

**Санкт-Петербургский политехнический университет
Петра Великого
Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций**

На правах рукописи

Иванов Никита Валерьевич

**Реализация и синтез частотно-избирательных устройств приемного
тракта беспроводных инфокоммуникационных систем**

Направление подготовки

11.06.01 «Электроника, радиотехника и системы связи»

Код и наименование

Направленность

11.06.01_01 Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Код и наименование

НАУЧНЫЙ ДОКЛАД

об основных результатах научно-квалификационной работы (диссертации)

Автор работы: Иванов Никита
Валерьевич

Научный руководитель: проф., д.т.н.
Коротков Александр Станиславович

Санкт Петербург – 2018

Научно-квалификационная работа выполнена в Высшей школе прикладной физики и космических технологий (ВШПФиКТ) Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»

Директор ВШПФиКТ:

Величко Елена Николаевна
к.т.н., доцент

Научный руководитель:

Коротков Александр
Станиславович,
д.т.н., проф.

Рецензент:

Петров Андрей Юрьевич,
к.т.н., без звания,
ООО «Элеста», руководитель
проектов

С научным докладом можно ознакомиться в библиотеке ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого» и на сайте Электронной библиотеки СПбПУ по адресу: <http://elib.spbstu.ru>

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы

В настоящее время применение беспроводных инфокоммуникационных интерфейсов принимает всеобъемлющий характер, начиная от средств связи и радиолокации, заканчивая «интернетом вещей». При этом в каждом из этих устройств обязательным этапом является аналоговая обработка сигнала в приемном тракте, в частности преселекция сигнала, выбор канала и подавление помехи по зеркальному каналу, что обеспечивается соответствующими частотно-избирательными устройствами.

В рамках данной работы рассматриваются вопросы, связанные с реализацией и синтезом преселектора на основе микрополосковых полосовых фильтров, а также интегрального канального фильтра с подавлением помехи по зеркальному каналу, выполненного по архитектуре комплексного фильтра, на примере приемного тракта S-диапазона 2,7 – 3,1 ГГц.

Цель и задачи исследования

Цель работы – синтез и реализация частотно-избирательных устройств приемного тракта беспроводных инфокоммуникационных систем, в том числе: миниатюризированных микрополосковых полосовых фильтров с повышенной селективностью на связанных резонаторах, комплексных фильтров с расширенным динамическим диапазоном.

Для достижения данной цели в ходе работы решаются следующие задачи:

- Разработка метода синтеза микрополосковых полосовых фильтров на основе связанных резонаторов с произвольной длиной связи;
- Синтез и моделирование микрополосковых полосовых фильтров на основе разработанной методики;
- Синтез и моделирование транскондуктивных усилителей (ТУ) с расширенным динамическим диапазоном;

- Разработка методики синтеза комплексных фильтров (КФ) методом реактансного преобразования;
- Синтез и моделирование КФ на основе разработанного ТУ;
- Изготовление и измерение характеристик экспериментальных образцов.

Научная новизна

Впервые предложены расчетная методика синтеза микрополосковых полосовых фильтров с произвольной длиной связи и методика синтеза комплексного фильтра на основе реактансного преобразования.

Теоретическая и практическая значимость

Предложенная методика синтеза микрополосковых полосовых фильтров позволяет реализовывать фильтры с квазиэллиптической аппроксимацией, что повышает селективность фильтра и позволяет существенно снизить занимаемую площадь.

Методика синтеза комплексного фильтра на основе реактансного преобразования позволяет синтезировать фильтры на основе лестничных прототипов, тем самым существенно снижая чувствительность характеристик фильтра к отклонениям номиналов элементов от расчетных значений.

Апробация работы

Результаты работы представлены на двух межвузовских научных конференциях «Недели Науки СПбГПУ» 2011, 2012, на научно-практической конференции с международным участием «Неделя Науки СПбГПУ» 2013, на международной конференции IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference 2018.

Публикации

1. Н.В. Иванов, А.С. Коротков. Развитие методов анализа сигнальным графом на случай непланарных (мостовых) цепей / В сб. материалов межвузовской научной конференции «XL Неделя науки СПбГПУ», ч. IX, СПб.: СПбГПУ, 2011. с. 44

2. Н.В. Иванов, А.С. Коротков. Реализация комплексных фильтров методом реактансного преобразования / В сб. материалов межвузовской научной конференции «XLI Неделя науки СПбГПУ», ч.IX, СПб.: СПбГПУ, 2012. с. 35-37

3. Н.В. Иванов, А.С. Коротков. Реализация комплексных фильтров на транскондуктивных усилителях на основе КМОП-технологии с разрешением 180 нм / Неделя науки СПбГПУ: материалы научно-практической конференции с международным участием. Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций СПбГПУ. Ч.1, СПб.: Издательство Политехнического ун-та, 2014. с. 141-144

4. Н.В. Иванов, А.С. Коротков. A 180-nm CMOS High-linear Complex G_m -C filter for Receivers of Satellite Navigation Systems // St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems 1' (188) 2014 с. 45-50

5. Н.В. Иванов. A New Approach to Microstrip Coupled-resonator Bandpass Filter Design // Proceedings of the IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference, January 28 – February 1, 2018, St. Petersburg, Russia, pp. 217-219

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Введение.....	7
Цель и задачи.....	10
Разработка методики синтеза микрополосковых полосовых фильтров на связанных резонаторах.....	11
Синтез и моделирование микрополосковых полосовых фильтров на связанных резонаторах.....	14
Синтез и моделирование транскондуктивного усилителя с расширенным динамическим диапазоном.....	188
Методика синтеза КФ на основе реактансного преобразования.....	211
Синтез и моделирование комплексного фильтра.....	233
Изготовление и измерение экспериментальных образцов.....	277
Заключение.....	299
Список использованных источников.....	30
Список работ, опубликованных по теме научно-квалификационной работы (диссертации).....	311

Введение

Рассмотрим постановку задачи. На рисунке 1 представлена обобщенная структурная схема приемника, где А – антенна, ВЦ – входная цепь, УРЧ – усилитель радиочастоты, СМ – смеситель, ГУН – генератор, управляемый напряжением, УПЧ – усилитель промежуточной частоты, ДМ – демодулятор, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ЦОС – цифровая обработка сигнала. Сигнал, принятый антенной, проходит преселекцию в блоке входной цепи, усиливается УРЧ, после чего посредством перемножения на смесителе с сигналом ГУН осуществляется понижение несущей частоты до обрабатываемой низкочастотной частью тракта, представленной УПЧ и входом демодулятора/ЦОС.

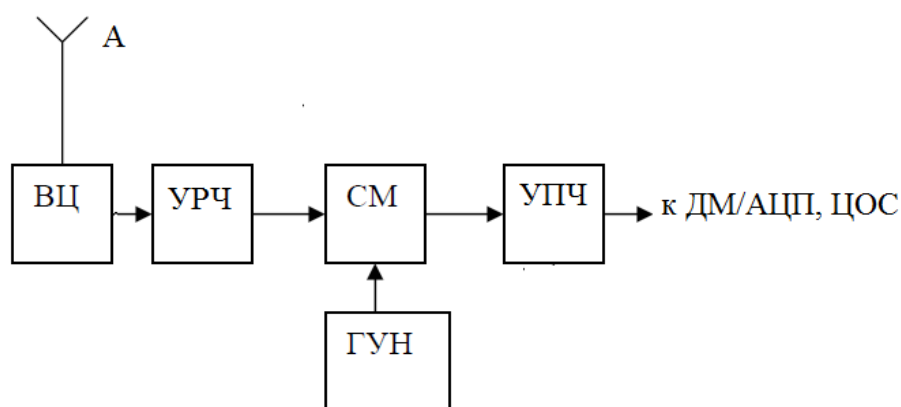


Рисунок 1 – Обобщенная структурная схема приемника

При этом актуальными с точки зрения вопросов реализации и синтеза частотно-избирательных устройств являются как синтез преселекторов диапазона СВЧ, так и синтез канальных фильтров.

В диапазоне СВЧ особый интерес представляют микрополосковые полосовые фильтры. При высоких показателях стойкости к факторам внешней среды и пассивного типа схемотехники фильтров, низкие требования к технологии и высокая повторяемость, ограниченная точностью воспроизведения топологии на плате, делают данную технологию конкурентноспособной по сравнению с другими типами пассивных фильтров

(интегральные фильтры, фильтры на поверхностных акустических волнах, микроэлектромеханические системы, фильтры на объемных резонаторах, фильтры на сосредоточенных элементах). Несмотря на рассмотрение вопроса с 1958 года [1], актуальным остается вопрос синтеза миниатюризированного микрополоскового полосового фильтра. Одним из решений может быть применение квазиэллиптических аппроксимаций.

Для уточнения поставленной цели обратимся к определению инфокоммуникационных систем:

Инфокоммуникационные системы – совокупность технических средств, обеспечивающих сбор, хранение, обработку, распределение, передачу и прием информации посредством электромагнитных сигналов и ее предоставление конечному потребителю.

