

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.5.10>

УДК: 621.372

НЕОТРАЖАЮЩИЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ ЦЕПИ И УСТРОЙСТВА СВЧ: СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ПРИМЕНЕНИЮ И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ (ОБЗОР)

Е.Е. Комков¹, Н.Д. Малютин¹

**¹ Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, пр. Ленина, 40**

Статья поступила в редакцию 16 апреля 2026 г.

Аннотация. Объектом обзора являются современные методы реализации неотражающих частотно-селективных цепей (НЧСЦ) СВЧ и их применение при создании радиоэлектронных систем. Актуальность работы обусловлена ростом требований в части обеспечения повышения электромагнитной совместимости и снижения нелинейных искажений при каскадном усилении и применении смесителей, а также необходимостью снижения отражений от антенн, как при излучении, так и при приеме. В работе сравниваются принципы построения НЧСЦ и выявляются их области применения. Особое внимание в работе уделяется сочетанию НЧСЦ с новыми техническими инструментами, с применением которых проектируются уникальные неотражающие устройства (устройства с низким уровнем коэффициента отражения) для решения универсальных и единичных задач. Такими устройствами являются неотражающие: антенны-фильтры, делители мощности, смесители и неотражающие фильтры (НФ). НЧСЦ отличаются от традиционных частотно-селективных цепей тем, что они остаются согласованными как в рабочей полосе пропускания (или непропускания), так и вне их. В НЧСЦ компоненты сигнала, лежащие вне рабочей полосы, при поступлении на вход устройства не

возвращаются обратно к источнику, а рассеиваются или поглощаются внутри самой фильтрующей структуры. Такой механизм работы позволяет существенно снизить уровень отражений и обеспечить устойчивое согласование с другими узлами радиотехнической системы. Данное свойство приобретает особую значимость при разработке широкополосных устройств, содержащих несколько приемных и передающих трактов, функционирующих в различных частотных диапазонах. Дана оценка современного состояния разработок неотражающих устройств и перспективы исследования их и использования в реальных системах.

Ключевые слова: неотражающие фильтры, поглощающие фильтры, связанные линии, многофункциональные устройства.

Финансирование: Работа поддержана Министерством науки и высшего образования РФ, проект FEWM-2026-0007.

Авторы для переписки: Комков Е.Е., komkov.41@mail.ru, Малютин Н.Д., ndm@main.tusuu.ru

Введение

Фильтры СВЧ являются неотъемлемой частью современных радиосистем связи, радиолокации, навигации и высокочастотных измерительных комплексов. Классические методы синтеза частотных фильтров, базирующиеся на резонансных структурах и линиях передачи, были разработаны и подробно изучены уже во второй половине XX века [1-3]. Однако стремительный рост требований к электромагнитной совместимости и устойчивости аппаратуры к внутренним и внешним помехам делает задачи управления отражениями и нелинейными искажениями особенно актуальными в современных многоканальных и широкополосных системах [4-8].

Одной из ключевых проблем современных приемо-передающих модулей являются отраженные сигналы, возникающие на границах между усилителями, смесителями, фильтрами и антенными трактами. Эти отражения приводят к росту коэффициента стоячей волны (КСВ), усилению перекрестных помех,

ухудшению стабильности коэффициента усиления (КУ), повышению уровня интермодуляционных составляющих. Особенно критична эта проблема в компактной широкополосной радиоэлектронной аппаратуре (РЭА), где плотность монтажа увеличивается, а реактивное взаимодействие между узлами усиливается. Активное развитие НФ и остальных устройств СВЧ, которые способны поглощать энергию вне полосы пропускания, предотвращая ее возврат к источнику сигнала, позволяют справляться с вышеперечисленными проблемами [9-11]. Последние исследования демонстрируют широкий спектр технологий таких устройств: от классических методов, построенных на сосредоточенных элементах и связанных линиях, до автономного подвесного копланарного волновода (SCPW) [12-14]. Эти подходы позволяют одновременно достичь высокой добротности, частотной селективности и малого коэффициента отражения в широкой полосе частот.

Основные цели настоящего обзора состоят в следующем: рассмотреть состояние работ по неотражающим антеннам-фильтрам, так как технология является комбинацией новых актуальных подходов в современной радиотехнике; оценить современное состояние разработок неотражающих устройств и перспективы исследования их использования в реальных системах.

1. Неотражающие антенны-фильтры

Особый интерес, начиная с 2012 года, начали представлять антенны-фильтры, которые по сравнению с традиционной версией в разделенном виде антенны и фильтра имеют преимущества в виде компактности, повышенной избирательности и повышенной передаточной характеристики [15-18]. В работах, представленных в указанных источниках, осуществляется комбинирование принципов построения антенн-фильтров на распределенных и сосредоточенных селективных цепях.

Такой принцип использован в микрополосковой щелевой антенне [19], где предложен подход к реализации неотражающей антенны, в которой свойства частотной селекции и поглощения внеполосной энергии

интегрированы непосредственно в структуру излучателя. Так как сигналы вне рабочей полосы частот отражаются обратно во входной тракт, это ухудшает устойчивость и чувствительность приемопередающей системы, а также негативно влияет на электромагнитную совместимость. Антенна представляет собой микрополосковую щелевую антенну и четвертьволновую связанную линию с неотражающим полосно-запирающим фильтром (НПЗФ), выходной порт которого нагружен на резистивную нагрузку. Геометрия поглощающей микрополосковой щелевой антенны изображена на рис. 1(а).

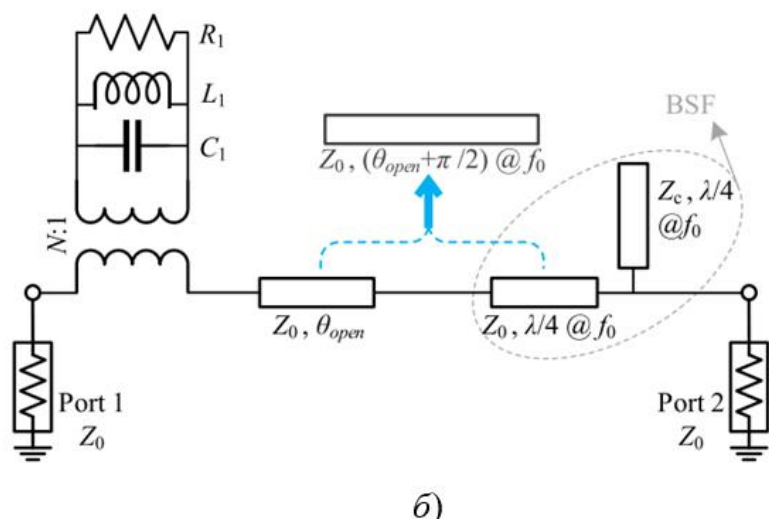
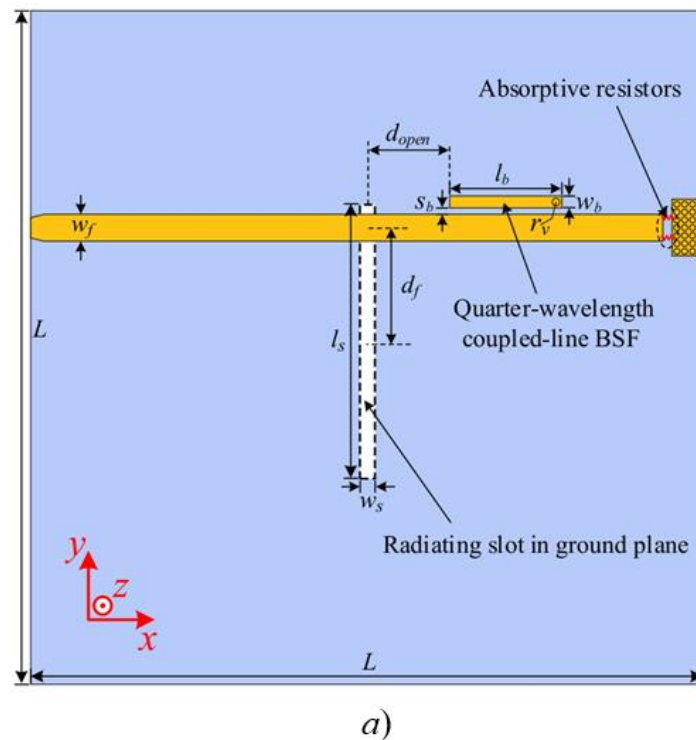


Рис. 1. Поглощающая микрополосковая щелевая антенна [19]: а) геометрия поглощающей микрополосковой щелевой антенны; б) схема поглощающей микрополосковой щелевой антенны.

Антенна состоит из микрополосковой питающей линии, прорези, выгравированной на плоскости заземления, микрополоскового резонатора длиной в четверть длины волны, параллельного питающей линии, и двух поглощающих резисторов, присоединенных к заземляющей площадке. Прорезь и плоскость заземления расположены на нижнем слое подложки, в то время как линия питания, четвертьволновый резонатор и поглощающие резисторы расположены на верхнем слое. Заземляющая панель соединена с плоскостью заземления множеством короткозамкнутых контактов.

Эквивалентная схема поглощающей микрополосковой щелевой антенны изображена на рис. 1(б). Поглощающие резисторы и заземляющая площадка смоделированы как порт 2, а щелевая антенна с микрополосковым питанием может быть смоделирована как микрополосково-щелевой трансформатор с коэффициентом трансформации N для обеспечения условия излучения $Y_s = 1 / (R1 + j\omega C1 + 1 / j\omega L1)$, где $L1$ и $C1$ резонируют на центральной рабочей частоте f_0 . Узкополосный полосно-запирающий фильтр смоделирован как структура со связанной линией длиной в четверть длины волны с четным сопротивлением Z_{e0} и нечетным сопротивлением Z_{o0} . Согласующая линия между пазом и соединенной линией моделируется как линия передачи с электрической длиной θ_{open} , открытая при f_0 . Для согласования щелевой антенны значение θ_{open} должно быть равно четверти длины волны на рабочей частоте f_0 . В этом случае эти две линии передачи длиной в четверть волны могут быть объединены в одну линию передачи длиной в половину длины волны, как показано на рис. 1(б).

Прототип работает на центральной частоте 3 ГГц. Получена широкая неотражающая полоса от постоянного тока до 5,3 ГГц, в пределах которой модуль коэффициента отражения S_{11} остается ниже -10 дБ. Частотные зависимости S -параметров для различных d_{open} показаны на рис. 2(а), для различных зазоров S_b показаны на рис. 2(б), для различных d_f показаны на рис. 2(в). При этом в рабочей полосе антенны коэффициент полезного действия

(КПД) до 93 %, а пиковый коэффициент усиления 4,5 дБи. Ширина полосы по уровню -3 дБ усиления находится в диапазоне 2,85-3,24 ГГц, что соответствует узкополосному характеру излучающей щели.

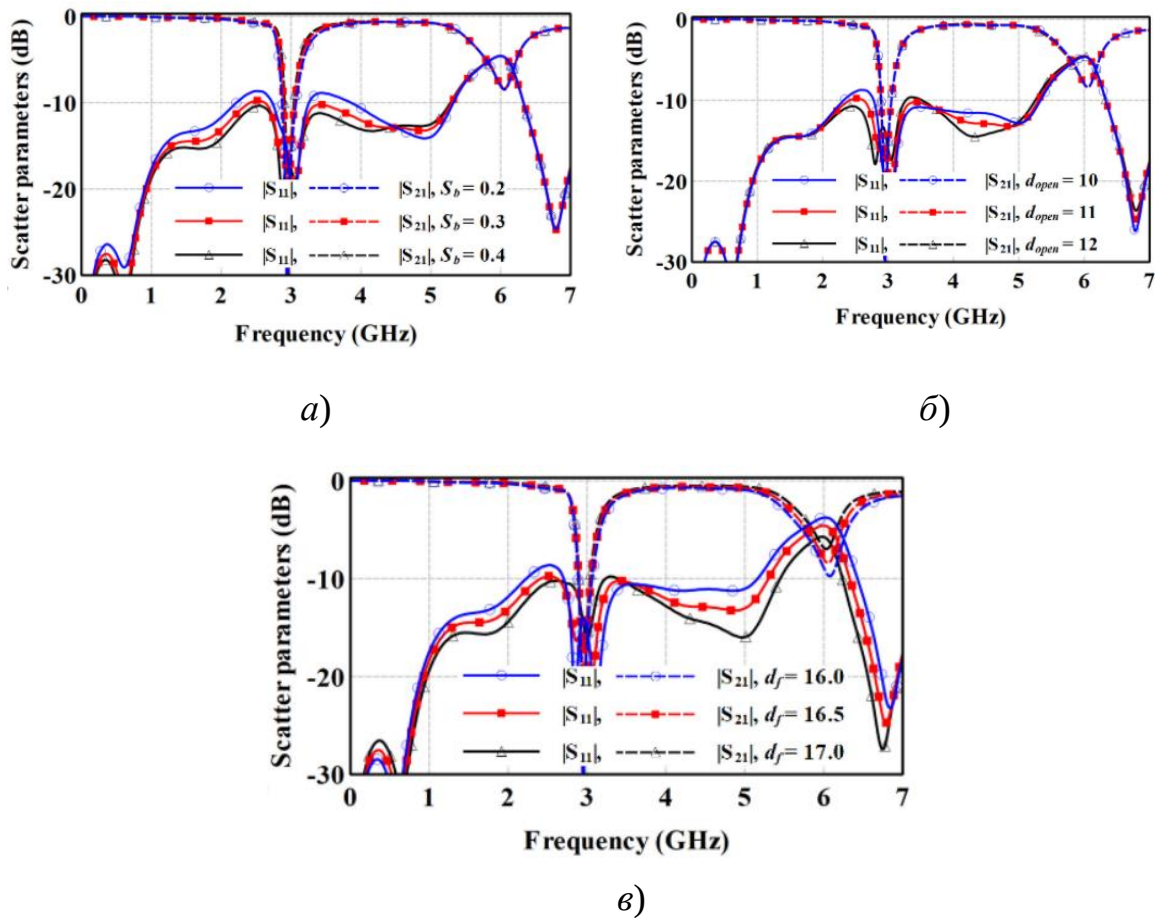


Рис. 2. Частотные зависимости S-параметров [19]: а) Частотные зависимости S-параметров для различных d_{open} ; б) частотные зависимости S-параметры для различных S_b ; в) частотные зависимости S-параметры для различных d_f .

