

БАЗОВЫЕ КОНСТРУКЦИИ СВЧ БАЛАНСНЫХ ЛЕСТНИЧНЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОТТЕКАЮЩИХ ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-2-4-11

Орлов Виктор Семенович,Московский технический университет связи
и информатики, Москва, Россия, filtrov.pav@yandex.ru**Manuscript received** 20 December 2022;**Accepted** 15 January 2023**Шварц Александр Львович,**Московский технический университет связи
и информатики, Москва, Россия**Куцова Анна Олеговна,**Московский технический университет связи
и информатики, Москва, Россия**Ключевые слова:** оттекающая поверхностная
акустическая волна, балансный и небалансный
фильтр, лестничное звено и фильтр, резонатор,
избирательность

Лестничные фильтры на оттекающих поверхностных акустических волнах (ОПАВ) с электрической связью резонаторов обеспечивают самые малые вносимые потери $IL=0,6-1,2$ дБ по сравнению с другими типами фильтров на ОПАВ, например, с продольной акустической связью резонаторов. Недостатками обычных несимметричных лестничных фильтров на ОПАВ является ограниченная избирательность (или минимальное затухание в полосе заграждения) $UR=40-45$ дБ. Кроме того, возникают проблемы при согласовании несимметричных лестничных фильтров с балансными или дифференциальными микросхемами. В настоящей статье описываются симметричные звенья Π -типа и T -типа, а также структуры балансных лестничных фильтров на ОПАВ, обеспечивающих более высокую избирательность за счет подавления паразитного электромагнитного сигнала (ЭМС). Дополнительным преимуществом балансных фильтров на ОПАВ является возможность работы с симметричными высокоомными нагрузками. Результаты исследований иллюстрируются примерами конструкций балансных фильтров на частоту 1217 МГц с избирательностью $UR=55-70$ дБ и малыми вносимыми потерями $IL=1,5-2,0$ дБ. Описанные конструкции могут быть использованы в качестве базовых для применений в тюнерах TV, приемниках систем связи и навигации в диапазоне частот 600-2000 МГц.

Информация об авторах:**Орлов Виктор Семенович**, д.т.н., главный научный сотрудник НИЛ-03 НИЧ МТУСИ, Москва, Россия**Шварц Александр Львович**, ведущий инженер НИЛ-03 НИЧ МТУСИ, Московский Технический Университет Связи и Информатики, Москва, Россия**Куцова Анна Олеговна**, ведущий инженер НИЛ-03 НИЧ МТУСИ, Москва, Россия**Для цитирования:**

Орлов В.С., Шварц А. Л., Куцова А.О. Базовые конструкции СВЧ балансных фильтров на оттекающих поверхностных акустических волнах // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №2. С. 4-11.

For citation:

Orlov V.S., Shwarz A.L., Kustova A.O. (2023). Basic constructions of UHF balanced ladder resonator filters on leaky surface acoustic waves. T-Comm, vol. 17, no.2, pp. 4-11. (in Russian)

1. Введение

До недавнего времени в подавляющем большинстве случаев СВЧ фильтры на ПАВ проектировались для работы на несимметричные нагрузки 50 Ом-50 Ом. При этом один из главных параметров фильтров – избирательность, ограничивался сигналом электромагнитной наводки со входа на выход фильтра и печатной платы аппаратуры, на которой фильтр установлен, и составлял обычно не более 40-50 дБ в широком диапазоне частот до 2-3 ГГц [1].

Однако расширение функций современной аппаратуры, например, одновременное использование в смартфонах нескольких стандартов связи, навигации, а также приема радиовещательных станций, высокоскоростного интернета т.д., вызвало значительное увеличение количества фильтров в устройстве и резкое уплотнение размещения пассивных компонентов и микросхем на его плате. Это, как следствие, привело к росту сигнала электромагнитной наводки до катастрофического уровня – (20-25) дБ [1].

Оптимальные результаты по подавлению помех, а также сигнала электромагнитной наводки, например, в приемнике, могут быть получены при условии, если все его СВЧ и ПЧ компоненты от входного усилителя до смесителя, тракта ПЧ и детектора построены по балансным схемам [2].

Если схемотехнические решения балансных усилителей и смесителей [2-5], микрополосковых фильтров [6] и т. д. уже хорошо освоены, то схемотехнические и конструкционные решения балансных фильтров на ПАВ продолжают прорабатываться [7].

Еще одним примером применения балансных компонентов являются тюнеры для спутникового TV, где фильтры на ОПАВ обычно используются на промежуточных частотах 1216 МГц, 1216,88 (далее 1217) МГц и 1220 МГц.

В зависимости от класса качества тюнера и региона его использования, полоса пропускания фильтров $BW_{1,5}$ по уровню -1,5 дБ составляла от 4,5 до 8,0 МГц (или от 0,4% до 0,6% от F_0) при неравномерности АЧХ в ней от $AR=1,5$ до 4,5 дБ и вносимых потерях IL от 1,5 до 4,5 дБ [8-11].

При этом подавление UR_1 несущих частот изображения и комбинаций от них должно быть не хуже 50-65 дБ [8,9]. В более поздних моделях тюнеров для уменьшения искажений сигнала потребовалось расширение полос пропускания фильтров до $BW_{1,5}=12-19$ МГц (или от 0,9 до 1,6%) [10,11].

Такое разнообразие требований к фильтрам с близкими центральными частотами $F_0=1216$, 1217 и 1220 МГц позволяет отработать различные базовые конструкции СВЧ балансных фильтров на ПАВ, которые затем путем масштабирования частотно-задающих размеров могут быть перенесены на другие частоты для использования в тюнерах TV, а также в приемниках систем связи и навигации для диапазона 600-2000 МГц.

В настоящей статье исследуются базовые конструкции балансных лестничных фильтров на ПАВ с частотой $F_0=1217$ МГц и сравнительно широкой полосой пропускания $BW_{1,5}=14-18$ МГц или $BW_{1,5}=(1,1-1,5)\%$.