В рамках работы рассматривается построение тракта с высокочастотной частью S-диапазона, а именно 2,7 – 3,1 ГГц. Как известно, диапазон 2,7 – 3,1 ГГц отведен под использование радиолокационными системами, являющимися частным случаем инфокоммуникационных систем в соответствии с их определением. Действительно, радиолокационные системы – совокупность технических средств, предназначенных для получения радиолокационной информации.

Данный частотный диапазон рассматривается в силу меньших технологических требований к реализации микрополосковых фильтров.

В области канальных фильтров особый интерес представляют комплексные (полифазные) фильтры. В современных приемных трактах для повышения качества приема полезного сигнала повсеместно используется квадратурная архитектура с низкой отличной от нуля промежуточной частотой, в обобщенном виде представленная на рисунке 2. В отличие от классических полосовых фильтров (ПФ), комплексные фильтры (КФ) используют сигналы квадратурного и синфазного каналов одновременно, благодаря чему АЧХ такого фильтра при представлении на оси частот не имеет копии в области отрицательных частот, что позволяет одновременно с

селектированием канала подавлять помеху по зеркальному каналу. Схематично данное свойство АЧХ КФ представлено на рисунке 3. Актуальной задачей в области синтеза комплексных фильтров является расширение динамического диапазона.

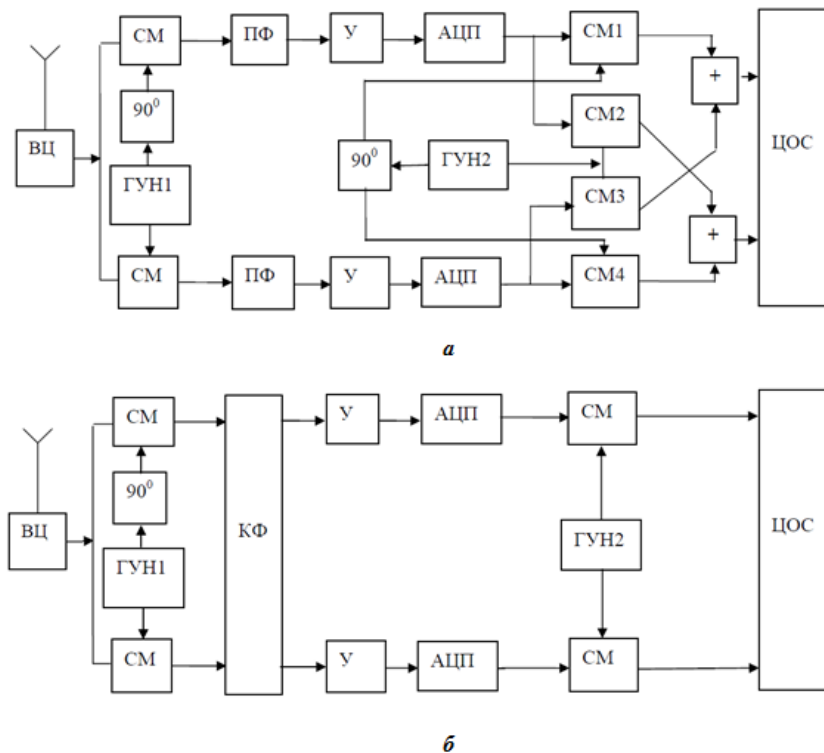


Рисунок 2 - Структурная схема приемника с преобразованием на низкую промежуточную частоту [2]

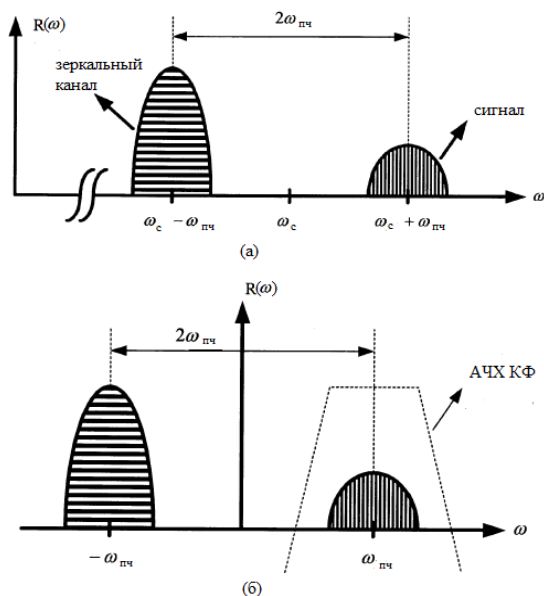


Рисунок 3 – Схематическое представление АЧХ комплексного фильтра относительно полезного сигнала и зеркального канала

Цель и задачи

Цель работы – синтез и реализация частотно-избирательных устройств приемного тракта беспроводных инфокоммуникационных систем, в том числе: миниатюризированных микрополосковых полосовых фильтров с повышенной селективностью на связанных резонаторах, комплексных фильтров с расширенным динамическим диапазоном.

Для достижения данной цели в ходе работы решаются следующие задачи:

- Разработка метода синтеза микрополосковых полосовых фильтров на основе связанных резонаторов с произвольной длиной связи;
- Синтез и моделирование микрополосковых полосовых фильтров на основе разработанной методики;
- Синтез и моделирование транскондуктивных усилителей (ТУ) с расширенным динамическим диапазоном;
- Разработка методики синтеза комплексных фильтров (КФ) методом реактансного преобразования;
- Синтез и моделирование КФ на основе разработанного ТУ;
- Изготовление и измерение характеристик экспериментальных образцов.

Разработка методики синтеза микрополосковых полосовых фильтров на связанных резонаторах

Из публикаций Хонга и Ланкастера [3] известны расчетная методика синтеза микрополосковых полосовых фильтров на основе параллельно-связанных полуволновых резонаторов с четвертьволновыми отрезками связи, а также полуэмпирическая методика синтеза микрополосковых полосовых фильтров на основе связанных резонаторов с произвольной длиной связи. Также известен неаналитический оптимизационный алгоритм синтеза, предлагаемый производителями прикладных программных пакетов [4], однако помимо отсутствия статистики успешного применения данного метода отсутствует аналитический результат со всеми вытекающими последствиями. Предлагаемая методика является модификацией предложенной в [3] методики, с заменой стадии полного электромагнитного моделирования пар связанных резонаторов приближенным расчетом на основе четного-нечетного импедансов и распределения плотностей электрического и магнитного полей в резонаторе.

Предложенная методика состоит из шести пунктов:

1. Выбор ФНЧ-прототипа.

Выбор производится исходя из требований к подавлению и неравномерности в полосе частот. С учетом конечной добротности микрополосковых резонаторов (как правило, в диапазоне 50-100), оба параметра выбирают с запасом.

2. Выбор топологии резонатора.

Для реализации квазиэллиптических аппроксимаций необходимо использовать резонаторы с минимум двумя отрезками связи, ориентированными под прямым углом по отношению друг к другу. Возможны следующие обобщенные конфигурации резонаторов (без учета возможных введенных неоднородностей, скруглений и т.п.):

- «угол» - сторона пропорциональна четверти волны, характерные особенности: возможно ввести только четыре резонатора, много неоднородностей, нет типовых схем включения;

- «треугольник» - сторона пропорциональна одной шестой длины волны, характерные особенности: технологически сложнее в исполнении, чем прямоугольные конфигурации, более сложная геометрия усложняет расчет и учет погрешностей и неоднородностей;

- «квадрат» («разомкнутое кольцо») – сторона пропорциональна одной восьмой длины волны, наиболее популярная конфигурация;

3. Предварительный расчет топологии резонатора.

Рассчитывается структура на основе линии с импедансом 50 Ом (учитывается, что параллельные связи мало влияют на входной импеданс структуры, при строгих требованиях к согласованию возможна коррекция ширины полоска), предварительно используется длина «развернутого» резонатора, соответствующая половине длины волны; расчетные формулы (представлены в [3]) реализованы в коммерческом ADS LineCalc и некоммерческом AppCAD. Результат уточняется на стадии полного электромагнитного моделирования.

4. Преобразование ФНЧ-ПФ-ПФ на связанных резонаторах.

На первом этапе проводится стандартное реактансное преобразование прототипа ФНЧ – ПФ, затем матрица иммитансов ПФ-прототипа приводится к виду идентичных резонаторов и коэффициентов трансформации – коэффициентов связи. На практике используются конечные расчетные формулы для определения требуемых коэффициентов связи [3]:
$$M_{ij} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_j}}$$

где FBW – относительная ширина полосы пропускания, g_i, g_j – коэффициенты ФНЧ-прототипа.

5. Формирование топологии фильтра.

