ЛЕСТНИЧНЫЕ РЕЗОНАТОРНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ ДЛЯ ПРИЕМНИКОВ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Орлов Виктор Семенович,
д.т.н., МТУСИ, Москва, Россия,
filtrov-pav@yandex.ru

Ключевые слова: *системы навигации, интегральные модули, фильтры на оттекающих поверхностных акустических волнах, пьезоэлемент, сборка по технологии "перевернутого кристалла", температурный коэффициент частоты.*

В статье описываются конструкции и частотные характеристики фильтров несущих частот для приемников навигационных систем ГЛОНАСС (GLN) в диапазонах GPS L1 и GLN L1. Лестничные резонаторные фильтры на оттекающих поверхностных акустических волнах (ПАВ) выполнялись в двух вариантах: в корпусах типа SMD 3,0x3,0 мм с проволочными перемычками между пьезоэлементом и корпусом, а также в миниатюрных корпусах типа CSSP 2,0x1,6 мм со сборкой пьезоэлементов по прогрессивной технологии "перевернутого кристалла"на шариковые перемычки. Фильтры в корпусах SMD предназначены для размещения на поверхности печатных плат, а фильтры корпусах CSSP предназначены для применения внутри интегральных приемных модулей.

Показано, что для интегральных модулей оптимальным решением является применение СВЧ фильтров на оттекающих ПАВ, спроектированных и изготовленных в виде законченных объектов в миниатюрных корпусах типа CSSP 2,0x1,6 мм. Описан процесс проектирования одновходовых резонаторов и лестничных фильтров на базе моделей P-матриц и эквивалентных схем. С использованием симулятора электрических цепей Micro-Sim проводится сопоставительный анализ влияния паразитных эффектов в корпусах SMD и CSSP на параметры СВЧ лестничных фильтров на оттекающих ПАВ.

Исследуются особенности поведения частотных характеристик СВЧ фильтров в широком интервале рабочих температур от -60^{0}С до +85^{0}С. Расчеты и исследования подтверждаются экспериментальными характеристиками фильтров на частоты 1575 МГц (GPS L1) и 1600 МГц (GLN L1). Указанные фильтры освоены в серийном производстве.

Для цитирования:
Орлов В.С. Лестничные резонаторные фильтры на поверхностных акустических волнах для приемников навигационных систем // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №5. – С. 8-16.

For citation:
Orlov V.S. The ladder resonator filters on surface acoustic waves for receivers of navigation systems. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.5, pp. 8-16. (*in Russian*)

Введение

Одним из путей снижения габаритов и массы приемной радионавигационной аппаратуры является использование интегральных модулей, объединяющих в одном корпусе несколько полупроводниковых кристаллов СВЧ и ПЧ усилителей или смесителей, а также кристаллов (пьезоэлементов) фильтров на оттекающих поверхностных акустических волнах (ПАВ) для несущих и/или промежуточных частот.

В работе [1] показано, что для интегральных модулей оптимальным решением является применение СВЧ фильтров на оттекающих ПАВ, спроектированных и изготовленных в виде законченных объектов в миниатюрных корпусах типа CSSP (Ceramic Chip Size SAW Package) с габаритами от 1,1x1,4 мм до 2,0x2,5 мм и со сборкой пьезоэлементов фильтров по технологии «перевернутого кристалла» (Flip-Chip) посредством шариковых перемычек [2,3]. Кроме того, было показано [1], что при реализации сравнительно узкополосных канальных фильтров навигационных систем [4] наиболее целесообразно использовать лестничные структуры с электрической связью резонаторов (Ladder Resonator Filters-LDRF) [5,6].

В настоящей статье описываются конструкции СВЧ лестничных фильтров на оттекающих ПАВ с малыми вносимыми потерями 1,0-1,5 дБ в миниатюрных корпусах CSSP 2,0x1,6 мм и с монтажом пьезоэлементов по технологии "перевернутого" кристалла для интегральных модулей профессиональной навигационной аппаратуры диапазонов ГЛОНАСС GLN-L1 (1600 МГц) и GPS-L1 (1575 МГц) [4]. Проводится сопоставительный анализ влияния паразитных эффектов на СВЧ на выходные параметры фильтров с шариковыми перемычками в корпусах CSSP и с проволочным перемычками в корпусах SMD для монтажа на поверхность коммутационных плат, исследуются температурно-частотные характеристики лестничных фильтров.

1. Выбор базовых структур лестничных фильтров

Основой лестничного фильтра является одновходовый резонатор на оттекающих ПАВ, топологическая и структурная наиболее часто используемого варианта которого представлены на рис. 1.

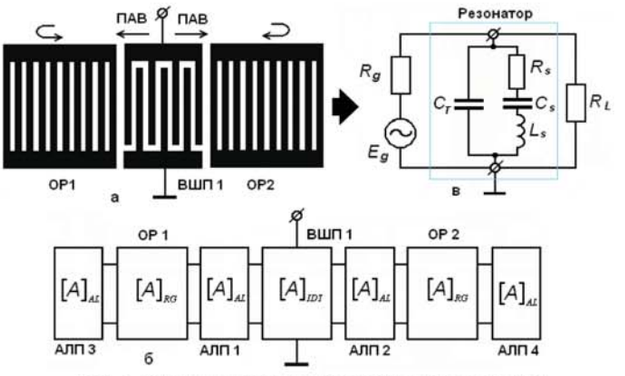


Рис. 1. Схемы одновходового резонатора на ПАВ:
а – топологическая; б – структурная; в – эквивалентная

В одновходовом резонаторе можно выделить следующие элементы акустического тракта: входной встречно-штыревой преобразователь ВШП 1, отражающие решетки ОР 1 и ОР 2 из короткозамкнутых пленочных электродов, акустические линии передачи (свободные участки звукопровода) АЛП 1 и АЛП 2 между преобразователем и отражательными решетками, акустические линии передачи (свободные участки звукопровода) АЛП 3 и АЛП 4 между отражательными решетками и торцами звукопровода. Поскольку в подавляющем большинстве случаев резонаторы проектируются таким образом, чтобы энергия основной моды оттекающей ПАВ была полностью сосредоточена в резонансной полости, то можно считать, что дополнительных отражений ПАВ от внешних краев решеток и от торцов звукопропровода не происходит, поэтому и влиянием акустических линий передачи АЛП 3, АЛП 4 можно пренебречь.

