLC-моделью. Фильтр спроектирован на центральную частоту 1000 МГц с полосой пропускания 30 МГц. Полюсы затухания заданы на частотах 950 МГц, 1050 МГц и 1130 МГц. Рассчитанные параметры элементов фильтра соответствуют приведенным ранее в таблице 4.1.

Полоса пропускания фильтра выбрана достаточно узкой, чтобы обеспечить положительные значения добавочных конденсаторов и пассивность схемы. Основные характеристики пассивного фильтра представлены на рис. 4.77.

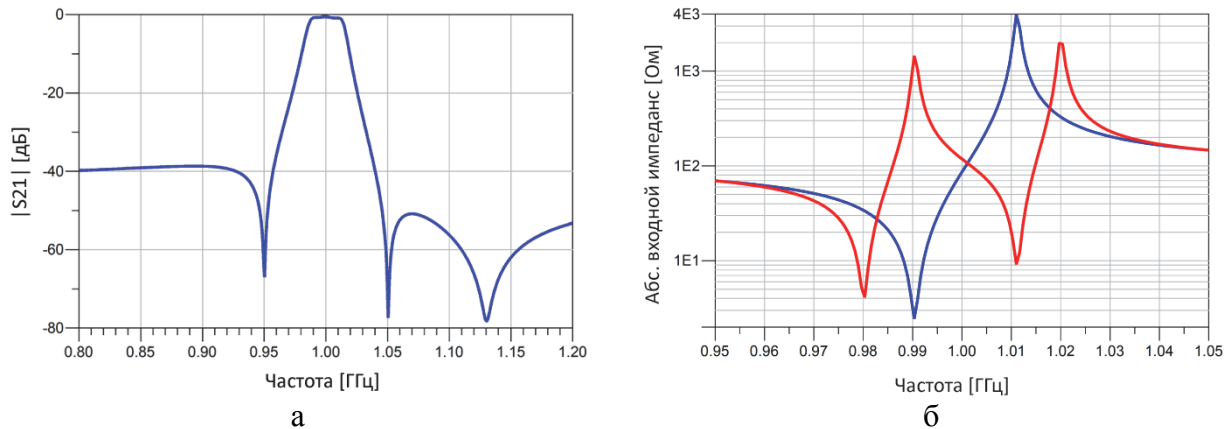


Рис. 4.77. Передаточная характеристика (а) и сопротивления плеч (б) пассивного мостового фильтра

На вход фильтра подавалось два сигнала (f_1 , f_2) одинаковой мощности с незначительным сдвигом по частоте ($f_{\text{spacing}}=200$ кГц). Таким образом, в нелинейной системе генерируются высшие гармоники $2f_1$, $2f_2$ и гармоники 3-го порядка ($2f_1-f_2$) и ($2f_2-f_1$), расположенные рядом с фундаментальными гармониками (рис. 4.78).

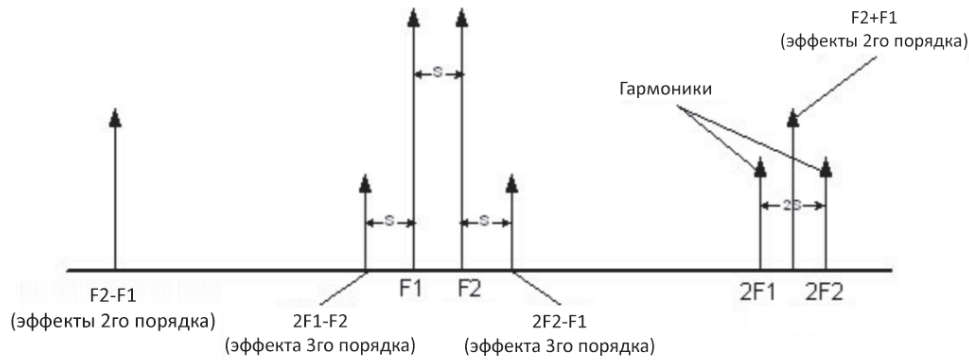


Рис. 4.78. Генерация гармоник второго и третьего порядков

Поскольку пассивная схема фильтра не содержит нелинейных компонентов, то в данном случае паразитные гармоники не генерируются. Выходной спектр содержит только две фундаментальные составляющие входных сигналов, равные по величине. При коэффициенте усиления схемы по напряжению $G = -16,775$ дБ, мощность фундаментальных гармоник составила $-15,112$ дБм (рис. 4.79, а).

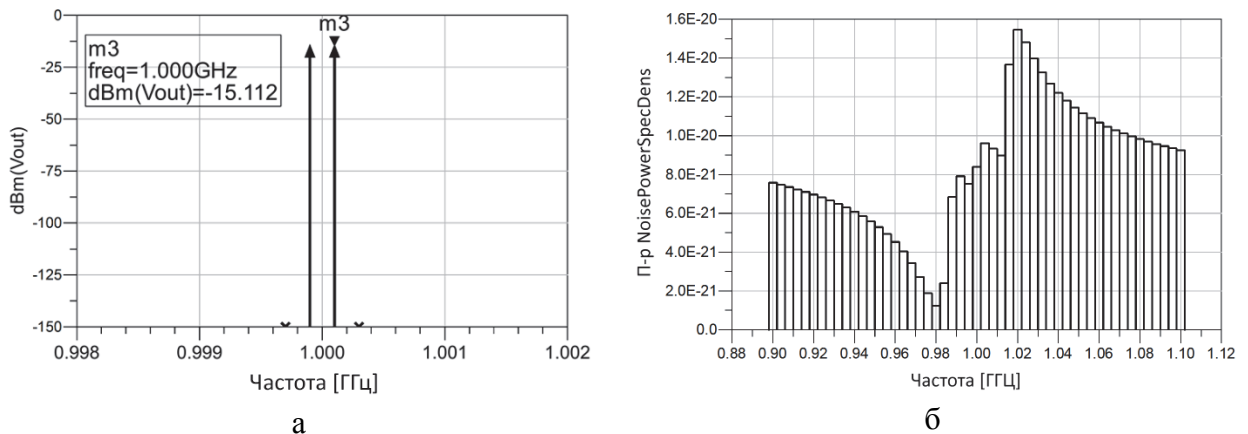


Рис. 4.79. Спектральные составляющие выходного сигнала (а) и спектральная плотность мощности выходного шума фильтра (б)

Спектральная плотность мощности выходного шума рассчитывалась как

$$NoisePowerSpecDens = V_{out.noise} \cdot V_{out.noise} / 50 \quad (4.85)$$

и представлена на рис. 4.79, б.

Выходной уровень шума в дБм может быть найден согласно следующему выражению:

$$NoisePowerTotal_{dBm} = 10 \log \sum \{NoisePowerSpecDens \cdot FreqStep\} + 30 \quad (4.86)$$

где $FreqStep$ – величина шага частоты при симуляции в заданном диапазоне.

Для пассивного фильтра выходной уровень шума составил -87.68 дБм, что при имеющейся мощности выходного сигнала обеспечивает динамический диапазон около $72,57$ дБм.

Схема активного фильтра в точности повторяет представленную ранее на рис. 4.43. В качестве входного дифференцирующего элемента выбран усилитель Texas Instruments LMH6554, характеристики которого смоделированы разработанной макромоделью. Поскольку схема фильтра имеет узкую полосу пропускания, добавочные конденсаторы имеют положительные значения емкости, что избавляет от необходимости применять активное замещение. Параметры элементов фильтра соответствуют приведенным ранее (таблица 4.2).

Характеристики активного фильтра представлены на рис. 4.80. Конечные значения входного и выходного импедансов усилителя привели к сглаживанию полюсов затухания и незначительному искажению передаточной характеристики в полосе пропускания.

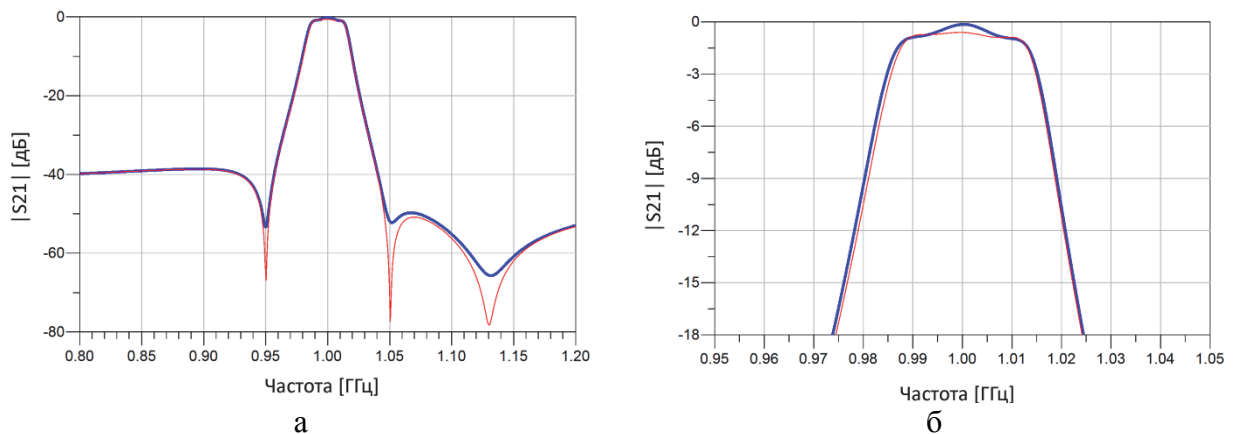


Рис. 4.80. Передаточная характеристика активного мостового фильтра в широком (а) и узком (б) диапазонах частот

Спектральная плотность выходного шума находилась аналогично методу, описанному для пассивного фильтра. Частотное распределение представлено на рис. 4.81.

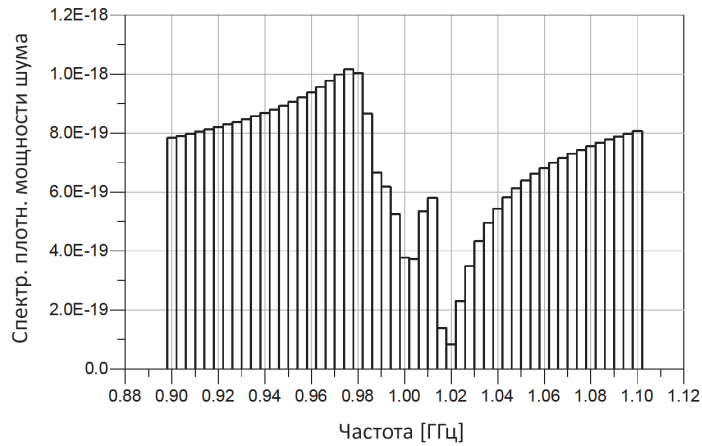


Рис. 4.81. Спектральная плотность мощности выходного шума активного фильтра

Уровень выходного шума, рассчитанный при помощи выражения (4.86), составил -68.4 дБм, что почти на 20 дБм превышает уровень шума пассивного фильтра. Анализ гармонического баланса выходного сигнала приведен на рис. 4.82. Присутствие нелинейного активного элемента в схеме фильтра привело к генерации паразитных гармоник второго и третьего порядков. В частности, на рис. 4.82, б представлены две фундаментальные гармоники входных сигналов и расположенные рядом с ними в полосе пропускания гармоники третьего порядка. Коэффициент усиления по напряжению активного фильтра составил -9.83 дБ.