В отличие от известной методики [3], где коэффициенты связи определяются моделированием пар резонаторов и рассчитываются по

резонансному отклику, предлагается использовать расчетную формулу вида $k = (k'_E + k'_H) * \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}$, где k'_E - весовой коэффициент электрической составляющей, k'_H - весовой коэффициент магнитной составляющей, Z_{0e} - четный импеданс, Z_{0o} - нечетный импеданс. Отношение разности и суммы четных-нечетных импедансов известно как коэффициент связи длинных отрезков микрополосковых линий [5], однако в случае отрезков резонаторов необходимо учитывать строгое распределение плотностей электрического и магнитного полей. Известно соотношение для полной электромагнитной задачи связи двух резонаторов [3]:

$$k = \frac{\iiint \varepsilon \underline{E}_1 \cdot \underline{E}_2 dv}{\sqrt{\iiint \varepsilon |\underline{E}_1|^2 dv \times \iiint \varepsilon |\underline{E}_2|^2 dv}} + \frac{\iiint \mu \underline{H}_1 \cdot \underline{H}_2 dv}{\sqrt{\iiint \mu |\underline{H}_1|^2 dv \times \iiint \mu |\underline{H}_2|^2 dv}}$$

Предлагаемое ниже выражение является линейным упрощением и для случая полуволнового резонатора (распределения электрического и магнитного полей по синусу и косинусу, соответственно) примет вид:

$$k'_E = \frac{\int_a^b |\sin x| dx}{\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} |\sin x| dx} \quad k'_H = \frac{\int_a^b \cos x dx}{\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos x dx}$$

При расчете используются все характеристики подложки (толщина, диэлектрическая и магнитная проницаемость, материал металлического слоя, толщина металлизации, неравномерность). Возможно составление полных расчетных формул на основе формул четного-нечетного импедансов [3]. Как следствие, на практике рациональнее использовать вычислительный модуль четного-нечетного импедансов из ADS LineCalc. Расчет производится с шагом, предусмотренным выбранной технологией производства печатной платы.

6. Моделирование полной структуры фильтра

На этой стадии производится уточнение длины резонаторов, влияющей на центральную частоту фильтра, а также уточнение точек включения входного-выходного резонаторов. Типовая схема включения для резонаторов

квадратной формы предполагает гальваническое подключение 50-омной линии в угол резонатора.

Синтез и моделирование микрополосковых полосовых фильтров на связанных резонаторах

В соответствии с предложенной методикой был произведен расчет параметров микрополосковых фильтров на основе чебышевской и квазиэллиптической аппроксимации. Для сопоставления также синтезирован микрополосковый фильтр на основе чебышевской аппроксимации на основе параллельно-связанных полуволновых резонаторов с четвертьволновыми связями.

Расчет производился на основе прототипа с чебышевской аппроксимацией четвертого порядка с неравномерностью в полосе 0,0988 дБ С0415с, коэффициенты прототипа выбраны в соответствии со справочником Зааля [6]: $g_0=1$ $g_1=0.927651$ $g_2=1.433582$

Была выбрана подложка Arlon AD600 (диэлектрическая проницаемость 6,15) толщиной 0,508 мм с медным покрытием толщиной 18 мкм, как наиболее доступной для воплощения экспериментальных образцов.

По результатам из ADS LineCalc ширина линии 50 Ом – 0,73 мм, примерная длина стороны резонатора – 8 мм с зазором 1 мм; по результатам электромагнитного моделирования – 7.5 мм с зазором 1.5 мм. Для чебышевской аппроксимации $M_{12}=0.12$ $M_{23}=0.096$:

для лестничного прототипа $-(k'_E + k'_H) = 0.542$, в итоге требуемые зазоры между резонаторами 0,3 и 0,4 мм, соответственно;

для прототипа со смещением $-(k'_E + k'_H) = 0.271$, в итоге требуемые зазоры составляют по 0,1 мм;

для квазиэллиптического прототипа (нуль на 1,8 частоты среза) – $M_{12}=0.12$, $M_{23}=0.108$ и $M_{14}=0.031$, откуда зазоры составляют 0,3, 0,4 и 0,5 мм, соответственно.

Следует отметить, что приведенные выше результаты округлены с учетом разрешающей способности технологии производства печатных плат, имеющейся у ООО «Резонит».

Расчет фильтра на основе параллельно-связанных полуволновых резонаторов с четвертьволновыми связями проводился по методике из [3]:

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi \cdot FBW}{2 \cdot g_0 g_1}}, \quad \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi \cdot FBW}{2} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \Big|_{j=1 \text{ до } n-1} \quad (Z_{0e})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad j = 0 \text{ до } n$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi \cdot FBW}{2 \cdot g_n g_{n+1}}} \quad (Z_{0o})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad j = 0 \text{ до } n$$

Синтезированные структуры были промоделированы в среде ANSYS HFSS методом полного электромагнитного анализа. Вид сверху представлен на рисунке 4, S-параметры – на рисунке 5. Полученные результаты с учетом эффектов конечной добротности соответствуют результатам, ожидаемым от фильтров на основе 4 резонаторов. Для чебышевской аппроксимации подавление составляет не хуже 45 дБ на октаву, в случае фильтра с четвертьволновыми связями паразитная полоса на удвоенной частоте ухудшает подавление «сверху» - оно составляет примерно -35 дБ на первую октаву и начинает падать. В квазиэллиптической аппроксимации нули расположились на частотах 2,55 и 3,18 ГГц, подавление снизу не хуже -35 дБ, сверху – не хуже -25 дБ (наблюдается небольшой перекосяк подавления в области нулей вследствие округлений и эффектов реальной подложки).

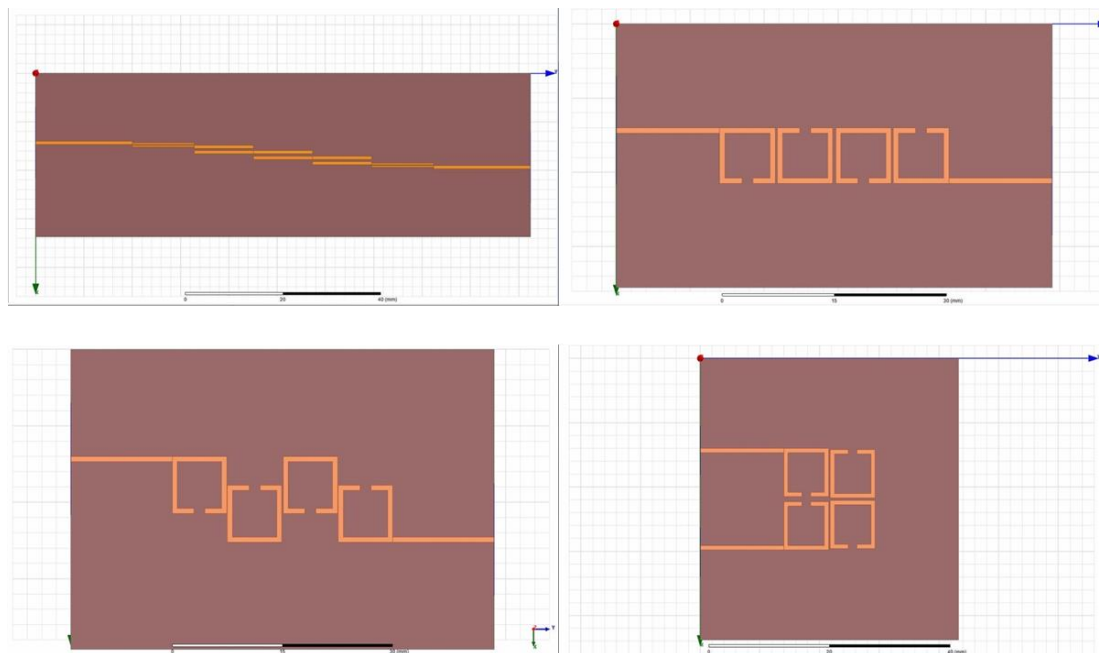


Рисунок 4 – Модели микрополосковых полосовых фильтров в среде ANSYS HFSS

(вид сверху)