В статье [20] демонстрируется волноводная неотражающая фильтрующая антенная решетка в X-диапазоне (8-12 ГГц), состоящая из полосно-пропускающего фильтра (ППФ) четвертого порядка и полосно-заграждающего фильтра (ПЗФ) четвертого порядка в волноводных исполнениях. Одной из проблем работы в X-диапазоне является взаимосвязь между фильтрацией и согласованием. Традиционный метод фильтрации (изоляторы, аттенюаторы или циркуляторы) занимают большую площадь и увеличивают вносимые потери, а их отсутствие приводит к возникновению отражений на границе фильтр-антенна, что ухудшает коэффициент стоячей волны, снижает КПД излучения и может вызывать паразитные резонансы в тракте. За счет интеграции

фильтрующих и поглощающих элементов в структуру антенной решетки можно добиться одновременно высокой селективности, избирательности и коэффициента усиления.

Модель волноводной неотражающей фильтрующей антенной решетки продемонстрирована на рис. 3(а), а ее фотография на рис. 3(б). Вход находится в центре (Input Port), ППФ и ПЗФ находятся по обе стороны вдоль оси y , и их характеристики зеркально дополняют друг друга. Порт ПЗФ (порт согласования) подключен к нагрузке 50 Ом (Matching Port). Для регулировки согласования по оси x , с обеих сторон добавлены прерывистые выступы 0,5 мм на 4,5 мм (Resonant Coupling Structure). Входной сигнал поступает на антенну и излучается в пределах рабочей полосы ППФ. За пределами рабочей полосы сигнал поступает в ПЗФ и поглощается согласующей нагрузкой. Таким образом, теоретически отражение сигнала от входного порта отсутствует.

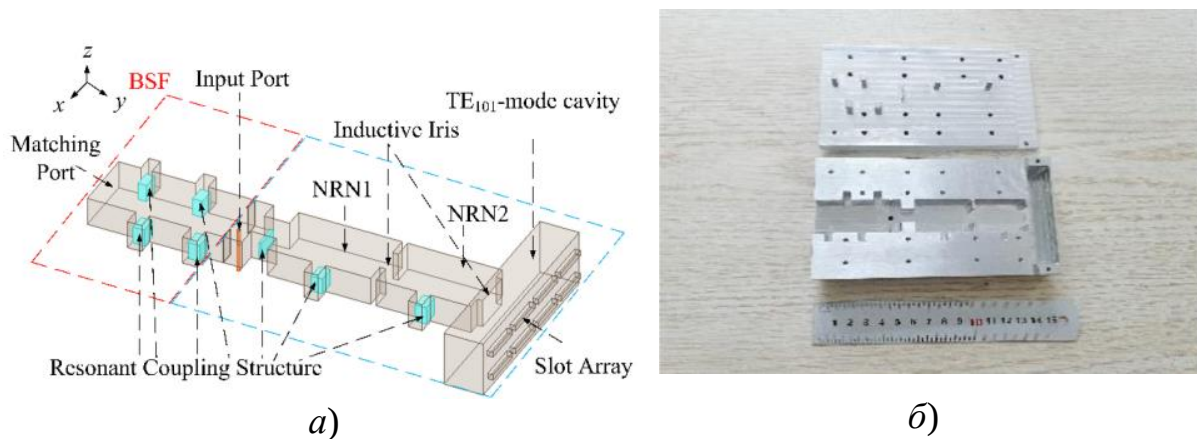


Рис. 3. Волноводная неотражающая фильтрующая антенная решетка [20]:
а) модель волноводной неотражающей фильтрующей антенной решетки;
б) фото изготовленного макета.

Полученные в результате эксперимента измеренная полоса пропускания без отражения составляет 37 % от 8,3 ГГц до 12 ГГц, а максимальное усиление составляет 11,2 дБи. Подавление внеполосных помех больше 23 дБ. Измеренная эффективность излучения превышает 77 % в диапазоне от 9,82 до 10,28 ГГц. Измеренные и рассчитанные коэффициенты отражения и усиления представлены на рис. 4.

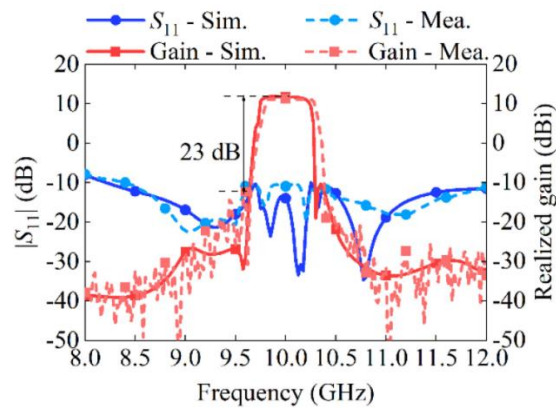


Рис. 4. Измеренные и рассчитанные коэффициенты отражения и усиления [20].

В статье [21] также реализуется антенна-фильтр с поглощающей нагрузкой, однако основной задачей данной фильтрации является не устранение внеполосных отражений, а регулирование передаточной характеристики антенны, разделение рабочей полосы на 2 участка при помощи ПЗФ. Фото изготовленного макета изображены на рис. 5, а графики коэффициента отражения и усиления на рис. 6.

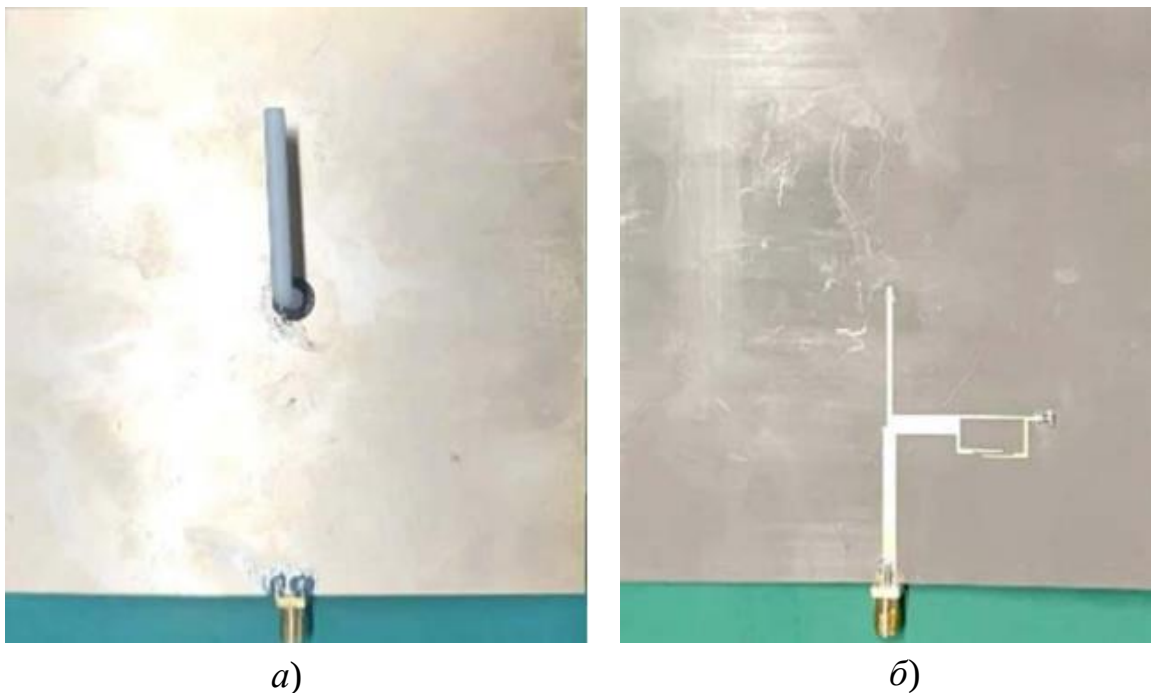


Рис. 5. Антенна-фильтр с поглощающей нагрузкой [21] а) верхний слой платы; б) нижний слой платы.

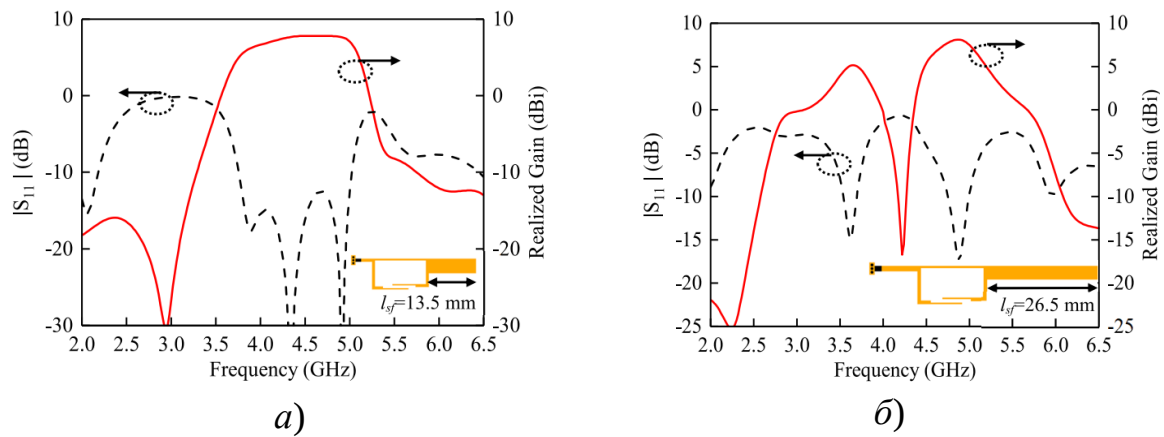


Рис. 6. Коэффициенты отражения и усиления антенны-фильтра с абсорбирующей нагрузкой [21] а) длины линии подключения к фильтру 13,5 мм; б) длины линии подключения к фильтру 26,5 мм.

В работе [22] представлен новый метод подавления влияния близко расположенных антенн для уменьшения искажений диаграммы направленности, основанный на принципах неотражающей фильтрации. В системах с двумя антеннами, где одна в режиме приема, а вторая в режиме передачи, работающие на близких частотах, улучшают изоляцию между антенными портами. В данной ситуации предлагается установка на приемной антенне параллельного неотражающего ПЗФ фильтра для исключения обратных отражений от последовательного ППФ или перехода фильтр-нагрузка. При использовании этой концепции индуцированные токи в приемной антенне поглощаются и не влияют на диаграммы направленности излучения. Концепция развязки двух антенн приемопередающей системы представлена на рис. 7.

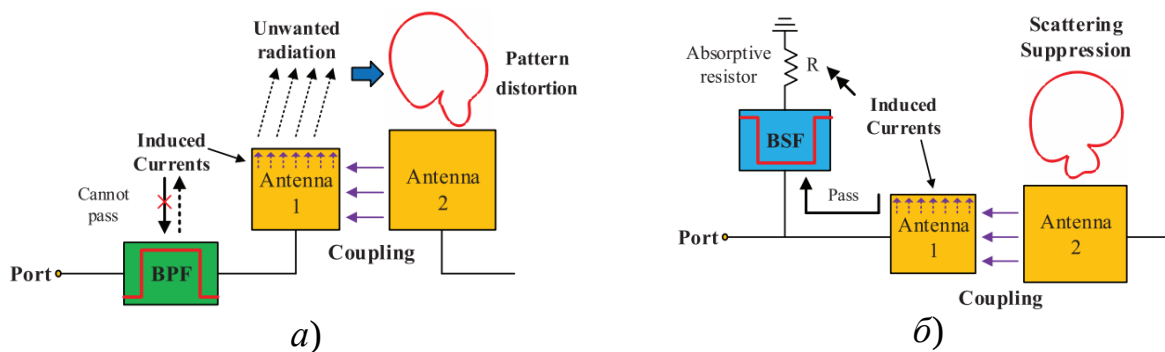


Рис. 7. Концепция развязки двух антенной приемопередающей системы [22] а) двухантенная система с ППФ; б) двухантенная система с неотражающим ПЗФ.