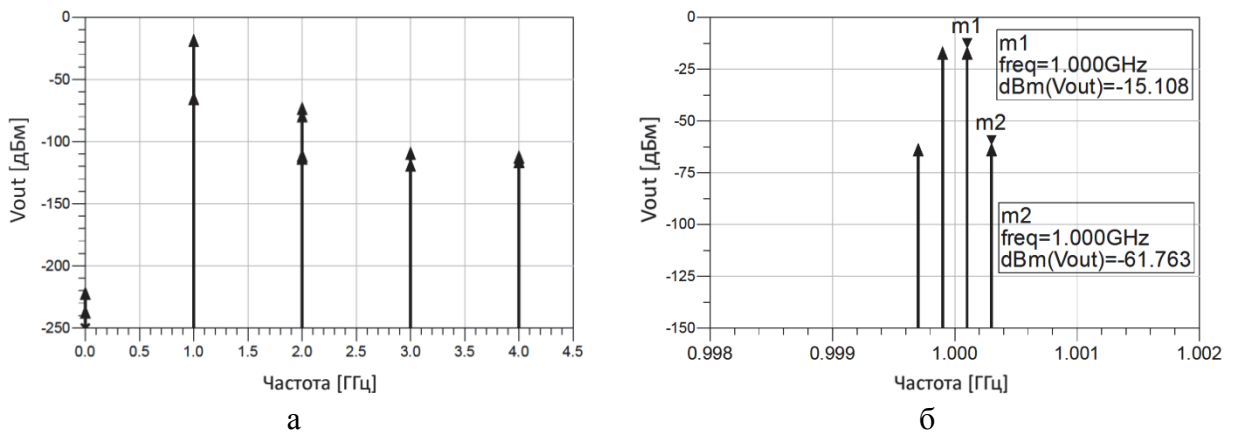


Рис. 4.82. Спектральные составляющие выходного сигнала в широком диапазоне частот (а) и в полосе пропускания активного фильтра (б)

Одним из определений ДД, свободного от паразитных составляющих, является разность между требуемой мощностью выходного сигнала и уровнем выходного шума при условии, что максимальный уровень

интермодуляционных эффектов высшего порядка совпадает с уровнем выходного шума. Согласно рис. 4.82, б, ДД активного фильтра определяется как разность между маркерами m_1 и m_2 , при условии, что маркер m_2 уменьшением мощности входного сигнала опущен до уровня выходного шума. В общем случае подобный подход некорректен, поскольку при этом уменьшается также требуемая мощность фундаментальной гармоники.

Согласно определению эффектов 3-го порядка, предположим, что при увеличении мощности входного сигнала на 1 дБ, маркер m_1 фундаментальной гармоники выходного сигнала также поднимается на 1 дБ, а маркер m_2 поднимается на 3 дБ. Основываясь на этом, можно определить положение маркера m_1 для случая, когда маркер m_2 будет соответствовать уровню выходного шума, и вывести выражение для выходного динамического диапазона:

$$SFDR = m_1 + \Delta/3 - NoisePowerTotal_{dBm} \quad (4.87)$$

где $\Delta = NoisePowerTotal_{dBm} - m_2$.

Таким образом, рассчитанный динамический диапазон активного фильтра составил 51.08 дБм. При сравнении с аналогичным пассивным фильтром на пьезоэлектрических резонаторах, динамический диапазон ухудшился на 21.5 дБм, что связано применением активных элементов. Стоит заметить, что в случае замещения добавочных конденсаторов активными аналогами, ДД фильтра может сократиться на большие значения, поэтому при проектировании активных фильтров целесообразно применять активные элементы с высокими показателями линейности и низким уровнем шума.

Выводы

1. Проведен анализ влияния перестраиваемых реактивных нагрузок на характеристики ТПР. Показана возможность использования таких схем для реализации звеньев активных фильтров с диапазоном перестройки, значительно превышающим пассивные методы. Установлено, что нагрузка с отрицательной емкостью позволяет компенсировать C_0 в широком диапазоне

частот, что равносильно искусственному увеличению эффективного k_t^2 резонатора. Скомпенсированные таким образом резонаторы позволяют значительно расширить пределы реализуемости фильтров на ТПР.

2. Показана возможность реализации гиратора и конвертора отрицательного импеданса на основе ОУТ, а также вытекающие схемы активных перестраиваемых нагрузок: имитатора индуктивности и имитатора отрицательной емкости. Показано, что активные нагрузки превосходят пассивные интегральные аналоги по ряду критериев: возможность реализации отрицательной величины, перестраиваемость, высокая добротность (в случае индуктивности) и занимаемая площадь. Характеристики активных нагрузок и возможность их применения в фильтрах в значительной мере определяются свойствами ОУТ, в первую очередь линейностью и вносимыми шумами.

3. Предложены схемы и алгоритмы расчета модифицированных лестничных фильтров на П, Т и Г-звеньях с ТПР резонаторами и активными перестраиваемыми нагрузками. Расширение полосы пропускания фильтра с активными имитаторами индуктивности ограничено из-за паразитного резонанса, возникающего в низкочастотной области. Применение активных имитаторов отрицательной емкости лишено данного недостатка и позволяет не только реализовать сверхширокополосные ($\Delta f_{\text{отн}} > 10\%$) фильтры, но и установить произвольную частоту полюса затухания.

4. Предложены схемы и алгоритмы расчета мостовых активных фильтров с различным количеством ТПР в плечах. Показано, что использование ТПР, скомпенсированных активной нагрузкой, позволяет получить относительную ширину полосы пропускания фильтра 12% и более при уровне подавления сигнала 20 дБ вне полосы (на 4 резонаторах). Применение полностью дифференциального ОУТ вместо классического трансформатора позволило сократить количество резонаторов вдвое, компенсировав недостаток по занимаемой площади широкополосных фильтров. Показано, что проектирование активных фильтров на ТПР

упрощено благодаря возможности одновременной установки произвольных частот полюсов затухания и ширины полосы пропускания.

5. Предложен метод инвертирования импеданса ТПР резонатора с использованием гиратора. Показана практическая возможность электронного изменения эффективной площади резонатора, что может применяться для реализации малогабаритных фильтров. На основе эффекта гирации предложена схема дифференциального заграждающего фильтра на двух ТПР.

6. Предложены методы имитации пассивных SLC и PLC контуров активными аналогами на ТПР. Такие схемы замещения обеспечивают минимальную чувствительность к вариациям компонентов, меньший разброс параметров при производстве и ряд других преимуществ, включая возможность электронной подстройки характеристик.

7. Показана возможность применения схем замещения для реализации произвольных передаточных функций на примере дифференциальных ФНЧ и ФВЧ.

8. Проведена оценка устойчивости, чувствительности и динамического диапазона активных фильтров на ТПР. Показано, что чувствительность активных узкополосных фильтров несколько выше эквивалентных пассивных аналогов, что объясняется дифференциальным исполнением фильтра и тепловой зависимостью коэффициента усиления ОУТ. Чувствительность широкополосных фильтров резко понижается, что увеличивает выход годных изделий. Наиболее чувствительными критериями, являются центральная частота и ширина полосы пропускания фильтров, а наиболее влиятельными источниками их вариации – толщины резонаторов. Применение ТПР с брэгговским отражателем позволяет снизить чувствительность фильтра к вариациям толщин резонаторов.

9. Динамический диапазон активных фильтров на ТПР ниже пассивных аналогов, что определяется по большей части нелинейностью и вносимыми шумами активных элементов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе решена актуальная научная задача по разработке класса устройств частотной селекции сигналов на основе активных элементов и тонкопленочных пьезоэлектрических резонаторов для диапазона частот $0,1..10$ ГГц, сочетающих улучшенные электрические и эксплуатационные характеристики, а также возможность интеграции по технологии ИС.

Основные результаты и выводы работы состоят в следующем.

1. Проведено исследование характеристик ТПР с помощью МКЭ и разработана эквивалентная схемная модель резонатора, пригодная для расчета электрических характеристик конструкций резонаторов различных типов в широком диапазоне частот. Продемонстрирована возможность применения модели для определения сдвига резонансных частот, энергетических потерь, частот высших гармоник, коэффициента отражения и параметров широкополосности отражателя, а также их зависимостей от применяемых материалов и количества слоев. Приведены результаты исследования, подтверждающие значительное преимущество модели ТПР перед классическим, более общим подходом Мейсона. Показана возможность интеграции модели в большинство современных САПР и ее применение как для ускоренного расчета и оптимизации конструктивных параметров фильтров высокого порядка, так и для получения окончательных выходных частотных характеристик с высокой точностью.

2. Разработана модифицированная макромодель ОУТ, позволяющая минимизировать ошибку аппроксимации нелинейности ОУТ, уменьшить чувствительность к ошибкам округления при расчете, а также обеспечивает возможность применения полиномов высокой степени при проектировании комплексных активных фильтров высокого порядка за счет использования секции нелинейного усиления на основе ортогональных полиномов Чебышева. Включение эквивалентных нелинейных моделей теплового и фликер- шумов

позволило применять макромодель для расчета частотных свойств, гармоничных искажений, динамического диапазона и шумовых характеристик с учетом возможности электронного перестройки.

3. Проведен анализ влияния перестраиваемых реактивных нагрузок на характеристики ТПР. Показана возможность использования схем активных имитаторов индуктивности и отрицательной емкости на основе ОУТ для реализации звеньев активных фильтров с диапазоном перестройки до 200% и выше. Показано, что характеристики звеньев фильтров с активными элементами часто превосходят характеристики пассивных аналогов. Среди улучшенных характеристик – повышенная добротность, возможность электронной перестройки и интеграция по технологии ИС.

4. Предложены схемы и алгоритмы расчета модифицированных лестничных фильтров на П-, Т- и Г-звеньях, а также дифференциальных фильтров с ТПР и активными нагрузками. Применение активных элементов позволило реализовать фильтры с возможностью перестройки ширины полосы пропускания от 1 до 10% и устанавливать произвольную частоту полюса затухания в таких звеньях.

5. Предложен метод инвертирования импеданса ТПР с применением гиратора. Показано практическую возможность электронной перестройки эффективной площади резонатора, что может применяться для реализации малогабаритных фильтров. Предложена схема дифференциального режекторного фильтра на двух ТПР на основе схемы преобразования импеданса резонатора.

6. Разработан алгоритм синтеза фильтров, основанный на замещении прототипов пассивных LC фильтров активными аналогами на ТПР, обеспечивающими улучшенные характеристики за счет высокой исходной добротности и стабильности пассивной подсхемы. Приведены результаты применения такого подхода для реализации малогабаритных активных ФНЧ и ФВЧ на ТПР.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. RF Bulk Acoustic Wave Filters for Communications / ed. K.-Y. Hashimoto. – London : Artech House Publishers, 2009. – ISBN 978-0-86341-504-3.
2. MEMS-based Circuits and Systems for Wireless Communication / ed. C. C. Enz, ed. A. Kaiser. – Boston, MA : Springer US, 2013. – ISBN 978-1-4419-8797-6.
3. Pat. US20130057360 A1 Wide-band acoustically coupled thin-film baw filter / J. Meltaus, T. Pensala; assigned 07.03.2013.
4. Pat. US8836451 B2 Wideband high frequency bandpass filter / T.-J. Yen, A.-P. Yen; assigned 16.09.2014.
5. Pat. US7492242 B2 Integrable tunable filter circuit comprising a set of BAW resonators / J.-F. Carpentier; assigned 17.02.2009.
6. Federal Communications Commission FCC №02-48 / assigned 2002.
7. European Standard (Telecommunications series) ETSI EN 300 910 V8.5.1 / assigned 2000.
8. Kuhn W. B. Dynamic range performance of on-chip RF bandpass filters / W. B. Kuhn, D. Nobbe, D. Kelly, A. W. Orsborn // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing. – 2003. – Vol. 50, № 10. – P. 685–694.
9. Chung-Yu Wu P. D. The design of a 3-V 900-MHz CMOS bandpass amplifier / P. D. Chung-Yu Wu, S.-Y. Hsiao // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1997. – Vol. 32, № 2. – P. 159–168.
10. Antoniou A. Digital Filters: Analysis Design and Applications / A. Antoniou. – New York : McGraw-Hill Series in electrical and computer engineering. Communications and signal processing, 1993. – ISBN 0-07-112600-7.
11. Haigh D. G. Design optimization and testing of a GaAs switched-capacitor filter / D. G. Haigh, C. Toumazou, S. J. Harrold, K. Steptoe, J. I. Sewell, R. Bayrums // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1991. – Vol. 38, № 8. – P. 825–837.
12. Hernandez-Garduno D. Continuous-time common-mode feedback for high-speed switched-capacitor networks / D. Hernandez-Garduno, J. Silva-Martinez // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2005. – Vol. 40, № 8. – P. 1610–1617.
13. Lee C.-H. Current-mode approach for wide-gain bandwidth product architecture / C.-H. Lee, J. Cornish, K. McClellan, J. Choma // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing. – 1998. – Vol. 45, № 5. – P. 626–631.
14. Pipilos S. Design of active RLC integrated filters with application in the GHz range / S. Pipilos, Y. Tsvividis // IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '94. – 1994. – P. 645–648.