Резонаторы на оттекающих ПАВ, входящие в состав фильтров, проектировались с помощью оригинальной программы Rez32 разработки МНИИРС-МТУСИ, основанной на модели эквивалентных схем для элементов акустического тракта фильтров [12], а для расчета частотных характери-

стик фильтров применялся симулятор электрических цепей MicroSim Design Laboratory, Evolution 8, на основе SPACE.

Результаты исследований иллюстрируются примерами четырех базовых конструкций фильтров с высокоомными импедансами 200 Ом, необходимыми для согласования с микросхемами в сквозном балансном тракте аппаратуры.

2. Симметричные линии передачи сигналов и звенья балансных фильтров на ПАВ

В зависимости от импеданса потенциальных проводников относительно "земли" и способа передачи информационного сигнала, электрические схемы и цепи передачи сигналов могут быть классифицированы как небалансные, балансные и дифференциальные [3].

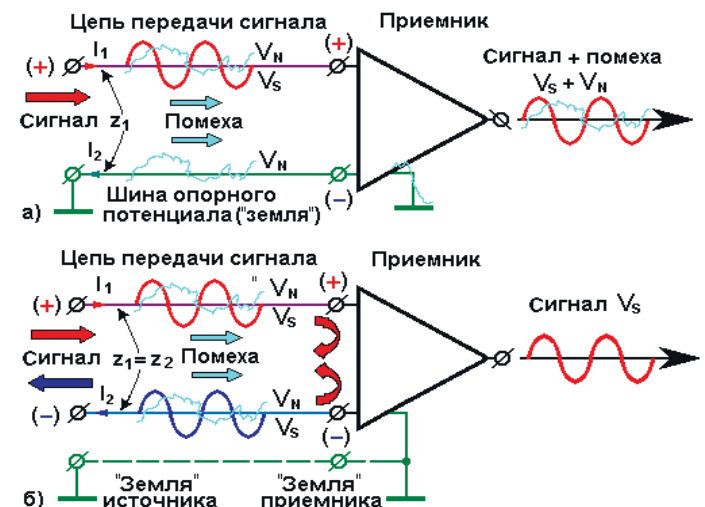


Рис. 1. Несимметричная (а) и симметричная или балансная (б) цепи передачи сигналов

Небалансная (или несимметричная) схема передачи сигналов (рис. 1а) содержит два проводника: потенциальный, по которому течет прямой ток I_1 , и общий, совмещенный с "землей", по которому к источнику течет возвратный ток I_2 . При этом электрический импеданс z_1 потенциального проводника относительно "земли" может быть неодинаков вдоль его длины.

В небалансной схеме информационный сигнал V_s передается только по потенциальному проводнику, а внешние и внутренние помехи V_N , воздействующие на потенциальный проводник, беспрепятственно проходят от источника сигнала V_s к его приемнику [3].

Балансная (симметричная) схема передачи сигналов (рис. 1б) включает два потенциальных проводника, которые имеют одинаковые импедансы вдоль длины цепи, т.е. импедансы z_1 и z_2 проводников сбалансированы друг относительно друга [3]. При этом ни один из потенциальных проводников не связан с "землей". Третий проводник (виртуальная "земля") присутствует в неявном виде, например, когда источник и приемник сигнала заземлены каждый в своих отдельных точках.

В балансной двухпроводной цепи информационный сигнал V_s распространяется по потенциальным проводникам, при этом каждый потенциальный проводник поддерживает

возвратный ток I_2 для другого проводника и является опорными для него. Текущие в проводниках токи I_1 и I_2 имеют одинаковые амплитуды, но противоположно направлены [3].

Дифференциальная схема передачи сигналов является частным случаем симметричной балансной схемы и содержит три проводника: один общий проводник, связанный с "землей", и два потенциальных проводника, которые имеют одинаковые импедансы z_1 и z_2 относительно "земли", т.е. импедансы потенциальных проводников сбалансированы относительно "земли". В дифференциальной схеме для передачи информационного сигнала используются два вспомогательных комплементарных сигнала V_+ и V_- , идентичных по амплитуде, но противоположных по фазе и передаваемых каждый по своему потенциальному проводнику, т.е. $V_s = V_+ + V_-$ [3].

Действие балансной схемы основано на геометрическом равновесии протекающих по цепи токов. В двухпроводной симметричной схеме передачи приемник с балансным входом нейтрализует любой вид помех, синфазно поражающий в равной степени оба потенциальных проводника, в том числе сигнал электромагнитной наводки [2,3].

Такой же механизм может быть использован и для компенсации сигнала электромагнитной наводки в фильтрах на ОПАВ. В качестве критериев сбалансированности фильтра обычно используют разность амплитуд $DA(f)$ и фаз $DP(f)$ на его выходах. Для косвенной оценки симметрии фильтра на ОПАВ можно использовать и затухание UR в высокочастотной полосе заграждения, определяемое остаточным уровнем сигнала электромагнитной наводки на его балансных выходах.

Основой исследуемых балансных лестничных фильтров на ОПАВ являются симметричные резонаторные звенья Π - и T - типов (рис. 2), предложенные и описанные в работе [13].

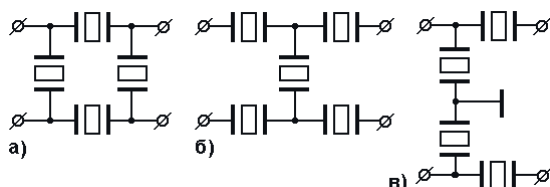


Fig. 2. Симметричные звенья балансных фильтров на ОПАВ: а – П-типа; б – Т-типа, в – дифференциальная Г-типа

Количество и тип симметричных звеньев в балансном фильтре на ОПАВ определяется соответственно допустимым уровнем вносимых потерь IL и требуемым затуханием UR в полосах заграждения. В работе [13] показано, что для обеспечения вносимых потерь $IL=1,5-2,5$ дБ следует использовать не более двух звеньев.