Приемная антенна работает на частоте 2,66 ГГц, а передающая на 2,42 ГГц, расположенные на расстоянии 10 мм. ПЗФ реализован второго порядка, так как это компромисс между эффективным действием по подавлению рассеяния и физическим размером, подключен к 100 Ом нагрузке. Фото макета, изолированной двухантенной системы представлен на рис. 8.

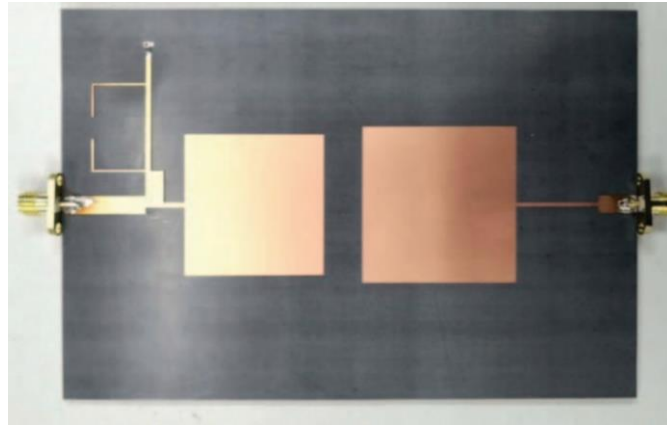


Рис. 8. Изолированная двухантенная система [22].

В процессе моделирования и лабораторных исследований были получены передаточные характеристика параметра S_{21} , где портом 1 является приемная антенна, 2 – передающая, представленные на рис. 9. Диаграммы направленности антенн (ДНА) на частоте излучений 2,42 ГГц, в случаях без применения фильтра, с применением НПЗФ, с применением отражающей межполосной развязкой, представлены на рис. 10.

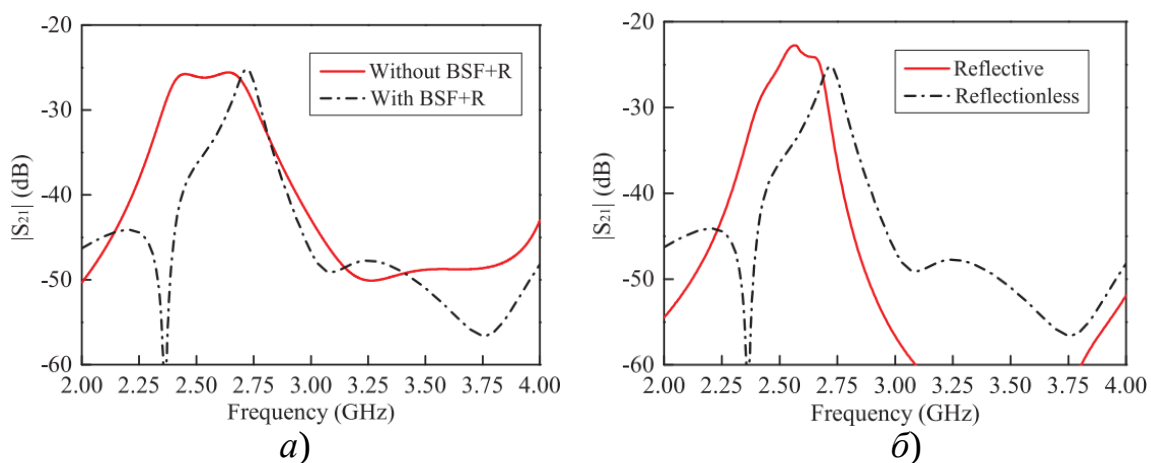


Рис. 9. Передаточные характеристика S_{21} параметра 2 антенных систем [22]:
а) сравнение S_{21} с НПЗФ фильтром и без; б) сравнение S_{21} с НПЗФ и с отражающей межполосной развязкой.

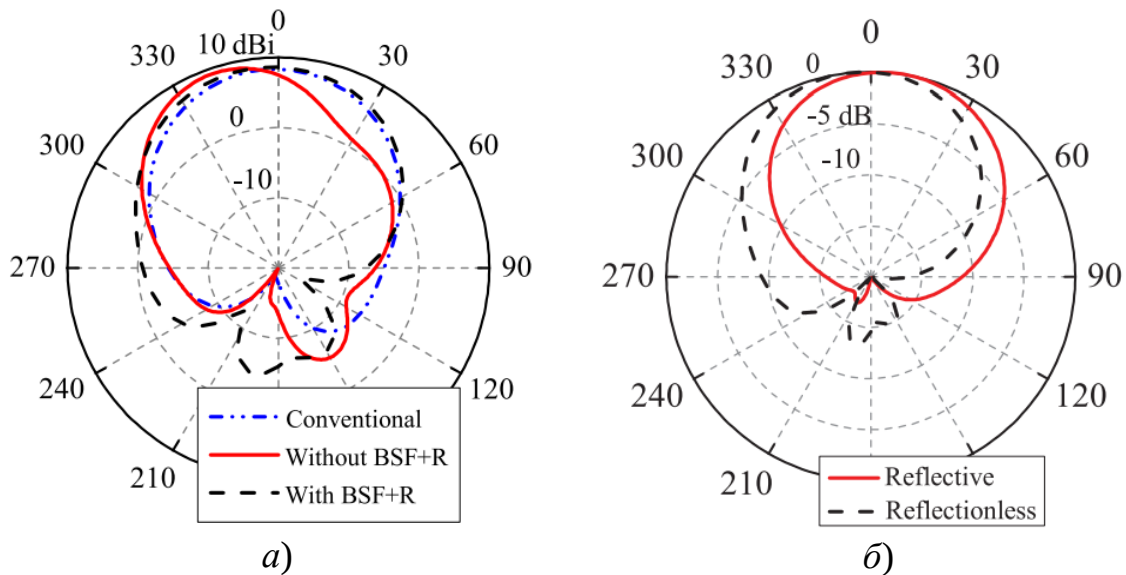


Рис. 10. ДНА 2 антенных систем: а) сравнение ДНА с НПЗФ фильтром и без; б) сравнение ДНА с НПЗФ и с отражающей межполосной развязкой [22].

По результатам сравнения данных характеристик можно сделать вывод, что использование НПЗФ является наиболее эффективным, поскольку оставляет небольшую полосу развязки между портами на уровне -27 дБ с центральной частотой 2,8 ГГц. Таким образом, частотная развязка в 0,38 ГГц позволяет на частоте 2,42 ГГц наилучшим образом приблизить ДНА двухантенной системы к ДНА одной антенны, что доказывает о наилучшей развязке приемной и передающей антенн.

Таким образом, данный метод построения неотражающих антенн-фильтров позволяет уменьшить массогабаритные показатели, уменьшить вносимые потери, снизить уровень стоячей волны, улучшить КПД излучения. А также обеспечить регулирование передаточной характеристики антенны, решение проблемы взаимосвязи фильтрации и согласования, в том числе в X-диапазоне, подавления влияния близко расположенных антенн (изоляция) для избегания искажений диаграммы направленности.

2. Фильтрующий неотражающий делитель мощности

Для реализации компактного неотражающего фильтрующего делителя мощности (НФДМ), ориентированного на применение в СВЧ-системах, содержащих нелинейные каскады (смесители, усилители с высоким

коэффициентом усиления), использовались полевые транзисторы GaAs FET ATF-34143, в которых в качестве полупроводникового материала канала применен арсенид галлия [23]. На основе данных транзисторов реализованы цепи, подключенные к каждому из портов делителя и выполняющие функцию широкополосного согласования вне полосы пропускания. Так как они включены по схеме с общим затвором, входное сопротивление в первом приближении определяется обратной крутизной транзистора и близка в широкой полосе частот к волновому сопротивлению тракта, а отраженная энергия от фильтра в делителе мощности поглощается резистивной нагрузкой и активными компонентами.

Фильтрующая функция реализована на основе резонаторов типа SIDGS (substrate-integrated defected ground structure), которые представляют собой модифицированную щелевую структуру в заземляющем слое, интегрированную в подложку. Такие резонаторы эквивалентны полуволновым резонаторам с заземленными концами и позволяют формировать полосовой отклик с высокой степенью подавления высших гармоник. Использование тригонометрической формы SIDGS и Т-образных возбуждающих отрезков приводит к расширению полосы заграждения вплоть до частот порядка 20 ГГц, что является существенным преимуществом по сравнению с традиционными микрополосковыми резонаторами. Дополнительно в структуре формируются нули передачи за счет четвертьволновых шунтирующих участков, что усиливает избирательность фильтра. Схема фильтрующего неотражающего делителя мощности изображена на рис. 11. Экспериментальные результаты, представленные в статье, подтверждают эффективность предложенного подхода. Прототип, рассчитанный на центральную частоту около 2,1 ГГц, демонстрирует коэффициент отражения ниже -10 дБ на всех трех портах вплоть до 10 ГГц, а на выходных портах – до 13 ГГц.

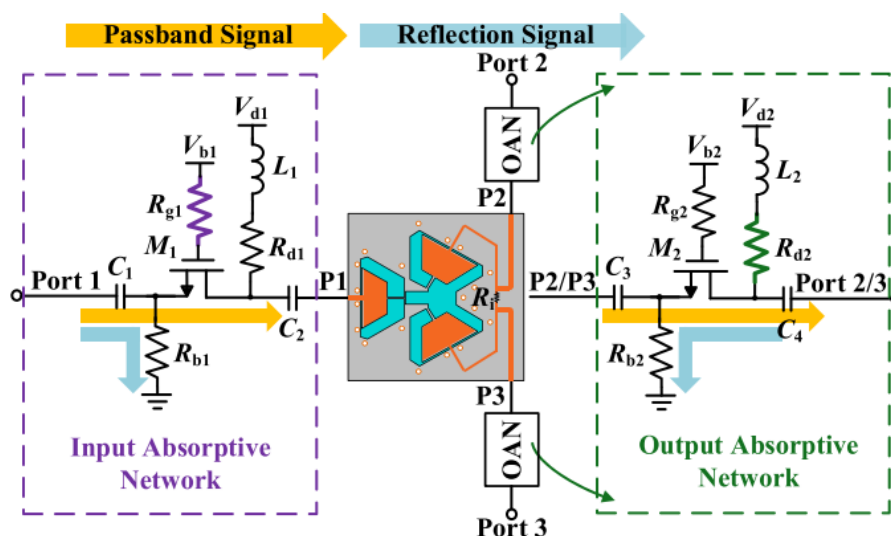


Рис. 11. Схема фильтрующего неотражающего делителя мощности [23].

При этом уровень подавления в полосе заграждения превышает 40 дБ до частот порядка 20 ГГц. В полосе пропускания достигается низкие дополнительные потери (около 1,2 дБ без учета идеальных 3 дБ деления мощности) и высокая развязка между выходными портами. Устройство потребляет 6,7 мВт, что делает предложенную реализацию применимой в реальных радиотехнических устройствах. На рис. 12 показаны графики частотных зависимостей S-параметров НФДМ.

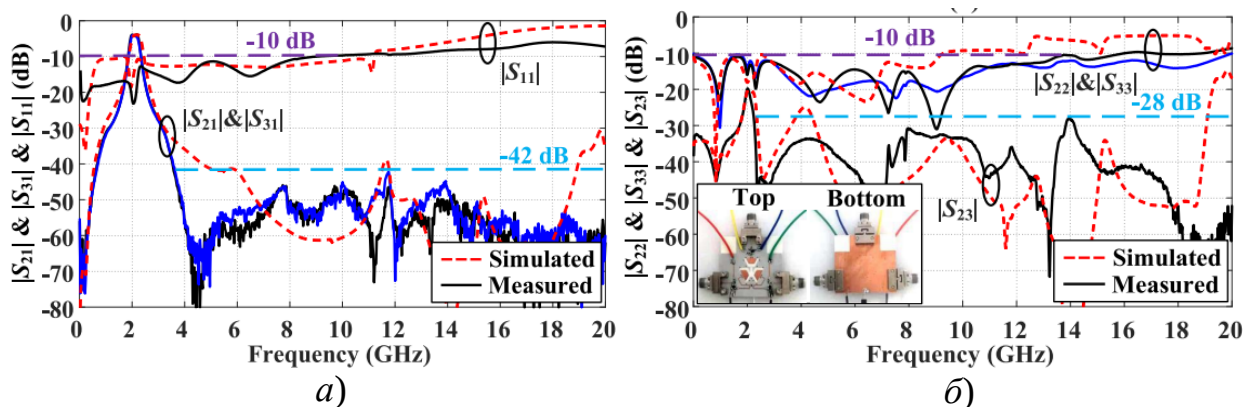


Рис. 12. Частотные зависимости S-параметров фильтрующего неотражающего делителя мощности [23].