15. Nguyen N. M. Si IC-compatible inductors and LC passive filters / N. M. Nguyen, R. G. Meyer // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. – 1990. – Vol. 25, № 4. – P. 1028–1031.
16. Wu Y.-C. On-chip RF spiral inductors and bandpass filters using active magnetic energy recovery / Y.-C. Wu, M. F. Chang // *Custom Integrated Circuits Conference, 2002. Proceedings of the IEEE 2002*. – 2002. – P. 275–278.
17. Lee G.-A. Low-cost compact spiral inductor resonator filters for system-in-a-package / G.-A. Lee, M. A. Megahed, F. De Flaviis // *IEEE Transactions on Advanced Packaging*. – 2005. – Vol. 28, № 4. – P. 761–771.
18. Naderi A. A 1-mW 2-GHz Q-enhanced LC bandpass filter for low-power RF applications / A. Naderi, M. Sawan, Y. Savaria // *IEEE-NEWCAS Conference, 2005. The 3rd International*. – 2005. – P. 365–368.
19. Dulger F. A 1.3-V 5-mW fully integrated tunable bandpass filter at 2.1 GHz in 0.35-um CMOS / F. Dulger, E. Sanchez-Sinencio, J. Silva-Martinez // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. – 2003. – Vol. 38, № 6. – P. 918–928.
20. Темеш Г. Современная теория фильтров и их проектирование / Г. Темеш, С. Митра, Г. Орхард. – Москва : Мир. Редакция литературы по новой технике, 1977.
21. Масленников В. В. Активные избирательные устройства радиоаппаратуры / В. В. Масленников. – Москва : Радио и связь, 1987.
22. Филатов Г. А. Малогабаритные низкочастотные механические фильтры / Г. А. Филатов, Е. Ф. Баев, В. С. Цымбалюк. – Москва : Связь, 1974.
23. De Los Santos H. J. RF MEMS Circuit Design for Wireless Communications / H. J. De Los Santos. – Boston : Artech House, 2002. – ISBN 978-1-58053-329-4.
24. Lebel E. Field programmable Gm-C array for wide frequency range bandpass filter applications / E. Lebel, A. Assi, M. Sawan // *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005*. – 2005. – P. 1952–1955 Vol. 3.
25. Kallam P. An enhanced adaptive Q-tuning scheme for a 100-MHz fully symmetric OTA-based bandpass filter / P. Kallam, E. Sanchez-Sinencio, A. I. Karsilayan // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. – 2003. – Vol. 38, № 4. – P. 585–593.
26. Smythe R. C. Current Trends in Crystal Filters / R. C. Smythe, M. D. Howard // *37th Annual Symposium on Frequency Control*. 1983. – 1983. – P. 348–353.
27. Mahon S. Bulk Acoustic Wave Devices - Why, How, and Where They are Going / S. Mahon, R. Aigner // *Compound Semiconductor Manufacturing Technology Organization: CS MANTECH*. – Austin, Texas, USA : 2007. – P. 15–18.

28. Haartsen J. C. Development of a monolithic, programmable SAW filter in silicon / J. C. Haartsen // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 1990. – P. 1115–1118.
29. Zeijl P. T. M. FM radio receiver front-end circuitry with on-chip SAW filters / P. T. M. Zeijl, J. H. Visser, L. K. Nanver // IEEE Transactions on Consumer Electronics. – 1989. – Vol. 35, № 3. – P. 512–519.
30. Mueller W. A brief overview of FBAR technology / W. Mueller // Agilent Technologies, Inc. – 2001. – P. 7.
31. Shin J.-S. Balanced RF Duplexer with Low Interference Using Hybrid BAW Resonators for LTE Application / J.-S. Shin, I. Song, C.-S. Kim, M.-C. Lee, S. U. Son, D.-H. Kim, H.-S. Park[et al.] // ETRI Journal. – 2014. – Vol. 36, № 2. – P. 317–320.
32. Yatsuda H. Flip-chip STW filters and frequency trimming method / H. Yatsuda, H. Iijima, K. Yabe, H. Tsukuda, S. Shinohara // IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition. – 2002. – P. 366–369.
33. Hikita M. New band-switching SAW antenna duplexer used in 800-MHz Japanese cdmaOne systems / M. Hikita, K. Sakiyama, M. Kijima, O. Hikino // 2000 IEEE Ultrasonics Symposium. – 2000. – P. 383–386.
34. Hikita M. New low-distortion band-switching techniques for SAW antenna duplexers used in ultra-wide-band cellular phone / M. Hikita, K. Sakiyama, O. Hikino, M. Kijima // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2004. – Vol. 52, № 1. – P. 38–45.
35. Vale C. FBAR filters at GHz frequencies / C. Vale, J. Rosenbaum, S. Horwitz, S. Krishnaswamy, R. Moore // Proceedings of the 44th Annual Symposium on Frequency Control. – 1990. – P. 332–336.
36. Loebel H. P. Narrow band bulk acoustic wave filters / H. P. Loebel, C. Metzmacher, R. F. Milsom, R. Mauczok, W. Brand, P. Lok, A. Tuinhout[et al.] // IEEE Ultrasonics Symposium. – 2004. – P. 411–415.
37. Ruby R. C. High-Q FBAR filters in a wafer-level chip-scale package / R. C. Ruby, A. Barfknecht, C. Han, Y. Desai, F. Geefay, G. Gan, M. Gat[et al.] // IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), Digest of Technical Papers. – 2002. – P. 184–458.
38. Ueda M. High-Q resonators using FBAR/SAW technology and their applications / M. Ueda, T. Nishihara, J. Tsutsumi, S. Taniguchi, T. Yokoyama, S. Inoue, T. Miyashita[et al.] // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2005. – P. 4.
39. Knauer U. Design, fabrication, and application of GHz SAW devices / U. Knauer, J. Machui, C. C. W. Ruppel // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 1997. – P. 1821–1824.
40. Marksteiner S. A miniature BAW duplexer using flip-chip on LTCC / S. Marksteiner, M. Handtmann, H.-J. Timme, R. Aigner, R. Welzer, J.

- Portmann, U. Bauernschmitt // IEEE Symposium on Ultrasonics. – 2003. – P. 1794–1797.
41. Majumdar D. Comparative study of low voltage OTA designs / D. Majumdar // 17th International Conference on VLSI Design. – Washington DC : IEEE Computer Society, 2004. – P. 47–51.
 42. Burghartz J. N. RF potential of a 0.18-um CMOS logic device technology / J. N. Burghartz, M. Hargrove, C. S. Webster, R. A. Groves, M. Keene, K. A. Jenkins, R. Logan[et al.] // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2000. – Vol. 47, № 4. – P. 864–870.
 43. Zheng Y. Operational transconductance amplifiers for gigahertz applications / Y. Zheng // 2008.
 44. Nelson A. A 22 μ W, 2.0GHz FBAR oscillator / A. Nelson, J. Hu, J. Kaitila, R. Ruby, B. Otis // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC). – Baltimore, MD : IEEE, 2011. – P. 1–4.
 45. Avago Technologies. Available online (accessed September 2013) [Electronic resource]. URL: http://www.avagotech.com/pages/en/rf_microwave/fbar_filters/.
 46. Lakin K. M. Development of miniature filters for wireless applications / K. M. Lakin, G. R. Kline, K. T. McCarron // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1995. – Vol. 43, № 12. – P. 2933–2939.
 47. Zhu X. A DC voltage dependant switchable thin film bulk wave acoustic resonator using ferroelectric thin film / X. Zhu, J. D. Phillips, A. Mortazawi // Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International. – 2007. – P. 671–674.
 48. El Hassan M. A study on FBAR Filters reconfiguration / M. El Hassan, E. Kerherve, Y. Deval, A. A. Shirakawa, P. Jarry, A. Cathelin // 12th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS). – 2005. – P. 1–4.
 49. Lopez E. C. Analysis and design of bulk acoustic wave filters based on acoustically coupled resonators / E. C. Lopez // 2011.
 50. Greiner K. Integrated RF MEMS for Single Chip Radio / K. Greiner // Munich, Germany : 2001.
 51. Ruffner J. A. Effect of substrate composition on the piezoelectric response of reactively sputtered AlN thin films / J. A. Ruffner, P. G. Clem, B. A. Tuttle, D. Dimos, D. M. Gonzales // Thin Solid Films. – 1999. – Vol. 354, № 1–2. – P. 256–261.
 52. Zhang K. Membrane structure FBAR fabricated with highly c-axis oriented AlN film based on platinum electrode / K. Zhang, H. Gu, G. Hu, W. Li // 8th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT). – 2006. – P. 596–598.

53. Lin Y. C. Fabrication and analysis of ZnO thin film bulk acoustic resonators / Y. C. Lin, C. R. Hong, H. A. Chuang // *Applied Surface Science*. – 2008. – Vol. 254, № 13. – P. 3780–3786.
54. Muralt P. Is there a better material for thin film BAW applications than AlN? / P. Muralt, J. Antifakos, M. Cantoni, R. Lanz, F. Martin // *IEEE Ultrasonics Symposium*. – 2005. – P. 315–320.
55. Su Q.-X. Thin-film bulk acoustic resonators and filters using ZnO and lead-zirconium-titanate thin films / Q.-X. Su, P. Kirby, E. Komuro, M. Imura, Q. Zhang, R. Whatmore // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2001. – Vol. 49, № 4. – P. 769–778.
56. Ballato A. Ferroelectric materials for thin-film and membrane resonators / A. Ballato, J. G. Gualtieri, J. A. Kosinski // *Proceedings of the Ninth IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics (ISAF'94)*. – 1994. – P. 674–679.
57. Kaitila J. 3C-1 Review of Wave Propagation in BAW Thin Film Devices - Progress and Prospects / J. Kaitila // *IEEE Ultrasonics Symposium, 2007*. – 2007. – P. 120–129.
58. Lee' S.-H. Influence of electrodes and Bragg reflector on the quality of thin film bulk acoustic wave resonators / S.-H. Lee', J.-H. Kim, G. D. Mansfeld, K. H. Yoon, S.-H. Lee // *Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, 2002. IEEE International*. – 2002. – P. 45–49.
59. Lakin K. M. Improved bulk wave resonator coupling coefficient for wide bandwidth filters / K. M. Lakin, J. Belsick, J. F. McDonald, K. T. McCarron // *2001 IEEE Ultrasonics Symposium*. – 2001. – P. 827–831 vol.1.
60. Iborra E. 7E-6 Aluminum Nitride Bulk Acoustic Wave Devices with Iridium Bottom Electrodes / E. Iborra, M. Clement, J. Olivares, J. Sangrador, N. Rimmer, A. Rastogi // *IEEE Ultrasonics Symposium, 2007*. – 2007. – P. 616–619.
61. Aota Y. P1H-4 FBAR Characteristics with AlN Film Using MOCVD Method and Ru/Ta Electrode / Y. Aota, S. Tanifuji, H. Oguma, S. Kameda, H. Nakase, T. Takagi, K. Tsubouchi // *IEEE Ultrasonics Symposium, 2007*. – 2007. – P. 1425–1428.
62. Lakin K. M. Temperature compensated bulk acoustic thin film resonators / K. M. Lakin, K. T. McCarron, J. F. McDonald // *2000 IEEE Ultrasonics Symposium*. – 2000. – P. 855–858 vol.1.
63. Krishnaswamy S. V. Film bulk acoustic wave resonator technology / S. V. Krishnaswamy, J. Rosenbaum, S. Horwitz, C. Vale, R. A. Moore // *Ultrasonics Symposium, 1990. Proceedings., IEEE 1990*. – 1990. – P. 529–536 vol.1.
64. Deliyannis T. Continuous-Time Active Filter Design / T. Deliyannis, Y. Sun, J. K. Fidler. – Boca Raton : CRC Press, 1998. – ISBN 978-0-8493-4488-6.