Независимо от количества базовых звеньев, затухание в полосе заграждения с ростом частоты увеличивается для фильтра на основе звеньев Π -типа и уменьшается для фильтра на основе звеньев T -типа (рис. 3).

При этом расчетные затухания в полосах заграждения $UR=55-65$ дБ для двухзвенного фильтра со структурой 2П и $UR=60-70$ дБ для двухзвенного фильтра со структурой 2Т достаточны как для тюнеров TV, так и для других применений.

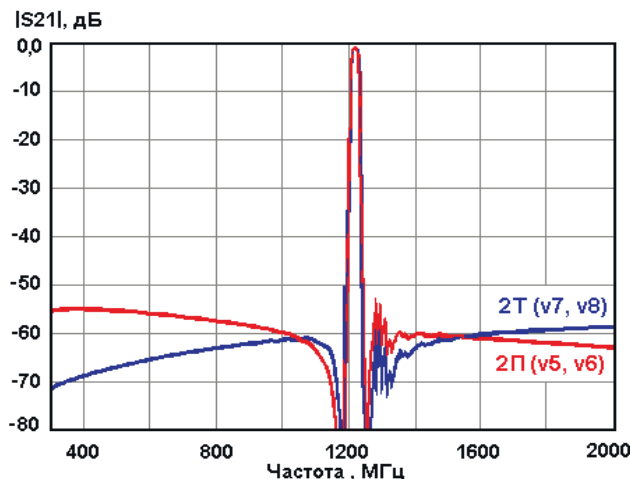


Рис. 3. Расчетные характеристики фильтров из двух симметричных лестничных звеньев типа 2П и 2Т

3. Базовые конструкции балансных лестничных фильтров на ОПАВ

На основе изложенных выше принципов для линий передачи были спроектированы четыре конструкции балансных фильтров на ОПАВ, эквивалентные электрические схемы которых показаны на рисунке 4. Фильтр ФП-625 1217В16,2 МГц, версия v5, и фильтр ФП-630 1217В14,0 МГц; версия v7, строились с 2П и 2Т структурами соответственно.).

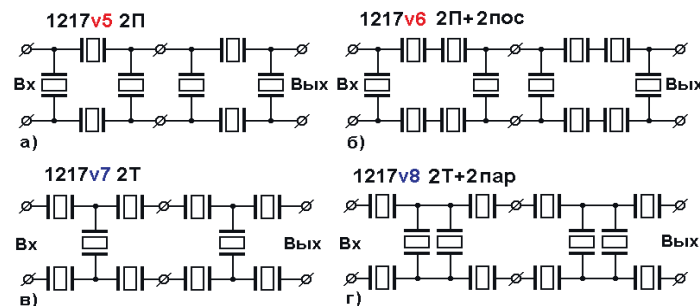


Рис. 4. Эквивалентные схемы базовых конструкций балансных фильтров из звеньев различного типа:

- а – ФП-625 1217В16,2 МГц, версия v5 2П;
- б – ФП-626 1217В18,4 МГц, версия v6 2П+2 пос;
- в – ФП-630 1217В14,0 МГц; версия v7 2Т;
- г – ФП-631 1217В14,8 МГц, версия v8 2Т+2 пар

Для уменьшения пульсаций АЧХ в полосе пропускания из-за поперечных мод и обеспечения возможности расширения полосы пропускания за счет смещения частот парных резонаторов, в фильтре ФП-626 1217В18,4 МГц, версия v6, резонаторы в последовательных плечах разделялись на два (структура 2П+2 пос на рис. 4б), а в фильтре ФП-631 1217В14,8 МГц, версия v8 (рис. 4г) резонаторы разделялись на два в параллельных плечах (структура 2Т+2 пар).

На рисунке 5 приведены топологические схемы и схемы сборки в корпус более сложных топологических схем и схемы разделенными резонаторами ФП-625 1217В18,4 МГц, версия v6, и ФП-631 1217В14,8 МГц, версия v8. Импедансы между парами контактных площадок В-Н и С-Г корпуса на рисунке 5в,г можно условно считать аналогами импедансов z_1 и z_2

потенциальных проводников балансной линии передачи на рисунке 16. Для обеспечения электрического баланса как по входу 1-2, так и по выходу 5-6 фильтра все элементы акустического тракта (преобразователи и отражатели резонаторов, суммирующие шины), выполнялись попарно симметричными и располагались симметрично относительно вертикальной линии, средней для каждой пары элементов в топологической схеме пьезоэлемента (рис. 5а,б).

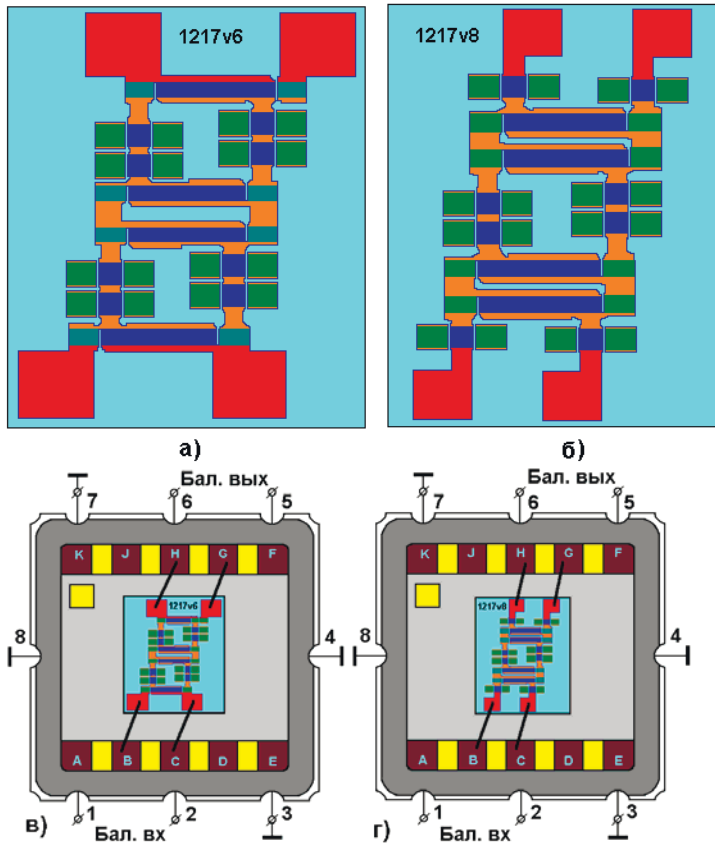


Рис. 5. Топологические схемы (а, б) и схемы сборки (в, г) балансных фильтров ФП-625 1217В18,4 МГц, версия v6, и ФП-630 1217В14,8 МГц, версия v8