В результате матрица передачи одновходового резонатора на рис.1а вычисляется как результат каскадирования матриц передачи входящих в его состав элементов акустического тракта (рис. 1б):

$$[A_{ij}]_{IR} = [A_{ij}]_{RG} \cdot [A_{ij}]_{AL} \cdot [A_{ij}]_{IDT} \cdot [A_{ij}]_{AL} \cdot [A_{ij}]_{RG} \cdot [A_{ij}]_{AL} = \\ = [A_{ij}]_{ITD} \cdot [A_{ij}]^2_{AL} \cdot [A_{ij}]^2_{RG} \quad (1)$$

С электрической точки зрения одновходовый резонатор на оттекающих ПАВ является двухполюсником со сложными комплексными проводимостями. Частотные характеристики резонатора: входная комплексная проводимость $Y_{R\,in}$, коэффициент передачи S_{12} и коэффициент отражения S_{12}, вычисляются из матрицы передачи (1), например, по взаимосвязанным моделям Р-матриц [6] или эквивалентных схем [7].

Если на первых этапах предварительного синтеза пренебречь рядом эффектов (возбуждением дополнительных продольных и поперечных мод, накоплением энергии на краях пленочных электродов преобразователей и отражательных решеток, потерями на распространение оттекающих ПАВ, резистивными потерями в электродах и т.д.), можно свести эквивалентную схему резонатора к упрощенной схеме на рис.1в , аналогичной схеме пьезоэлектрического резонатора, и воспользоваться ориентировочными аналитическими соотношениями для нахождения параметров эквивалентных параметров резонатора на оттекающих ПАВ вблизи его резонансной частоты f_0 [7]:

$$R_s = R_0 \frac{1-\Gamma_{R0}}{1+\Gamma_{R0}} \quad (2)$$

$$L_s = R_0 \frac{L_{ef}}{f_0(1+\Gamma_{R0})^2} \quad (3)$$

$$C_s = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_s} \quad (4)$$

На схеме рис. 1в и в соотношениях (2)-(4) использованы следующие обозначения: C_T – статическая емкость резонатора, равная статической емкости ВШП 1, R_S, C_S, L_S – динамические сопротивление, емкость и индуктивность резонатора, R_0 – сопротивление излучения ВШП 1 на резонансной частоте f_0 , Γ_{R0} – коэффициент отражения решеток ОР1 и ОР2 на резонансной частоте f_0; L_{ef} – эффективная протяженность резонансной полости резонатора.

Элементарным звеном лестничного фильтра является *Г*-образное звено, образованное последовательным *S* и параллельным *P* резонаторами. В свою очередь, из элементарных *Г*-образных звеньев формируются более сложные *Т*-образные или *П*-образные звенья в зависимости от требуемого вида частотных характеристик в полосе заграждения, а из выбранных звеньев составляется и схема лестничного фильтра в целом. На рисунке 2 схематично представлен процесс формирования модуля коэффициента передачи *S21* (амплитудно-частотной характеристики–АЧХ) *Г*-образного звена из частотных характеристик последовательного резонатора *S* с частотами резонанса $f_R^{(S)}$ и антирезонанса $f_{AR}^{(S)}$ и параллельного резонатора *P* с частотами резонанса $f_R^{(P)}$ и антирезонанса $f_{AR}^{(P)}$ соответственно.

Для получения относительного затухания в полосе заграждения (избирательности) около 60-65 дБ в схеме лестничного фильтра обычно используются 3-4 звена (*Т*-образных или *П*-образных) или 9-12 резонаторов [5,6].Однако при этом даже на частотах 1500-2000 МГц габариты пьезоэлемента фильтра слишком велики, чтобы разметить его в миниатюрном корпусе CSSP 2,0x1,6 мм. Поэтому для реализации лестничных фильтров на частоты 1600 МГц (GLN-L1) и 1575 МГц (GPS-L1) пришлось ограничиться только двумя *Т*-образными звеньями, что, с одной стороны, привело к уменьшению реализуемой избирательности до 35-40 дБ , но с другой стороны , позволило снизить вносимые потери фильтров до 0,9-1,0 дБ по сравнению с 2,5-2,8 дБ в четырехзвенном фильтре.

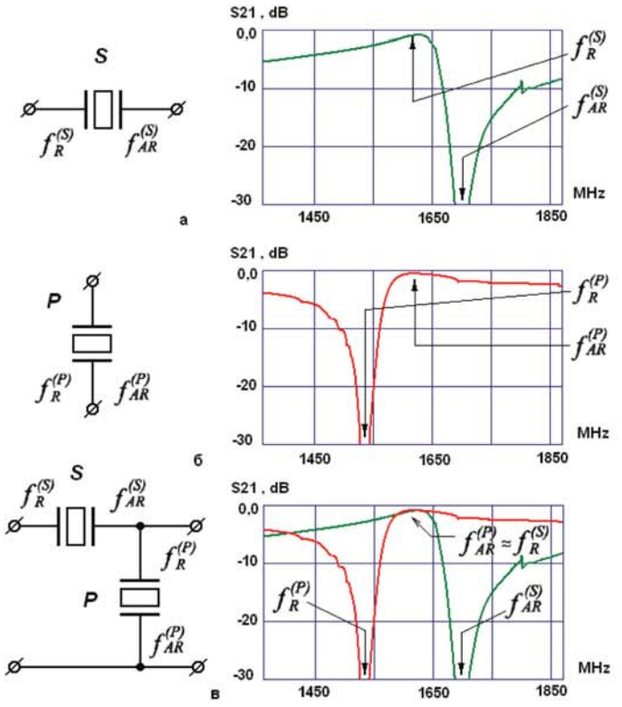


Рис. 2. Упрощенная схема процесса формирования модуля коэффициента передачи *Г*-образного звена:

а – п оследовательный резонатор; б – параллельный резонатор; в – *Г*-образное звено

На рисунке 3 показаны упрощенные эквивалентные схемы и расчетные частотные характеристики модуля S21 для *Г*-образного звена и двухзвенного фильтра ФП-6022 1600В20 МГц диапазона GLN-L1. Из схемы на рис. 3а видно, что последовательный *S* и параллельный *P* резонаторы работают в разных условиях нагрузки: последовательный резонатор нагружен на действительное сопротивление 50 Ом с одной стороны и на комплексную нагрузку с другой стороны, а параллельный резонатор работает меду двумя комплексными нагрузками разной величины. Чтобы уменьшить коэффициент отражения *S11* и обеспечить малую неравномерность АЧХ в полосе пропускания звеньев и фильтра в целом, конструкции *S* и *P* резонаторов рассчитывались отличающимися между собой по количеству металлических пленочных электродов в преобразователях и отражательных решетках [6, 7]. По той же причине конструкции крайних *S1* и промежуточных *S2* последовательных резонаторов в схеме фильтра на рис. 3б также отличаются как по количеству электродов, так и по их апертуре (перекрытию). Конструкции промежуточных резонаторов *S2* оптимизировались по минимуму коэффициента отражения *S11* на границе стыковки двух *Т*-образных звеньев фильтра.