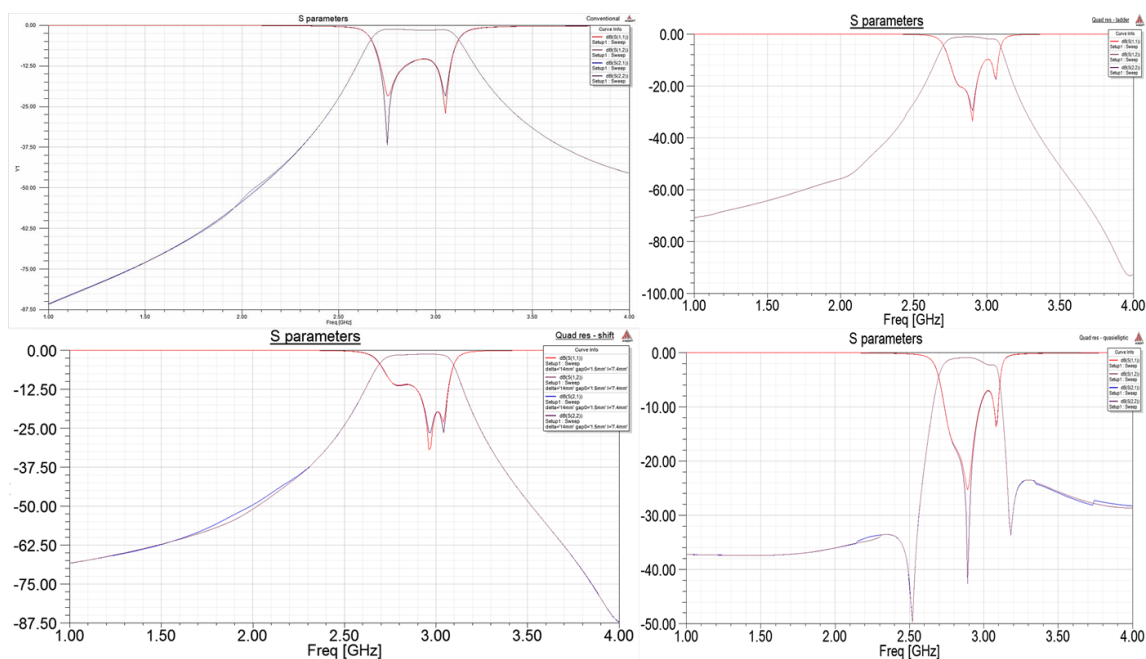


Рисунок 5 – S-параметры микрополосковых полосовых фильтров

В условиях одинакового технологического отступа (14 мм) от края платы площади фильтров составили:

- 3046,48 мм кв – «классический» фильтр на основе параллельно-связанных полуволновых резонаторов с четвертьволновыми связями;
- 2094,5 мм кв – чебышевская аппроксимация, резонаторы в ряд;
- 2292,2 мм кв – чебышевская аппроксимация, смещенные резонаторы;
- 1896,54 мм кв – квазиэллиптическая аппроксимация.

Таким образом, для квазиэллиптической аппроксимации Относительно «классического» исполнения фильтра экономия площади составила 48%; относительно фильтра с упорядочиванием в ряд - 9.5%.

Результаты данной части работы представлены на конференции IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference 2018 и опубликованы в сборнике трудов конференции (индексируется Scopus).

Синтез и моделирование транскондуктивного усилителя с расширенным динамическим диапазоном

Известна структура транскондуктивного усилителя с компенсацией нелинейных составляющих [7]. В рамках работы был произведен расчет для случая технологии X-FAB со следующими характеристиками:

размеры транзисторов (ширина/длина):

зеркало, p-транзисторы 11,6 мкм/180 нм

основной усилитель, n-транзисторы 1,44 мкм/180 нм

вспомогательный усилитель, n-транзисторы триодные 144 мкм/180 нм

в насыщении 220 нм/180 нм

ветви опережающей связи по току – с постоянным уровнем транзисторы той же ширины, по входному сигналу – с половиной ширины соответствующих транзисторов усилителей.

На рисунке 6 представлена модель усилителя, выполненная в Cadence Virtuoso 6.1.7, на рисунке 7 – модель для проведения измерений, на рисунке 8 – графики основных результатов. На рисунке 7 использован символьный блок реализованного транскондуктивного усилителя с балансными входами и выходами и входом управляющего напряжения. Питание небалансное, VDD 1,8 В, VSS 0 В. На вход подается балансный сигнал с постоянным смещением 0,9 В, выход нагружен на идеальный источник тока, управляемый напряжением, номинал которого подбирается равным номиналу усилителя. Для исследования выходного сопротивления нагрузка отключается, вместо нее включается балансный источник, аналогичный используемому на входе. Исследования проводились по постоянному току, в частотной и временной области. Для определения уровня нелинейных искажений проводилось дискретное преобразование Фурье результата моделирования во временной области. Дополнительно проводилось исследование по шумам при условии нагрузки, описанной выше (тогда шум на выходе будет идентичен приведенному ко входу – описанная схема является повторителем).

Полученные результаты (при управляющем напряжении 0,9 В):

Потребление схемы 0.4 мВт

G_m 77,9 мкСм, $G_m/I=1.05$

THD 100 мВ @ 100 МГц (77.8 мкСм): 56.4 дБ

Выходное сопротивление 159 кОм

Спектральная плотность шума менее 60 нВ/корень из Гц

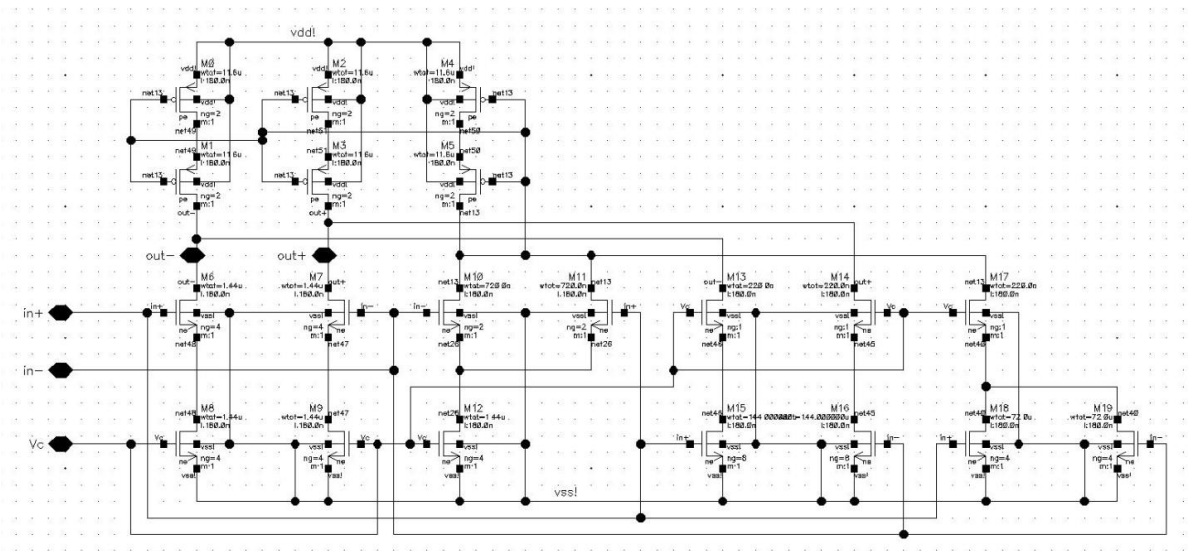


Рисунок 6 – Модель транскондуктивного усилителя с компенсацией нелинейных составляющих

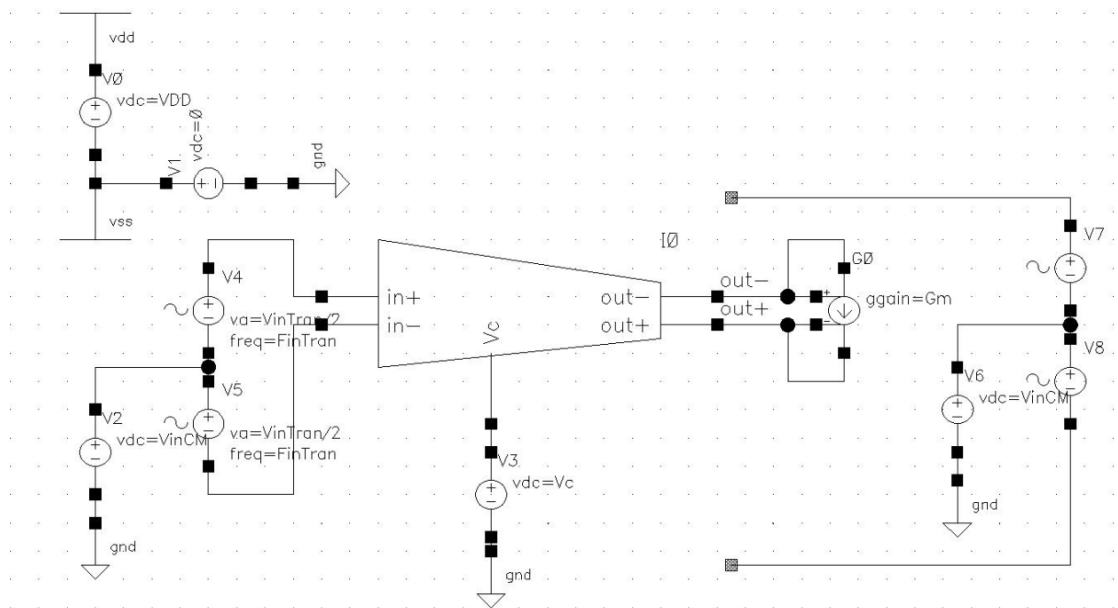
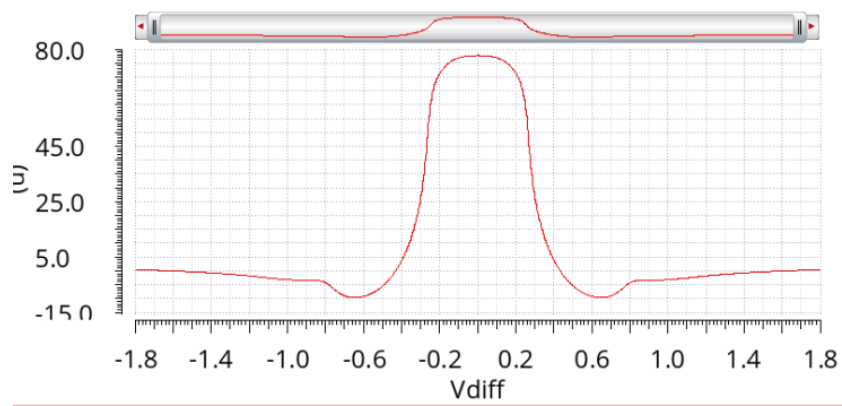
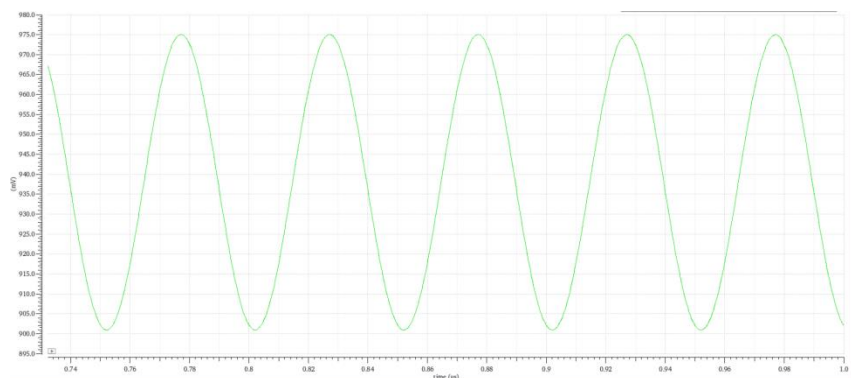