65. Katz A. Linearization: reducing distortion in power amplifiers / A. Katz // IEEE Microwave Magazine. – 2001. – Vol. 2, № 4. – P. 37–49.
66. Zheng Y. Feedforward-Regulated Cascode OTA for Gigahertz Applications / Y. Zheng, C. E. Saavedra // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2008. – Vol. 55, № 11. – P. 3373–3382.
67. Sharman R. Design approach for tunable CMOS active inductor / R. Sharman, A. K. A'ain, M. Azmi, H. M. Zhe // IEEE International Conference on Semiconductor Electronics, 2004. ICSE 2004. – 2004. – P. 143–147.
68. Hashimoto K. High-performance surface acoustic wave resonators in the 1 to 3 GHz range using a ScAlN/6H-SiC structure / K. Hashimoto, S. Sato, A. Teshigahara, T. Nakamura, K. Kano // IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control. – 2013. – Vol. 60, № 3. – P. 637–642.
69. Sveshnikov B. Universal modeling of the bulk acoustic wave devices / B. Sveshnikov // IEEE International Frequency Control Symposium, 22nd European Frequency and Time forum. – 2009. – P. 466–469.
70. Andle J. C. Scattering- and mixed-matrix analysis of BAW devices / J. C. Andle, R. M. Lec // Proceedings of the 1994 IEEE Ultrasonics Symposium. – 1994. – P. 1033–1037.
71. Kumar W. K. Design and simulation of Bulk acoustic wave MEMS resonator / W. K. Kumar, A. Goel // International Journal of Exploring Emerging Trends in Engineering (IJEETE). – 2014. – Vol. 1, № 1. – P. 14–20.
72. Chauhan S. Development of FBAR Filter for Wireless Applications / S. Chauhan, P. Chawla // International Journal of Research in Advent Technology. – 2014. – P. 123–126.
73. Luo X.-Y. Resonant properties of thin film bulk acoustic resonator (FBARs) with considering the two dimensional size effects / X.-Y. Luo, D. Huang, W.-L. Zhang, J. Wang // 2013 Symposium on Piezoelectricity, Acoustic Waves and Device Applications (SPAWDA). – 2013. – P. 1–4.
74. Mason W. P. Physical Acoustics: Principles and Methods / W. P. Mason. – New York : Academic Press, 1964. – ISBN 978-0-12-477901-3.
75. Mason W. P. Electromechanical Transducer and Wave Filters / W. P. Mason. – D. Van Nostrand Company Co., 1948.
76. Зазерін А. І. Технологія та моделювання тонкоплівкового п'єзоелектричного резонатора об'ємних хвиль / А. І. Зазерін, А. Т. Орлов // Збірник тез і доповідей Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених та студентів “Актуальні задачі сучасних технологій.” – Тернопіль : Видавництво ТНТУ ім. Івана Пулюя, 2012. – P. 80–81.
77. Tirado J. V. Bulk Acoustic Wave resonators and their application to microwave devices / J. V. Tirado // 2010.
78. Bulk Acoustic Resonator FEM-BEM Simulation / Microsonics corp., 37550 Saint-Avertin, France, 2006.

79. Sherrit S. Comparison of the Mason and KLM equivalent circuits for piezoelectric resonators in the thickness mode / S. Sherrit, S. P. Leary, B. P. Dolgin, Y. Bar-Cohen // 1999 IEEE Ultrasonics Symposium, 1999. Proceedings. – 1999. – P. 921–926.
80. Redwood M. Transient Performance of a Piezoelectric Transducer / M. Redwood // Journal of The Acoustical Society of America. – 1961. – Vol. 33, № 4. – P. 527.
81. Krimholtz R. New equivalent circuits for elementary piezoelectric transducers / R. Krimholtz, D. A. Leedom, G. L. Matthaei // Electronics Letters. – 1970. – Vol. 6, № 13. – P. 398–399.
82. Larson J. D. Modified Butterworth-Van Dyke circuit for FBAR resonators and automated measurement system / J. D. Larson, R. C. Bradley, S. Wartenberg, R. C. Ruby // 2000 IEEE Ultrasonics Symposium. – 2000. – P. 863–868.
83. Verdú J. Ladder-type filter based on bulk acoustic wave resonators with improved out-of-band rejection / J. Verdú, O. Menéndez, P. de Paco // Microwave and Optical Technology Letters. – 2008. – Vol. 50, № 1. – P. 103–107.
84. Pat. 6215375B1 Bulk acoustic wave resonator with improved lateral mode suppression / J. D. Larson, R. C. Ruby, P. Bradley; assigned 04.2001.
85. Pat. 6812619 Resonator structure and a filter comprising such a resonator structure / J. Kaitila, M. Yilammi, J. Ella; assigned 11.2004.
86. Pat. US6381820B1 Semiconductor bulk acoustic resonator with suppressed lateral modes / J. D. Crawford, D. Cushman; assigned 07.05.2002.
87. Lee J.-H. Optimization of frame-like film bulk acoustic resonators for suppression of spurious lateral modes using finite element method / J.-H. Lee, C.-M. Yao, K.-Y. Tzeng, C.-W. Cheng, Y.-C. Shih // 2004 IEEE Ultrasonics Symposium. – 2004. – P. 278–281.
88. Yang W. Spurious wave suppression in BAW resonators with frame-like airgap / W. Yang, W.-Y. Tam // Frequency Control Symposium (FCS), 2010 IEEE International. – 2010. – P. 656–660.
89. Seabury C. W. High performance microwave air-bridge resonators / C. W. Seabury, J. T. Cheung, P. H. Kobrin, R. Addison, D. P. Havens // Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium. – 1995. – P. 909–911.
90. Kim K.-W. Air-gap type TFBAR-based filter topologies / K.-W. Kim, G.-Y. Kim, J.-G. Yook, H.-K. Park // Microwave and Optical Technology Letters. – 2002. – Vol. 34, № 5. – P. 386–387.
91. Chao M.-C. Accurate explicit formulae of the fundamental mode resonant frequencies for FBAR with thick electrodes / M.-C. Chao, Z. Wang, Z.-N. Huang, S.-Y. Pao, C. S. Lam // Frequency Control Symposium and PDA Exhibition Jointly with the 17th European Frequency and Time Forum, 2003. Proceedings of the 2003 IEEE International. – 2003. – P. 794–801.

92. Zazerin A. Wideband lumped-element macromodel of thin film BAW resonator / A. Zazerin, A. Orlov, O. Bogdan // Book of abstracts of the VI Ukrainian-Polish Scientific Conference “Electronics and Information Technology” (ELIT-2014). – Lviv–Chynadiyevo : Publishing House of Lviv National university of Ivan Franko, 2014. – P. 235–236.
93. Yakimenko Y. Film bulk acoustic resonator finite element model in active filter design / Y. Yakimenko, A. Zazerin, A. Orlov, O. Bogdan // Proceedings of the 37th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE). – Dresden : IEEE, 2013. – P. 486–490.
94. Zazerin A. Sensitivity evaluation of the nanostructure-enhanced BAW mass sensor / A. Zazerin, V. Ulianova, O. Bogdan, A. Orlov // Proceedings of the 3rd International Conference on Nanotechnologies and Biomedical Engineering (ICNBME-2015) / V. Sontea, I. Tiginyanu. – Chisinau : Springer Singapore, 2015. – P. 345–348.
95. Ruby R. Ultra-miniature high-Q filters and duplexers using FBAR technology / R. Ruby, P. Bradley, I. Larson J., Y. Oshmyansky, D. Figueredo // IEEE Solid-state circuits international conference. Digest of Technical Papers. ISSCC. – 2001. – P. 120–121.
96. Shea T. E. Transmission networks and wave filters / T. E. Shea. – Princeton, N.J., D. Van Nostrand, 1929.
97. Harris J. W. Handbook of Mathematics and Computational Science / J. W. Harris, H. Stöcker. – New York : Springer-Verilog, 1998. – ISBN 978-0-387-94746-4.
98. Поплавко Ю. М. Физика активных диэлектриков / Ю. М. Поплавко, Л. П. Переверзева, И. П. Раевский. – Ростов-на-Дону : Издательство Южного федерального университета, 2009.
99. Zazerin A. Simplified thin film resonator model for high order filters application / A. Zazerin, A. Orlov, O. Bogdan, G. Pashkevich // Scientific journal “Electronics and Communications.” – 2015. – Vol. 20, № 2(85). – P. 15–22.
100. Granderson J. Evaluation of the Predictive Accuracy of Five Whole Building Baseline Models / J. Granderson, P. Price. – Lawrence Berkley National Laboratory, 2012.
101. Zhang Y. Multilayer Integrated Film Bulk Acoustic Resonators / Y. Zhang, D. Chen. – Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2012. – ISBN 978-3-642-31776-7.
102. Newell W. E. Face-mounted piezoelectric resonators / W. E. Newell // Proceedings of the IEEE. – 1965. – Vol. 53, № 6. – P. 575–581.
103. Naik R. S. Electromechanical coupling constant extraction of thin-film piezoelectric materials using a bulk acoustic wave resonator / R. S. Naik, J. J. Lutsky, R. Reif, C. G. Sodini // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. – 1998. – Vol. 45, № 1. – P. 257–263.

104. Lakin K. M. Acoustic bulk wave composite resonators / K. M. Lakin, J. S. Wang // *Applied Physics Letters*. – 1981. – Vol. 38, № 3. – P. 125–127.
105. Zazerin A. Bragg reflector acoustic impedance RLC model / A. Zazerin, A. Orlov, O. Bogdan // *Scientific journal “Electronics and Communications.”* – 2015. – Vol. 20, № 1(84). – P. 90–97.
106. Zazerin A. Bragg reflector impedance lumped element simulation for solidly mounted resonator / A. Zazerin, A. Orlov, O. Bogdan, G. Pashkevich, V. Ulianova // *Proceedings of the X International Scientific Conference «Electronics and Applied Physics»*. – Kyiv : National Taras Shevchenko University of Kyiv, 2014. – P. 184–185.
107. Baron T. Wideband Lithium Niobate FBAR Filters / T. Baron, E. Lebrasseur, F. Bassignot, H. Wang, S. Ballandras, J. Fan, L. Catherinot[et al.] // *International Journal of Microwave Science and Technology*. – 2013. – P. 6.
108. Izza N. Film bulk acoustic wave resonator (FBAR) filter for Ku-band transceiver / N. Izza, M. Nor, K. Shah, J. Singh, Z. Sauli // *Nanotechnology 2013: Electronics, Devices, Fabrication, MEMS, Fluidics and Computational*. – 2013. – Vol. 2. – P. 169–172.
109. Pensala T. Thin Film Bulk Acoustic Wave Devices. Performance Optimization and Modeling / T. Pensala // 2011.
110. Marksteiner S. Optimization of acoustic mirrors for solidly mounted BAW resonators / S. Marksteiner, J. Kaitila, G. G. Fattinger, R. Aigner // *Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium*. – 2005. – P. 329–332.
111. Aigner R. MEMS in RF Filter Applications: Thin-film Bulk Acoustic Wave Technology / R. Aigner // *Sensors Update*. – 2003. – Vol. 12, № 1. – P. 175–210.
112. Zazerin A. High-performance macromodel of the quarter-wavelength solidly mounted resonator / A. Zazerin, A. Orlov, O. Bogdan // *Proceedings of the 2015 IEEE 35th International Scientific Conference “Electronics and nanotechnology” (ELNANO-2015)*. – Kyiv : IEEE, 2015. – P. 504–507.
113. Dubois M.-A. Thin film bulk acoustic wave resonators: a technology overview / M.-A. Dubois // *MEMS-based Circuits and Systems for Wireless Communication Integrated Circuits and Systems*. – Toulouse, France : 2003. – P. 3–28.
114. Schaumann R. Design of analog filters: passive, active RC, and switched capacitor / R. Schaumann, M. S. Ghauri, K. R. Laker. – Prentice-Hall Series in Electrical and Computer Engineering, 1990. – ISBN 978-0-13-200288-2.
115. Зазерин А. И. Детерминация макромодели ОТА, оптимальной для проектирования активных FBAR фильтров / А. И. Зазерин, А. Т. Орлов, А. В. Богдан // *Материалы III международной научно-практической конференции “Физико-технологические проблемы радиотехнических приборов, средств телекоммуникации, нано- и микроэлектроники.”* –