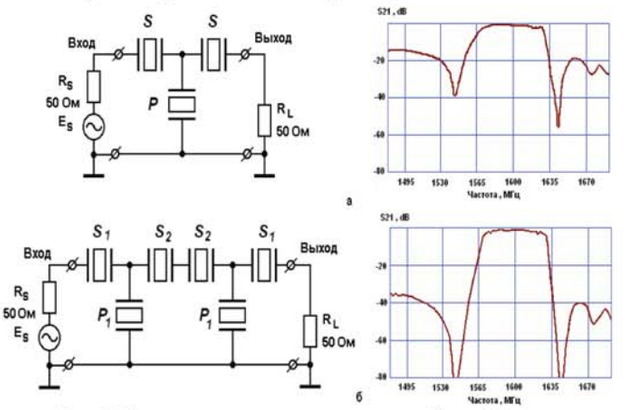
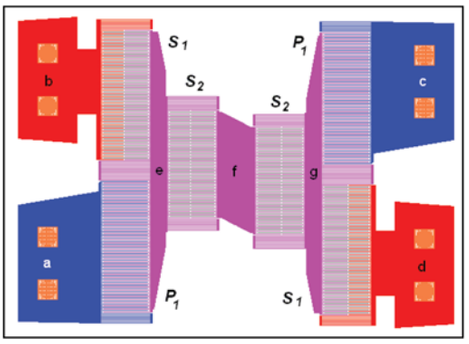
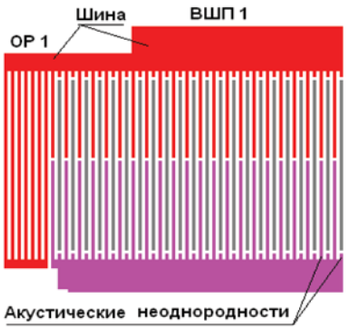


Рис. 3. Эквивалентная схема и расчетный коэффициент передачи S21: а – *Т*-образного звена; б – двухзвенного фильтра ФП-6022 1600В20 МГц

Топологическая схема пьезоэлемента рассчитанного двухзвенного фильтра ФП-6022 1600В20 МГц показана на рис. 4. Здесь красным цветом отмечены потенциальные электроды ВШП последовательных резонаторов *S1*, *S2* и объединяющие их суммирующие шины, а также потенциальные контактные площадки *b* , *d*; синим цветом отмечены заземленные электроды ВШП и объединяющие их суммирующие шины, а также заземленные контактные площадки *a*, *c* параллельных резонаторов. С целью уменьшения статической емкости, которая, как будет показано ниже, ограничивает затухание в полосе заграждения лестничного фильтра, электроды преобразователей всех последовательных резонаторов *S1*, *S2* по длине делились пополам (рис. 4б). Для снижения уровня "бокового" излучения оттекающих ПАВ через границы акустических волноводов, приводящего к снижению добротности резонаторов и увеличению потерь [8], вдоль этих границ во всех резонаторах формировались дополнительные области регулярных акустических неоднородностей (барьеры) из отрезков электродов одной полярности (рис. 4б).



а



б

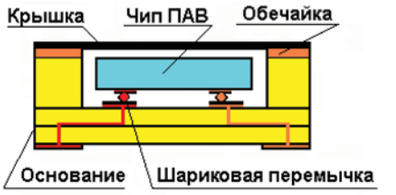
Рис. 4. Топологическая схема пьезоэлемента фильтра ФП-6022 1600В20 МГц (а) и фрагмент топологии последовательного резонатора (б)

С целью экономии площади пьезоэлемента последовательные *S1* параллельные *P1* резонаторы размещались на одной вертикальной оси. Для акустической развязки резонаторов *S1* и *P1* между ними располагались отражательная решетка удвоенной протяженности. Топология пьезоэлемента формировалась на подложке из танталата лития кристаллографической ориентации $yxl/42^0$ с габаритами 1,18x0,94x0,35 мм. Перевернутый пьезоэлемент устанавливался на восемь шариковых перемычек (две пары потенциальных и две пары заземленных). Такая конструкция из сдвоенных перемычек выбиралась, во-первых, для повышения механической прочности крепления пьезоэлемента, во-вторых, для уменьшения результирующей паразитной индуктивности этих перемычек, что важно в СВЧ диапазоне.

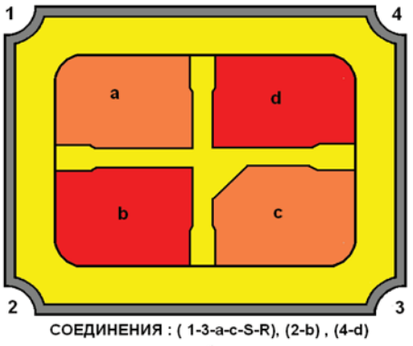
2. Сборка пьезоэлемента в корпус фильтра

Для размещения пьезоэлементов СВЧ лестничных фильтров на резонаторах оттекающих ПАВ, используемых в интегральных модулях профессиональной навигационной аппаратуры, были выбраны миниатюрные корпуса типа CSSP с размерами 2,0x1,6x0,65 мм, модель M3-1604-R, Sumitomo, Япония, (рис. 5).

Как указывалось в [1], в таких корпусах пьезоэлемент отделен от плоской металлической крышки воздушным зазором , наличие которого позволяет исключить передачу на пьезоэлемент интенсивных внешних температурных и механических воздействий , которым подвергается фильтр как в процессе изготовления интегрального модуля, так при его эксплуатации, особенно в профессиональной аппаратуре.



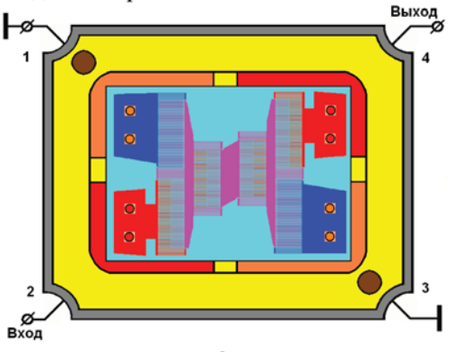
а



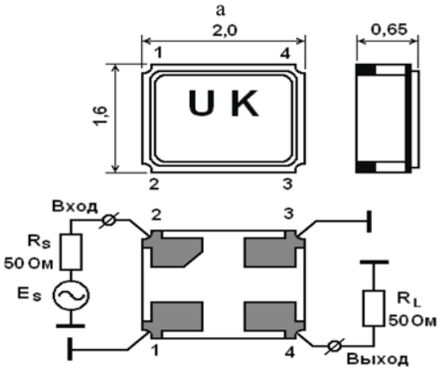
б

Рис. 5. Корпус типа CSSP 2,0x1,6x0,65 мм для монтажа пьезоэлентов лестничных фильтров по технологии "перевернутого" кристалла: а – разрез корпуса с пьезоэлементом; б – контактные площадки на основании внутри корпуса

На рис. 6б изображена схема сборки пьезоэлемента фильтра ФП-6022 1600В20 МГц по технологии "перевернутого" кристалла в корпус типа CSSP 2,0x1,6x0,65 мм. С целью наглядности, на схеме вид перевернутого пьезоэлемента приведен "на просвет".