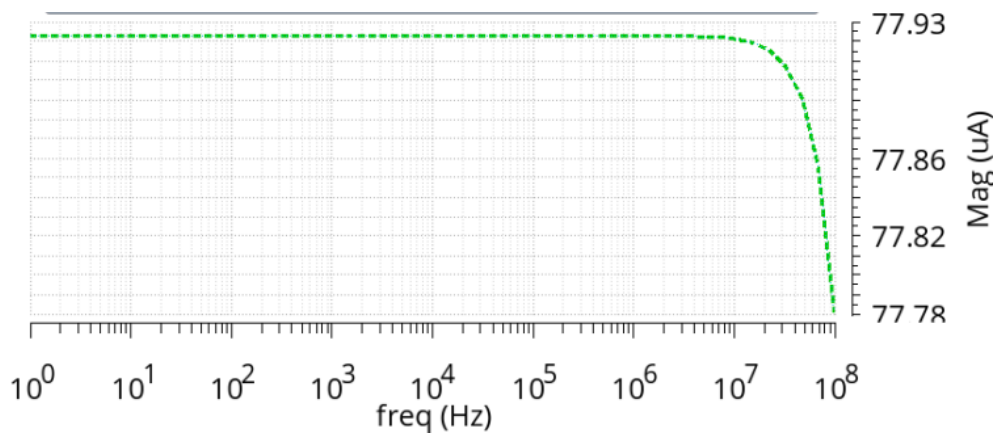
Рисунок 7 – Модель для проведения измерений



а



б



в


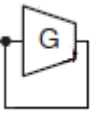
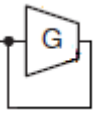
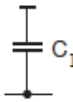
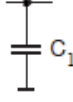
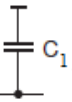
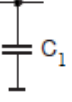

Рисунок 8 – Результаты моделирования транскондуктивного усилителя по постоянному току (а), во временной области (б), в частотной области (в)

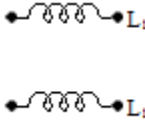
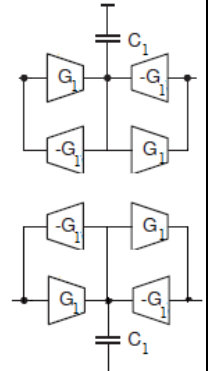
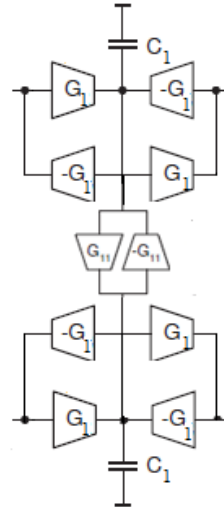
Методика синтеза КФ на основе реактансного преобразования

Из публикаций известен метод синтеза КФ на основе идентичных звеньев [8]. Однако чувствительность схем высокого порядка к отклонениям номиналов элементов методом каскадирования становится значительной даже для случая аппроксимации Баттерворта, тогда как построение на основе лестничных прототипов позволяет снизить чувствительность до уровней допустимого разброса номиналов элементов. Предлагаемая методика на основе реактансного преобразования позволяет осуществлять строгое преобразование ФНЧ-прототипа в комплексный фильтр (см. Табл. 1).

Предложенная методика была применена для синтезирования комплексного фильтра на основе технологии UMC 180 nm, результаты изложены в статье [9] и представлены на конференциях Неделя Науки СПбГПУ 2012, 2013.

Таблица 1 – Реактансное преобразование элементов ФНЧ в элементы КФ

Пассивный ФНЧ-прототип		Активный ФНЧ-прототип		Комплексный фильтр	
Элемент	Импеданс	Элемент	Импеданс	Элемент	Импеданс
	R		$R = \frac{1}{G}$		$R = \frac{1}{G}$
 	$\frac{1}{pC_1}$	 	$\frac{1}{pC_1}$		$\frac{1}{pC_1 - jG_{11}} = \frac{1}{(p - j\omega_0)C_1},$ $\omega_0 = \frac{G_{11}}{C_1}$

Пассивный ФНЧ-прототип		Активный ФНЧ-прототип		Комплексный фильтр	
Элемент	Импеданс	Элемент	Импеданс	Элемент	Импеданс
T	нс		нс		
	pL_1		$\frac{pC_1}{4G_1^2}$		$\frac{pC_1 - jG_{11}}{4G_1^2} =$ $= \frac{(p - j\omega_0)C_1}{4G_1^2},$ $\omega_0 = \frac{G_{11}}{C_1}$

Синтез и моделирование комплексного фильтра

На основе предложенной методики был синтезирован канальный комплексный фильтр со следующими характеристиками:

ширина полосы пропускания – 25 МГц

центральная полоса – 25 МГц

порядок 5+5 (ФНЧ-прототип 5 порядка, Баттерворт)

Характеристики схемы:

Передаточная проводимость основного усилителя 77,9 мкСм;

$C1=C5=1,226$ пФ, $C2=C4=3,21$ пФ, $C3=3,97$ пФ

$G11=G55= 96$ мкСм, $G22=G44= 251,4$ мкСм, $G33=310,6$ мкСм

Для проверки корректности расчета и моделирования влияния выходного сопротивления была составлена схема на идеальных элементах в среде Cadence Virtuoso 6.1.7, представленная на рисунке 9. Результаты моделирования представлены на рисунке 10, где сплошной линией представлена АЧХ по полезному сигналу, пунктирной – по зеркальному каналу.