Контактные площадки пьезоэлемента и корпуса, проволочные перемычки между пьезоэлементом и корпусом также выполнялись и располагались попарно симметрично (рис. 5в,г). Это позволяет считать, что условные потенциальные проводники между клеммами фильтра 1-6 и 2-5 находятся под одинаковым по фазе и амплитуде воздействием электромагнитных наводок и других паразитных эффектов в корпусе [1, 14]. Поэтому можно ожидать, что при нагружении на усилитель или смеситель с балансным входом такие помехи в фильтре будут скомпенсированы [2, 3].

Поскольку на сквозные частотные характеристики балансных фильтров на ОПАВ влияют не только технологические погрешности изготовления резонаторов, но и погрешности их взаимного расположения, такие фильтры оказываются более чувствительны к уровню технологии изготовления по сравнению с обычными несимметричными фильтрами [15]. С целью оценки степени влияния технологических погрешностей на характеристики фильтров был проведен ряд экспериментов.

На рисунке 6 для фильтра ФП-630 1217В14,2 МГц, версия v7, приведены экспериментальные зависимости формы АЧХ в полосе пропускания (рис. 6а) и центральной частоты F_0 (рис. 6б) от толщины H алюминиевой пленки электродов при постоянном коэффициенте металлизации $K_m=0,5$.

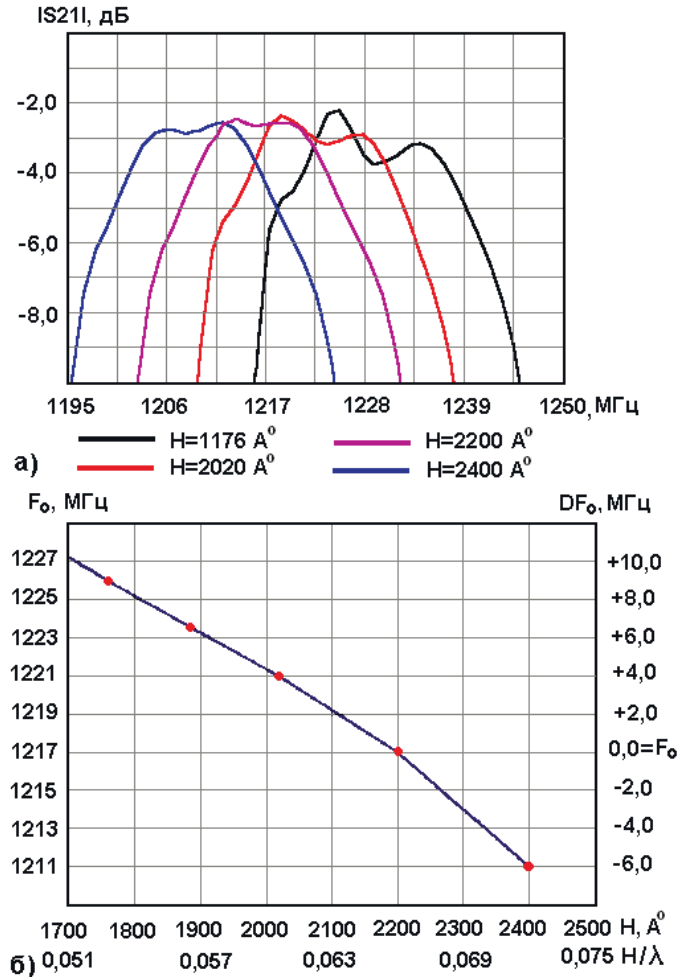


Рис. 6. Экспериментальная зависимость характеристик фильтра ФП-630 1217В14,0 МГц, версия v7, от толщины пленки H при $K_m=0,5$: а- АЧХ в полосе пропускания; б- центральной частоты

Из рисунка 6а видно, что для обеспечения минимальной неравномерности АЧХ толщина пленки должна быть $H=2200$ Å (около 6,6 % от длины ОПАВ). Технологический допуск на эту оптимальную толщину не должен превышать ± 50 Å, чтобы обеспечить приемлемый разброс центральной частоты между образцами не более $DF_0 = \pm 1,0$ МГц (или около $\pm 0,1\%$ от F_0).

На рисунке 7 для того же фильтра ФП-630 1217В14,0 МГц, версия v7, представлены экспериментальные зависимости формы АЧХ в полосе пропускания (рис. 7а) и центральной частоты F_0 (рис. 7б) от коэффициента металлизации K_m при постоянной толщине $H=2200$ Å алюминиевой пленки электродов.

Как видно из рисунка 7а, минимальные пульсации АЧХ достигаются при $K_m=0,5$, а приемлемый разброс центральной частоты между образцами не более $DF_0 = \pm 1,0$ МГц достигается при технологическом допуске $K_m=0,5 \pm 0,01$ (рис. 7б).

При изготовлении партии образцов технологические погрешности толщины пленки H и коэффициента металлизации K_m влияют на характеристики фильтра одновременно. Поэтому для балансных фильтров технологические допуски требуется ужесточить в худшем случае до $H=2200 \pm 30 \text{ \AA}$ и $K_m=0,5 \pm 0,008$, что в 1,5-2,0 раза жестче, чем для обычных несимметричных лестничных фильтров [1, 14, 15].