- Черновцы : Черновецкий национальный университет имени Юрия Фельдковича, 2013. – P. 120–121.
116. Mohan P. V. A. Current-mode VLSI analog filters: design and applications / P. V. A. Mohan. – Boston, MA : Birkhäuser Boston, 2003. – ISBN 978-1-4612-6582-5.
 117. Silva-Martinez J. A 10.7-MHz 68-dB SNR CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning / J. Silva-Martinez, M. S. J. Steyaert, W. Sansen // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1992. – Vol. 27, № 12. – P. 1843–1853.
 118. Gomez G. J. A nonlinear macromodel for CMOS OTAs / G. J. Gomez, S. H. K. Embabi, E. Sanchez-Sinencio, M. Lefebvre // IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '95. – 1995. – P. 920–923.
 119. Cheng Z. OTA macromodel and quarter-square multiplier / Z. Cheng, J. Liu, Y. Liu, M. Cheng // Transactions of Tianjin University. – 1999. – Vol. 5, № 2. – P. 151–156.
 120. Azhari S. J. High linear, High CMRR, Low Power OTA with Class AB Output Stage / S. J. Azhari, F. Rezaei // International Journal of Computer Theory and Engineering. – 2010. – Vol. 2, № 4. – P. 473–477.
 121. William H. Numerical Recipes: The Art of Scientific Computing / H. William, S. Teukolsky, W. Vetterling, B. Flannery. – Cambridge, UK; New York : Cambridge University Press, 2007. – ISBN 978-0-521-88068-8.
 122. Zazerin A. Operational transconductance amplifier macromodel optimization for active piezoelectric filter design / A. Zazerin, A. Orlov, O. Bogdan // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2013. – Vol. 6, № 12(66). – P. 30–35.
 123. Mohieldin A. N. A fully balanced pseudo-differential OTA with common-mode feedforward and inherent common-mode feedback detector / A. N. Mohieldin, E. Sanchez-Sinencio, J. Silva-Martinez // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2003. – Vol. 38, № 4. – P. 663–668.
 124. Adrang H. A low-power CMOS Gm-C filter for wireless receiver applications with on-chip automatic tuning system / H. Adrang, R. Lotfi, K. Mafinejhad, A. Tajalli, S. Mehrmanesh // Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2006. – 2006. – P. 4.
 125. El-Khatib Z. Distributed CMOS Bidirectional Amplifiers: Broadbanding and Linearization Techniques / Z. El-Khatib, L. MacEachern, S. A. Mahmoud. – New York : Springer New York, 2012. – ISBN 978-1-4614-0271-8.
 126. Atkinson K. An Introduction to Numerical Analysis / K. Atkinson. – New York : Wiley, 1989. – ISBN 978-0-471-62489-9.
 127. Pachón R. Barycentric-Remez algorithms for best polynomial approximation in the chebfun system / R. Pachón, L. N. Trefethen // BIT Numerical Mathematics. – 2009. – Vol. 49, № 4. – P. 721–741.

128. Deun J. V. A robust implementation of the Carathéodory-Fejér method for rational approximation / J. V. Deun, L. N. Trefethen // *BIT Numerical Mathematics*. – 2011. – Vol. 51, № 4. – P. 1039–1050.
129. Зазерин А. И. Учет нелинейности в макромодели ОТА, применимой для синтеза активных фильтров высокого порядка / А. И. Зазерин, А. Т. Орлов, А. В. Богдан // *Научно-технический журнал “Электроника и Связь.”* – 2013. – № 6(77). – P. 88–96.
130. Mourabit A. E. Wide-Linear-Range Subthreshold OTA for Low-Power, Low-Voltage, and Low-Frequency Applications / A. E. Mourabit, G.-N. Lu, P. Pittet // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. – 2005. – Vol. 52, № 8. – P. 1481–1488.
131. Zazerin A. Extended bias-dependent noise macromodel of operational transconductance amplifier / A. Zazerin, A. Orlov, O. Bogdan // *Proceedings of the International Conference “Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science” of Lviv Polytechnic National University (TCSET’2014)*. – Lviv-Slavske : Lvivska Politechnika publishing, 2014. – P. 203–205.
132. McWhorter A. L. $1/f$ Noise and Germanium Surface Properties / A. L. McWhorter // *Semiconductor Surface Physics*, edited by R. H. Kingston, University of Pennsylvania, Philadelphia. – 1957. – P. 207–228.
133. Hooge F. N. Experimental studies on $1/f$ noise / F. N. Hooge, T. G. M. Kleinpenning, L. K. J. Vandamme // *Reports on Progress in Physics*. – 1981. – Vol. 44, № 5. – P. 479.
134. Brambilla A. Noise optimization in operational transconductance amplifier filters / A. Brambilla, G. Espinosa, F. Montecchi, E. Sanchez-Sinocio // *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. – 1989. – P. 118–121.
135. Pat. US20120161862A1 Filter circuit / I. S. Uzunov, P. B. Statev, B. D. Boyanov, R. M. Bradvarov; assigned 28.06.2012.
136. Zazerin A. Modified operational transconductance amplifier macromodel application in piezoelectric active filter design / A. Zazerin, A. Orlov, O. Bogdan // *Proceedings of the 2014 IEEE 34th International Scientific Conference “Electronics and nanotechnology” (ELNANO-2014)*. – Kyiv : IEEE, 2014. – P. 373–377.
137. Pang W. Electrical Frequency Tuning of Film Bulk Acoustic Resonator / W. Pang, H. Zhang, H. Yu, C. Lee, E. S. Kim // *Journal of Microelectromechanical Systems*. – 2007. – Vol. 16, № 6. – P. 1303–1313.
138. Razafimandimby S. A novel architecture of a tunable bandpass BAW-filter for a WCDMA transceiver / S. Razafimandimby, C. Tilhac, A. Cathelin, A. Kaiser, D. Belot // *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. – 2006. – Vol. 49, № 3. – P. 237–247.
139. El Hassan M. A Multistandard RF Receiver Front-End Using a Reconfigurable FBAR Filter / M. El Hassan, C. P. Moreira, A. A. Shirakawa,

- E. Kerherve, Y. Deval, D. Belot, A. Cathelin // 2006 IEEE North-East Workshop on Circuits and Systems. – 2006. – P. 173–176.
140. Tilhac C. A tunable bandpass BAW-filter architecture using negative capacitance circuitry / C. Tilhac, S. Razafimandimby, A. Cathelin, S. Bila, V. Mdrangeas, D. Belot // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC 2008). – 2008. – P. 605–608.
 141. Shim D. Ultra-miniature monolithic FBAR filters for wireless applications / D. Shim, Y. Park, K. Nam, S. Yun, D. Kim, B. Ha, I. Song // Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International. – 2005. – P. 213–216.
 142. Razavi B. Design of Integrated Circuits for Optical Communications / B. Razavi. – Boston : McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2002. – ISBN 978-0-07-282258-8.
 143. Szczepkowski G. Wideband 0.18 μm CMOS VCO using active inductor with negative resistance / G. Szczepkowski, G. Baldwin, R. Farrell // 18th European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD 2007). – 2007. – P. 990–993.
 144. Andriesei C. Study of Active Filters Topologies for Telecommunications Applications / C. Andriesei // 2010.
 145. Horowitz P. The Art of Electronics / P. Horowitz, W. Hill. – Cambridge England, New York : Cambridge University Press, 1989. – ISBN 978-0-521-37095-0.
 146. Sora C. Le quadripôle électrique / C. Sora, I. Niculita, B. Grabowski. – Paris Bucarest : Masson et Cie Éditions Méridiane, 1969.
 147. Yuan F. CMOS Active Inductors and Transformers: Principle, Implementation, and Applications / F. Yuan. – Boston, MA : Springer US, 2008. – ISBN 978-0-387-76477-1.
 148. Linvill J. G. Transistor Negative-Impedance Converters / J. G. Linvill // Proceedings of the IRE. – 1953. – Vol. 41, № 6. – P. 725–729.
 149. Toumazou C. Analogue IC Design: The Current-mode Approach / C. Toumazou, E. J. Lidgey, D. Haigh. – London : P. Peregrinus Ltd., 1990. – ISBN 978-0-86341-297-4.
 150. Ferri G. Low-Voltage Low-Power CMOS Current Conveyors / G. Ferri, N. C. Guerrini. – Boston : Springer, 2003. – ISBN 978-1-4020-7486-8.
 151. Mancini R. Op Amps for Everyone: Design Reference / R. Mancini. – Newnes, 2003. – ISBN 978-0-7506-7701-1.
 152. Sedra A. A second-generation current conveyor and its applications / A. Sedra, K. Smith // IEEE Transactions on Circuit Theory. – 1970. – Vol. 17, № 1. – P. 132–134.
 153. Biolek D. Active elements for analog signal processing: Classification, Review and New Proposals / D. Biolek, R. Senami, V. Biolkova, Z. Kolka // Radioengineering. – 2008. – Vol. 17, № 4. – P. 15–32.

154. Jerabek J. SIMO type low-input and high-output impedance current-mode universal filter employing three universal current conveyors / J. Jerabek, K. Vrba // *AEU - International Journal of Electronics and Communications*. – 2010. – Vol. 64, № 6. – P. 588–593.
155. Zhang X. A novel low-voltage operational transconductance amplifier and its applications / X. Zhang, B. J. Maundy, E. El-Masry, I. G. Finvers // *The 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2000. Proceedings. ISCAS 2000 Geneva*. – 2000. – P. 661–664.
156. Prokop R. Modular approach to design of modern circuit blocks for current signal processing and new device CCTA. / R. Prokop, V. Musil // *Proceedings Conf. on Signal and Image Processing (SIP 2005), IASTED International Conference*. – 2005. – P. 494–499.
157. Prokop R. New modern circuit block CCTA and some its applications / R. Prokop, V. Musil // *Proceedings of the 14th International Conference of Electronics (ET 2005)*. – Sofia : 2005. – P. 93–98.
158. Siripruchyanun M. Current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA): a building block for analog signal processing / M. Siripruchyanun, W. Jaikla // *Electrical Engineering*. – 2008. – Vol. 90, № 6. – P. 443–453.
159. Lahiri A. Explicit-current-output quadrature oscillator using second-generation current conveyor transconductance amplifier / A. Lahiri // *Radioengineering*. – 2009. – Vol. 18, № 4. – P. 522–526.
160. Sotner R. Current gain controlled CCTA and its application in quadrature oscillator and direct frequency modulator / R. Sotner, J. Jerabek, R. Prokop, K. Vrba // *Radioengineering*. – 2011. – Vol. 20, № 1. – P. 317–326.
161. Herencsar N. Single CCTA-based universal biquadratic filters employing minimum components / N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba // *International Journal of Computer and Electrical Engineering*. – 2009. – Vol. 1, № 3. – P. 316–319.
162. Toumazou C. Floating-impedance convertors using current conveyors / C. Toumazou, F. J. Lidgley // *Electronics Letters*. – 1985. – Vol. 21, № 15. – P. 640–642.
163. Martin K. Optimum design of active filters using the generalized immittance converter / K. Martin, A. S. Sedra // *IEEE Transactions on Circuits and Systems*. – 1977. – Vol. 24, № 9. – P. 495–503.
164. Soliman A. M. Generation of Generalized Impedance Converter Circuits Using NAM Expansion / A. M. Soliman // *Circuits, Systems, and Signal Processing*. – 2010. – Vol. 30, № 5. – P. 1091–1114.
165. Soliman A. M. Generation and classification of CCII and ICCII based negative impedance converter circuits using NAM expansion / A. M. Soliman // *International Journal of Circuit Theory and Applications*. – 2011. – Vol. 39, № 8. – P. 835–847.