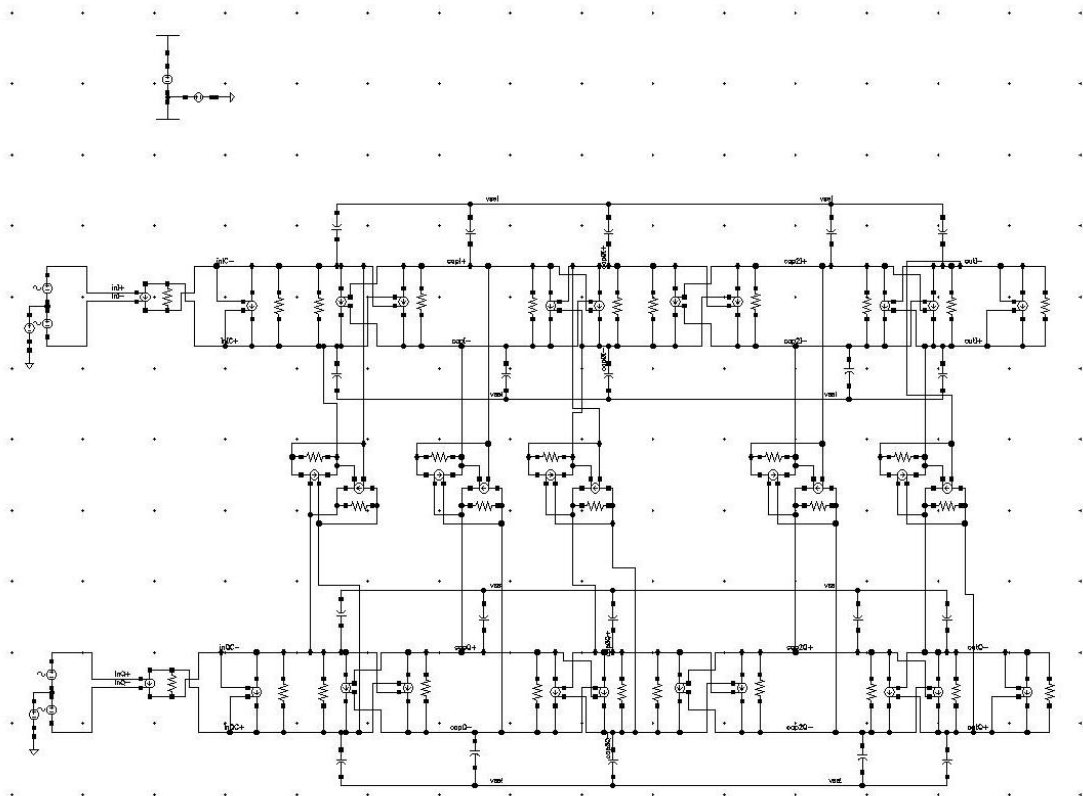


Рисунок 9 – Модель комплексного фильтра на идеальных элементах

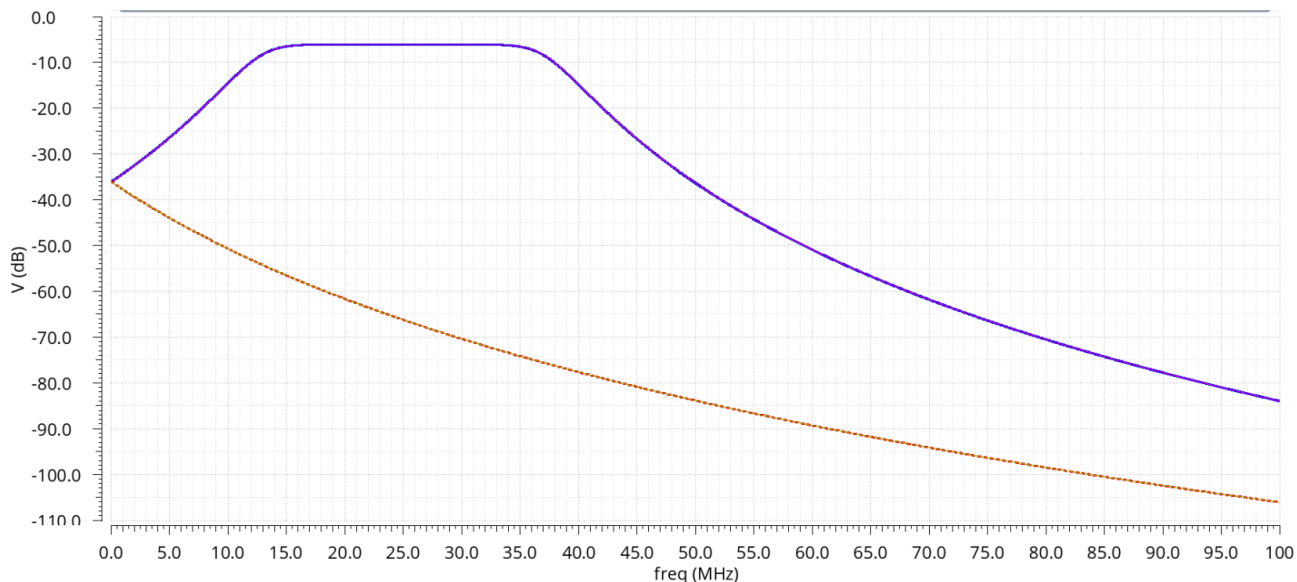


Рисунок 10 – АЧХ комплексного фильтра

АЧХ по полезному сигналу снималась при условии формирования квадратурных составляющих. При заданном расположении элементов и выборе знаков усилителей это соответствует условию, когда в верхнем канале подается сигнал с начальной фазой 0, в нижний с фазой 270. АЧХ по зеркальному каналу снимается при условии, когда в нижнем канале начальная фаза составляет 90 градусов.

Полученные результаты подтверждают корректность предложенной методики. Для схемы на идеальных элементах полоса по уровню -3дБ составила 12,5 – 37,5 МГц, центральная частота 25 МГц, уровень сигнала на центральной частоте -6 дБ, подавление 30 дБ на октаву (что соответствует аппроксимации Баттерворта 5 порядка). По зеркальному каналу подавление не меньше -47 дБ и равномерно увеличивается с ростом «отрицательной частоты».

На основе разработанного транскондуктивного усилителя по технологии X-FAB была составлена схема на реальных элементах, представленная на рисунке 11. АЧХ данной схемы представлена на рисунке 12, отличия от идеальной схемы обусловлены в основном эффектом конечного выходного сопротивления. Номиналы усилителей соответствуют таковым в идеальной схеме, номиналы конденсаторов пропорционально уменьшены на 30% для компенсации паразитных емкостей и эффекта

конечного выходного сопротивления. Полностью эффект скомпенсировать не удалось.