а



б

Рис. 6. Лестничный канальный фильтр ФП-6022 1600В20 МГц для диапазона GLN L1 в корпусе CSSP: а – схема сборки в корпус по технологии “перевернутого“ кристалла; б – схема включения

3. Паразитные эффекты на СВЧ

При размещении пьезоэлемента фильтра в керамическом корпусе в диапазоне СВЧ возрастает влияние ряда паразитных эффектов, дискретные эквиваленты для наиболее весомой части которых представлены на упрощенной схеме рис. 6. В силу малости паразитных индуктивностей сдвоенных шариковых перемычек, индуктивным связями между ними можно пренебречь. Поэтому паразитные элементы на схеме рис. 7 представлены, в основном, эквивалентными емкостями.

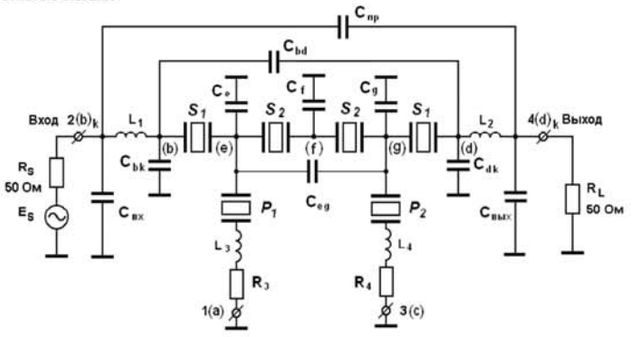


Рис. 7. Упрощенная схема двухзвенного фильтра на продольно связанных резонаторах с учетом паразитных элементов и связей на СВЧ в корпусе CSSP 2,0x1,6x0,65 мм

Эти и другие эквиваленты условно отображают следующее: $C_{вх}$ и $C_{вых}$ – входная и выходная емкости корпуса; C_{bk} и C_{dk} – суммарные емкости потенциальных контактных площадок b и d пьезоэлемента относительно заземленных основания и крышки корпуса; C_e, C_f, C_g – аналогичные емкости потенциальных контактных площадок e, f, g; C_{bd} – проходная емкость связи между входной b и выходной d потенциальными контактными площадками пьезоэлемента; C_{eg} – проходная емкость связи между промежуточными контактными площадками пьезоэлемента e и g; L_1 , L_2 – индуктивности сдвоенных потенциальных входной и выходной перемычек, L_3 и R_3, L_4 и R_4 – индуктивности и сопротивления сдвоенных заземляющих перемычек; $C_{пр}$ – проходная емкость связи между входными и выходными потенциальными площадками b, d корпуса и т.д.

Как показывают расчеты, величина емкости связи $C_{пр}$ и соотношение между емкостями $C_{пр}$, $C_{вх}$ и $C_{вых}$ определяют избирательность фильтра в широкой полосе частот; статические емкости C_S последовательных резонаторов совместно с емкостями связи C_{bd} и C_{eg} влияют на затухание в полосе заграждения фильтра; сопротивления R_3, R_4 и индуктивности L_3, L_4 заземляющих перемычек влияют, в первую очередь, на затухание в полосе заграждения фильтра и величину вносимых потерь; а также определяют положение низкочастотного полюса затухания; индуктивности L_1 и L_2 потенциальных перемычек и паразитные емкости формируют дополнительные полюса затухания в высокочастотной части полосы заграждения фильтра и т.д.

При необходимости , в эквивалентную схему резонаторов фильтра могут быть добавлены эквиваленты для других акустических мод, существующих в одновходовых резонаторах, включая поперечные моды.

Сравнение расчетных и измеренных частотных характеристик фильтра ФП-6012 1600В20 МГц показано на рис. 7. Расчеты проводимостей одновходовых резонаторов проводились на основе акустической модели Р-матриц [6] и уточнялись по модифицированной модели эквивалентных схем [7] с целью учета накопления энергии , потерь на распространение отекающих ПАВ и резистивных потерь в электродах. Полученные электрические модели резонаторов со сложными комплексными проводимостями использовались в макромодели фильтра с учетом перечисленных выше паразитных элементов на СВЧ. Значения RLC-эквивалентов, отображающих паразитные эффекты в корпусах CSSP 2,0x1,6x0,65 мм и SMD 3,0x3,0x1,4 мм, уточнялись эмпирически Для расчетов сквозных характеристик по макромодели фильтра применялся симулятор электрических цепей MicroSim.

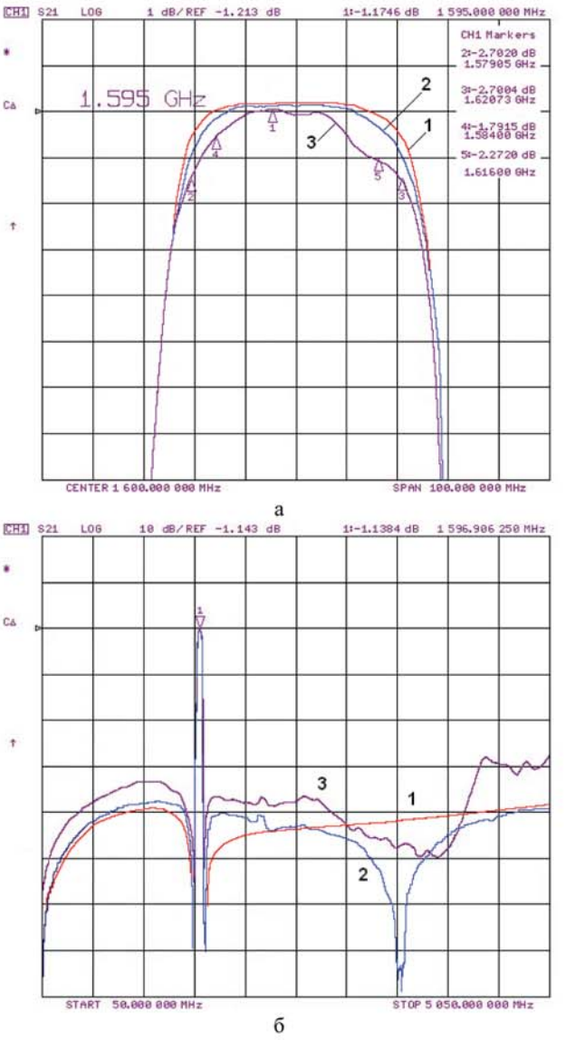
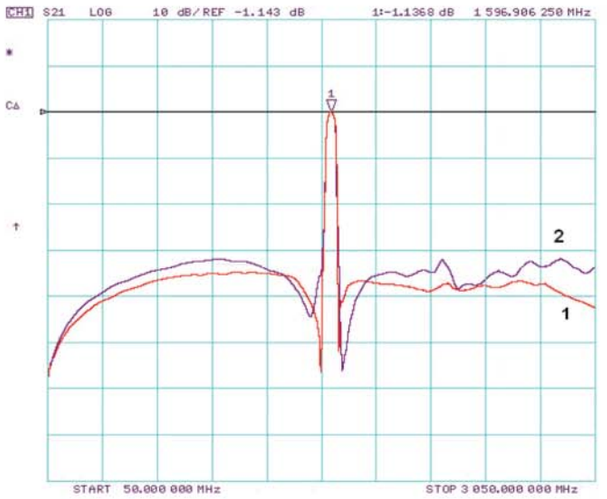