SIDGS не только обеспечивают пропускную способность с низким уровнем потерь, но и расширяют полосу пропускания до 20 ГГц. В то же время предлагаемые поглощающие цепи обеспечивают широкополосную работу с низким уровнем отражения. Кроме того, высокая изоляция достигается за счет оптимизированного изолирующего резистора. Таким образом, НФДМ является

устройством теоретически способным положительно повлиять на характеристики системы исходя из указанных показателей, однако не было проведено экспериментальных измерений, доказывающих необходимость использования НФДМ вместо альтернативного традиционного делителя мощности. Отсутствует сравнительный анализ, демонстрирующий влияние использования НФДМ на характеристики устройств, комплексов или систем.

3. Применение НФ для повышения эффективности измерения характеристик СВЧ устройств с переменной нагрузкой (load-pull)

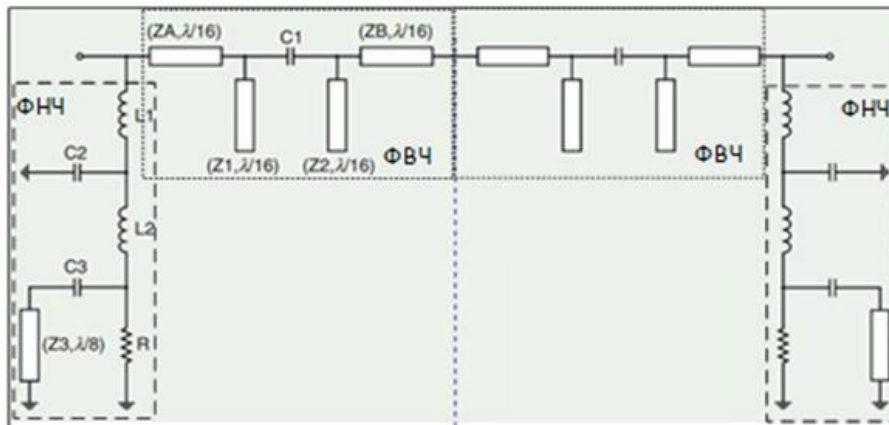
В публикации [24] рассматривается практическая реализация неотражающего фильтра высоких частот (НФВЧ), предназначенного для повышения устойчивости и корректности измерений для определения свойств СВЧ устройств с переменной нагрузкой (load-pull). Проблема метода load-pull в том, что циркуляторы и согласующие нагрузки вызывают значительные внеполосные отражения, которые приводят к возбуждению стоячих волн, вследствие чего искажаются измеренные характеристики.

С точки зрения реализации схемы особое внимание уделено минимизации потерь в полосе пропускания. Поэтому при проектировании ФВЧ в цепи не используются SMD индуктивные компоненты, так как они обладают малой добротностью и вносят большие потери. Вместо этого применяются эквивалентные участки микрополосковых линий. А для ФНЧ индуктивность использоваться соответственно может, схема неотражающего ФВЧ (НФВЧ) топологии Моргана представлена на рис. 13(а).

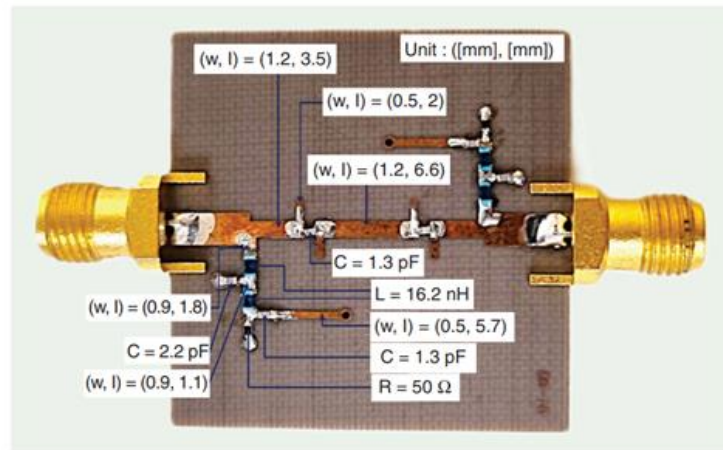
Таким образом, НФ имеют минимальный уровень вносимых потерь. Модель изготовленного НФВЧ изображена на рис. 13(б).

Фактические результаты, представленные в статье, подтверждают эффективность предложенного подхода. Измерения показывают, что коэффициенты отражения S_{11} и передачи S_{22} остаются ниже -13 дБ в полосе частот от 0 до 11 ГГц. S_{21} в полосе пропускания (от 2,3 до 6 ГГц) вносимые потери не превышают $-0,25$ дБ, а для диапазона (от 2,3 до 11 ГГц)

вносимые потери не превышают $-1,5$ дБ. S_{11} в полосе подавления не менее -10 дБ (рис. 14).



а)



б)

Рис. 13. НФВЧ топологии Моргана: а) схема НФВЧ; б) фото модели НФВЧ [24].

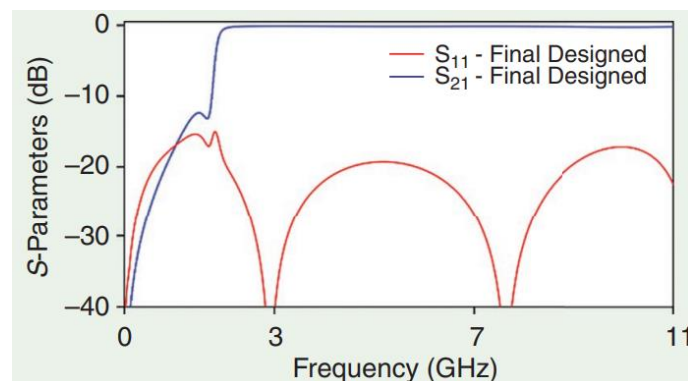


Рис. 14. S_{11} и S_{22} характеристики НФВЧ [24].

Особенностью данного НФВЧ является условие низких вносимых потерь в полосе пропускания, что было достигнуто за счет отказа от использования катушек индуктивности в цепи.

4. Фильтрующий неотражающий смеситель

Современные широкополосные приемопередатчики обеспечивают высокую скорость передачи данных в широком диапазоне частот наряду с быстрым развитием устройств пятого поколения связи (5G). Технологии с высоким качеством сигнала и широким динамическим диапазоном являются основным способом усовершенствования современных узлов для передатчиков и приемников. Обычно приемники генерируют сложные продукты смешивания с паразитными частотными составляющими, что значительно ухудшает их работу. Для подавления внеполосных сигналов в приемниках широко используются фильтры. Однако характеристики обычного фильтра в полосе заграждения отражают большое количество внеполосных сигналов, поступающих на вход и выход системы. Такие отраженные сигналы генерируют дополнительные интермодуляционные искажения в нелинейных устройствах (смесителе), которые приводят к внеполосным помехам и помехам внутри полосы. Помехи внутри полосы являются более опасными, поскольку они могут накладываться на сигнал ПЧ и ухудшать качество сигнала. Такое наложение сигналов ухудшает работу приемника: вектор ошибки модуляции (EVM) при демодуляции и отношение уровня мощности к соседнему каналу (ACPR). Так как НФ способен уменьшать помехи внутри полосы с выхода смесителей за счет поглощения внеполосных гармоник, это обеспечивает чистый спектр в полосе пропускания.

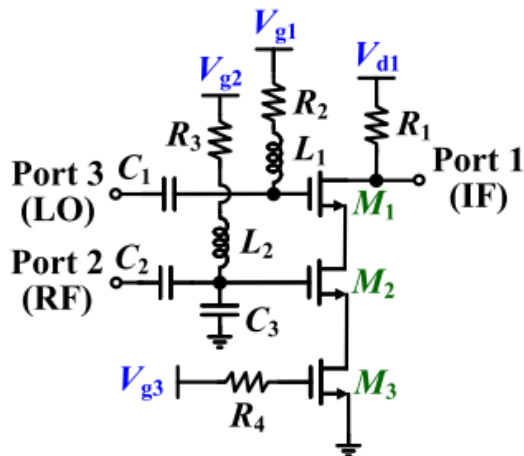
В статье [25] разработан неотражающий фильтрующий смеситель (НФС), так как в современных приемниках используется большое количество каналов для расширения общей полосы спектра. В многоканальной системе динамический диапазон и качество сигнала на разных каналах всегда различаются из-за колебаний мощности в зависимости от частоты. Для компенсации равномерности выходной мощности используются дополнительные элементы управления усилением. Однако в случае, если приемник работает в режиме приема нескольких несущих, требуемое количество элементов управления увеличивается в геометрической прогрессии.

Для поддержания баланса мощности каждого канала необходимо устранить колебания выходной мощности и гармонические помехи, вызванные отраженными сигналами.

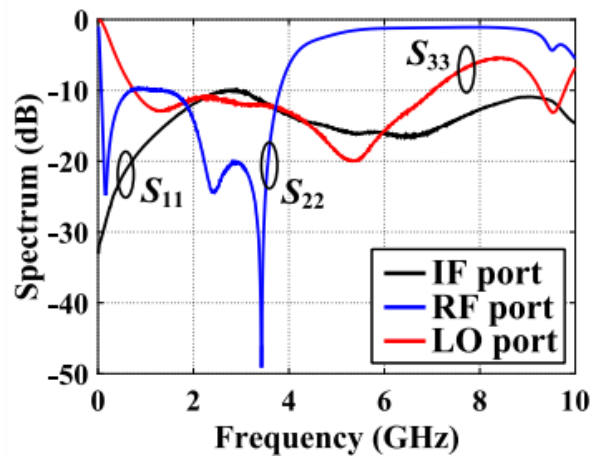
Для проверки упомянутого выше механизма было спроектировано четыре экспериментальных образца (обычный и три НФС). В четырех экспериментальных образцах входит один и тот же смеситель с различными установками НФ: на выходе порта промежуточной частоты (сокращенно будем называть его ПЧ), на входе порта входной частоты (сокращенно будем называть его ВЧ) и порта гетеродинной частоты (сокращенно будем называть его ГЧ). Смесители реализованы на основе технология печатных плат (PCB).

Обычный смеситель обеспечивает согласование импеданса только в рабочем диапазоне. По сравнению с традиционными смесителями, НФС обеспечивает гораздо более широкую полосу согласования, охватывающую как полосу пропускания, так и полосу заграждения. Для эффективного поглощения гармоник высокого порядка в полосе пропускания, полоса заграждения НФ должна составлять не менее двух-трех октав от полосы пропускания.

Традиционный транзисторный смеситель может обеспечить широкое согласование на ПЧ и ВЧ портах, но не может обеспечить его на ГЧ порту. Как решение этой проблемы предлагается использовать три полевых транзистора, как показано на рис. 15(а). Дополнительный транзистор М3 позволяет улучшить согласование на затворе транзисторов М1 и М2. Используя внутреннюю согласующую способность топологии с общим источником, смеситель реализует широкополосное согласование на портах ПЧ и ГЧ. Для реализации несимметричного смесителя используются полевой транзистор GaAs ATF-54143 фирмы Avago, высокодобротные конденсаторы, резисторы и радиочастотные катушки индуктивности фирмы Murata. Три порта смесителя согласованы в широком диапазоне частот одновременно, как показано на рис. 15(б). Также ВЧ обладает широкой полосой пропускания, диапазона частот ГЧ.



а)



б)

Рис. 15. Смеситель на полевых транзисторах GaAs ATF-54143:

а) схема смесителя на трех транзисторах;

б) коэффициенты отражения с трех портов смесителя [25].

Чтобы обеспечить работу без отражения в трех трактах преобразователя, были разработаны прототипы НФНЧ, показанных на рис. 16(а,б). По сравнению с НФНЧ на ВЧ, НФНЧ на ПЧ демонстрирует более глубокое подавление полосы заграждения за счет каскадного подключения двух идентичных поглощающих фильтров. Также спроектированы традиционные ФНЧ для сравнительного анализа S_{11} и S_{22} параметров фильтров как четырехполосников. На рис. 16(в,г) традиционные ФНЧ Чебышевской аппроксимации. На рис. 16(д), (е) и (ж) можно сравнить S_{11} и S_{22} параметры ФНЧ и НФНЧ.