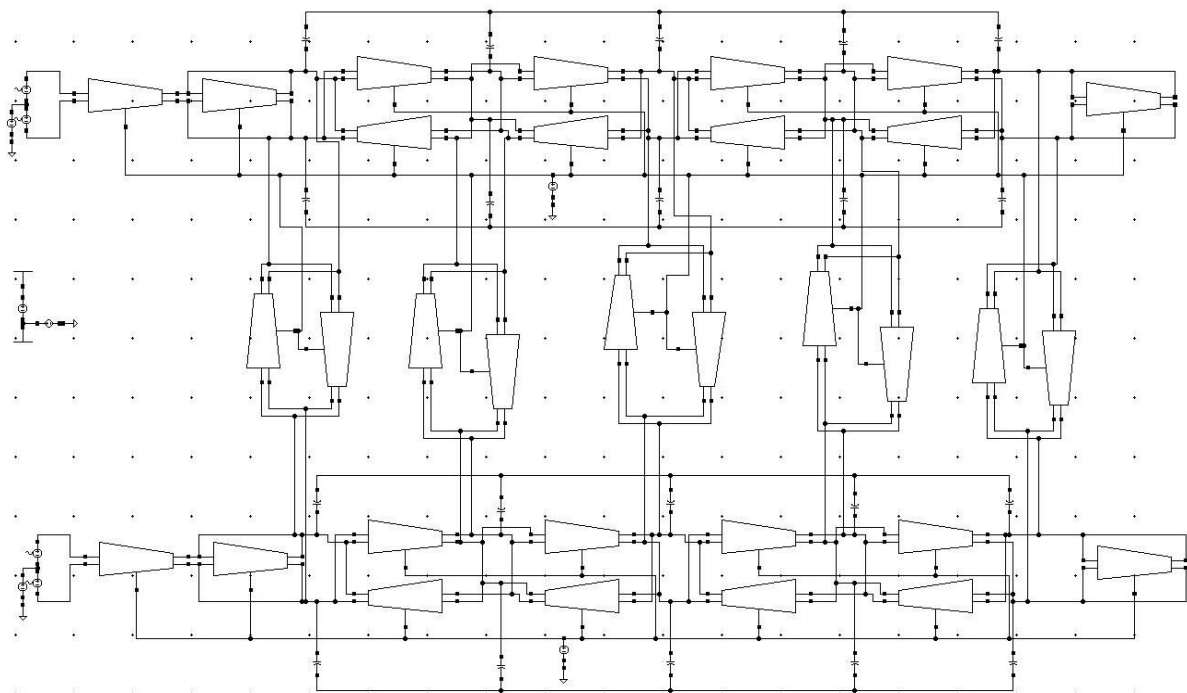


Рисунок 11 – Схема комплексного фильтра на реальных усилителях

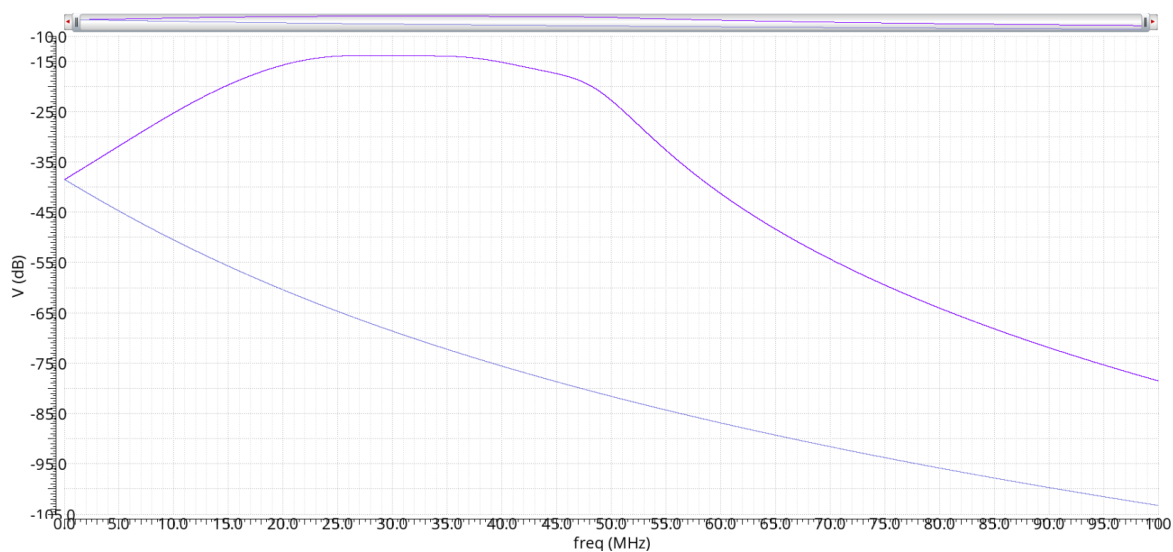


Рисунок 12 – АЧХ комплексного фильтра на реальных усилителях

Для компенсации отклонения элементов фильтра от расчетных была синтезирована схема фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) в соответствии с идеологией, представленной в [10]. На рисунке 13 представлена разработанная модель ГУН, на рисунке 14 - полная схема системы автоподстройки, на рисунке 15 - результаты моделирования во временной области.

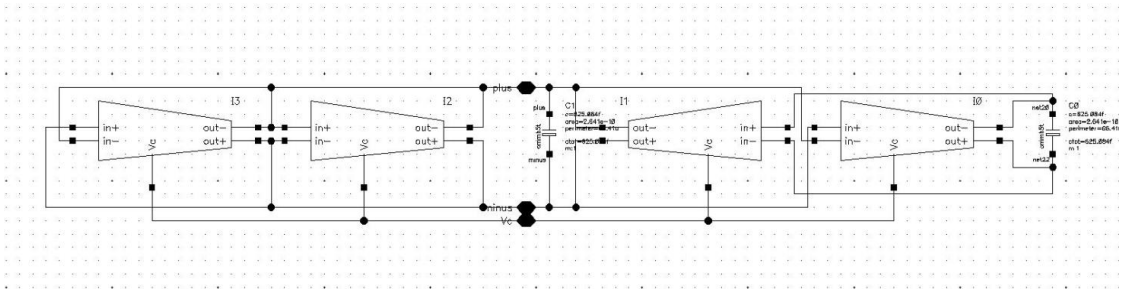


Рисунок 13 – Модель генератора, управляемого напряжением (ГУН)

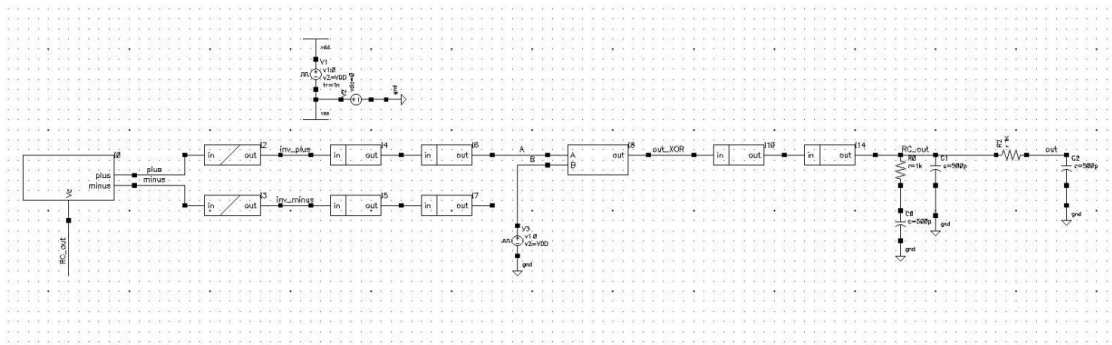


Рисунок 14 – Схема ФАПЧ

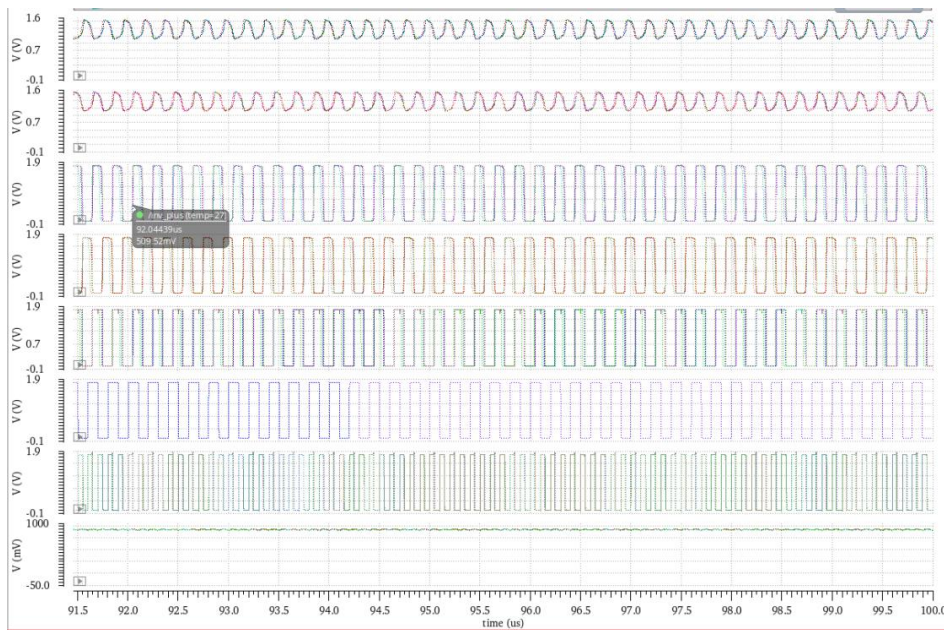


Рисунок 15 – Результаты моделирования ФАПЧ во временной области

По результатам моделирования установлено, что разработанная модель ФАПЧ сохраняет работоспособность в 9 из 12 cornerов в диапазоне температур $-40..+80$ градусов Цельсия, в двух cornerах (w_s и w_o для транзисторов) – не обрабатывает температуры ниже нуля. Сформированные управляющие напряжения компенсируют отклонения «простых» cornerов (отклонение одного параметра) и уменьшают ошибку «комбинированных».

Изготовление и измерение экспериментальных образцов

На основе трехмерных моделей микрополосковых полосовых фильтров, использовавшихся при полном электромагнитном анализе в среде ANSYS HFSS, был сформирован gerber-файл, направленный в качестве технического задания на производство ООО «Резонит». По заказу была произведена печатная плата на основе керамической подложки Arlon AD600 толщиной 0,508 мм с медным покрытием толщиной 18 мкм, по одному образцу каждой структуры были самостоятельно оснащены SMA-разъемами. Образцы до и после распайки представлены на рисунке 16.

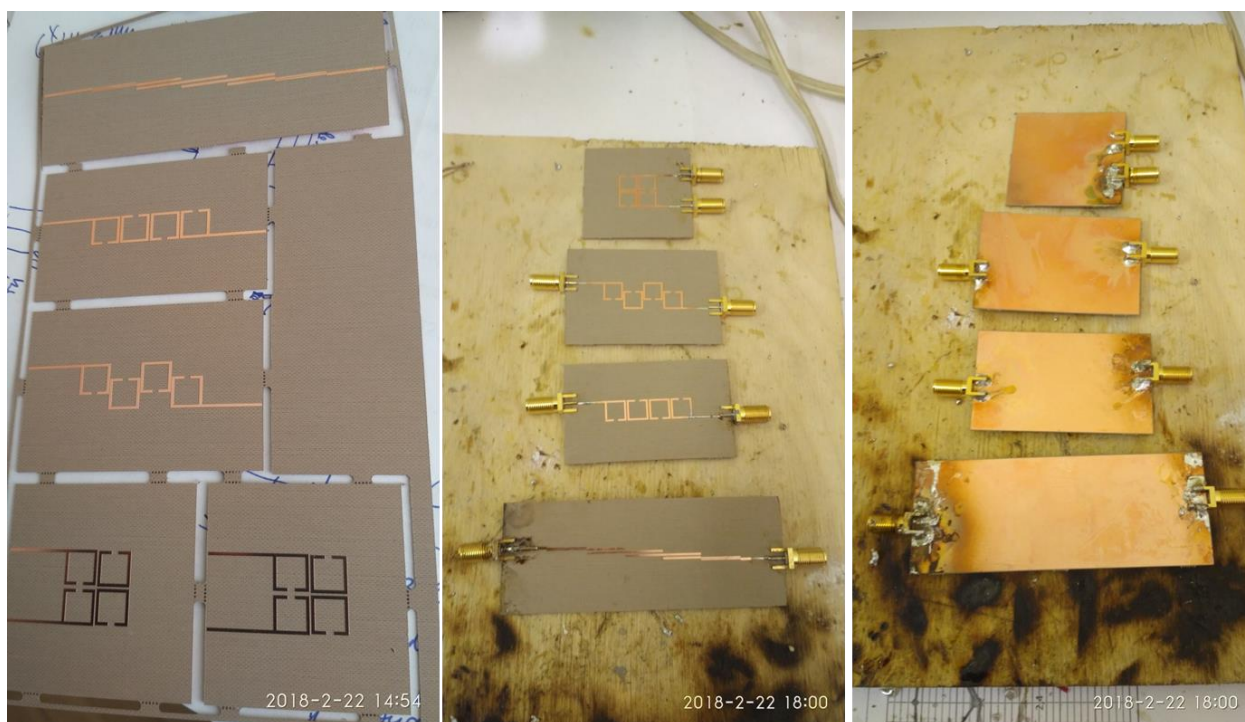


Рисунок 16 – Экспериментальные образцы микрополосковых полосовых фильтров до и после распайки SMA-разъемов