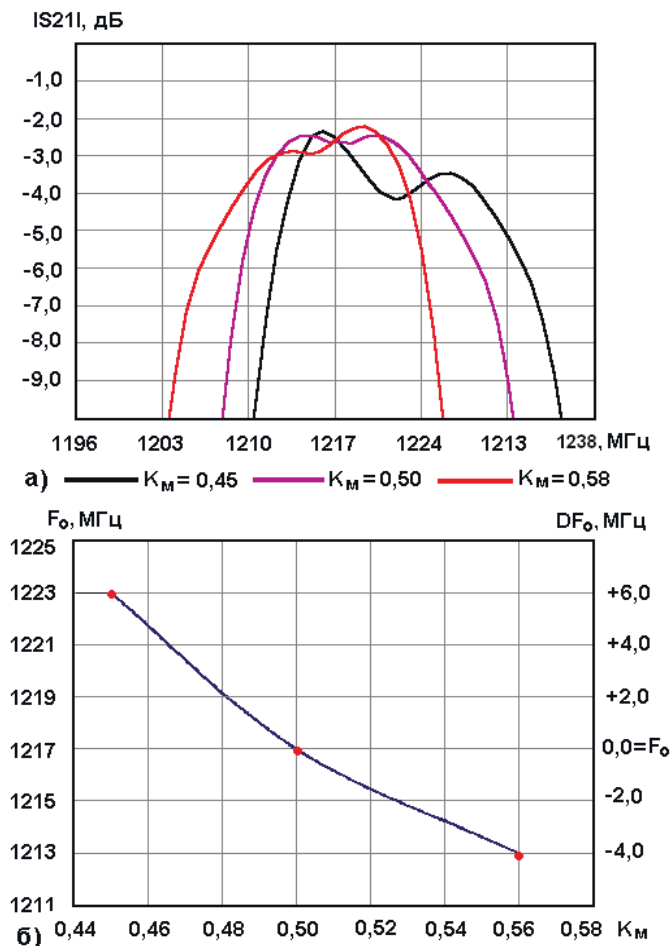


Рис. 7. Экспериментальная зависимость характеристик фильтра ФП-630 1217В14,0 МГц, версия v7, от коэффициента металлизации K_m при толщине пленки $H=2200 \text{ \AA}$: а – АЧХ в полосе пропускания; б – центральной частоты

Такие повышенные требования к технологии являются одной из главных проблем при изготовлении балансных лестничных фильтров на ОПАВ.

Описанные выше эксперименты позволили внести в программу Rez 32 соответствующие корректировки в расчет коэффициентов отражения, рассеяния и накопления энергии волн во встречно-штыревых преобразователях и отражательных решетках и резонаторов и в итоге улучшить точность моделирования частотных характеристик балансных фильтров на ОПАВ.

На рисунке 8 приведены расчетная (1) и экспериментальная (2) АЧХ фильтра ФП-626 1217В18,4 МГц, версия v6, при оптимальных значениях $K_m=0,5$ и $H=2200 \text{ \AA}$. Как видно из рисунка, результаты расчетов и эксперимента достаточно хорошо совпадают как в полосе пропускания, так и в широ-

кой полосе частот, что говорит о корректности используемой модифицированной модели эквивалентных схем для элементов акустического тракта лестничных балансных фильтров на ОПАВ.

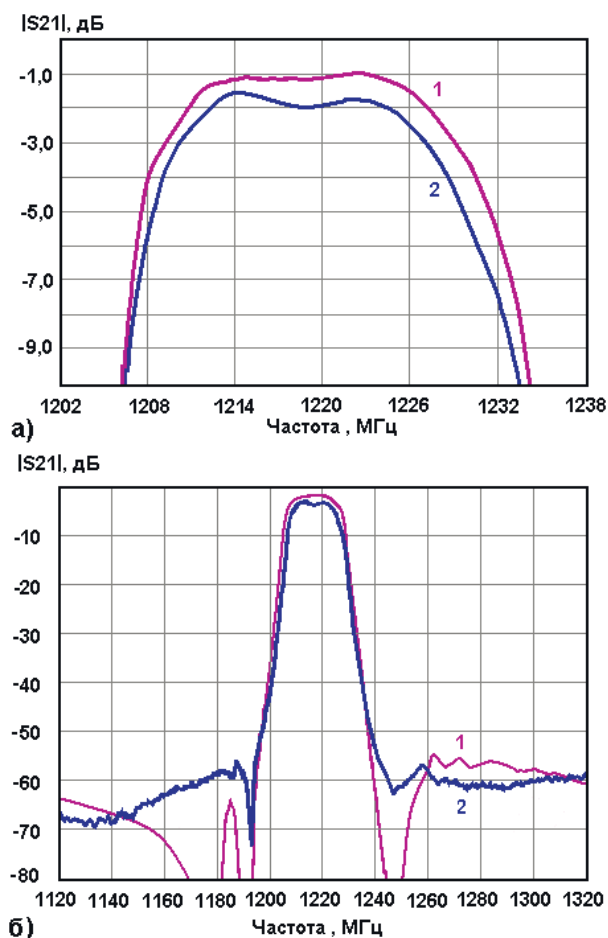


Рис. 8. Расчетная (1) и экспериментальная (2) АЧХ фильтра ФП-626 1217В18,4 МГц, версия v6, при $K_m=0,5$ и $H=2200 \text{ \AA}$

4. Экспериментальные результаты

Для сравнения особенностей характеристик балансных фильтров с различными типами звеньев на рис.9 приведены измеренные АЧХ IS_{21I} двух фильтров ФП-625 1217В15,8 МГц, версия 5 со структурой 2П, и ФП-630 1217В14,2 МГц, версия v7 со структурой 2Т.