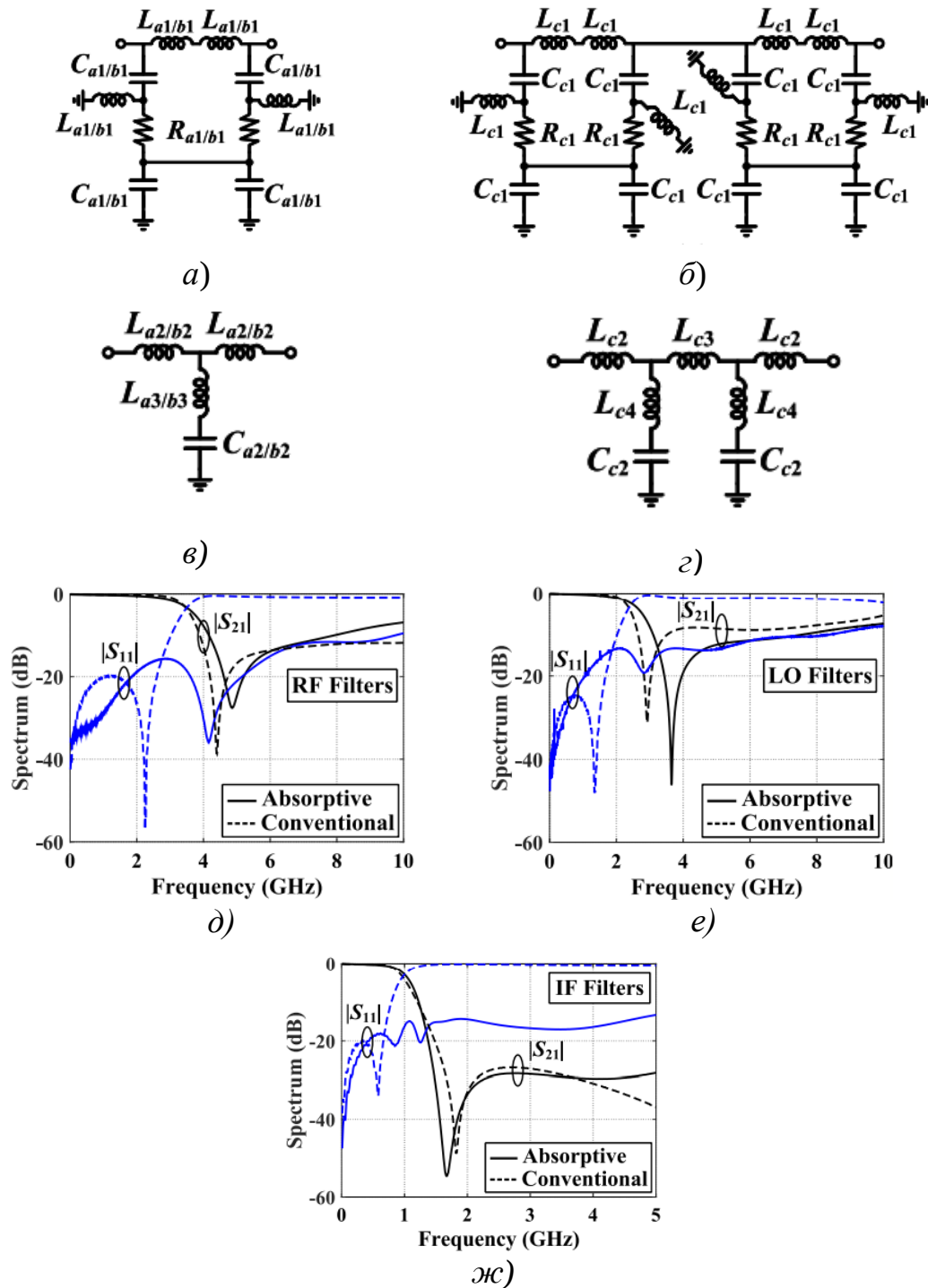


Рис. 16. ФНЧ и НФНЧ для портов смесителя: а) НФНЧ портов ВЧ и ГЧ; б) НФНЧ портов ПЧ; в) ФНЧ портов ВЧ и ГЧ; г) ФНЧ портов ПЧ; д) S11 и S22 параметры НФНЧ на ВЧ и ФНЧ на ВЧ; е) S11 и S22 параметры НФНЧ на ГЧ и ФНЧ на ГЧ; ж) S11 и S22 параметры НФНЧ на ПЧ и ФНЧ на ПЧ [25].

Реализуются четыре модели с различными комбинациями подключенных фильтров, показанных на рис. 17. ВЧ варьируется от 0,1 до 2,4 ГГц, ГЧ от 0,1 до 1,6 ГГц, а ПЧ от 0 до 0,8 ГГц.

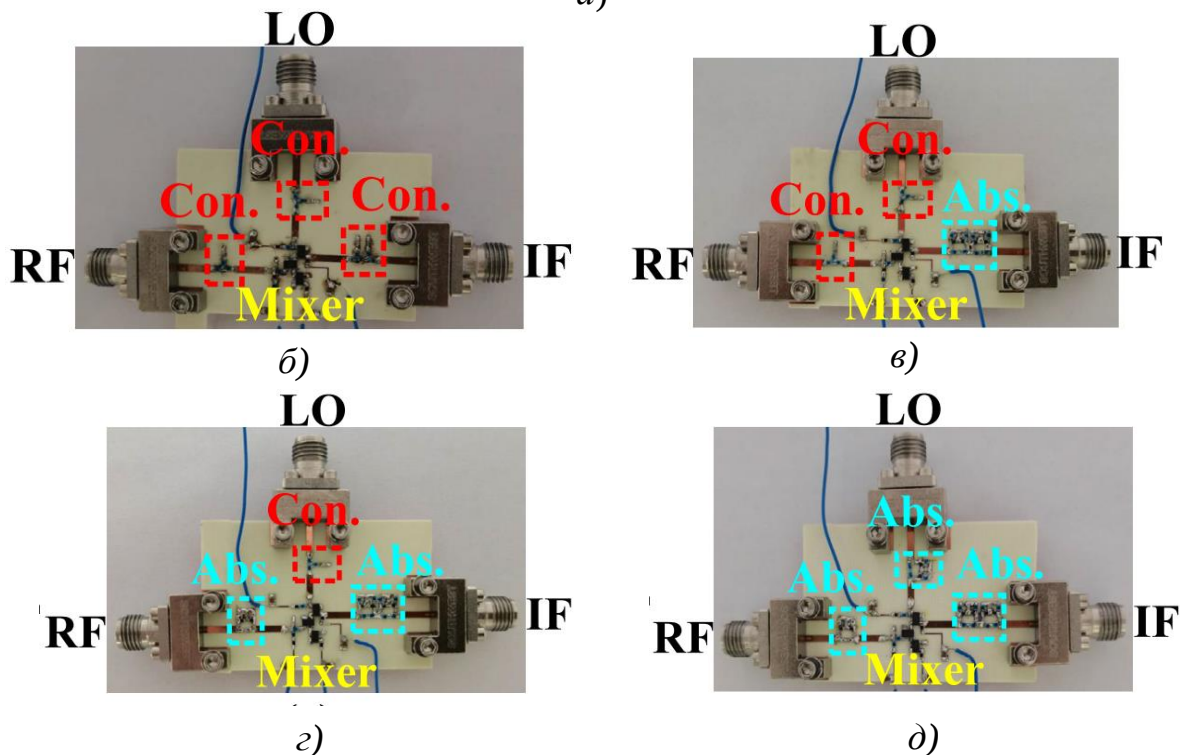
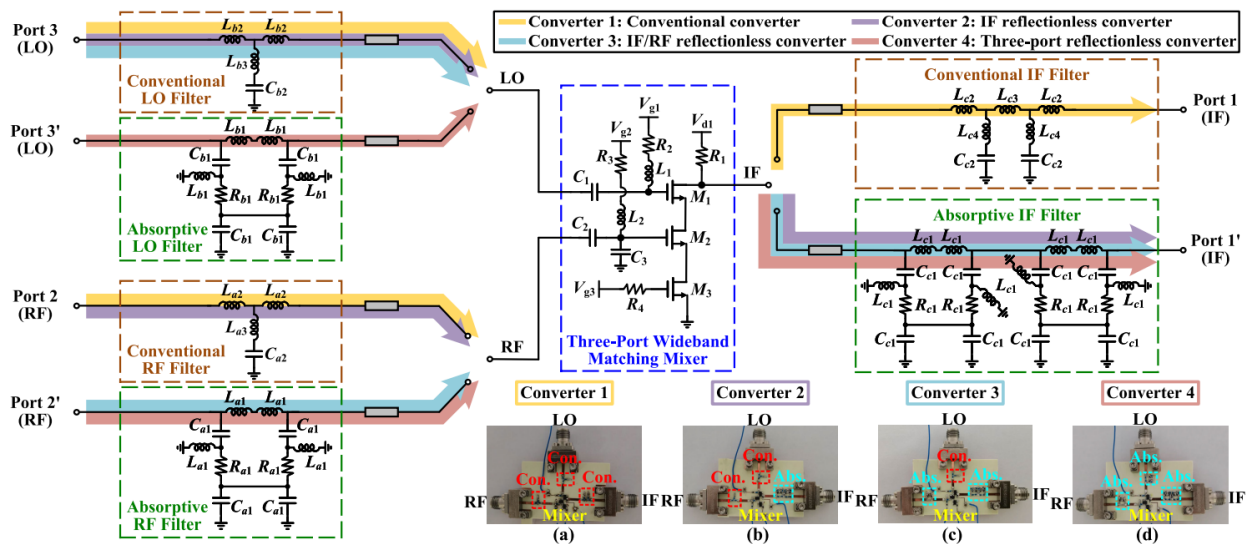


Рис. 17. Схемы сборок и фото фильтров: а) вариации схем построения НФС; б) фото образца смесителя без НФ (1 конфигурация); в) фото образца смесителя с НФНЧ на ПЧ (2 конфигурация); г) фото образца смесителя с НФНЧ на ПЧ и ВЧ (3 конфигурация); д) фото образца смесителя с НФНЧ на ПЧ, ВЧ и ГЧ (4 конфигурация) [25].

Результаты измерений коэффициента передачи, PR_3 и OIP_3 в зависимости от частоты, опытных образцов смесителя и четырех вариаций использования фильтров представлен на рис. 18. Коэффициент передачи PR_3 и OIP_3 становятся менее зависимы от частоты по мере увеличения числа поглощающих фильтров. Кроме того, НФС работает с характеристиками очень

близкими относительно смесителя без фильтров. При снятии параметров экспериментальным путем мощность ГЧ составляет -2 дБм.

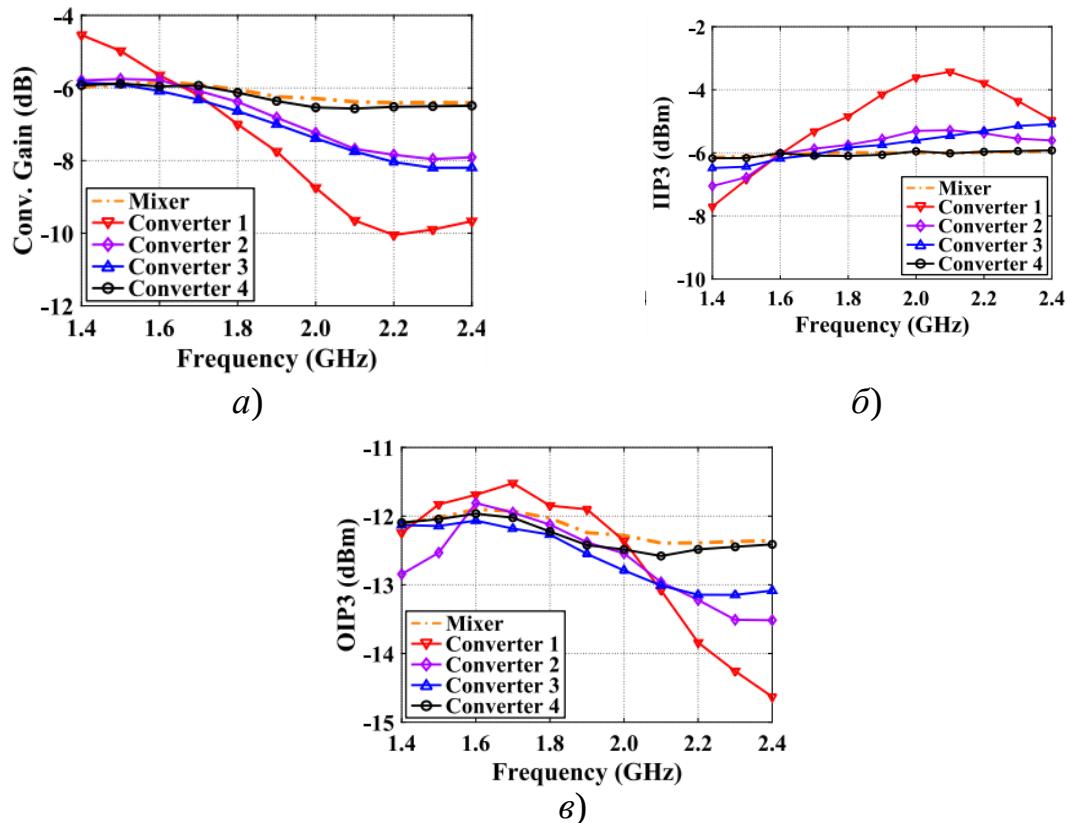


Рис. 18. Результаты измерений для 4-х конфигураций смесителя с фильтрами (ГЧ = 1,6 ГГц, а ВЧ варьируется от 1,4 до 2,4 ГГц): а) коэффициента передачи; б) IP3; в) OIP3 [25].