Измерения S -параметров производились при помощи векторного анализатора Rohde-Schwarz ZVA-40 и сохранены в качестве .s2p файлов для сопоставления с результатами моделирования, представленными на рисунке 17. В таблице 2 представлено сопоставление смоделированных и измеренных параметров, видно, что для всех структур отклонения составили менее 2%, что является хорошим результатом для выбранной технологии.

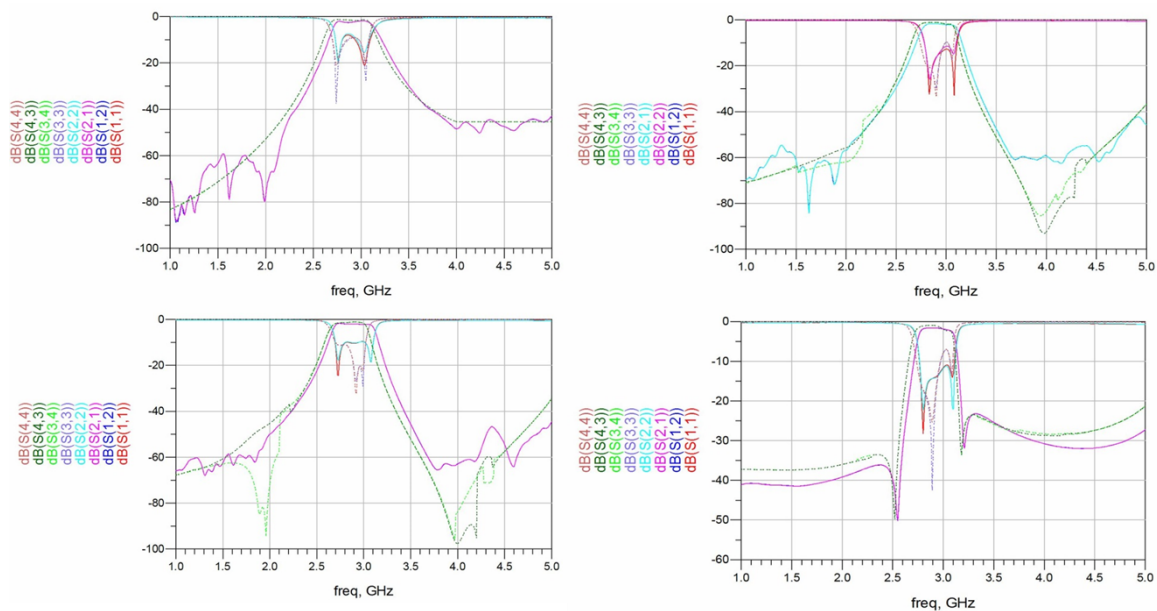


Рисунок 17 – S-параметры экспериментальных образцов в сопоставлении с моделированием

Таблица 2 – Сопоставление результатов измерения и моделирования микрополосковых полосовых фильтров

Тип	f1	f2	f01	f02	FBW01	FBW02	dFBW1	dFBW2	df01, %	df02, %
"классика"	2710	3140	2925	2917,1	14,7	14,741	0,9078	0,9147	0,8621	0,8293
Ряд	2750	3120	2935	2929,2	12,61	12,632	-1,187	-1,194	1,2069	1,2467
Смещенный	2670	3120	2895	2886,2	15,54	15,591	1,7509	1,7652	-0,1724	-0,237
Квазиэллиптичес	2740	3120	2930	2923,8	12,97	12,997	-0,824	-0,829	1,0345	1,0625
Цель	2700	3100	2900	2893,1	13,79	13,826				

Заключение

В рамках выполнения работы были достигнуты следующие результаты:

- Разработана методика синтеза микрополосковых полосовых фильтров на связанных резонаторах с произвольной длиной связи;
- Синтезированы и промоделированы микрополосковые полосовые фильтры S-диапазона (2,7-3,1 ГГц) на основе четырех резонаторов по разработанной методике; результаты моделирования подтверждают корректность расчетов;
- Синтезирован и промоделирован транскондуктивный усилитель на основе КМОП технологии X-FAB с расширенным динамическим диапазоном;
- Синтезирован и промоделирован комплексный фильтр 5+5 порядка с шириной полосы 25 МГц на основе разработанного транскондуктивного усилителя;
- Изготовлены и измерены экспериментальные образцы микрополосковых полосовых фильтров S-диапазона

Список использованных источников

1. Cohn, S. B., Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters // IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – April 1958. – vol. 6, Issue 2. – pp. 223-231
2. Устройства приема и обработки сигналов. Микроэлектронные высокочастотные устройства радиоприемников систем связи: учеб. пособие / Коротков А.С. - СПб: Изд-во Политехн. ун-та, 2010, 223с.
3. Jia-Sheng Hong, Lancaster M. J. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications / John Wiley & Sons, Inc. 2001. – 457 pp.
4. CST Microwave Studio Workflow & Solver Overview.[пособие]
URL:
http://eee.guc.edu.eg/Courses/Communications/COMM905%20Advanced%20Communication%20Lab/Sessions/MWS_Tutorials.pdf (последнее посещение 17:30 МСК 10.07.2018)
5. R. K. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, J. Hong RF and Microwave Coupled-Line Circuits, 2nd ed. / Artech House, 2007, 574 pp.
6. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров. - Пер. с нем. Камкина Ю.В. под ред. Слепова Н.Н. – М.: Радио и связь, 1983, 752 с.
7. Dmitry V. Morozov, Alexander S. Korotkov Transconductance Amplifier With Low-Power Consumption // IEEE Trans Circuits and Syst. – Pt. II, Express Briefs, November 2005, Vol. 52, No. 11 pp. 776-779
8. Гребенко Ю.А., Чжо Зей Я Комплексные активные RC-фильтры на идентичных звеньях // Радиотехника, 2008 г, №2 с. 61-64
9. Н.В. Иванов, А.С. Коротков A 180-nm CMOS High-linear Complex G_m -C filter for Receivers of Satellite Navigation Systems // St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems 1' (188) 2014 с. 45-50
10. Коротков А.С. Микроэлектронные аналоговые фильтры на преобразователях импедансов. - СПб.: Наука, 1999, 416 с.

Список работ, опубликованных по теме научно-квалификационной работы (диссертации)

Публикации в изданиях, рецензируемых ВАК

1. Н.В. Иванов, А.С. Коротков A 180-nm CMOS High-linear Complex G_m -C filter for Receivers of Satellite Navigation Systems // St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems 1' (188) 2014 с. 45-50
2. Н.В. Иванов A New Approach to Microstrip Coupled-resonator Bandpass Filter Design // // Proceedings of the IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference, January 28 – February 1, 2018, St. Petersburg, Russia, pp. 217-219

Публикации в других изданиях

1. Н.В. Иванов, А.С. Коротков Развитие методов анализа сигнальным графом на случай непланарных (мостовых) цепей / В сб. материалов межвузовской научной конференции «XL Неделя науки СПбГПУ», ч.IX, СПб.: СПбГПУ, 2011. с. 44
2. Н.В. Иванов, А.С. Коротков Реализация комплексных фильтров методом реактансного преобразования / В сб. материалов межвузовской научной конференции «XLI Неделя науки СПбГПУ», ч.IX, СПб.: СПбГПУ, 2012. с. 35-37
3. Н.В. Иванов, А.С. Коротков Реализация комплексных фильтров на транскондуктивных усилителях на основе КМОП-технологии с разрешением 180 нм / Неделя науки СПбГПУ: материалы научно-практической конференции с международным участием. Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций СПбГПУ. Ч.1, СПб.: Издательство Политехнического ун-та, 2014. с. 141-144

Аспирант _____ **Иванов Никита Валерьевич**

(подпись)