166. Soliman A. Two new LC mutators and their realizations / A. Soliman // IEEE Transactions on Circuit Theory. – 1972. – Vol. 19, № 4. – P. 371–372.
167. Çiçekoğlu O. New current conveyor based active-gyrator implementation / O. Çiçekoğlu // Microelectronics Journal. – 1998. – Vol. 29, № 8. – P. 525–528.
168. Ndjountche T. Electronically tunable generalized impedance converter structures / T. Ndjountche, R. Unbehauen, F.-L. Luo // International Journal of Circuit Theory and Applications. – 1999. – Vol. 27, № 5. – P. 517–522.
169. Dostal T. Biquads based on single negative impedance converter implemented by classical current conveyor / T. Dostal, V. Axman // Radioengineering. – 2007. – Vol. 16, № 3. – P. 96–102.
170. Зелях Э. В. Узкополосные фильтры с пьезокварцевыми резонаторами / Э. В. Зелях, Я. И. Великин // Радиотехника. – 1946. – Vol. 1, № 7, 8.
171. Herzog W. Siebschaltungen mit Schwingkristallen / W. Herzog. – Wiesbaden : Vieweg Teubner Verlag, 1962. – ISBN 978-3-663-05432-0.
172. Великин Я. И. Пьезоэлектрические фильтры / Я. И. Великин, З. Я. Гельмонт, Э. В. Зелях. – Москва : Связь, 1966.
173. Intersil CA3080 datasheet [Electronic resource]. URL: <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/fn47/fn475.pdf>.
174. Zazerin A. Impedance transformation as a way to implement an active FBAR filters / A. Zazerin, A. Orlov, O. Bogdan // Шістнадцята щорічна відкрита науково-технічна конференція Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки з проблем електроніки та інфокомунікаційних систем: програма та тези доповідей. – Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2013. – P. 35.
175. Зазерін А. І. Трансформація імпедансу як спосіб реалізації активних фільтрів на FBAR / А. І. Зазерін, А. Т. Орлов, О. В. Богдан // Вісник Національного університету “Львівська політехніка” - Електроніка. – 2013. – № 764. – P. 30–35.
176. Rubin D. The Linvill method of high frequency transistor amplifier design / D. Rubin. – Corona laboratories, California, USA : Naval weapons center, 1969. – 10–14 p.
177. Hashtrudi-Zaad K. Analysis of Control Architectures for Teleoperation Systems with Impedance/Admittance Master and Slave Manipulators / K. Hashtrudi-Zaad, S. E. Salcudean // The International Journal of Robotics Research. – 2001. – Vol. 20, № 6. – P. 419–445.
178. Rollett J. M. Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports / J. M. Rollett // IRE Transactions on Circuit Theory. – 1962. – Vol. 9, № 1. – P. 29–32.
179. Kurokawa K. Some Basic Characteristics of Broadband Negative Resistance Oscillator Circuits / K. Kurokawa // Bell System Technical Journal. – 1969. – Vol. 48, № 6. – P. 1937–1955.

180. Edwards M. L. A new criterion for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter / M. L. Edwards, J. H. Sinsky // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 40, № 12. – P. 2303–2311.
181. Olutade B. L. Sensitivity analysis of a thin film bulk acoustic resonator ladder filter / B. L. Olutade, W. D. Hunt // Frequency Control Symposium, 1997, Proceedings of the 1997 IEEE International. – IEEE, 1997. – P. 737–742.
182. Ulianova V. Dual-port SAW sensor with ZnO nanorods as sensing element / V. Ulianova, A. Orlov, A. Zazerin, O. Bogdan, G. Pashkevich // Scientific and Technical Journal “Sensor Electronics and Microsystem Technologies.” – 2015. – Vol. 12, № 1. – P. 63–69.
183. Ulianova V. Highly-sensitive SAW sensor based on ZnO nanorods / V. Ulianova, A. Orlov, A. Zazerin, O. Bogdan, G. Pashkevich // Proceedings of the 6th International Scientific and Technical Conference “Sensors electronics and microsystems technologies” (SEMST-6). – Odessa : Astroprint, 2014. – P. 103.
184. Orlov A. ZnO nanorods in energy harvesting devices / A. Orlov, V. Ulianova, A. Zazerin, O. Bogdan, G. Pashkevich, Y. Yakimenko // Proceedings of the 2015 IEEE 35th International Scientific Conference “Electronics and nanotechnology” (ELNANO-2015). – Kyiv : IEEE, 2015. – P. 168–170.
185. Bogdan O. Optimal parameters determination for nanostructure-enhanced surface acoustic waves sensor / O. Bogdan, A. Orlov, G. Pashkevich, V. Ulianova, Y. Yakimenko, A. Zazerin // Proceedings of the 2014 37th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE). – Dresden : IEEE, 2014. – P. 427–431.
186. Ulianova V. Piezoelectric features of ZnO nanorods / V. Ulianova, A. Orlov, G. Pashkevich, O. Bogdan, A. Zazerin, R. Logvinenko // Proceedings of the X International Scientific Conference «Electronics and Applied Physics». – Kyiv : National Taras Shevchenko University of Kyiv, 2014. – P. 62–63.
187. Богдан А. В. Пассивная ПАВ сенсорная система на основе наностержней ZnO / А. В. Богдан, А. И. Зазерин, А. Т. Орлов, Г. А. Пашкевич, В. А. Ульянова // Материалы научного семинара по оптике и теоретической физике, посвященного 70-летию со дня рождения А. Н. Сердюкова / А. В. Рогачев. – Гомель : ГГУ им. Ф. Скорины, 2014. – P. 192–196.
188. Ulianova V. Mass sensitivity of nanostructure-enhanced SAW sensors on different substrate materials / V. Ulianova, A. Orlov, G. Pashkevich, A. Zazerin, O. Bogdan // Surface Acoustic Wave Sensor Symposium. – Vienna : 2014.
189. Ulianova V. High-performance ultraviolet radiation sensors based on zinc oxide nanorods / V. Ulianova, A. Zazerin, G. Pashkevich, O. Bogdan, A. Orlov // Sensors and Actuators A: Physical. – 2015. – Vol. 234. – P. 113–119.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение А

А) Пассивный мостовой фильтр

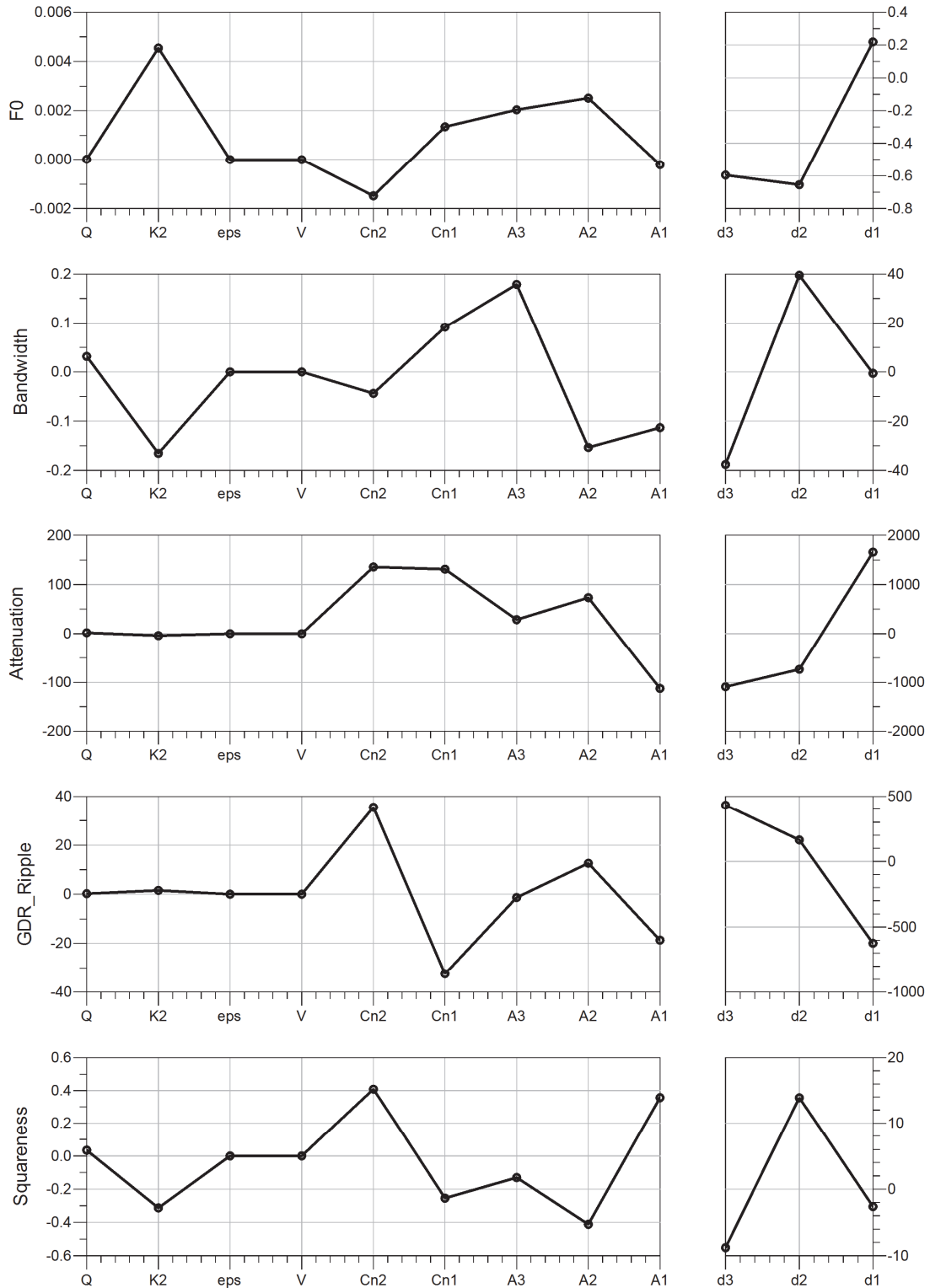


Рис. А.1. Нормированная чувствительность параметров пассивного фильтра к вариациям различных элементов схемы