На рис. 19 показаны измеренные значения коэффициента шума (КШ) для 4-х конфигураций смесителя с фильтрами. Преобразователь 1 обладает чрезвычайно высокими значениями КШ на определенных частотах. Среднее значение КШ преобразователя 1 в диапазоне от 1,7 до 2,3 ГГц, составляет 1,1 дБ больше, чем у преобразователя 4. Таким образом, работа без отражения улучшает всплески изменения КШ и повышает стабильность.

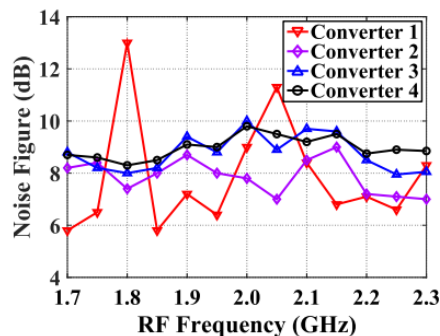
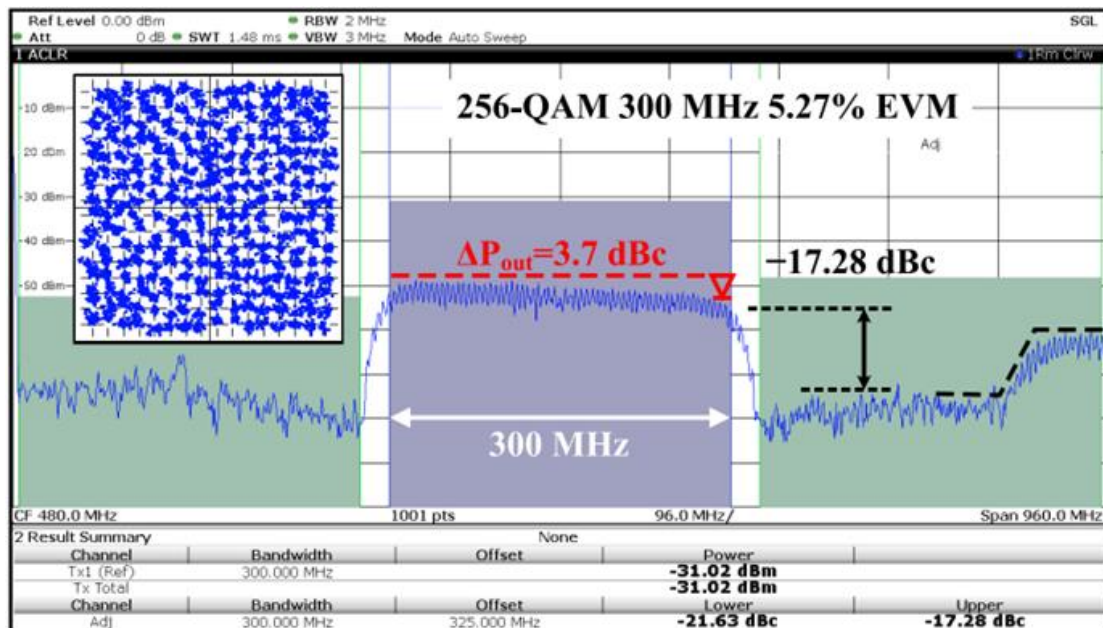
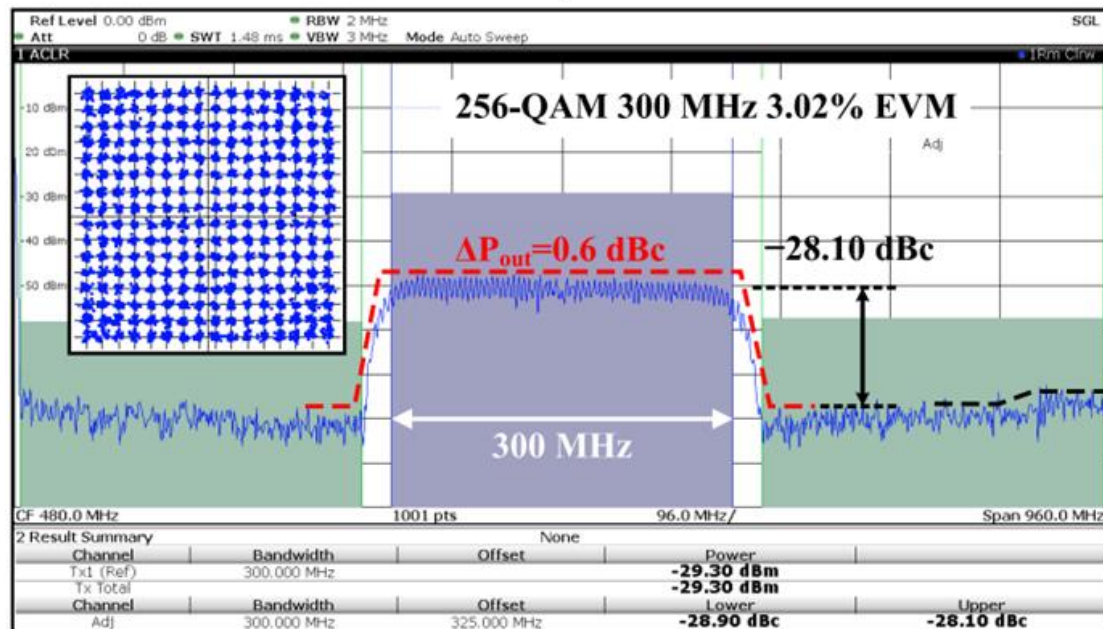


Рис. 19. Коэффициент шума для 4 конфигураций смесителя с фильтрами [25].

На рис. 20 показан измеренный выходной спектр сигнала двух смесителей при входном сигнале с одной центральной частотой 480 МГц, при полосе 300 МГц, 256-QAM и скорости передачи данных 2,4 Гбит/с. Для смесителя конфигурации 1 EVM составляет 5,27 %, а ACPR равно –17,28 дБс. НФС демонстрирует лучшую производительность: EVM составляет 3,02 %, а ACPR равно –28,1 дБс.



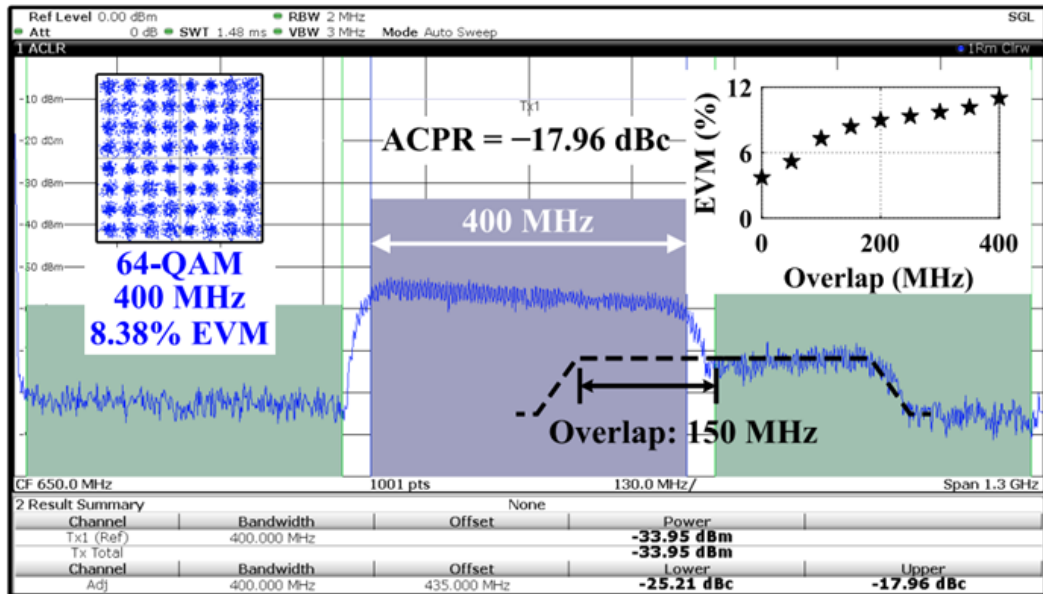
а)



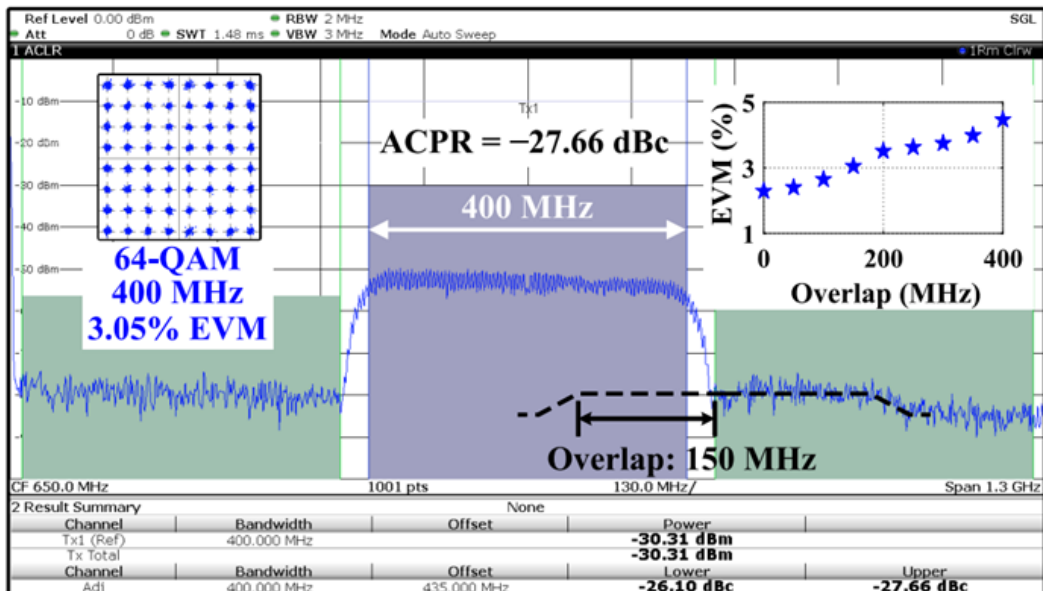
б)

Рис. 20. Выходной спектр сигнала двух смесителей, при входном сигнале с одной центральной частотой 480 МГц, при полосе 300 МГц, 256-QAM и скорости передачи данных 2,4 Гбит/с: а) смеситель 1 конфигурации; б) НФС, смеситель 4-ой конфигурации [25].

На рис. 21 при входном сигнале с одной центральной частотой 650 МГц, с полосой пропускания 400 МГц, 64-QAM и скоростью передачи данных 2,4 Гбит/с. Для смесителя конфигурации 1 EVM составляет 8,38 %, а ACPR равно – 17,96 дБс. НФС демонстрирует: EVM 3,05 %, а ACPR равно –27,66 дБс. Таким образом, предлагаемый НФС обладает наилучшими характеристиками при приеме широкополосного сигнала при высоком порядке модуляции в условиях сложных помех.



а)



б)

Рис. 21. Выходной спектр сигнала двух смесителей, при входном сигнале с одной центральной частотой 650 МГц, при полосе 400 МГц, 64-QAM и скорости передачи данных 2,4 Гбит/с: а) смеситель 1 конфигурации; б) НФС, смеситель 4 конфигурации [25].

Сравнение производительности смесителей 1 и 4 конфигурации при работе с несколькими сигналами приема изображено на рис. 22. Входной сигнал с девятью каналами (несущими) имеет суммарную полосу пропускания 450 МГц с модуляцией 256-QAM в каждом канале. Наблюдается механизм эффективного подавления гармоник внутри полосы пропускания, что улучшает качество каналов CH_4 и CH_9 и выравнивает выходную полосу приема.