Рисунок 9 подтверждает вывод в разделе 3, что затухание в полосе заграждения с ростом частоты увеличивается для фильтра на основе звеньев П- типа и уменьшается для фильтра на основе звеньев Т-типа. При этом фильтр ФП-625 1217В15,8 МГц со структурой 2П имеет более широкую полосу пропускания $BW_{1,5}=15,8 \text{ МГц}$ по сравнению с $BW_{1,5}=14,2 \text{ МГц}$ для фильтра ФП-630 1217В14,2 МГц со структурой 2Т.

Достигнутая избирательность $UR=54-70 \text{ дБ}$ для фильтра ФП-625 1217В15,8 МГц, и $UR=60-70 \text{ дБ}$ для фильтра ФП-630 1217В14,2 МГц хорошо совпадает с расчетной на рис. 3 и удовлетворяет самому широкому кругу применений фильтров.

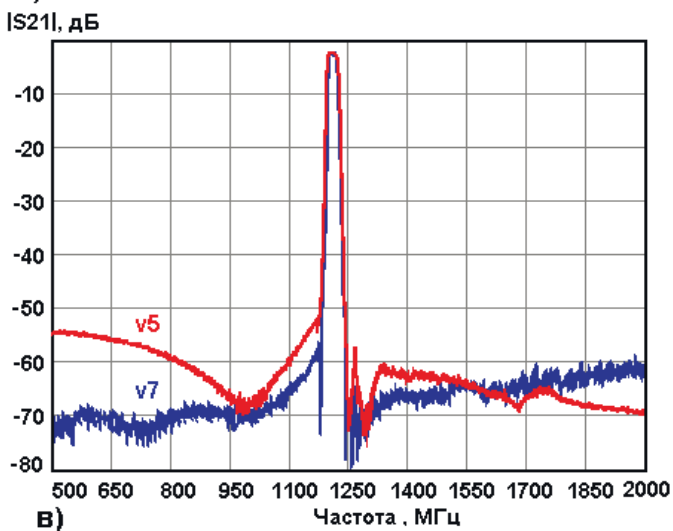
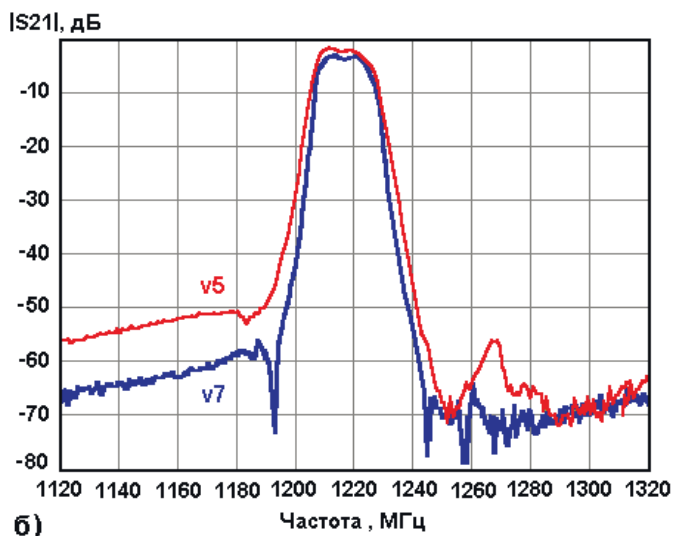
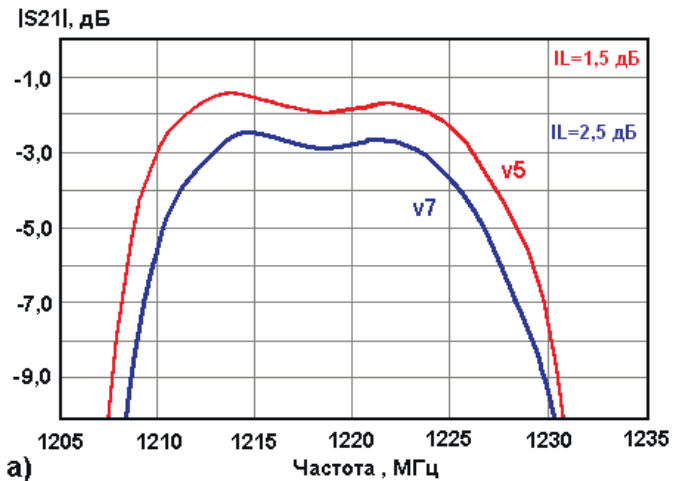


Рис. 9. Экспериментальные характеристики балансных фильтров
ФП-625 1217В15,8 МГц, версия v5 2П,
и ФП-630 1217В14,2 МГц, версия v7 2Т