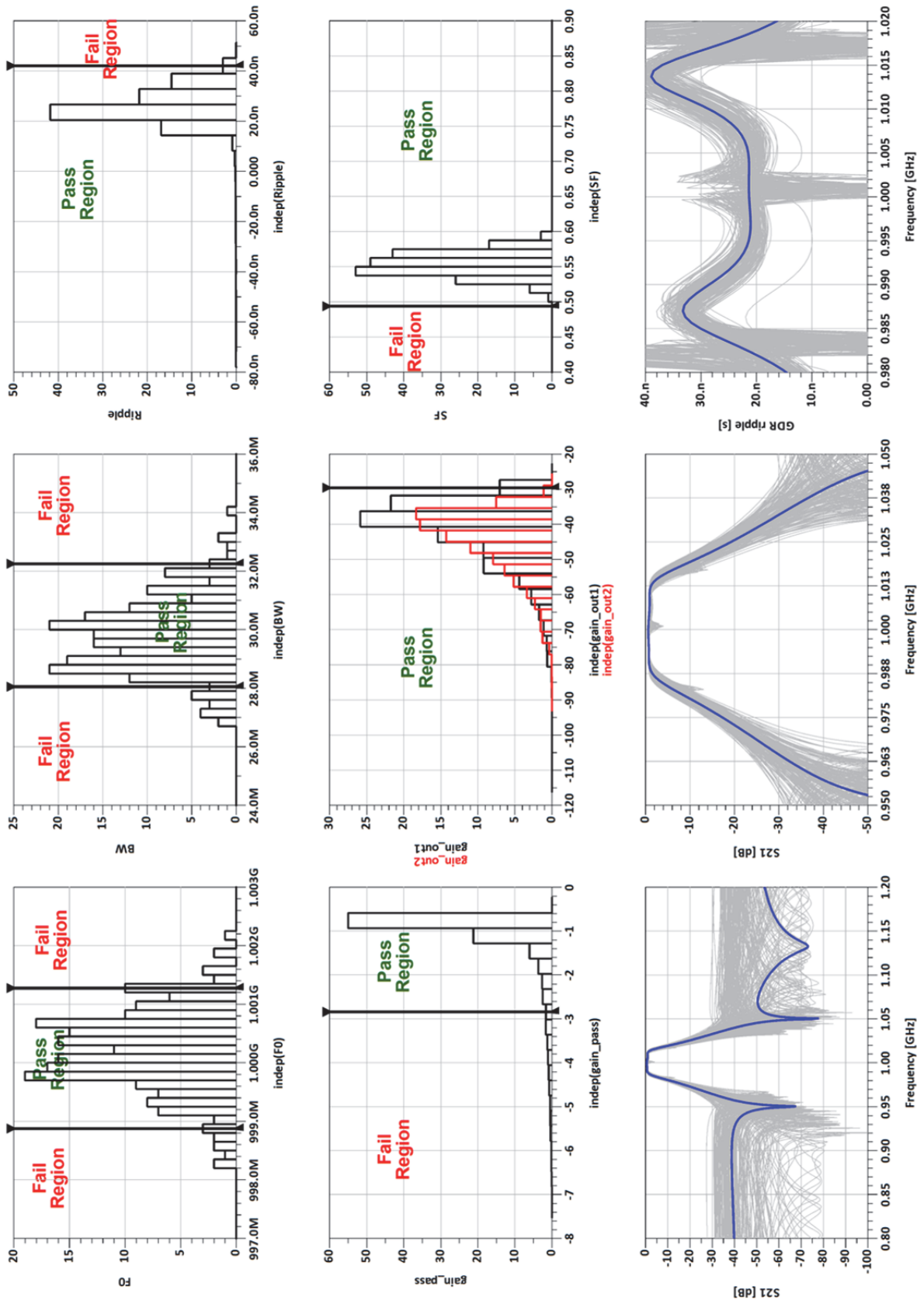


Рис. А.2. Анализ чувствительности и оценка выхода годных для пассивного фильтра

Б) Активный узкополосный фильтр

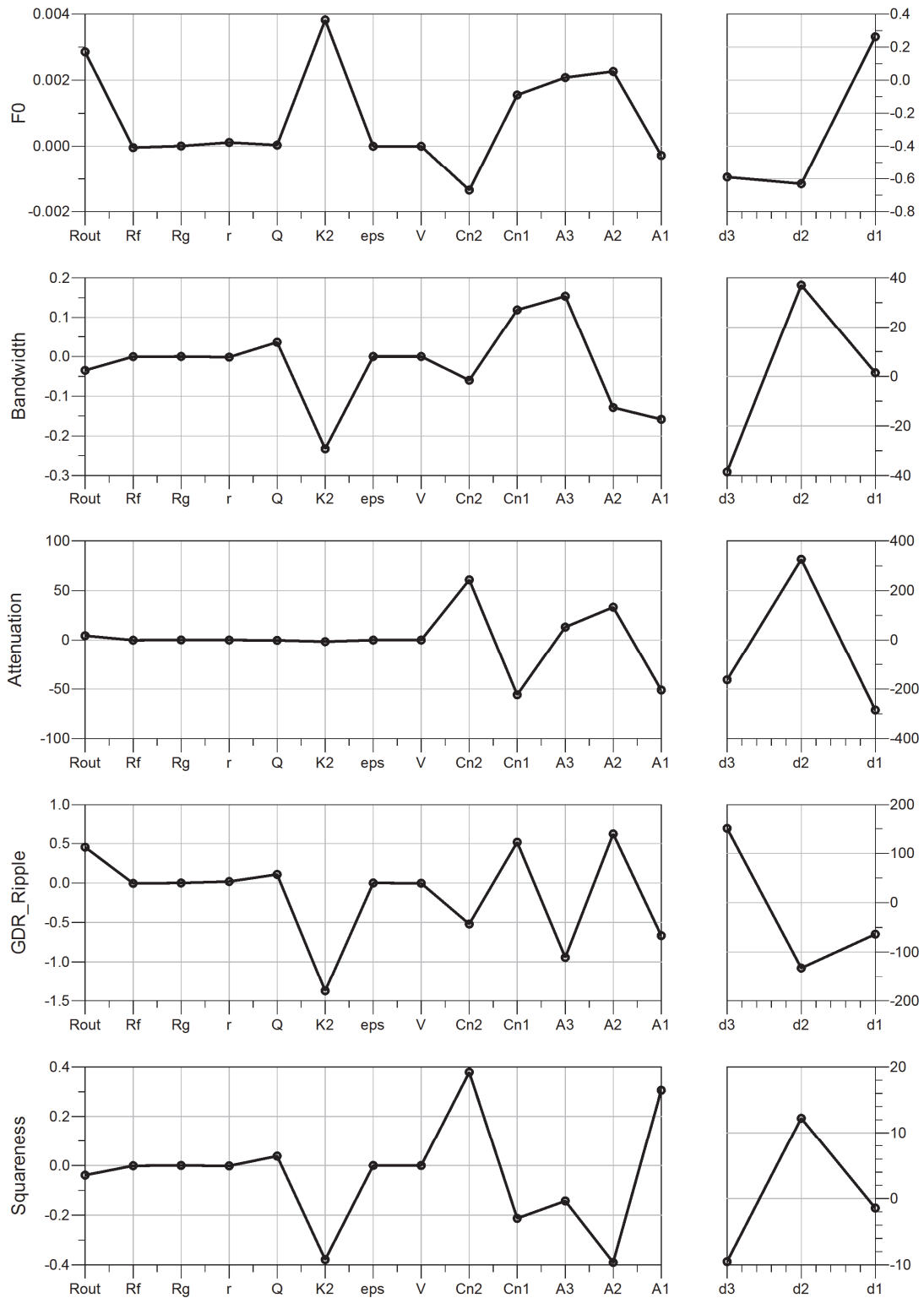


Рис. А.3. Нормированная чувствительность параметров активного узкополосного фильтра к вариациям различных элементов схемы

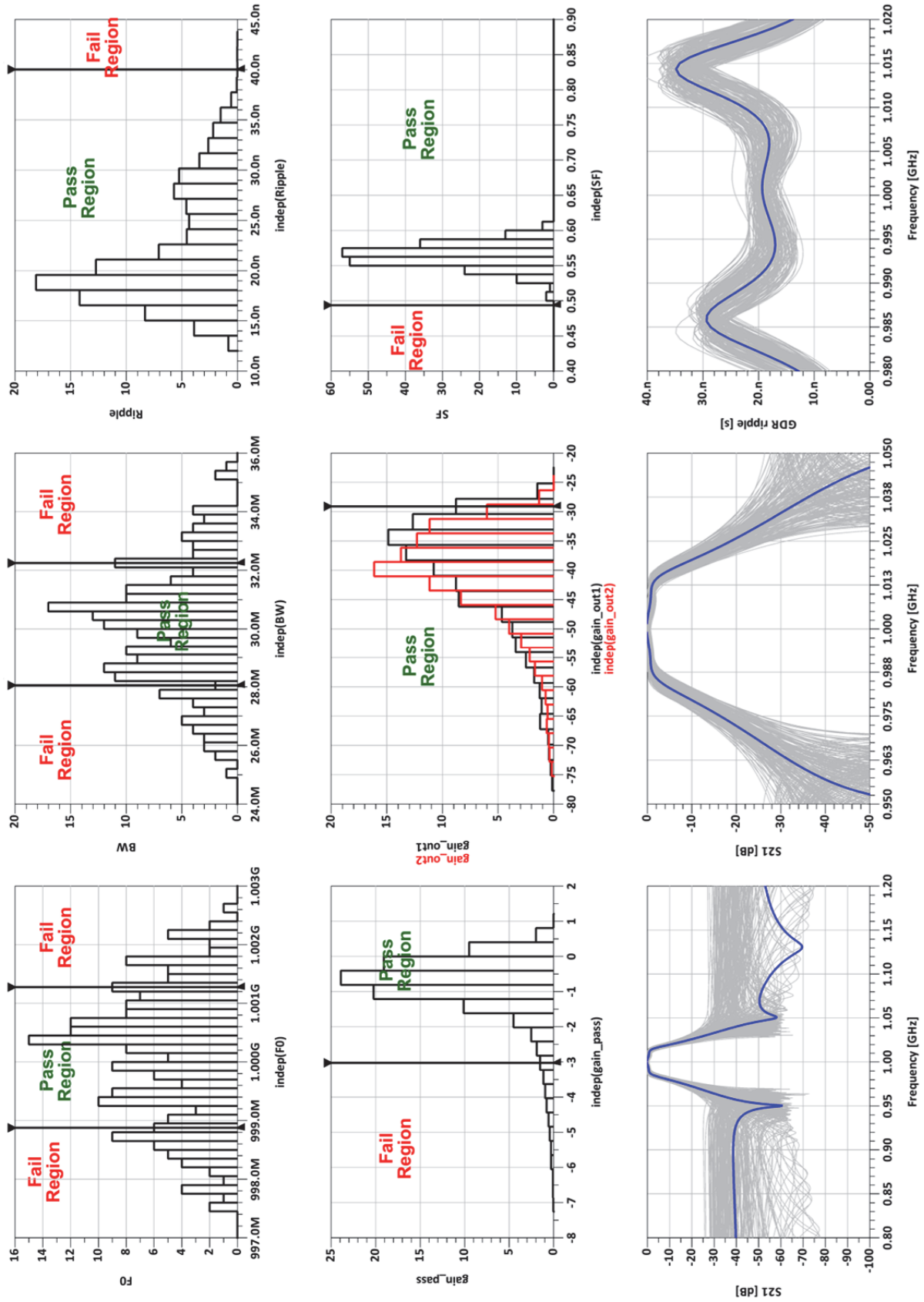


Рис. А.4.4. Анализ чувствительности и оценка выхода годных для узкополосного активного фильтра

В) Активный широкополосный фильтр

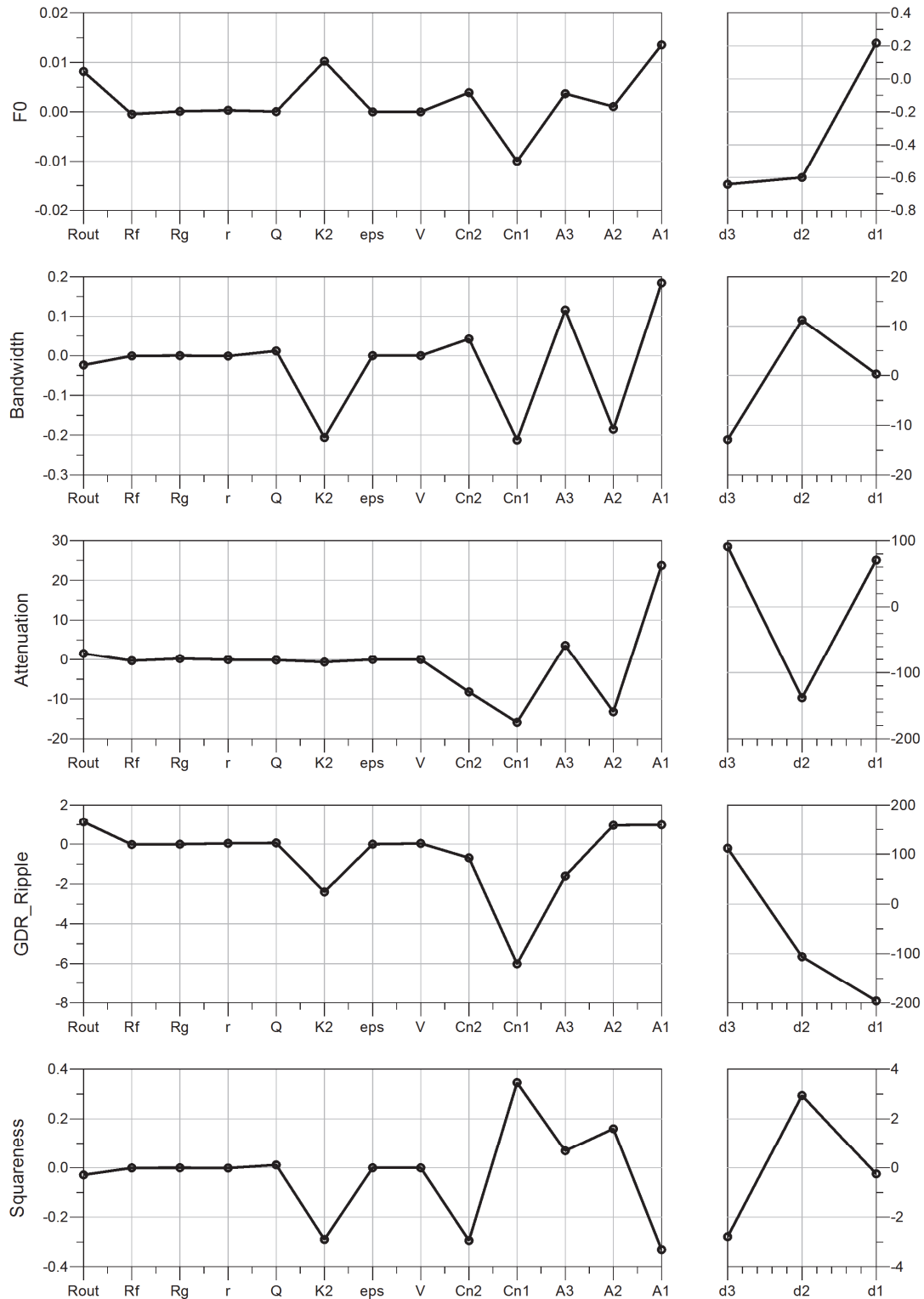


Рис. А.5. Нормированная чувствительность параметров активного широкополосного фильтра к вариациям различных элементов схемы