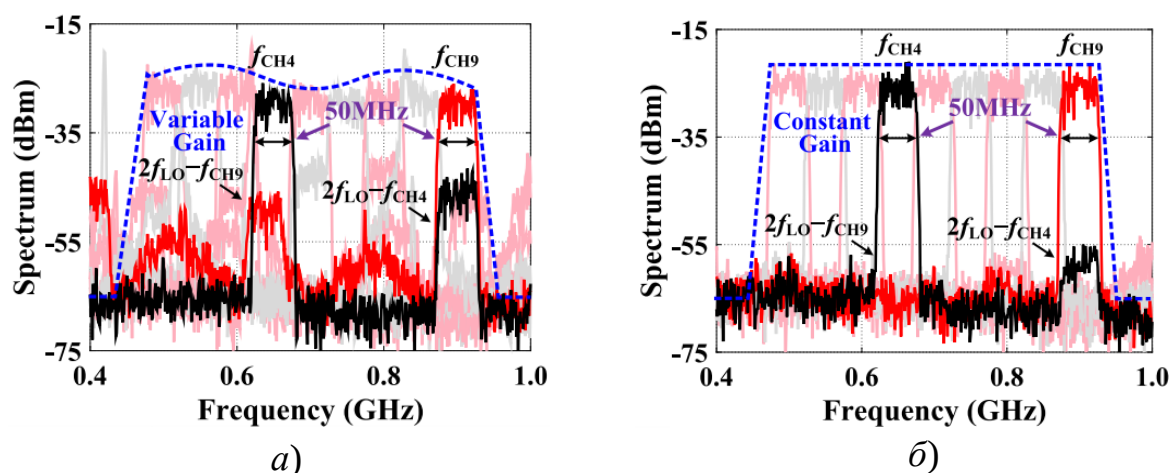
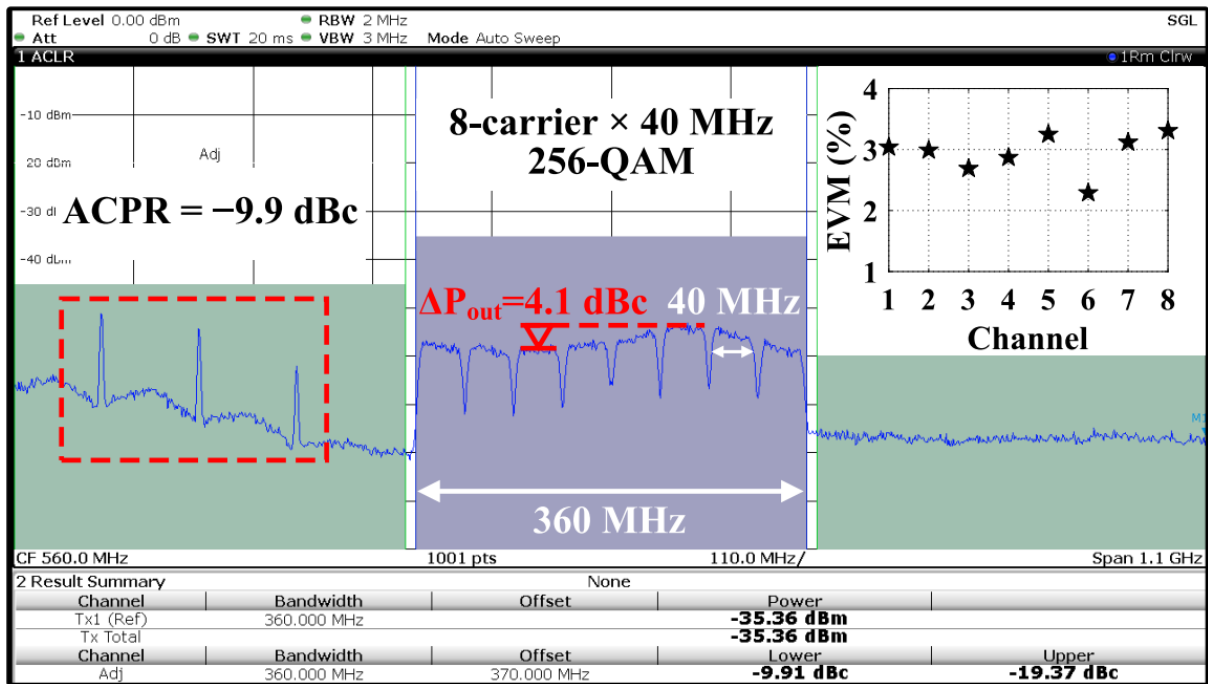
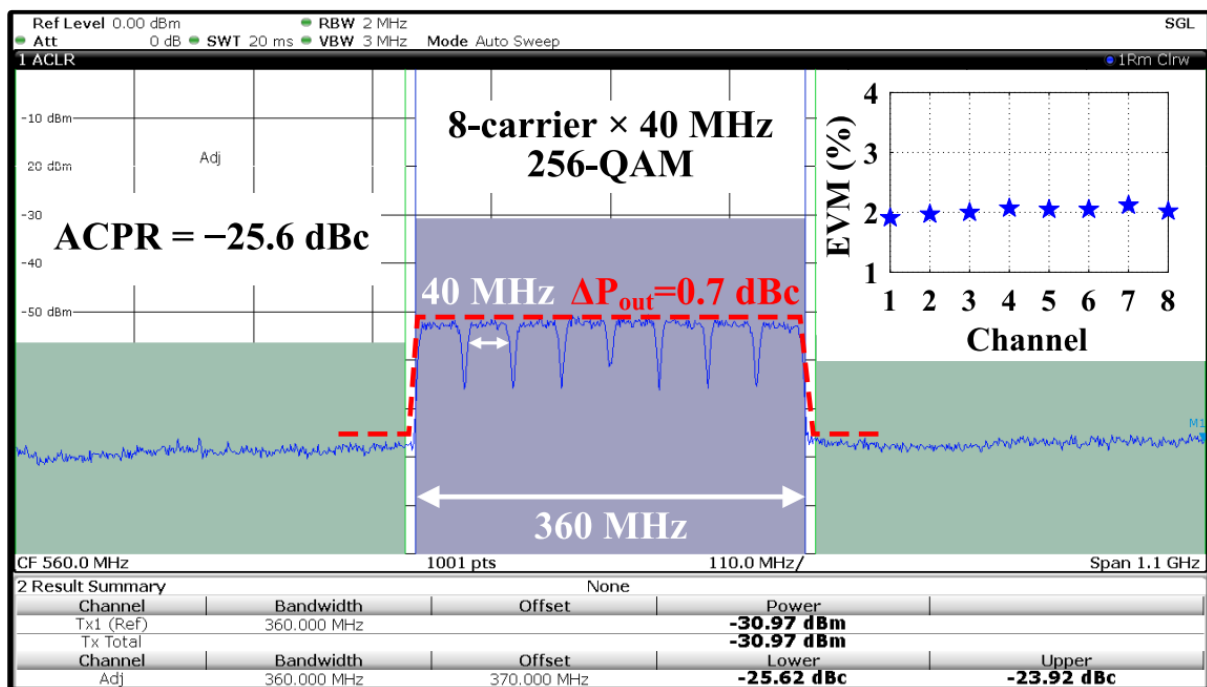


Рис. 22. Выходной спектр для входного сигнала с девятью несущими, полосами 50 МГц, 256-QAM: а) смеситель 1 конфигурации; б) НФС, смеситель 4 конфигурации [25].

Далее сигнал с восемью несущими, с полосами 40 МГц, 256-QAM, модулированный сигнал также подается на смесители 1 и 4 конфигурации. На рис. 23 показан измеренный выходной спектр смесителей. Максимальное отношение амплитуд между каналами смесителя 1 составляет 4,1 дБс, что значительно сокращается до всего лишь 0,7 дБс в НФС. По сравнению с колеблющимся качеством канала смесителя 1, EVM в основном поддерживается на уровне около 2 % в НФС. При воздействии гармоник высокого порядка АСРР смесителя 1 повышается до $-9,9$ дБс, НФС снижает АСРР до $-25,6$ дБс, эффективно подавляя гармоники.



a)



б)

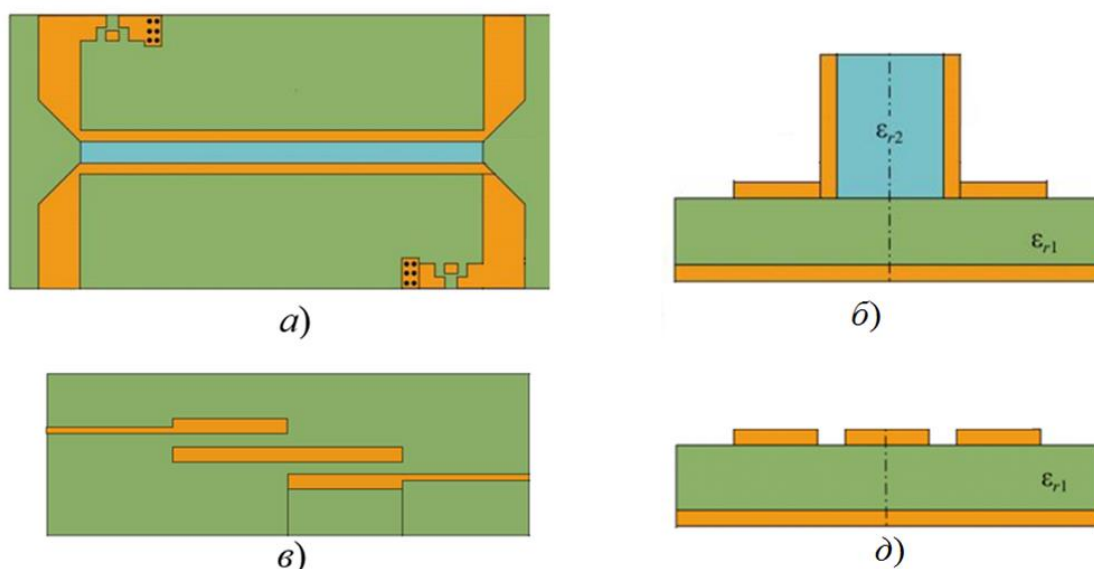
Рис. 23. Выходной спектр сигнала двух смесителей, для входного сигнала с восьмью несущими, полосами 40 МГц, 256-QAM: а) смеситель 1 конфигурации; б) НФС, смеситель 4 конфигурации [25].

Таким образом, анализ предложенной модели показывает: повышение передаточной характеристики, улучшение линейности, подавление гармоник и повышенную стабильность. Результаты измерений показали, что НФС поддерживают работу с сигналом полосой 300 МГц 256-QAM с EVM 3,02 %.

EVM при полосе 400 МГц составляет менее 4,50 %. Для сигнала с восемью несущими полосами 40 МГц, 256-QAM в каждом канале НФС поддерживает разницу в EVM между каналами на уровне менее 0,15 %. При такой хорошей производительности предложенная неотражающая архитектура приема является привлекательной для применения широкополосной модуляции высокого порядка и технологии многоканального объединения несущих.

5. Применение НФ для снижения ЭПР антенн

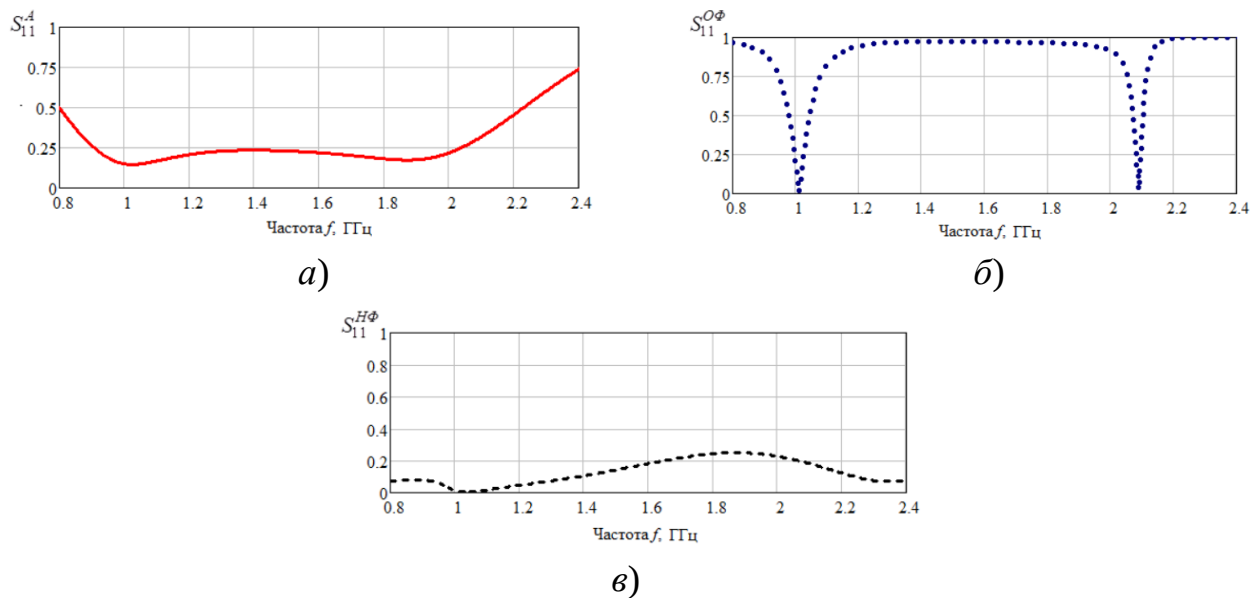
В статье [26] рассматривается способ снижения переотражений от антенн путем замены традиционных отражающих фильтров (ОФ) на НФ, используемых в качестве нагрузки. Структуры топологий НФ и ОФ представлены на рис. 24.