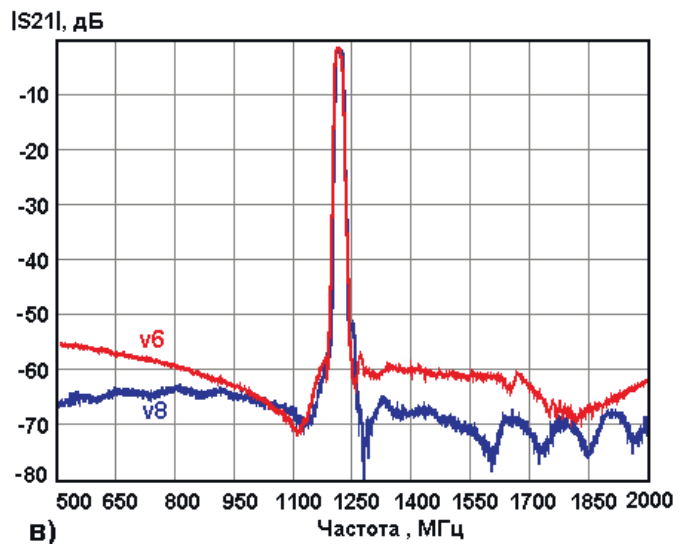
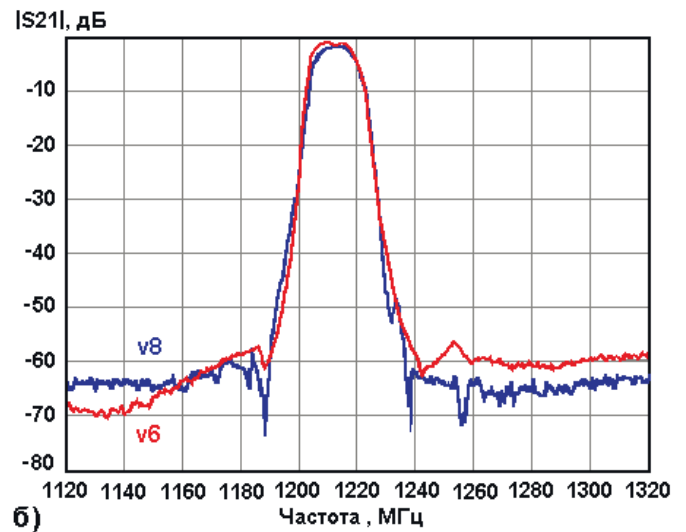
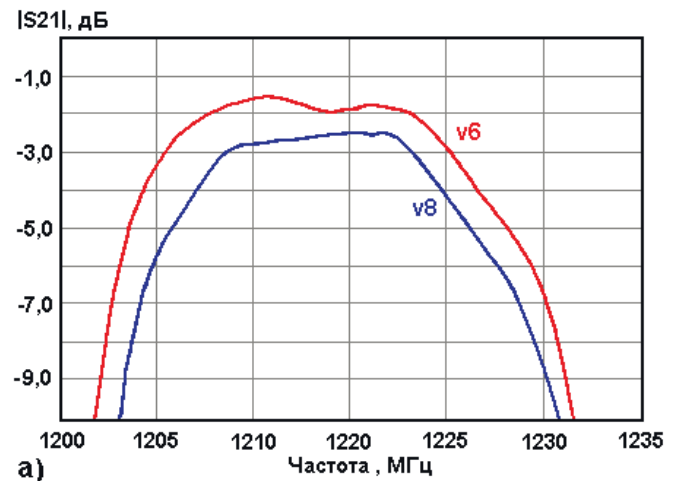


Рис. 10. Экспериментальные характеристики балансных фильтров
ФП-626 1217В18,4 МГц, версия v6 2П+2 пос,
и ФП-631 1217В14,8 МГц, версия v8 2Т+2 пар

Экспериментальные характеристики двух более сложных балансных фильтров ФП-626 1217В18,4 МГц, версия 6 2П+2 пос, и ФП-631 1217В14,8 МГц, версия 8 2Т+2 пар, приведены на рис. 10.

По сравнению с исходным фильтром ФП-625 1217В16,2 МГц, версия v5 2П, в фильтре ФП-626 1217В18,4 МГц, версия v6 2П+2 пос, для расширения полосы пропускания параллельные резонаторы сдвинуты на 6 МГц вверх по частоте.

В фильтре ФП-631 1217В14,8 МГц, версия v8 2Т+2 пар, последовательные резонаторы сдвинуты на 4 МГц вниз по частоте, а параллельные резонаторы в парах сдвинуты на $\pm 2,0$ МГц относительно друг друга по сравнению с исходным вариантом ФП-630 1217В14,2 МГц, версия v7 2Т. Это позволило не только расширить полосу пропускания, но и улучшить избирательность до 65-72 дБ (рис. 10).

Все описанные фильтры проектировались для работы между балансными нагрузками 200/200 Ом. В фильтрах использовались подложки из танталата лития термостабильной кристаллографической ориентации $uxl/42^\circ$, поддерживающей распространение ОПАВ. Пьезоэлементы фильтров размещались в корпусах типа SMD 3,8x3,8 x1,4 мм, модель KD-VA0615, KYOCERA, Япония.

5. Заключение

Использование в двухзвенных балансных лестничных фильтрах на ОПАВ симметричных звеньев П-типа и Т-типа позволяет обеспечить затухание в полосах заграждения до UR=55-65 дБ и до UR=60-70 дБ соответственно, что на 15-25 дБ лучше, чем в фильтрах на несимметричных звеньях.

Для уменьшения пульсаций АЧХ в полосе пропускания из-за поперечных мод и обеспечения возможности расширения полосы пропускания целесообразно использовать двоянные резонаторы в последовательных плечах балансных фильтров со звеньями П-типа и в параллельных плечах балансных фильтров со звеньями Т-типа.

Описанные четыре конструкции балансных лестничных фильтров на ОПАВ с высокой избирательностью UR=55-70 дБ и сравнительно широкой полосой пропускания BW_{1,5}=(1,1-1,5) %. могут быть использованы в качестве базовых для применений в тюнерах TV, приемниках систем связи и навигации и т.д. в диапазоне част 600-2000 МГц.

Литература

1. Орлов В.С. Анализ электромагнитных эффектов в лестничных фильтрах на ПАВ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12, №5. С. 8-21.
2. Calva C. Differential circuit design techniques for communication applications // Digi-Key: Electronics article library. 2016, December 11, pp. 1-16.
3. Джонсон Г., Грэм М. Высокоскоростная передача цифровых данных. М.: Вильямс, 2015. 1024 с.
4. Paynter R.T. Introductory electronic devices and circuits. 2nd Edition. Chapter 11 "Differential amplifier circuits". N.J.: Prentice Hall, 1991. 1069 p.
5. Whitlock B. Interconnection of balanced and unbalanced equipment // Application note AN-003. Jensen Transformers Inc., 1995, pp. 1-4.
6. Martin F., Zhu L., et al. Balanced microwave filters. Hoboken: Jon Wiley&Sons, 2018. 688 p.
7. Доберштейн С.А. Балансные резонаторные СВЧ ПАВ-фильтры на продольных модах с малыми потерями // Техника радиосвязи. 2018. Выпуск 4 (39) С. 72-78.
8. SAW filter for up-down convertors used in TV silicon tuners FAR-F6KF-1G2200-C4TD // FUJISU Inc. FIND, 2008, vol.26, No2, pp 1-3.
9. 1220 MHz SAW filter for digital television // Data sheet SF2017D. RFM, 2008, pp.1-4.
10. 1216 MHz RF SAW filter for dual conversion TV tuner. // Data sheet B1618. Epcos, 2009. Pp.1-6.
11. 1220 MHz SAW filter for 1st IF stage of digital television // Data sheet SF1220BA02539S. Spectrum Microwave, 2010, pp. 1-5.
12. Орлов В.С. Широкополосный двухмодовый фильтр на отходящих поверхностных акустических волнах с неэквидистантными электродами преобразователей и отражательных решеток // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Т. 13. №6. С. 36-45.
13. Orlov V.S. and other. Design of high selectivity low-loss ladder filters // IEEE 2004 Ultrasonics Symposium Proceeding, pp. 1905-1909.
14. Орлов В.С. Лестничные резонаторные фильтры на ПАВ для приемников навигационных систем // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Том 10. №5. С. 8-16.
15. Орлов В.С. Особенности проектирования лестничных резонаторных фильтры на ПАВ для дуплексерных модулей мобильных систем связи // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 6. С. 24-33.