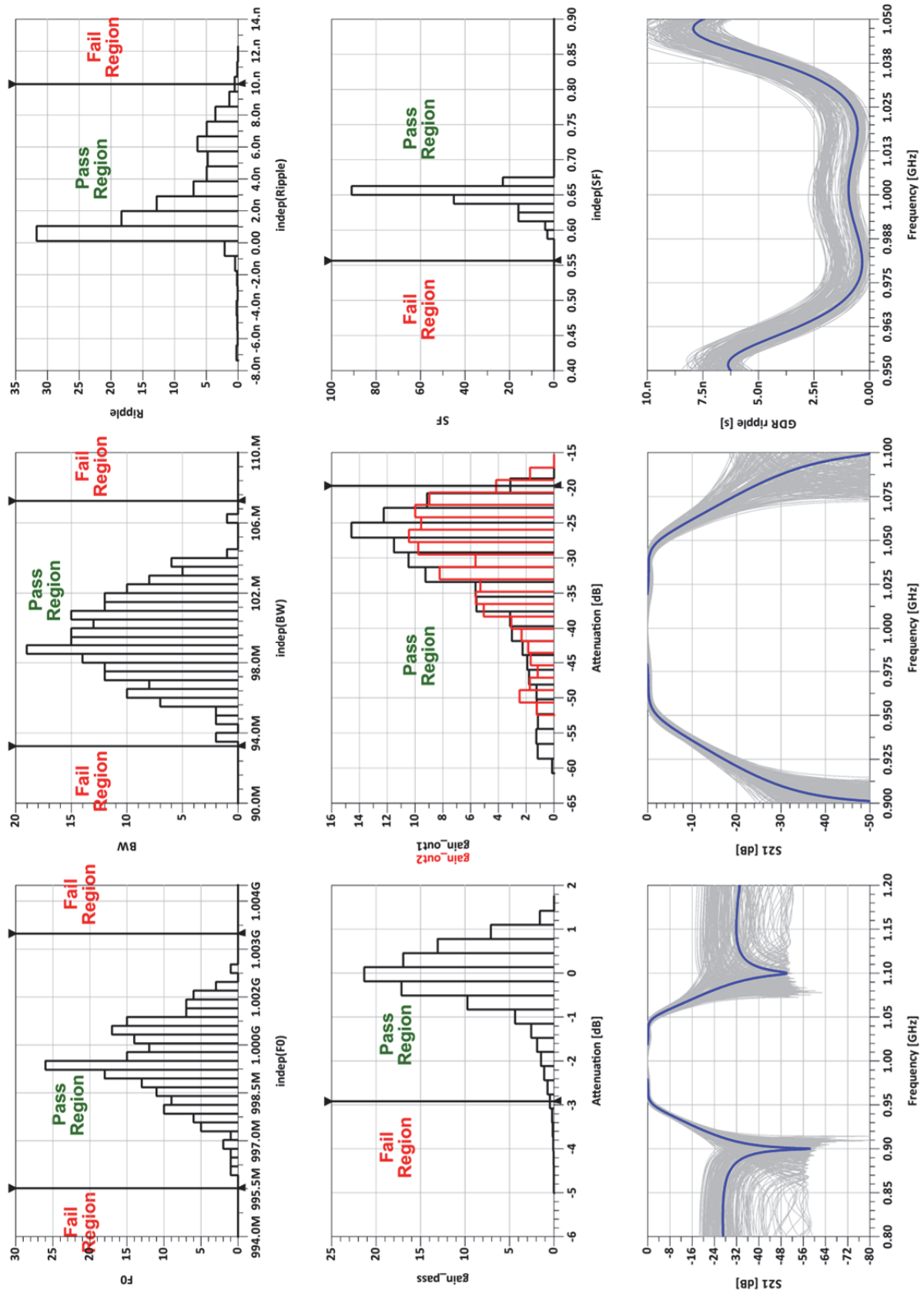


Рис. А.6. Анализ чувствительности и оценка выхода годных для широкополосного активного фильтра



НАУКОВО - ДОСЛІДНИЙ ІНСТИТУТ ПРИКЛАДНОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ УКРАЇНИ "КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ"

03056, м.Київ, проспект Перемоги,37

Тел. /факс (044) 236-96-76

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. директора
НДІ Прикладної електроніки

Д.Д. Татарчук

« 18 » травня 2016 р.

Д О В І Д К А

про практичне впровадження

результатів дисертаційної роботи Зазеріна Андрія Ігоровича
“Активні фільтри на тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторах”
на здобуття вченого ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю
05.27.01 – твердотільна електроніка

Швидкий розвиток систем мобільних телекомунікацій призвів до необхідності розробки нових пристроїв частотної селекції, що характеризуються більш жорсткими вимогами до селективності, ширини смуги пропускання та робочої частоти. В дисертаційній роботі Зазеріна А.І. розроблено еквівалентні схеми тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторів та операційних підсилювачів струму, що дозволяють з високою достовірністю та ефективністю визначати параметри активних фільтрів, а також запропоновано методологію реалізації п’єзоелектричних фільтрів із застосуванням активних навантажень.

Дисертантом проведений трьохвимірний аналіз конструкцій тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторів, що дозволив оптимізувати технологічний процес їх виготовлення з метою зменшення впливу паразитних латеральних резонансів та підвищення добротності до 1500 та вище. Технологічні питання отримання наноструктурованої плівки оксиду цинку в якості активного п’єзоелектрика, розроблені і відпрацьовані за тематикою дисертаційної роботи, використані при виконанні НДР за пріоритетною програмою Міністерства освіти і науки України, напрям 06 «Нові речовини і матеріали»: НДР «Розроблення технології низькотемпературного гібридного синтезу масивів наноструктур на основі оксиду цинку для сенсорів та перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях» (№2717, Держ.реєстраційний №0114U001610, Держ.обліковий №0216U003956), НДР «Розроблення технології синтезу високоефективних мультифункціональних наноструктурованих матеріалів для мікро- та альтернативної енергетики» (№ 2868, Держ.реєстраційний № 0115U000404). Результати дослідження зустрічноштирьової структури резонатора на поверхневих акустичних хвилях використані при виконанні науково-дослідної роботи «Розробка технології і створення твердотільної сенсорної системи на основі двопортового резонатора та масиву наноструктур» (№ 2817, Держ.реєстраційний №0115U000403).

На основі отриманих результатів розроблено спеціальну модель резонатора, що була застосована для отримання передавальних характеристик у складі п’єзоелектричних фільтрів високого порядку. Результати дослідження активних елементів, зокрема операційних підсилювачів струму, були використані для розробки високочастотних пристроїв перетворення імпедансу: активних імітаторів ємності, індуктивності та гіраторів, що мають переваги у вигляді високої добротності та можливості інтеграції. Запропоновані моделі

дозволяють спростити та підвищити ефективність аналізу електричних схем, що включають резонатори та операційні підсилювачі струму.

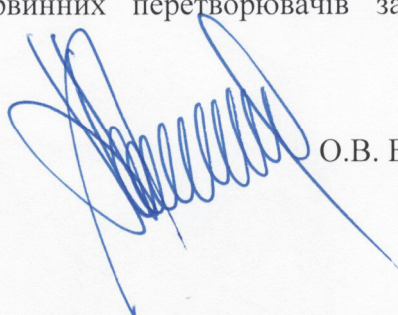
Результати розробки модифікованих активних драбинчастих та диференційних смугових фільтрів дозволили реалізувати пристрої з розширеним динамічним (>60 дБ) та частотним (2-10 ГГц) діапазонами, високою стабільністю частотних характеристик (10^{-4} 1/К), невеликими габаритами, можливістю електронної перебудови параметрів та сумісністю з технологією інтегральних схем. Зокрема, виконане автором математичне моделювання, проектування та експериментальне дослідження розробленого активного смугового фільтра на тонкоплівкових п'єзоелектричних резонаторах для обробки сигналів в бездротових перетворювачах акустичних хвиль застосоване при виконанні науково-дослідної роботи в рамках міжнародного співробітництва з Indian Institute of Technology Bhubaneswar за Договором від 27 листопада 2015 р. № М/209-2015 "Проектування і розробка аудіовізуального пристрою цифрового стетоскопу базованого на масиві легких придатних для носіння бездротових сенсорів акустичних хвиль" (№ держреєстрації 0115U005637, Держ. обліковий №0216U005673) згідно з Угодою між Урядами України та Республіки Індія про науково-технологічне співробітництво від 10.12.2012 та Наказу Міністерства освіти і науки від 06.10.2015 р. № 1012 «Про фінансування спільних українсько-індійських науково-дослідних проектів у 2015 році».

Результати наукової роботи Зазеріна А.І. були використані при розробці активного затримуючого смугового фільтра на тонкоплівкових п'єзоелектричних резонаторах з можливістю електронної перебудови ефективної площі резонатора. В результаті впровадження методів імітації прототипів пасивних LC фільтрів активними резонаторними аналогами отримано пристрої частотної фільтрації сигналу з втратами у смузі пропускання до 2,5 дБ та коефіцієнтом прямокутності 1,15 (3/40) дБ, зокрема фільтри високих та нижніх частот, що було використано при виконанні НДР «Розробка та створення пристроїв фільтрації електричних сигналів на основі мікроелектромеханічних резонаторів для організації функціональних МЕМС-структур» (№ 2467, Держ.реєстраційний №0111U003243, Держ.обліковий №0212U008564). Зокрема, розроблено та досліджено конструкції мікроелектромеханічних резонаторів та технології їх отримання для створення інтегральних фільтрових елементів функціональних МЕМС-структур. Показано, що використання активних навантажень в поєднанні з тонкоплівковими резонаторами дозволяє значно покращити характеристики фільтрів при збереженні можливості інтеграції.

Результати розробки цифрових алгоритмів обробки даних, отриманих з первинних акустоелектричних перетворювачів та програмне забезпечення для реєстрації і візуалізації фізичних величин використані при виконанні НДР «Електронна цифрова лабораторія для викладання науково-природничих та біомедичних дисциплін в навчальних закладах I-IV рівнів акредитації» (№ДЗ/472-2011, Держ.реєстраційний №0111U008786, Держ.обліковий №0213U003400). Електронна цифрова лабораторія впроваджена у Київському промислово-економічному коледжі НАУ та Київському авіаційному коледжі (ДП «Антонов») при створенні нового лабораторного практикуму з охорони праці за методичної підтримки Інституту інформатизації та змісту освіти МОНМСУ, у Інституті енергоменеджменту та енергозбереження (ІЕЕ) НТУУ "КПІ" при модернізації циклів лабораторних робіт.

Отримані результати рекомендовано використовувати при впровадженні нових та модернізації існуючих лабораторних робіт у закладах освіти та при створенні вимірювальних дослідницьких комплексів при виконанні дипломних проектів, магістерських та кандидатських дисертацій і проведенні наукових досліджень, при конструюванні окремих інтелектуальних датчиків та первинних перетворювачів за МЕМС технологією для промисловості.

Заступник директора



О.В. Богдан