- а) топология верхнего слоя НФ;
- б) поперечное сечение НФ;
- в) топология верхнего слоя ОФ;
- г) поперечное сечение ОФ.

Рис. 24. Конструкции фильтров [26].

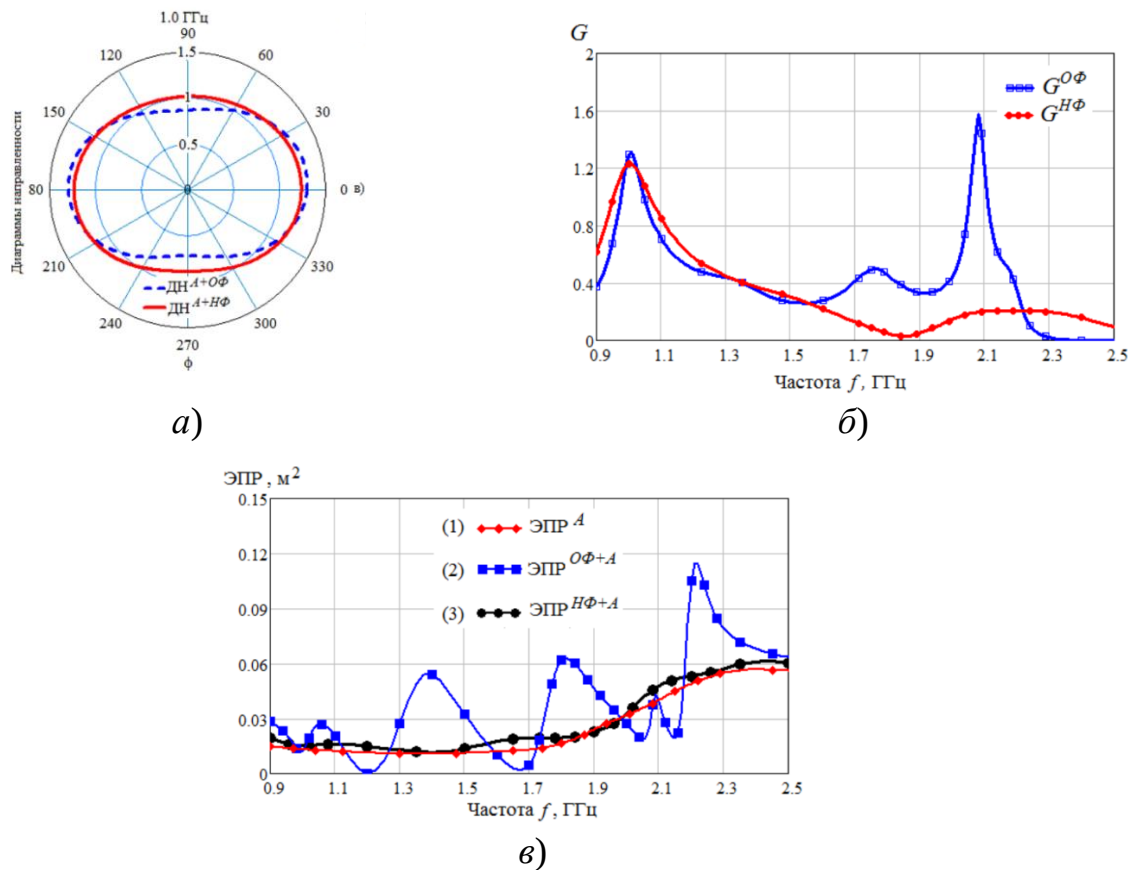
Частотные зависимости коэффициентов отражения использованной антенны, ОФ и НФ показаны на рис. 25. Антенна и ОФ имеют две полосы пропускания с минимальным коэффициентом отражения на частотах 1 и 2,1 ГГц (рис. 25 а,б). В отличие от этого, НФ согласован во всем частотном диапазоне до 2,4 ГГц (рис. 25 в).



- а) коэффициента отражения антенны;
 б) коэффициента отражения ОФ;
 в) коэффициента отражения НФ.

Рис. 25. Коэффициенты отражения испытуемых устройств [26].

Зондирующий сигнал в полосе запираания частотно селективной цепи типа ОФ, нагружающей приемную антенну, отражается и излучается обратно в сторону объекта излучения. Это приводит к возрастанию ЭПР антенны. В случае использования НФ картина меняется, т.к. основная часть энергии зондирующего сигнала поглощается на абсорбирующей нагрузке фильтра, подобно широкополосной согласованной нагрузке (СН) без фильтрации. Таким образом ЭПР системы значительно снижается до уровня обратных отражений, зависящих от материалов и формы корпуса устройства и КПД антенной системы. Рассчитаны изменяющиеся характеристики ЭПР, ДНА и коэффициента усиления G при нагрузке антенны СН, ОФ+СН, НФ+СН, представлены на рис. 27.



- а) сравнение ДНА с ОФ и НФ;
 б) сравнение КУ с ОФ и НФ;
 в) сравнение ЭПР с СН, ОФ+СН и НФ+СН.

Рис. 27. Рассчитанные характеристики ДНА, G и ЭПР при нагрузке антенны СН, ОФ+СН, НФ+СН [26].

Полученные данные показывают, что использование НФ незначительно влияет на ДНА (рис. 27 а), на коэффициент усиления G антенны (рис. 27 б) и ЭПР в полосе прозрачности. Однако при использовании ОФ в полосах непропускания значительно увеличивается ЭПР в сравнении с ЭПР антенны, нагруженной на НФ, частотная зависимость ЭПР которого близка к сочетанию антенны и СН (рис. 27 в).

Заключение

Таким образом, разработка компактных и эффективных неотражающих устройств СВЧ является важной и актуальной задачей в современной радиотехнике. Существует ряд разработок, которые комбинируют в себе свойства традиционных устройств с НФ, такие как неотражающие: антенны-

фильтры, делитель мощности с применением SIDGS-технологии, смеситель с подключенными НФ к его портам, а также волноводный фильтр. Данные неотражающие устройства определенно имеют ряд преимуществ над традиционными, при комбинации фильтра с таким узлом основные преимущества становятся компактность и меньшие потери энергии за счет укорачивания тракта. Большинство разработок добиваются улучшения именно данных показателей по сравнению с отдельным применением неотражающих частотно-селективных цепей. Несмотря на теоретическую проработанность отдельных аспектов и наличие ряда экспериментальных образцов, практическая реализация неотражающих фильтров, особенно на отечественной элементной базе, остается недостаточно исследованной. В научно-технической литературе и патентных базах РФ отсутствуют системные методики проектирования таких устройств, ориентированные на современные требования к компактности и широкополосности. НЧСЦ являются теоретически способными положительно повлиять на характеристики системы исходя из указанных показателей, однако не было проведено экспериментальных измерений, доказывающих необходимость их использования вместо традиционных. Отсутствует сравнительный анализ, демонстрирующий влияние использования НЧСЦ на характеристики устройств, комплексов или систем. По итогам обзора были поставлены задачи исследования: влияния использования НЧСЦ на снижение отражений от антенн, реакции отражающих и неотражающих фильтров в антенном тракте на частотное и импульсное воздействие, влияния использования НЧСЦ на усилительные каскады.

Финансирование: Работа поддержана Министерством науки и высшего образования РФ, проект FEWM-2026-0007.

Литература

1. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи, т. 2 – М.: Связь, 1971. 493 с.
2. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи, т. 1 – М.: Связь, 1971. 438 с.
3. Ханзел Г. Справочник по расчету фильтров. – 1974. 288 с.
4. СВЧ фильтр: пат. 2781040 Рос. Федерация. № 2021139584 / Беляев Б.А., Сержантов А.М., Ходенков С.А., Попов А.М.; заявл. 27.12.21; опубл. 04.10.22.
5. Микрополосковый полосно-пропускающий СВЧ-фильтр: пат. 2798200 Рос. Федерация. № 2022134499/ Генералов А.Г., Глухов В.И., Кокорин Д.А., Посаженникова Г.В.; заявл. 26.12.22; опубл. 19.06.23.
6. СВЧ-фильтры и мультиплексоры для систем космической связи / М.П. Апин, С.И. Боков, Н.А. Бушуев [и др.]. – М.: Радиотехника, 2017. 256 с.
7. Аристархов Г.М. и др. Компактные высокоизбирательные микрополосковые фильтры на свернутых сонаправленных шпилечных резонаторах // Радиотехника. – 2021. – Т. 85. – №. 4. – С. 126-137.
8. СВЧ фильтр верхних частот: пат. 2785067 Рос. Федерация. № 2021125108 / Б.А. Беляев, С.А. Ходенков, А.М. Попов; заявл. 24.08.21; опубл. 02.12.22.
9. Gomez-Garcia R., Munoz-Ferreras J.M., Psychogiou D. Symmetrical quasi-absorptive RF bandpass filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2019. – V. 67. – №. 4. – P. 1472-1482.
10. Morgan M.A., Groves W.M., Boyd T.A. Reflectionless filter topologies supporting arbitrary low-pass ladder prototypes // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2018. – V. 66. – №. 2. – P. 594-604.
11. Psychogiou D., Gómez-García R. Reflectionless adaptive RF filters: Bandpass, bandstop, and cascade designs // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – V. 65. – №. 11. – P. 4593-4605.

12. Chaudhary G., Jeong Y. Arbitrary prescribed flat wideband group delay absorptive microstrip bandpass filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2020. – V. 69. – №. 2. – P. 1404-1414.
13. Zhao K., Gómez-García R., Psychogiou D. Tunable quasi-reflectionless bandpass filters using substrate integrated coaxial resonators // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2021. – V. 69. – №. 2. – P. 379-383.
14. Xiao J.K., Pu J. Synthesis of absorption reflectionless bandstop filter and its design using multi-layer self-packaged SCPW // IEEE Access. – 2020. – V. 8. – P. 218803-218812.
15. Tawk Y., Costantine J., Christodoulou C.G. A varactor-based reconfigurable filtenna // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2012. – V. 11. – P. 716-719.
16. Sharma A., Pillai J., Upadhayay M.D. Filtenna Design for Wireless Communication // 2024 3rd International Conference for Innovation in Technology (INOCON). – IEEE, 2024. – P. 1-4.
17. Shome P.P. et al. Filtenna designs for radio-frequency front-end systems: A structural-oriented review // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2020. – V. 63. – №. 5. – P. 72-84.
18. Li J. et al. Millimeter wave filtenna with compact size for 5G applications // 2021 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM). – IEEE, 2021. – P. 1-3.
19. Liu Y. et al. Absorptive microstrip-fed slot antenna with wide reflectionless band by loading bandstop filter // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. – 2021. – V. 2. – P. 1071-1078.
20. Ma J., Chen F., Xiang K. X-band waveguide reflectionless filtering antenna array with high selectivity // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. – 2024. – V. 6. – №. 1. – P. 120-126.
21. Zheng W. et al. Wideband/dual-band dielectric filtering inverted-L antenna with reflective and quasi-reflectionless radiation nulls // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. – 2023. – V. 5. – №. 2. – P. 330-339.

22. Wang S. et al. Scattering suppression of closely-packed cross-band patch antennas using absorptive/reflectionless filtering techniques // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. – 2021. – V. 2. – P. 831-843.
23. Li Q. et al. Compact SIDGS filtering power divider with three-port 10-GHz reflectionless range // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2022. – V. 69. – №. 7. – P. 3129-3133.
24. Lee J., Lee K., Lee J. Reflectionless High-Pass Filter Design for Load-Pull Measurement Setups // IEEE Microwave Magazine. – 2025. – V. 26. – №. 6. – P. 146-152.
25. Li Q., Luo X. Three-port reflectionless down-converter for wideband and multichannel receiver with flat gain, enhanced EVM, and high stability // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2023. – V. 72. – №. 7. – P. 4337-4349.
26. Шишкин М.С. Разработка компактной широкополосной антенны со стабильной формой диаграммы направленности для применения в составе малоразмерных БПЛА. // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – №. 12. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.12.10>
27. Малютин Н.Д., Коноваленко М.О., Малютин Г.А., Арутюнян А.А., Тренкаль Е.И., Чепко Т.А. Характеристики антенн, нагруженных на отражающие и неотражающие частотно селективные цепи // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – № 11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.11.31>

Для цитирования:

Комков Е.Е., Малютин Н.Д. Неотражающие частотно-селективные цепи и устройства СВЧ: современные подходы к применению и сравнительный анализ (обзор) // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – №. 5. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.5.10>