Рис. 8. Сравнение частотных характеристик фильтра ФП-6012 1600В20 МГц: а – в полосе пропускания; в – в широкой полосе частот (1 – расчет без учета паразитных эффектов; 2 – расчет с учетом паразитных элементов и связей по схеме на рис. 6; 3 – эксперимент)

Величины сопротивлений и индуктивностей потенциальных и заземляющих шариковых перемычек, а также индуктивностей связей между этими перемычками, используемы-

ми при монтаже пьезоэлементов по технологии "перевернутого кристалла" в корпусах типа CSSP, существенно меньше величин аналогичных индуктивностей проволочных перемычек, применяемых в корпусах типа SMD (Surface Mounted Device). Поэтому избирательность СВЧ фильтров с шариковыми перемычками в корпусах CSSP обычно лучше на 5-12 дБ, а вносимые потери меньше на 0,5-0,6 дБ, чем фильтров аналогичной структуры, но в корпусах SMD с проволочными перемычками (рис. 9).



а

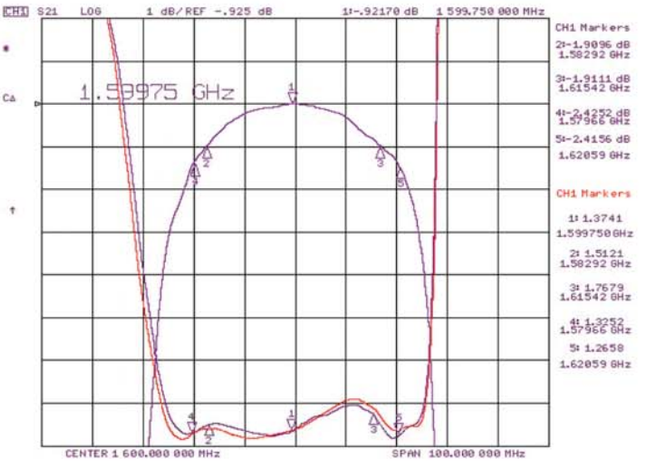
б

Рис. 9. Сравнение частотных характеристик S21 фильтров на частоту 1600 МГц: а- в диапазоне до 3 ГГц; б – в диапазоне до 5 ГГц (1 – фильтр ФП-6012 1600В20 МГц в корпусе CSSP 2,0x1,6x0,65 мм; 2 – фильтр ФП-671 1592В43 МГц в корпусе SMD 3,0x3,0x1,4 мм)

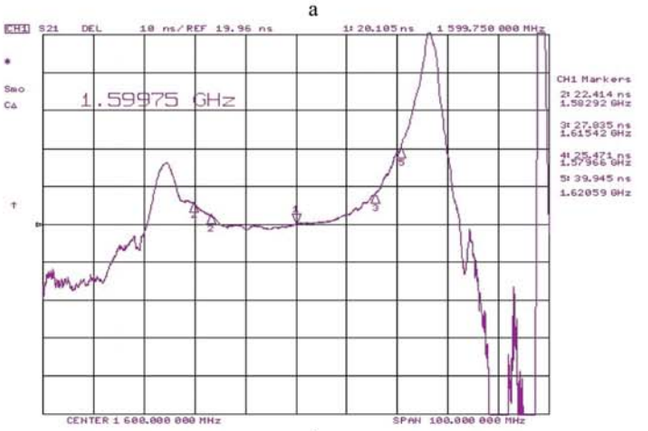
Преимущество по избирательности фильтров с шариковыми перемычками увеличивается с ростом частоты вплоть до 4-5 ГГц (рис.9), но при дальнейшем увеличении частоты до 6 ГГц это наблюдающееся преимущество нивелируется из-за влияния электромагнитной наводки в измерительном приспособлении с прижимными контактами .

Типичные частотные характеристики фильтра ФП-6012 1600В20 МГц показаны на рис. 10.

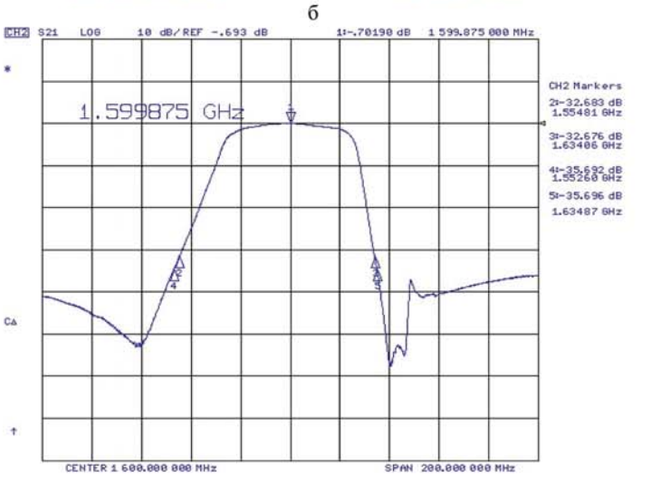
К канальным фильтрам для навигационных систем предъявляются жесткие требования по неравномерности группового времени запаздывания (ГВЗ) в полосе пропускания. Поэтому форма АЧХ в полосе пропускания описываемых здесь фильтров оптимизировалась с целью уменьшения крутизны параболической составляющей неравномерности ГВЗ и имела вид, близкий к Баттервортовской кривой [8].



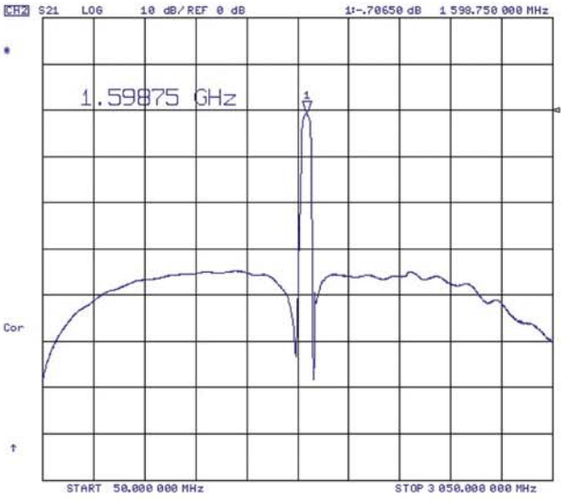
а



б



в

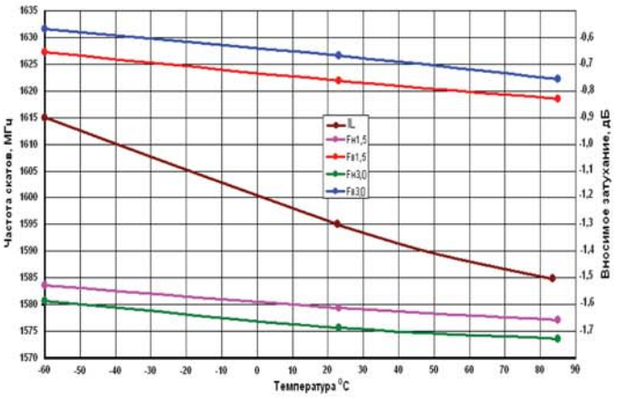


г

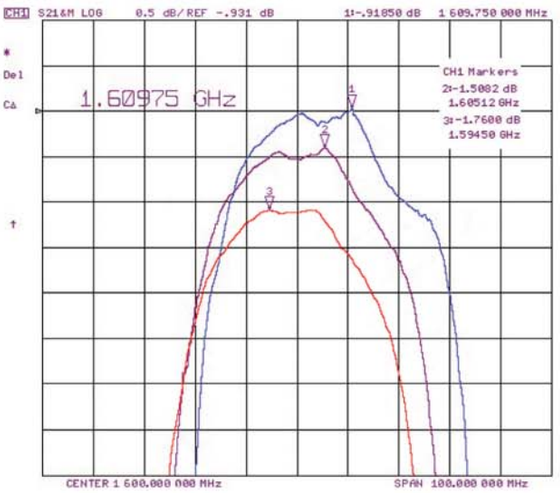
Рис. 10. Типичные частотные характеристики фильтра ФП-6012 1600В20 МГц: а – АЧХ и КСВ в полосе пропускания, б – ГВЗ в полосе пропускания; в, г – АЧХ в диапазонах 200 МГц и 3,0 ГГц

4. Температурно-частотные характеристики фильтра

Диапазон рабочих температур фильтров для профессиональной навигационной аппаратуры достаточно широк и обычно составляет от -60 ^{0}C до +85 ^{0}C. Поэтому с целью уменьшения температурной чувствительности характеристик в качестве материала подложки для всех типов фильтров использовался танталат лития температурностабильного среза *yxl/42°* с теоретическим температурным коэффициентом частоты ТКЧ=-28 ppm/^{0}C для случая неметаллизированной поверхности. Нанесение металлической пленки на поверхность танталата лития среза *yxl/42°* приводит к ухудшению температурной стабильности. В рассматриваемых конструкциях лестничных фильтров толщина алюминиевой пленки электродов резонаторов составляла около 5% от длины акустической волны или около1800 А в фильтре на частоту 1575 МГц и 1750 А в фильтре на частоту 1600 МГц. Как указывалась выше, конструкции последовательных резонаторов *S,* определяющих крутизну высокочастотных скатов АЧХ фильтра, и параллельных резонаторов *P,* формирующих низкочастотный скат АЧХ фильтра, различны. В результате измеренные температурные коэффициенты нижней и верхней граничных частот полосы пропускания фильтра по уровню -1,5 дБ составили соответственно ТКЧ$_Н$=-23,5 ppm/^{0}C и ТКЧ$_В$=-33,8 ppm/^{0}C при предельно высокой температуре +85 ^{0}C , а температурные коэффициенты при предельно низкой температуре -60 ^{0}C были ТКЧ$_Н$=-32,0 ppm/^{0}C и ТКЧ$_В$=-40,0 ppm/^{0}C. Усредненные на интервале изменения температуры 145 ^{0}C (от -60 ^{0}C до +85 ^{0}C) температурные коэффициенты составили ТКЧ$_Н$=-28,4 ppm/^{0}C и ТКЧ$_В$=-37,4 ppm/^{0}C. Таким образом видно, что ТКЧ$_В$ выше ТКЧ$_Н$ на 8-9 ppm/^{0}C, а высокочастотный скат АЧХ лестничного резонаторного фильтра более чувствителен к температуре, чем низкочастотный скат. При этом измеренная зависимость граничных частот полосы пропускания резонаторного фильтра от температуры имеет хотя и слабо выраженный, но нелинейный характер (рис. 11а).



а



б

Рис. 11. Температурно-частотные характеристики фильтра ФП-6012 1600В20 МГц в полосе пропускания: а- граничных частот **Fн** низкочастотного и **Fв** высокочастотного скатов АЧХ фильтра по уровням -1,5 и -3,0 дБ; б- затухания (1-60 ^{0}C, 2+20 ^{0}C, 3+85 ^{0}C)

Это отличается от часто используемого представления о линейной зависимости смещений граничных частот от температуры в фильтрах на танталате лития среза *yxl/42°*. Такой факт может быть объяснен тем, что в танталате лития среза *yxl/42°* вблизи частоты антирезонанса $f_{AR}^{(S)}$ последовательного резонатора, помимо оттекающей ПАВ существует быстрая сдвиговая волна. Указанные две волны (оттекающая и сдвиговая) на определенном частотном интервале векторно взаимодействуют друг с другом и образуют комплексную волну, амплитуда которой нелинейно (практически квадратично) зависит от величины внешнего возмущения, будь то влияние расстройки оттекающей ПАВ по частоте, например, из-за технологического разброса толщины электродов, или влияние температуры [9]. Дополнительным эффектом является увеличение потерь на распространение комплексной волны по сравнению с оттекающей. Таким образом, возникновение комплексной волны с увеличенными потерями на распространение и является причиной более высокой и нелинейной чувствительности высокочастотного ската АЧХ рассматриваемых резонаторных фильтров к внешним воз-

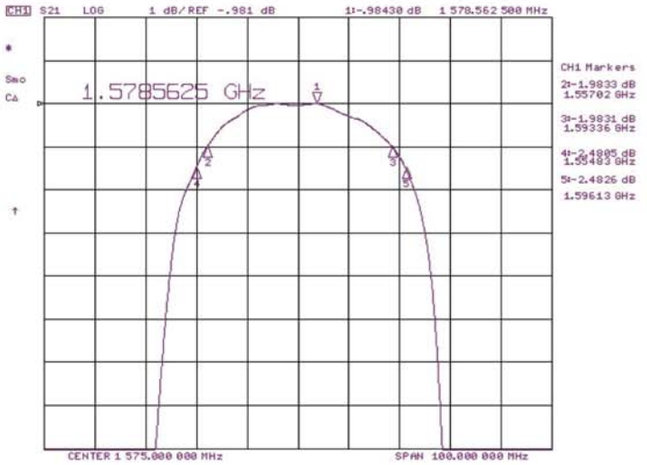
действиям, что необходимо учитывать при проектировании фильтров, работающих в широком интервале температур.

Наибольшему влиянию температуры подвержена характеристика затухания в полосе пропускания фильтра: АЧХ смещается, форма АЧХ искажается, вносимые потери увеличиваются с ростом температуры (рис. 11б). Форма же ГВЗ в полосе пропускания фильтров практически не искажается.

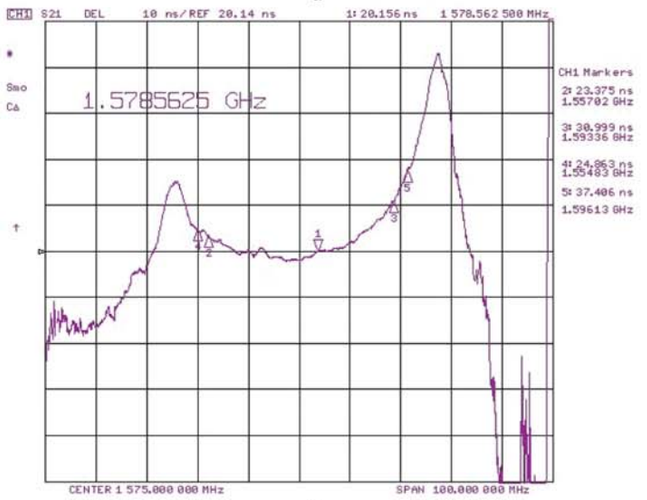
Сравнение же температурой чувствительности фильтров на одинаковые частоты, но с разными способами монтажа (пьезоэлемент на шариковых перемычках в корпусах CSSP или пьезоэлемент на клею и с проволочными перемычками в корпусах SMD) показало, что ТКЧ фильтров с шариковыми перемычками обычно хуже на 3-5 ppm/^{0}C из-за более жесткого закрепления пьезоэлементов на основании корпуса.

5. Частотные характеристики фильтра GPS-L1

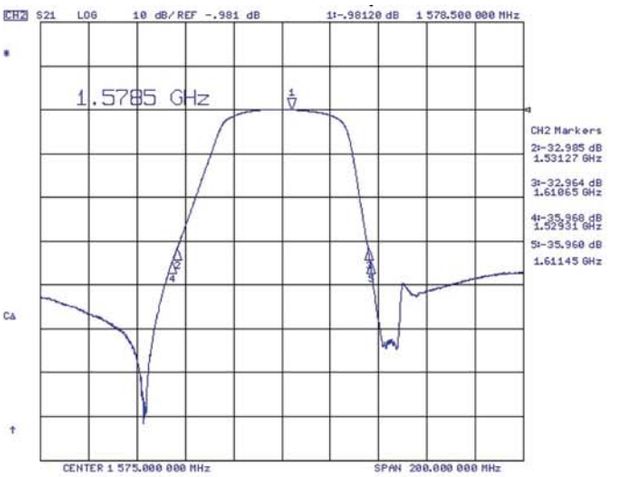
На рис. 12 приведены частотные характеристики другого узкополосного канального фильтра ФП-6013 1575В16 МГц для диапазона GPS L1. Указанный фильтр также имел лестничную структуру из двух *Т*-образных звеньев с резонаторами на оттекающих ПАВ. Фильтр ФП-6013 1575В16 МГц изготавливался на подложке из танталата лития температурностабильного среза *yxl/42°*, а его



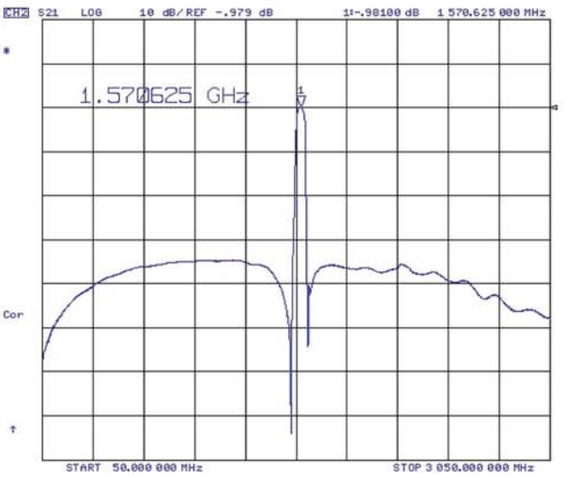
а



б



в



г

Рис. 12. Частотные характеристики канального фильтра ФП-6013 1575В16 МГц для диапазона GPS L1: а, б – АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания; в, г – АЧХ в диапазонах 200 МГц и 3,0 ГГц соответственно пьезоэлемент монтировался в корпусе типа CSSP 2,0x1,6X0,65 мм

Закономерности и зависимости, а также преимущества и недостатки по сравнению с фильтрами в корпусах типа SMD, описанные выше для высокочастотного фильтра ФП-6012 1600В20 МГц, справедливы и для более низкочастотного фильтра ФП-6013 1575В16 МГц.

Более детально характеристики описанных фильтров приведены в [15].

Заключение

Для реализации сравнительно узкополосных канальных фильтров для диапазонов профессиональной навигационной аппаратуры целесообразно использовать лестничные структуры с электрической связью резонаторов оттекающих ПАВ. С точки зрения миниатюризации аппаратуры оптимальным является применение в интегральных модулях бескорпусных полупроводниковых кристаллов и резонаторных фильтров на оттекающих ПАВ в виде завершенного изделия в миниатюрном корпусе типа CSSP с монтажом пьезоэлемента по

технологии "перевернутого кристалла В таких корпусах с габаритами 2,0x1,6x0,75 мм разработаны канальные фильтры на частоту 1600 МГц диапазона GLN L1и на частоту 21575 МГц диапазона GPS L1. Фильтры с шариковыми перемычками в корпусах CSSP обычно превосходят аналогичные фильтры с проволочными перемычками в корпусах SMD по избирательности на 5-10 дБ вследствие более слабого влияния паразитных элементов на СВЧ , но на 3-5 ppm/^{0}C уступают им по температурной стабильности из-за более жесткого крепления пьезоэлементов на основании корпуса.

Литература

1. *Орлов В.С.* Миниатюрные фильтры на поверхностных акустических волнах с продольной связью резонаторов и сборкой по технологии "перевернутого кристалла" для аппаратуры навигационных систем ГЛОНАСС-GPS // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, № 4, 2015. С. 40-50.
2. *Kim T.H.* and other,"Miniaturization and Optimization of RF SAW Filter Using Wafer Level Packaging Technology", IEEE 2007 Electronic Components and Technology Conference, pp. 574-579.
3. *Wright P.V.* Integrated Front-End Modules for Cell Phones / IEEE 2005 Ultrasonics Symposium Proc., pp. 564-572.
4. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010, 800 с.
5. *Orlov V.S., Schwartz A.L., Chvets V.B., and Kustova A.O.* Design of High Selectivity Low-Loss Ladder Filters / IEEE 2004 Ultrasonics Symposium Proc., pp. 56-60.
6. *Rusakov A.N., Orlov V.S., Chao B. and Lee V.* Application of Modified P-Matrix Model to the Simulation of Radio Frequency LSAW Filters / IEEE 2001 Ultrasonics Symposium Proc., pp. 7-11.
7. *Орлов В.С.* Модифицированная модель эквивалентных схем для проектирования устройств на поверхностных акустических волнах, 2002, 64 с. Официальный сайт www.saw-filters.ru Лаборатории акустоэлектронных фильтров МТУСИ Раздел "Обзоры и исследования" [Электронный ресурс]. Режим доступа: html://saw-filters/ свободный (дата обращения: 18.02.2016 г.).
8. *Holmgren O., Makkonen T., Jouni V., Knuuttila J.V., Plessky V.P.* Side Radiation of Rayleigh Waves from Synchronous SAW Resonators / IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 54, no. 4, 2007, pp. 861-869.
9. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986, 512 с.
10. Каталог "Фильтры на поверхностных акустических волнах". Официальный сайт www.saw-filters.ru Лаборатории фильтров МТУСИ [Электронный ресурс]. Режим доступа: html://saw-filters/ свободный (дата обращения: 18.02.2016).

THE LADDER RESONATOR FILTERS ON SURFACE ACOUSTIC WAVES FOR RECEIVERS OF NAVIGATION SYSTEMS

Victor Orlov, *doctor of sciences, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia,*
filtrov-pav@yandex.ru

Abstract

The designs and responses of radio frequency surface acoustic wave (SAW) filters for navigation systems GLONASS (GLN)-GPS are presented in paper. These filters may be used like narrow band devices to select signals in frequency ranges GLN L1 (1600 MHz) and GLN L1 (1575 MHz). To decrees of filter size and to obtain of its high rejection in stop band, basic ladder structures with electrically connected one-port resonators of leaky SAW were selected. It was show, that VHF filters on LSAW, designed like completed object in miniature CSSP packages 2,0x1,6 mm and piezoelement, assembled by progressive "flip-chip" technology, is the optimal decision for application in integrated modules of receivers of equipment. The designs of such VHF resonators and filters are show in details based on P-matrix and modified equivalent circuits models. The analysis of influence of parasitic effects in packages CSSP on VHF filter responses has made with programs set MicroSim. The behavior of frequency responses of filters in wide temperature range from -60^{0}C to+ 85^{0}C are investigated. The simulations and investigations are confirmed by experimental responses of filter on frequency 1600 MHz (GLN L1) and 1575 MHz (GPS L1). All filters types are manufactured by serial production.

Keywords: *navigation systems, integrated modules, leaky surface acoustic wave filters, piezoelement, assembly by "flip-chip" technology, temperature coefficient of frequency.*

References

1. *V.S. Orlov.* Miniature longitudinally coupled resonator surface acoustic wave filters with "flip-chip" assembly technology for navigation systems GLONASS-GPS / T-Comm , No 4, 2015, pp. 40-50. (*in Russian*)
2. *T.H. Kim* and other. Miniaturization and Optimization of RF SAW Filter Using Wafer Level Packaging Technology / IEEE 2007 Electronic Components and Technology Conference, pp. 574-579.
3. *P.V. Wright*. Integrated Front-End Modules for Cell Phones / IEEE 2005 Ultrasonics Symposium Proc., pp. 564-572.
4. GLONASS. Design and Functioning Principles / Editors: A. I. Perov and V.N. Kharissov. M.: Radio Technic, 2010. 800 p. (*in Russian*)
5. *V.S. Orlov, A.L. Schwartz, V.B. Chvets, E.I. Fedorov and A.O. Kustova*. Design of High Selectivity Low-Loss Ladder Filters / IEEE 2004 Ultrasonics Symposium Proc., pp. 56-60.
6. *A.N. Rusakov, V.S. Orlov, B. Chao and V. Lee.* Application of Modified P-Matrix Model to the Simulation of Radio Frequency LSAW Filters / IEEE 2001 Ultrasonics Symposium Proc., pp. 7-11.
7. *V.S.Orlov*. Modified Equivalent Circuits Models for SAW Devices Design, 2002. 64 p. Official site www.saw-filters.ru, [Electronic Recourse] of MTUCI Filters Laboratory. Charter "Reviews and Investigations". Access conditions: html://saw-filters.ru/. Free (date of communication: 18.02.2016). (*in Russian*)
8. *O. Holmgren, T. Makkonen, V. Jouni, J.V. Knuuttila, V.P. Plessky.* Side Radiation of Rayleigh Waves from Synchronous SAW Resonators / IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 54, no. 4, 2007, pp. 861-869.
9. *I.S. Gonorovsky*. Radio Technical Circuits and Signals. Radio and Communication. M, 1986. 512 p. (*in Russian*)
10. Catalogue "Surface acoustic Wave Filters". Official site www.saw-filters.ru, [Electronic Recourse] of MTUCI Filters Laboratory. Access conditions: html://saw-filters.ru/. Free (date of communication: 18.02.2016). (*in Russian*)