организаторы:

RUSSIA SECTION TEM/GRS/ITSS JOINT CHAPTER

IRIS ASSOCIATION (INSTITUTE OF RADIO AND INFORMATION SYSTEMS, VIENNA, AUSTRIA)

МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

«2023 International Conference «Engineering

Management of Communication and Technology» (EMCTECH)

23 – 25 октября 2023 г. Вена, Австрия

All accepted and presented Papers following the conference will be submitted for inclusion into IEEE Xplore

Materials are available in English

<http://media-publisher.eu/conference-emctech/call-for-papers/>

BASIC CONSTRUCTION OF BALANCED UHF LADDER RESONATOR FILTERS ON LEAKY SURFACE ACOUSTIC WAVES

Victor S. Orlov, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia

Alexander L. Shwarz, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia

Anna O. Kustova, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia

filtrov-pav@yandex.ru

Abstract

Ladder filters on leaky surface acoustic waves (LSAW) with electrical connection of resonators provide the lowest insertion loss $IL=0.6-1.2$ dB as compared with other types of LSAW filters, such as longitudinally coupled resonator filters. A drawback of ordinary nonsymmetrical ladder filters on LSAW is their limited selectivity (or minimal attenuation in the stop band) about $UR=40-45$ dB. In addition some problems arise when matching nonsymmetrical ladder filters to balanced or differential microcircuits. The present paper describes basic symmetric Π -type and T -type sections as well as various structures of ladder filters that allow to achieve a high selectivity thanks of parasitic electromagnetic signal (EMS) suppression. An extra advantage of balanced LSAW filters is their possibility to work with high impedance symmetric loads. The results of our study have been illustrated by few examples of balanced filters constructions on frequency 1217 MHz with selectivity $UR=55-70$ dB and low insertion loss $IL=1.5-2.0$ dB. Filters exhibiting high selectivity $UR=55-70$ dB and small insertion loss $IL=1.2-4.0$ dB. The described constructions may be used as basic for application on TV tuners, receivers of communication and navigation systems in frequency range 600-2000 MHz.

Keywords: leaky surface acoustic wave, unbalanced and balanced filter, ladder sections and filters, resonators, selectivity.

References

1. Orlov V.S. (2018). Analysis of electromagnetic effects in UHF ladder resonator filters on surface acoustic waves. *T-Comm*, vol. 12. No. 8-21. Pp. 8-21. (in Russian)
2. Calva C. (2016) Differential circuit design techniques for communication applications. *Digi-Key Electronics Article Library*. Pp. 1-16.
3. Johnson H.W., Graham M. (2003). High speed signal propagation. 1st Edition. Pearson. 808 pp.
4. Paynter R.T. (1991). Introductory electronic devices and circuits. 2nd Edition, Chapter 11 "Differential Amplifier Circuits". N.J.: Prentice Hall. 1069 p.
5. Whitlock B. (1995) Interconnection of balanced and unbalanced equipment. Application Note AN-003. Jensen Transformers Inc. Pp. 1-4.
6. Martin F., Zhu L., et other (2018). Balanced microwave filters. Hoboken: Jon Wiley&Sons. 688 p.
7. Doberstein S.A. (2018). Balanced resonator UHF SAW filters on longitudinally modes with low loss// *Technique of radio communication*. No 4 (39). Pp. 72-78.
8. SAW filter for up-down convertors used in TV silicon tuners FAR-F6KF-IG2200-C4TD. *FUJISU Inc. FIND*, 2008, vol.26, No. 2. Pp 1-3.
9. 1220 MHz SAW filter for digital television. Data Sheet SF2017D. RFM, 2008. Pp. 1-4.
10. 1216 MHz RF SAW filter for dual conversion TV tuner. Data sheet B1618. Epcos, 2009. Pp. 1-6.
11. 1220 MHz SAW filter for 1st IF stage of digital television. Data Sheet SF1220BA02539S. Spectrum Microwave, 2010. Pp. 1-5.
12. Orlov V.S. (2018) Wideband two-mode leaky surface acoustic waves filter with non-equidistant of transducers and reflector gratings. *T-Comm*, vol. 13, No6, pp. 36-45. (in Russian)
13. Orlov V.S. and other. Design of high selectivity low-loss ladder filters. *IEEE 2004 Ultrasonics Symposium Proc*. Pp. 1905-1909.
14. Orlov V.S. (2016) Ladder resonator filters on surface acoustic waves for receivers of navigation systems. *T-Comm*, vol.10. No5, pp. 8-16. (in Russian)
15. Orlov V.S. (2018) Design features of ladder resonator filters on surface acoustic waves for duplexer modules of communication systems. *T-Comm*, vol. 12 No6, pp. 24-33. (in Russian)

Information about authors:

Victor S. Orlov, Doctor of Sciences, Principal Research Scientist, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia

Alexander L. Shwarz, leading engineer, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia

Anna O. Kustova, leading engineer, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia