ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ДВУХМОДОВЫЙ ФИЛЬТР НА ОТТЕКАЮЩИХ ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ С НЕЭКВИДИСТАНТНЫМИ ЭЛЕКТРОДАМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ОТРАЖАТЕЛЬНЫХ РЕШЕТОК

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10278

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

Ключевые слова: *оттекающая поверхностная акустическая волна, двухмодовый фильтр, звено, каскад, преобразователь, отражательная решетка, вносимые потери, избирательность.*

В традиционной структуре звена двухмодового фильтра внутренние отражения оттекающих поверхностных акустических волнах (ПАВ) от электродов преобразователей приводят к образованию несимметричной АЧХ с пологим высокочастотным скатом и "плечом" затухания на уровне -(10-15) дБ. Кроме того, зазоры между входным и выходными ВШП представляют акустические неоднородности, вызывающие пульсации АЧХ в полосе пропускания, и являются источниками дополнительных потерь из-за переизлучения энергии ПАВ в объемные волны. Описывается конструкция СВЧ двухкаскадного фильтра на оттекающих ПАВ, позволяющая существенно снизить влияние у указанных эффектов. На частоте 1310 МГц описываемая конструкция позволяет реализовать широкую полосу пропускания BW3=8,7%, близкую к предельно возможной, и обеспечивает высокую избирательность более 52-56 дБ вблизи полосы пропускания и не менее 43-48 дБ в широком диапазоне частот до 3,0 ГГц. Подавление "плеча" на высокочастотном скате АЧХ до 52-54 дБ достигалось как за счет применения отражательных решеток между преобразователями, выполняющих функции дополнительных частотно-селективных элементов акустического тракта, так и путем варьирования пространственного шага в группах электродов преобразователей и отражательных решеток с последующей оптимизацией. Снижение резистивных потерь обеспечивалось за счет использования параллельно включенных звеньев в каждом каскаде. В отличии от аналогов, для изготовления описываемой конструкции применялись стандартные технология изготовления и материалы, что позволяет использовать конструкцию в качестве базовой.

Информация об авторе:
Орлов Виктор Семенович, *д.т.н., главный научный сотрудник, МТУСИ, Москва, Россия*

Для цитирования:
Орлов В.С. Широкополосный двухмодовый фильтр на ПАВ с неэквидистантными электродами преобразователей и отражательных решеток // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Том 13. №6. С. 36-45.

For citation:
Orlov V.S. (2019). Wideband Two-Mode Leaky Surface Acoustic Wave Filter with Non-Equidistant Electrodes of Transducers and Reflecting Gratings . *T-Comm*, vol. 13, no.6, pp. 36-45. (*in Russian*)

Введение

Фильтры на оттекающих поверхностных акустических волнах (ПАВ) являются одними из ключевых компонентов СВЧ трактов помехозащищенной аппаратуры мобильной и спутниковой связи. Расширение сервисных функций аппаратуры, постоянное усложнение используемых сигналов, необходимость уплотнения каналов связи, требует расширения относительных полос пропускания применяемых фильтров при одновременном уменьшении их вносимых потерь, улучшении прямоугольности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и избирательности по соседнему каналу.

Во входных трактах помехозащищенной аппаратуры очень часто применяются фильтры на оттекающих ПАВ с резонаторами, использующими продольную акустическую связь двух или более рабочих мод, благодаря широкому интервалу реализуемых полос пропускания, приемлемой избирательности, а также сравнительной простоте построения балансных структур и возможности проектирования фильтров с несимметричными входными и выходными импедансами (50/100 Ом, 100/250 Ом и т.д.). При этом с целью повышения избирательности до 45-55 дБ в широком диапазоне частот обычно используются 4-х полюсные фильтры из двух каскадов, электрически включенных последовательно.

Главными недостатками традиционных конструкций двухмодовых фильтров, использующих резонирующие 1-ю и 3-ю акустические моды оттекающих ПАВ, являются сравнительно узкие реализуемые полосы пропускания BW3=2-4% при относительно высоких вносимых потерях 2,5-3,0 дБ, которые растут с расширением полосы пропускания, а также несимметричная АЧХ с пологим высокочастотным скатом и "плечом" на этом скате на уровне порядка –(20-25) дБ, что ограничивает избирательность по соседнему каналу [1].

Поскольку предельно достижимая полоса пропускания двухмодовых фильтров на оттекающих ПАВ в первую очередь определяется коэффициентом k^2 электромеханической связи (КЭМС) используемого материала подложки, то естественным решением проблемы расширения полосы пропускания является применение пьезоэлектрических кристаллов с высоким k^2 типа ниобата лития различных кристаллографических ориентаций. Так, в работах [1, 2] описываются двухмодовые фильтры на оттекающих ПАВ, изготовленные на подложках из ниобата лития среза $yxl/64^0$, имеющего эффективный k^2=11 % . Для 4-х полюсных двухкаскадных фильтров со средней частотой 836 МГц относительные полосы пропускания по уровню -3 дБ составляли около BW3=3,9%, вносимые потери были IL=2,1-2,5 дБ, а подавление "плеча" не превышало 24-25 дБ.

Использование других срезов ниобата лития с более высокими КЭМС: среза $yxl/49^0$ с k^2=15,7% и среза $yxl/41^0$ с k^2=17,2%, позволило расширить полосы пропускания до BW3=6,2% и BW3=7,1% соответственно на частотах 405-446 МГц [3]. Указанные значения эффективного КЭМС и полос пропускания достигались при относительной толщине алюминиевых электродов резонаторов h/λ=0,05-0,06, где λ- длина акустической волны на средней частоте. Однако подавление "плеча" на пологом высокочастотном скате АЧХ в этих фильтрах также не превышало 22-24 дБ.

В работе [4] представлен шестимодовый фильтр со сверхширокой полосой пропускания BW3=12,6% на частоте 850 МГц. Для получения такой полосы использовался уникальный срез ниобата лития $yxl/15^0$, в котором распространяется волна SH-типа, существующая только под решеткой со значительной массовой нагрузкой. Условия существования этой волны в решетке и высокий эффективный КЭМС около k^2=25% для нее обеспечивались за счет применения тяжелых и толстых медных электродов в резонаторах (h/λ=0,10-0,12). С целью ослабления многочисленных пульсаций в полосе пропускания из-за поперечных мод между толстыми суммирующими шинами, авторы работы [4] были вынуждены использовать дополнительные методы подавления этих паразитных эффектов.

Все перечисленное (уникальный срез, особые условия существования используемой волны, толстые медные электроды и т.д.) существенно усложнило процедуру расчетов конструкции многомодового фильтра, повысило трудоемкость ее оптимизации, а также усложнило технологию изготовления и увеличило чувствительность конструкции к технологическим погрешностям.

В настоящей статье описывается конструкция двухмодового фильтра на оттекающих ПАВ с широкой относительной полосой пропускания BW3=8,7% на частоте 1310 МГц, обеспечивающая высокую избирательность более 52-56 дБ вблизи полосы пропускания и не менее 43-48 дБ в широком диапазоне частот до 3,0 ГГц. Подавление "плеча" на высокочастотном скате АЧХ до 52-56 дБ достигалось как за счет применения дополнительных отражательных решеток между преобразователями, выполняющих функции частотно-селективных элементов акустического тракта [5], так и за счет варьирования пространственного шага в части электродов преобразователей и дополнительных отражательных решеток [6]. В качестве материала подложки фильтра применялся ниобат лития широко распространенного среза $yxl/41^0$ с высоким k^2= 17,2%. Изготовление алюминиевых электродов преобразователей и отражательных решеток с типичной толщиной h/λ=7 % осуществлялось по стандартному технологическому процессу обратной фотолитографии.

Для проектирования двухмодового фильтра с такими неэквидистантными электродами в преобразователях и решетках использовалась модифицированная модель эквивалентных схем [7].

Модифицированная модель эквивалентных схем для фильтров с продольной акустической связью резонаторов

На рис. 1а показана топологическая схема одного звена двухполюсного фильтра с продольной акустической связью резонаторов для двух нечетных 1-й и 3-й акустических мод. В традиционной конструкции фильтра такое звено состоит из входного встречно-штыревого преобразователя (ВШП) 1, двух электрически параллельно включенных выходных преобразователей ВШП2 и ВШП3, а также двух короткозамкнутые отражательных решеток ОР1 и ОР2. Электроды элементов акустического тракта (ЭАТ) выполнены эквидистантными, но их пространственные периоды для разных ЭАТ фильтра отличаются друг от друга. Перечисленные ЭАТ в совокупности с зазорами между ними, являющимися акустическими линиями передачи (АЛП), образуют резонансную полость для различных акустических мод [1].

Nom-6-2019.qxd 29.06.2019 1:27 Page 38

На рис.1б условно представлено распределение энергии в резонансной полости для рабочих 1-й и 3-й акустических мод А и В, а также для дополнительной моды С, имеющей максимальные амплитуды в зазорах между входным ВШП1 и выходными ВШП2, ВШП3 [6, 8].

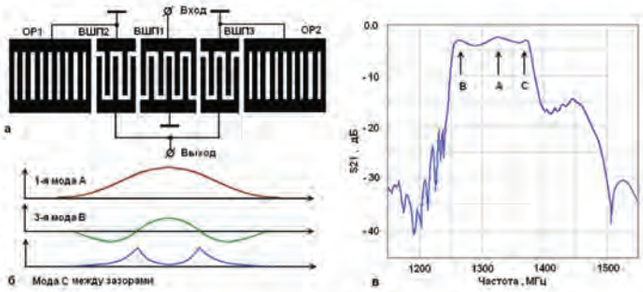

Рис. 1. Двухполюсное звено фильтра с продольной акустической связью резонаторов: а – топологическая схема; б – распределение энергии 1-й, 3-й акустических мод А, В в резонаторах и моды С между зазорами; в – влияние акустических мод на формирование АЧХ звена фильтра

В традиционной – конструкции двухмодового фильтра (рис. 1а), вследствие внутренних отражений оттекающих ПАВ от электродов преобразователей происходит частичное самосогласование реактивных компонент входных проводимостей преобразователей, что приводит к полезному эффекту - снижению вносимых потерь. Но при этом максимумы действительных компонент проводимостей входного и выходных ВШП смещаются в сторону низких частот, причем на разную величину. Это вызывает появление асимметричной АЧХ фильтра с более пологим высокочастотным скатом и "плечом" на этом скате АЧХ с затуханием около 15-20 дБ. Кроме того, максимумы проводимостей, соответствующих рабочим 1-й и 3-й модам А и В, находятся на разных частотах, что увеличивает пульсации АЧХ в полосе пропускания [2]. Наличие же дополнительной моды С, резонирующей между акустическими неоднородностями, которыми являются зазоры как между преобразователями, так и между преобразователями и отражательными решетками (рис. 1б), не только увеличивает количество и амплитуды пульсаций АЧХ в полосе пропускания фильтра (рис. 1в) [6], но и вызывает увеличение вносимых потерь из-за рассеяния части энергии отекающих ПАВ в энергию объемных волн на этих неоднородностях [8].

Другими источниками вносимых потерь в двухмодовых фильтрах являются резистивные потери, потери на распространение оттекающих ПАВ, накопление энергии объемных акустических волн (ОАВ) на краях электродов, излучение акустической энергии суммирующими шинами[8] и т.д.

Наиболее распространенными моделями, используемыми при проектировании устройств как на незатухающих рэлеевских ПАВ, так и затухающих оттекающих ПАВ, позволяющими учесть перечисленные выше эффекты в двухмодовых фильтрах, являются модель связанных волн [4, 8] и модель эквивалентных схем [3, 7]. Модель эквивалентных схем оперирует с элементарной ячейкой устройства на оттекающих ПАВ, представляющей пленочный электрод ВШП или отражающей решетки, окруженный слева и справа половинами зазоров с соседними электродами (рис. 2). Такая элементарная ячейка позволяет с высокой точностью смоделировать как одиночную акустическую неоднородность (электрод или зазор), так и их совокупность в элементах акустического тракта, например, в преобразователях и отражательных решетках с варьированием пространственного шага электродов. Поэтому модель эквивалентных схем была выбрана для расчетов в настоящей работе.

В модифицированной модели эквивалентных схем используется следующая иерархия ее элементов:

– элементарные ячейки электродов с заданной полярностью напряжения на них;

– элементарные ячейки металлизированных участков пьезоэлектрической подложки без наряжения;

– элементарные ячейки зазоров или неметаллизированных участков пьезоэлектрической подложки;

– элементарные секции, например, в преобразователе или в отражающей решетке, объединяющие

несколько периодически повторяющиеся комбинаций элементарных ячеек;

– элементы акустического тракта (ЭАТ- преобразователи, отражающие решетки, акустические линии передачи, фазовращатели, многополосковые ответвители, акустические поглотители, электромагнитные экраны-фазовращатели и т.д.), образованные совокупностями элементарных секций;

– электро-акустические устройства (линии задержки, трансверсальные фильтры, резонаторы, резонаторные фильтры и т. д.), сформированные из нескольких элементов акустического тракта в соответствии со структурной схемой устройства.

Каждая элементарная ячейка или элементарная секция описывается электро-акустическим шестиполюсником с двумя акустическими входами 1-1, 2-2 и одним электрическими входом 3-3, в котором механическая сила и скорость распространения ПАВ заменяются эквивалентными напряжениями и токами (рис. 2).

Для описания свойств элементарных ячеек и секций используется смешанная матрица передачи $[a_{ij}]$, описывающая связь напряжений и токов на входах 1-1, 2-2 и 3-3 электроакустического шестиполюсника следующим образом [7]:

$$\begin{cases} U_2 = a_{11}U_1 + a_{12}I_1 + a_{13}U_3 \\ I_2 = a_{21}U_1 + a_{22}I_1 + a_{23}U_3 \\ I_3 = a_{31}U_1 + a_{32}I_1 + a_{33}U_3 \end{cases} \quad (1)$$

и имеющая вид:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \\ a_{ij} \\ \\ \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_2 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Здесь $i, j = 1,2,3$, a_{11}, a_{22}, a_{23}, a_{31} – безразмерны, a_{12}, a_{13}, a_{32}, a_{33} имеют размерность проводимостей, a_{21} – имеет размерность сопротивления [7].

Для элементарной ячейки, расположенной **в преобразователе под электродом** с условной положительной полярностью (рис.2а), смешанная матрица передачи $[a_{ij}]_m$ имеет вид:

$$[a_{ij}]_m = \begin{bmatrix} cos(\theta_m) & i \cdot sin(\theta_m)/Z_m & -i \cdot r \cdot sin(\theta_m)/Z_m \\ i \cdot Z_m \cdot sin(\theta_m) & cos(\theta_m) & r \cdot (1 - cos(\theta_m)) \\ r \cdot (1 - cos(\theta_m)) & -i \cdot r \cdot sin(\theta_m)/Z_m & i \cdot r^2 \cdot sin(\theta_m)/Z_m \end{bmatrix} \quad (3)$$

Nom-6-2019.qxd 29.06.2019 1:28 Page 39

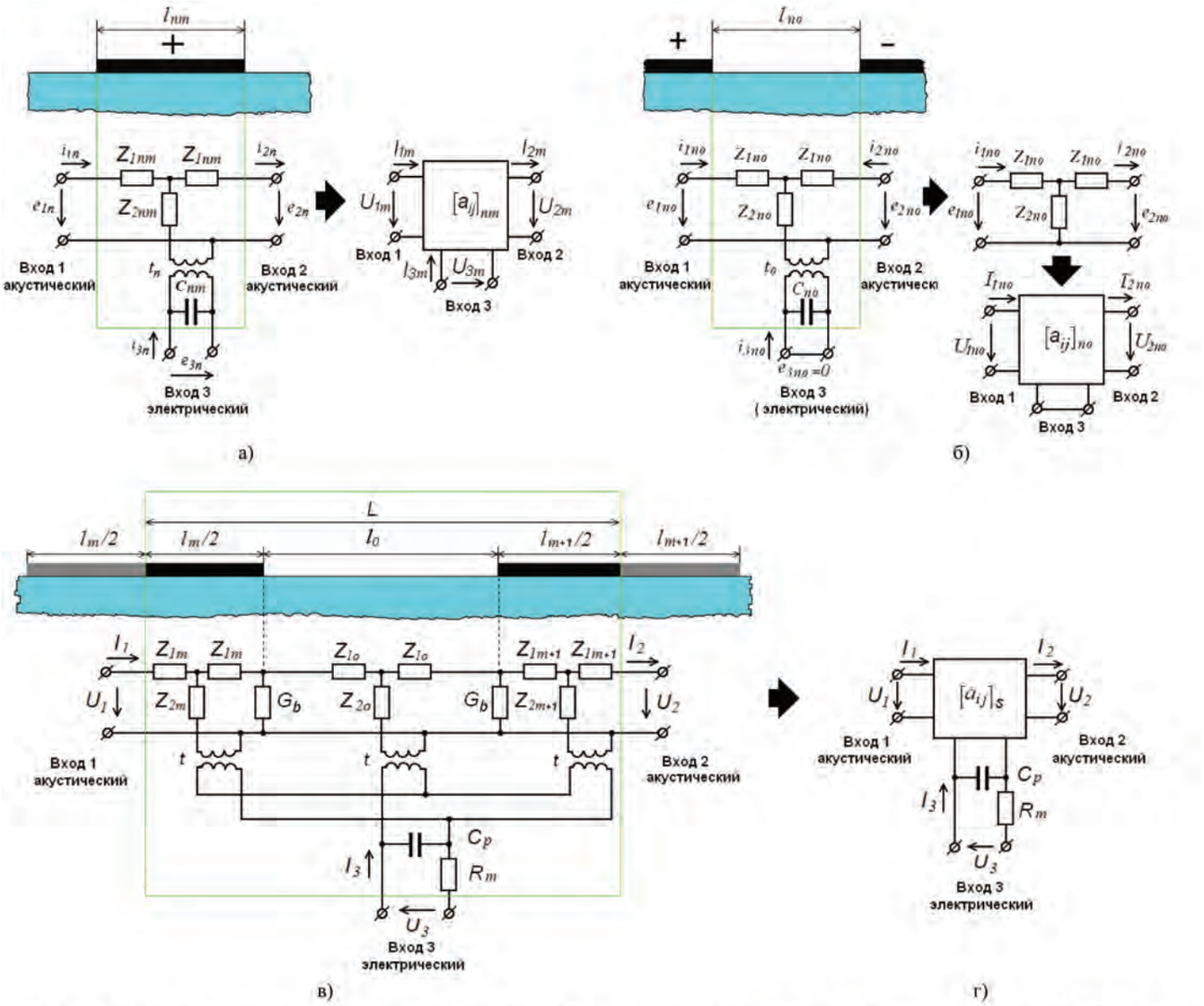

Рис. 2. Топология и эквивалентные схемы элементов ВШП: а – элементарная ячейки электрода; б – элементарная ячейки зазора; в – элементарная секция с учетом резистивных потерь в каждом электроде

где Z_m и θ_m – соответственно акустическое сопротивление и фазовый угол, описывающий задержку акустического сигнала при прохождении металлизированного участка пьезоэлектрической подложки протяженностью l_m, t – коэффициента трансформации энергии оттекающей ПАВ.

Смешанная матрица передачи $[a_{ij}]_0$ элементарной ячейки **зазора, окруженного в преобразователе** слева прилегающим электродом положительной полярности, а справа-электродом отрицательной полярности (рис. 2б), имеет тот же вид, что и (3) с заменой Z_m и θ_m соответственно на акустическое сопротивление Z_0 и фазовый угол θ_0, описывающий задержку акустического сигнала при прохождении неметаллизированного участка пьезоэлектрической подложки с протяженностью l_0 [7]. Поскольку в элементарной ячейке зазора напряжение на электрическом входе отсутствует, то на эквивалентной схеме ячейки зазора электрический вход закорочен (U_3=0), а элементы матрицы $[a_{ij}]_0$ ячейки принимают значения $a_{11}=a_{21}=cos\theta_0$, $a_{12}=i\cdot sin\theta_0/Z_0$, $a_{12}=i\cdot Z_0\cdot sin\theta_0$, $a_{13}=a_{23}=a_{31}=a_{32}=a_{33}=0$. При этом ячейка может быть представлена уже четырехполюсником.

В качестве периодической элементарной секции эквидистантного двунаправленного втречно-штыревого преобразователя выбрана секция, включающая в себя пять элементарных ячеек: зазор шириной l_0, два прилегающих к зазору справа и слева электрода, каждый из которых имеет половинную ширину $l_m/2$ и один из которых находится под положительным потенциалом, а другой – под отрицательным потенциалом, а также две ячейки перехода G_b, включенные

на границах электродов с зазором и моделирующие эффекты рассеивания и накопления энергии оттекающих ПАВ, но не имеющие топологического эквивалента. Выбор такой элементарной секции позволяет установить простую связь с используемой для синтеза моделью дельта-источников с расположением центров возбуждения в середине электродов преобразователей [8]. Топологическая и эквивалентная схемы элементарной секции, используемые в модифицированной модели для преобразователя, показаны на рис. 2в.

Величины сопротивлений Z_i на рис. 2 описываются соотношениями [7]:

$$Z_{10} = i \cdot Z_0 \cdot tg(\theta_0/2),\ Z_{20} = -i \cdot Z_0 \cdot cosec(\theta_0),$$
$$Z_{1m} = i \cdot Z_m \cdot tg(\theta_m/2),\ Z_{2m} = -i \cdot Z_m \cdot cosec(\theta_m),$$
$$Z_0 = 1 + r_r,\ Z_m = 1 - r_r, \qquad (4)$$
$$\theta_0 = \pi \cdot f \cdot l_0/v = 0{,}5 \cdot \pi \cdot (1 - k_m) \cdot f/f_t,$$
$$\theta_m = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot l_m/v = \pi \cdot k_m \cdot f/f_t,\ t^2 = f \cdot C_p \cdot k^2,$$
$$C_p = 2 \cdot A \cdot (e'_{pr} + 1) \cdot (6{,}5 \cdot k_m^2 + 1{,}08 \cdot k_m + 2{,}37) \cdot 10^{-12}.$$

Здесь f – частота возбуждения; f_t – центральная частота преобразователя; k^2–квадрат коэффициента электромеханической связи; $k_m = l_m/(l_0 + l_m)$ – коэффициент металлизации; r_r – коэффициент отражения оттекающей ПАВ на границе электрода; t – коэффициента трансформации энергии ПАВ; v – эффективная фазовая скорость ПАВ под преобразователем; W – абсолютная апертура преобразователя; C_p – статическая емкость пары электродов; e'_{pr} – эквивалентная относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки; I_1, I_2, U_1, U_2 – эквивалентные токи и напряжения в акустическом тракте, соответствующие механическим смещениям и напряжениям; I_3, U_3 – ток и напряжение на электрическом входе 3-3.

Поскольку элементарные ячейки зазора, электрода и перехода, входящие в состав элементарной секции на рис. 2б и представленные электроакустическими шестиполюсниками, акустически включены последовательно, а электрически параллельно, то, следуя правилам соединения таких шестиполюсников, i-я элементарная секция в преобразователе также может быть представлена электроакустическим шестиполюсником, показанным на рис. 2г. Напряжения и токи на электрическом и акустических входах элементарной секции преобразователя связаны между собой соотношением

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ U_1 \\ I_3 \end{bmatrix}_S = \begin{bmatrix} a_{ij} \end{bmatrix}_S * \begin{bmatrix} I_2 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix}_S \qquad (5)$$

При этом элементарная секция ВШП описывается смешанной матрицей передачи вида

$$[a_{ij}]_S = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}, \qquad (6)$$

элементы $[a_{ij}]$ которой получены при последовательном каскадировании матриц пяти элементарных ячеек электродов и зазоров, начиная с правого края секции.

Эквивалентная схема элементарной секции в **отражающей решетке** аналогична схеме для элементарной секции встречно-штыревого преобразователя на рис.2в при условии короткого замыкания электрического выхода, т.е. при $U_3 = 0$.

В многоэлектродном элементе акустического тракта (например, в **преобразователе на рис. 2а или в отражающей решетке на рис. 2б)** элементарные секции акустически соединены последовательно, а электрически параллельно. Поэтому полная эквивалентная схема такого элемента ЭАТ формируется путем последовательного соединения необходимого количества элементарных секций, эквивалентные схемы которых, например, показаны на рис. 3. В алгоритме программы анализа полученной эквивалентной схемы преобразователя или отражающей решетки расчет проводится последовательным каскадированием матриц элементарных секций типа (6), начиная с правого края ЭАТ. При необходимости, от результирующих смешанных матриц передачи преобразователя $[A]_{ВШП}$ или решетки $[A]_{OP}$ можно перейти к их матрицам проводимостей $[Y]_{ВШП}$ и $[Y]_{OP}$ или к матрицам рассеяния $[S]_{ВШП}$ и $[S]_{OP}$. Более подробно расчет ЭАТ (преобразователей, отражающих решеток и акустических линий передачи) по модифицированной модели эквивалентных схем описан в [7]. После определения соответствующих матриц (*A*-, *Y*- или *S*- матриц) элементов акустического тракта в соответствии со структурной схемой фильтра на оттекающих ПАВ вычисляется его сквозная макро-матрица $[A]_{ФИЛ}$, $[Y]_{ФИЛ}$ или $[S]_{ФИЛ}$ уже как электрического четырехполюсника (рис.3в) и определяются частотные характеристики устройства в целом: коэффициенты передачи *S13* и *S31* (или АЧХ), фазо-частотная характеристика (ФЧХ), групповое время запаздывания (ГВЗ), коэффициенты отражения *S11* и *S12* (или КСВ по входу и выходу) и т. д.

Модифицированная модель эквивалентных схем была разработана с целью повышения точности моделирования устройств как на незатухающих рэлеевских ПАВ, так и затухающих оттекающих ПАВ за счет учета следующих эффектов второго порядка:

– отражения ПАВ от электродов с учетом массовой нагрузки, пьезоэлектрического эффекта и накопления энергии под электродам материала, а также профиля электродов;

– влияния физических характеристик материала положки при его выбранной кристаллографической ориентации;

– конечности проводимости электродов (резистивных потерь), зависящей от материала и технологии нанесения металлических пленок;

– распределения зарядов на электродах в зависимости от их соседнего окружения (свободные зазоры, электроды под напряжением, изолированные электроды, закороченные электроды и т.д.);

– потерь на рассеяние при распространении оттекающих ПАВ;

– влияния согласующих цепей и внешних паразитных элементов;

– сигнала электромагнитной наводки и некоторых других.

Nom-6-2019.qxd 29.06.2019 1:29 Page 41

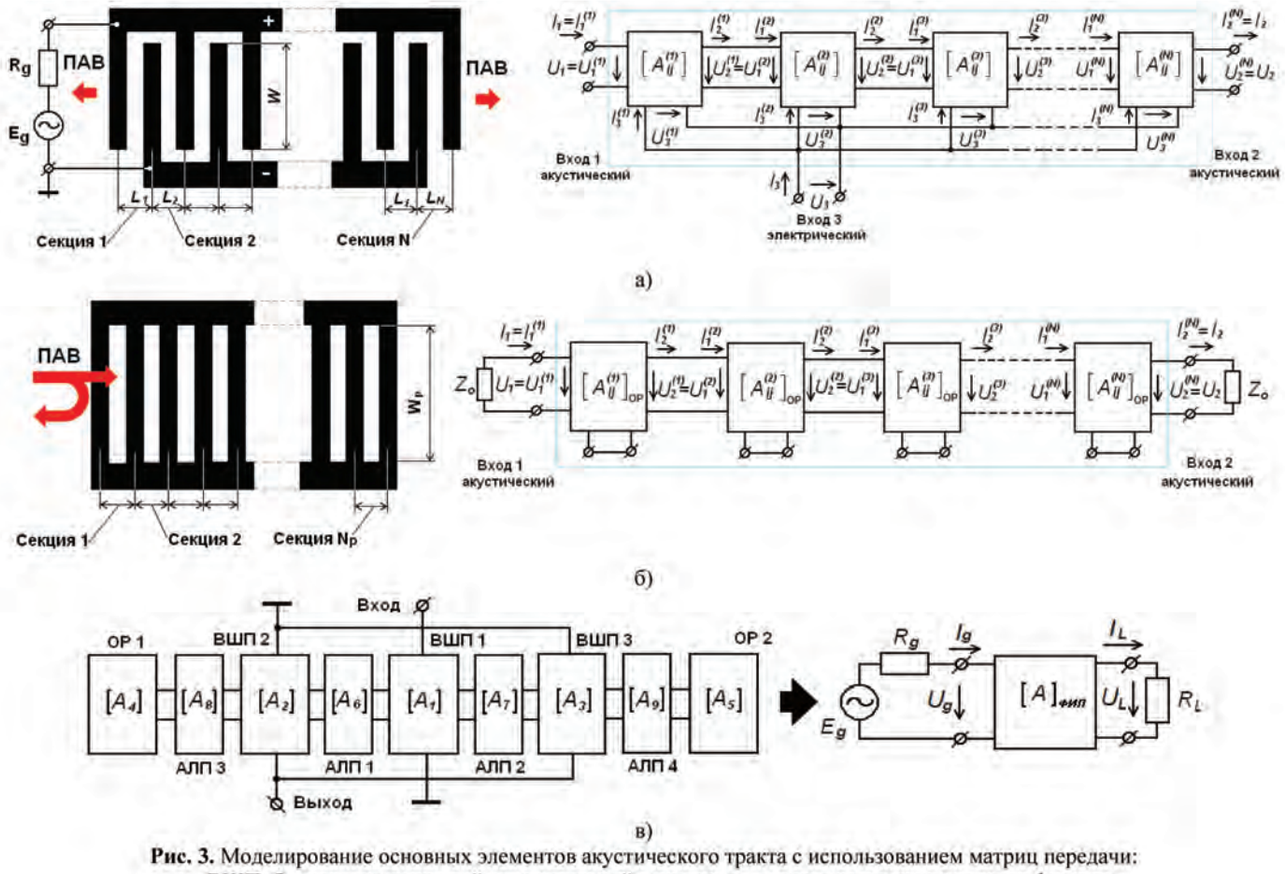

Рис. 3. Моделирование основных элементов акустического тракта с использованием матриц передачи: а – ВШП; б – короткозамкнутой отражательной решетки; в – одного звена двухмодового фильтра

Численные данные, вводимые в программное обеспечение на основе модифицированной модели в качестве исходных (коэффициенты отражения от электродов, коэффициенты накопления энергии и коэффициенты потерь на распространение ПАВ, значения проводимости металлических пленок электродов, характеристики материалов подложек (эффективная диэлектрическая проницаемость, коэффициент электромеханической связи и т.д.) позволяют адаптировать программное обеспечение к конкретной технологии изготовления и используемым материалам. Конечное представление устройства на оттекающих ПАВ в виде четырехполюсника, описываемого макро-матрицей проводимостей, позволяет использовать созданное на основе модифицированной модели программное обеспечение совместно со стандартными симуляторами электрических цепей типа AWR Microwave Office, SPICE, Micro-Sim и т.д. для расчета характеристик радиочастотных трактов аппаратуры, в которой устройства на ПАВ используются.

Моделирование двухмодовых фильтров с неэквидистантными электродами в преобразователях и отражательных решетках резонаторов

В настоящей работе на примере двухкаскадного фильтра с центральной частотой 1310 МГц и полосой пропускания BW=114 МГц (8,7%) проведено исследование различных модификаций структур его звеньев, позволяющих реализовать широкую полосу пропускания фильтра до (9-10)%, близкую к предельно возможной, одновременно с высокой избирательностью 45-55 дБ и малыми вносимыми потерями 3-4 дБ. При этом на последовательных этапах проектирования выполнялась только одна модификация структуры.

Как уже указывалось выше, в двухмодовых фильтрах традиционной конструкции (рис. 1а и 4а) неметаллизированные зазоры как между соседними преобразователями, так и между ВШП и отражательными решетками вследствие скачка акустического импеданса представляют собой акустические неоднородности на пути распространения оттекающих ПАВ, что приводит к искажениям частотных характеристик фильтра вследствие дополнительных отражений ПАВ от зазоров и увеличению вносимых потерь из-за трансформации энергии ПАВ на них в энергию объемных волн [8]. Гибким инструментом, позволяющим сгладить такие акустические неоднородности и существенно улучшить частотные характеристики фильтра, показало себя варьирование пространственного шага (расстояния между центрами) [4, 6, 8] примыкающих к зазору групп электродов (от 3 до 10-15 штук) в соседних ВШП (рис. 4б). При этом распределение пространственного шага таких неэквидистантных электродов может быть выполнено как линейным, например, с целью уменьшения вносимых потерь [10], так и скачкообразным вследствие оптимизации шага по различным алгоритмам, используемым для достижения заданной целевой

Nom-6-2019.qxd 29.06.2019 1:30 Page 42

функции (минимума потерь, минимума неравномерности АЧХ, минимума КСВ, максимума подавления "плеча" на высокочастотном скате АЧХ или иного параметра) [6, 11, 12].

На рис.4 представлены для сравнения исследуемые топологические схемы одного звена фильтра как с эквидистантными (рис.4а), так и с неэквидистантными (рис.4б) электродами в ВШП1, 2, 3.

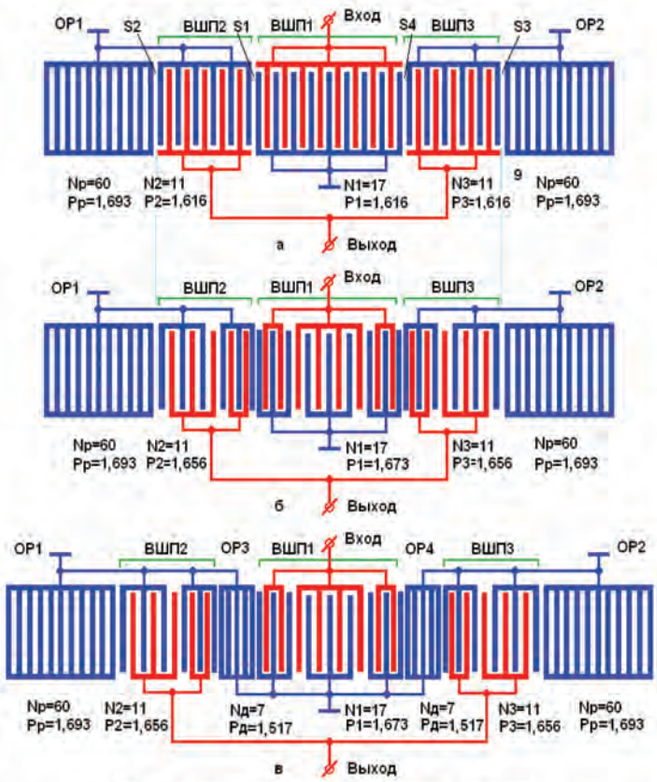

Рис. 4. Топологические схемы звена фильтра:
а – с эквидистантными электродами ВШП1-3 и решеток ОР1, ОР2;
б – с неэквидистантными электродами в ВШП1-3 и эквидистантными электродами решеток ОР1, ОР2; в – с неэквидистантными электродами ВШП1-3 и дополнительных решеток ОР3, ОР4

На этом же рисунке под каждым элементом акустического тракта указано количество N и пространственный шаг P электродов в его регулярной части до проведения процедуры оптимизации. Коэффициент металлизации как в преобразователях ВШП1-3, так и в решетках ОР1, ОР2 был выбран Км=0,53, а относительная толщина алюминиевых электродов во всех ЭАТ составляла h/λ=6,5%, где λ- длина оттекающей ПАВ на средней частоте фильтра. В качестве материала подложки использовался ниобат лития среза $yxl/41^0$, обеспечивающий высокий КЭМС около k^2= 17,2%.

На первом этапе звено двухмодового фильтра на частоту 1310 МГц и с полосой пропускания BW3=114 МГц проектировалось с традиционным эквидистантным расположением электродов в преобразователях ВШП1-3 и в основных отражательных решетках ОР1, ОР2 (рис.4а). На рис. 5а, график 1, показана частотная характеристика *S21* такого традиционного звена (рис. 4а) с эквидистантными электродами как преобразователей ВШП1-3 при их шаге P1=1,616 мкм, так и основных отражательных решеток ОР1, ОР2 с шагом электродов Pp=1,693 мкм. Как видно из рис. 5а, подавление "плеча" на частоте около 1520 МГц составляло всего 11-12 дБ, что явно недостаточно.

На втором этапе проектирования для улучшения избирательности на частотах вблизи 1460-1560 МГц в преобразователях ВШП1-3 были выделены группы по 5 электродов, примыкающих к зазорам между ВШП1,2 и между ВШП1,3 (рис. 4б), а в выделенных группах шаги электродов варьировались в пределах 1,4-1,67 мкм. Чтобы сохранить ширину полосы пропускания традиционной структуры, исходные шаги входного ВШП1 и выходных ВШП2,3 выполнялись различными, т.е. P1=1,673 мкм и P2,3=1,656 мкм. Из-за требуемой широкой полосы пропускания количество электродов в преобразователях и, как следствие, в группах электродов с варьированием пространственного шага, было ограничено (N1=17, $N_Д$2,3=11). Это, в свою очередь, ограничило возможности оптимизации, в результате чего увеличить подавление "плеча" на частотах вблизи 1460-1560 МГц каждом звене удалось только на 7-8 дБ, т.е. до 17-22 дБ (рис. 5а, график 2).

Отражательные решетки из короткозамкнутых электродов играют важную роль в работе резонаторных фильтров. Так, основные решетки ОР1 и ОР2 из периодических электродов на рис. 4а формируют резонансную полость, в которой распространяются и резонируют оттекающие ПАВ, возбуждаемые входным преобразователем ВШП1. Дополнительные эквидистантные решетки, иногда вводимые между входным и выходными ВШП, обычно служат для регулировки акустической связи между ними и полосы пропускания фильтра [5,10]. В обоих случаях частотно-зависимые свойства отражательной решетки для оттекающих ПАВ с учетом потерь описываются с помощью коэффициентов отражения, прохождения и рассеяния.

В частотной характеристике коэффициента прохождения отражательной решетки конечной протяженности можно выделить три участка [2, 13]: полосу заграждения, в которой распространение оттекающей ПАВ существенно ограничено вследствие сильных внутренних отражений от периодических электродов; участок ниже полосы заграждения со сравнительно низким затуханием и участок выше полосы заграждения с крутой характеристикой затухания из-за трансформации энергии оттекающих ПАВ в энергию объемных волн. Для образования стоячей оттекающей ПАВ в резонансной полости основные и дополнительные отражательные решетки ОР1, ОР2 в двухмодовом фильтре обычно проектируются таким образом, чтобы полосы заграждения решеток совпадали с полосой пропускания преобразователей [1-3]. Но если полосу заграждения отражающей решетки сместить вниз по частоте за пределы полосы пропускания преобразователей, то она превращается в частотно-избирательный элемент акустического тракта [14, 15].

Поэтому на третьем этапе проектирования с целью дальнейшего улучшения избирательности звена рассматриваемого широкополосного фильтра между его преобразователями ВШП1,2 и ВШП1,3 с неэквидистантными электродами были введены дополнительные отражательные решетки ОР3 и ОР4 с исходным шагом электродов $P_Д$=1,517 мкм, играющие роль таких дополнительных частотно-селективных элементов (рис.4в), а пространственные шаги дополнительных решеток ОР3 и ОР4 также варьировались в пределах 1,27-1,62 мкм.

Nom-6-2019.qxd 29.06.2019 1:30 Page 43

Распределение шагов в группах неэквидистантных электродов преобразователей ВШП1,2 и дополнительных решеток ОР3,4 после оптимизации показано на рис. 5б. Также как и на предыдущем этапе проектирования, исходные шаги электродов преобразователей ВШП1,2 составили соответственно Р1=1,673 мкм и Р2=1,656 мкм для сохранения широкой полосы. Структуры преобразователей и решеток в звене двухмодового фильтра в целом симметричны относительно центра входного ВШП1.

В результате введения дополнительных решеток ОР3,4 и варьирования шага их электродов, избирательность звена фильтра на частотах вблизи 1460-1560 МГц увеличилась до 25-33 дБ (рис. 5а, график 3), что уже достаточно для использования такого звена в двухкаскадном фильтре. Однако

дополнительные решетки ОР3,4 увеличивают расстояние между входным ВШП1 и выходными ВШП2,3, что приводит к некоторому росту вносимых потерь звена из-за затухания оттекающих ПАВ на этом увеличенном расстоянии.

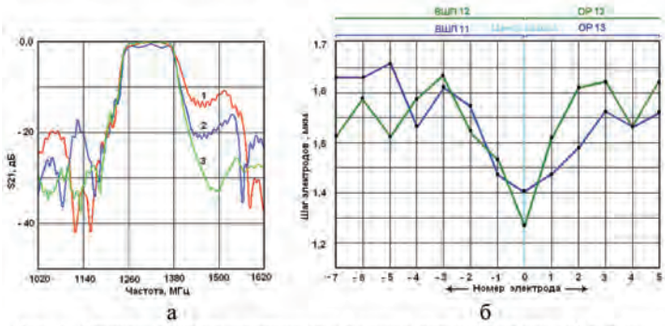

Рис. 5. Расчетные характеристики одного звена фильтра (а) и распределение шагов электродов преобразователей и отражательных решеток (1 – структура на рис. 4а; 2 – структура на рис.4.б; 3 – структура на рис. 4в)

Чтобы обеспечить согласование входного и выходного сопротивлений широкополосного фильтра с внешним трактом 50/50 Ом, апертуры его преобразователей пришлось бы увеличить до W=200 мкм или до 64λ из-за малого числа электродов в последних, что привело бы к росту резистивных потерь. Для снижения резистивных потерь в каждом из двух каскадов рассматриваемого фильтра пара парциальных звеньев 1,2 и 2,3 включалась электрически параллельно, а акустически- последовательно, что позволило вдвое уменьшить апертуру преобразователей до W=100 мкм или 32λ. В итоге топологическая схема пьезоэлемента широкополосного фильтра приобрела вид, показанный на рис. 6.

Резистивные потери моделировались путем введения сопротивления Rm в элементарную секцию каждого электрода преобразователя (рис. 2в). По сравнению с другими моделями, например, использующими дискретное сопротивление, отображающие резистивные потери в преобразователе в целом [16], модифицированная модель эквивалентных схем позволяет повысить точность расчетов характеристик как отдельных элементов акустического тракта звена, так параллельно включенных звеньев фильтра (рис. 7а). Акустическая изоляция параллельных звеньев 1,2 и 3,4 друг от друга в каждом каскаде фильтра осуществлялась сдвоенной отражательной решеткой ОР12+ОР21. Для уменьшения габаритов пьезоэлемента число электродов в такой сдвоенной решетке было сокращено со 120 до 96 без ухудшения качества акустической изоляции.

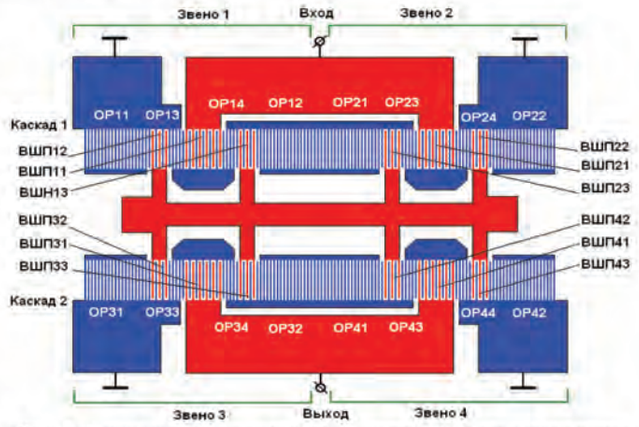

Рис. 6. Топологическая схема четырехзвенного двухкаскадного фильтра с неэквидистантными электродами преобразователей и дополнительных отражательных решеток

Использование заземленных дополнительных решеток ОР13, ОР14 и ОР23, ОР24, соединенных последовательно на пьезоэлементе (рис. 6), позволило отказаться от заземляющих контактных площадок, обычно размещаемых между каскадами, и от соответствующих проволочных перемычек.

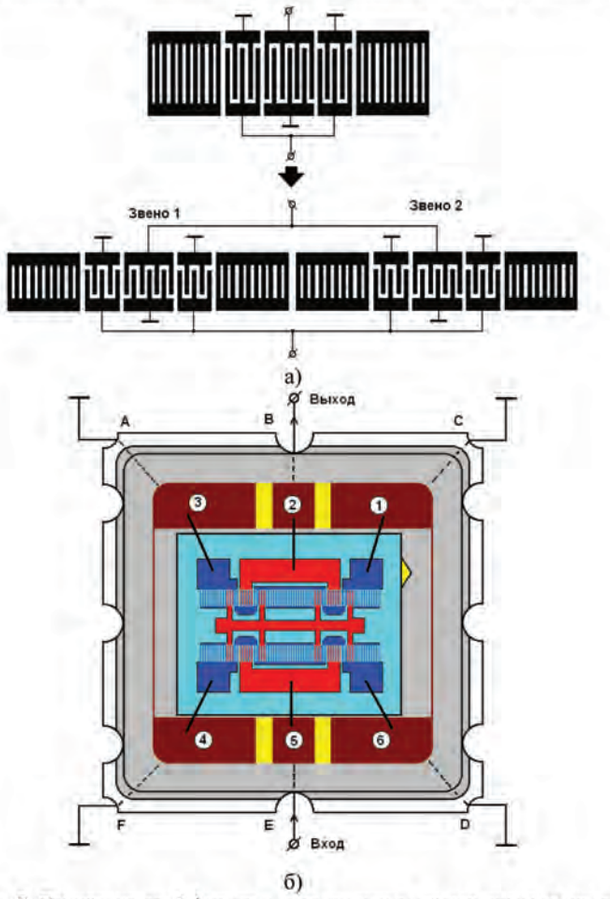

Рис. 7. Двухкаскадный фильтр с параллельным включением звеньев: а – схема включения звеньев в одном канале; б – схема сборки пьезоэлемента в корпус SMD 3,8x3,8x1,4 мм

Это позволило сблизить каскады между собой и дополнительно уменьшить габариты пьезоэлемента. Кроме того, исключение проволочных перемычек снизило электромагнитную наводку со входа на выход фильтра и упростило сборку пьезоэлемента в корпус. Схема сборки пьезоэлемента в миниатюрный корпус типа SMD 3,8x3,8x1,4 мм , KD-V97050, Kyocera, Япония, показана на рис. 7б.

Измеренные частотные характеристики описанного широкополосного двухкаскадного фильтра с параллельным включением звеньев в каждом каскаде приведены на рис. 8, графики 1, и близки к характеристикам, рассчитанным по модифицированной модели эквивалентных схем. Вносимые потери фильтра составили 3,42 дБ при избирательности 52-54 дБ вблизи полосы пропускания и более 43-48 дБ в широкой полосе частот 50-3050 МГц. Практически полное совпадение расчетных и измеренных характеристик наблюдалось даже в широком интервале частот 50-3050 МГц при аппаратном удалении электромагнитного сигнала (ЭМС) с помощью анализатора цепей Agilent 8753E (рис. 8, графики 2).

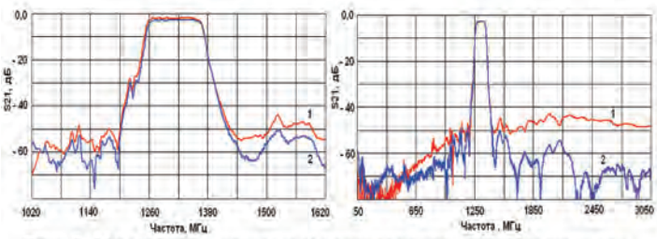

Рис. 8. Измеренные частотные характеристики двухкаскадного фильтра с параллельным включением звеньев:
а – в диапазоне 1020-1620 МГц; б – в диапазоне 50-3050 МГц
(1 – без удаления ЭМС, 2 – с удаленным ЭМС)

Заключение

Описана конструкция СВЧ двухмодового фильтра с широкой полосой пропускания около 8,7% , близкой к предельно возможной, и высокой избирательностью 52-56 дБ. Для достижения указанных параметров исследованы структуры звеньев фильтра, в которых последовательно водились следующие модификации:

-с целью расширения максимально достижимой полосы пропускания до 8,7% в качестве материала подложки использован ниобат лития среза *yxl/41*^{0}, обеспечивающий высокий КЭМС= 17,5%;

-для дополнительного подавления "плеча" на высокочастотном скате АЧХ на 7-8 дБ использовалось варьирование шага электродов входного и выходных преобразователей;

-для улучшения прямоугольности АЧХ и увеличения затухания в полосе заграждения до 52-56 дБ вблизи полосы и до 43-48 дБ в диапазоне до 3,0 ГГц между преобразователями введены дополнительные отражательные решетки также с варьированием шага электродов;

-для снижения резистивных потерь до 3,42 дБ и уменьшения габаритов фильтра, звенья в каждом каскаде включены параллельно.

Указанные параметры получены, в отличии от наиболее близкого аналога [4], с использованием распространенного среза ниобата лития и стандартной технологии изготовления. В результате описанная конструкция может быть рекомендована как базовая для реализации СВЧ фильтров на оттекающих ПАВ с широкими полосами пропускания до 9-10% и малыми вносимыми потерями 3-4 дБ.

Модифицированная модель эквивалентных схем, оперирующая с элементарными ячейками электрода и зазора, включающими дополнительный резистор, позволила с высокой точностью осуществлять расчеты с учетом эффектов второго порядка.

Благодарность

Автор приносит благодарность Крылову А.Б. за проведение необходимых измерений.

Литература

1. *Morita T., Watanabe Y., M. Tanaka M. and Nawazawa Y.* Wideband Low Loss Double Mode SAW Filters / IEEE 1992 Ultrasonics Symposium Proc., pp. 95-104.

2. *Campbell C. K.* Longitudinal-Mode Leaky SAW Resonator Filters on 64 deg Y-X Lithium Niobate // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 42. No. 5, 1995, pp. 883-888.

3. *Ivanov P.G., Makarov V.M., Orlov V.S., Shvets V.B.* Wideband Low Loss SAW Filters for Telecommunication and Mobile Radio Application / IEEE 1996 Ultrasonics Symposium Proc., pp. 61-64.

4. *Hashimoto K., Miyamoto T., Shimada K., Omori T. and Yamaguchi M. A* Wideband Multi-Mode SAW Filter Employing Pitch Modulated IDTs on Cu-Grating/15^0 YX-LiNbO3- Substrate Structure / IEEE 2009International Ultrasonics Symposium Proc., pp. 915-918.

5. *Sharif M.A., Lambert C., Chen D.P. and Hartmann C.S.* Network Coupled, High Performance SAW Resonator filters / IEEE 1994 Ultrasonics Symposium Proc.1994, pp.135-138.

6.Y. Takamine, Longitudinally Coupled Resonator Type SAW Filter with an IDT having a Narrow Pitch Position . US Patent No.: US 6,583,691 B2 Date of Patent: Jun. 24, 2003. Int. Cl. HO3H 9/64

7. *Орлов В.С.* Модифицированная модель эквивалентных схем для проектирования устройств на поверхностных акустических волнах. 2002 г., 64 стр. / Официальный сайт www.saw-filters.ru Лаборатории акустоэлектронных фильтров МТУСИ . Раздел "Обзоры и Исследования". [Электронный ресурс]. Режим доступа: html://saw-filters/ свободный (дата обращения: 10.01.2019 г.

8. *Meltaus J., Hong S. S., Holmgren O., Kokkonen K., and Plessky V. P.* Double-Resonance SAW Filters // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 54, no 3, 2007, pp. 659-667.

9. *Орлов В.С., Бондаренко В.С.* Фильтры на поверхностных акустических волнах. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.

10. *Макаров В.М., Иванов П.Г., Данилов А.Л., Зая В.Г.* Резонаторные фильтры ПАВ на основе дисперсионных преобразователей // Радиотехника и электроника, том 53, №3, 2008. С. 377-382.

11. *Meltaus J., Hämäläinen P., Salomaa M. M. and Plessky V. P.* Genetic Optimization Algorithms in the Design of Coupled SAW Filters / IEEE 2004 International Ultrasonics Symposium Proc., pp. 915-918.

12. *Tagawa K.* Multi-Stage Design of DMS Filters with Free & Freeze Method / 6th WSEAS 2006 International Conference on Applied Computer Science Proc., pp. 508-513.

13. *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.

14. *Wang W., Wu H.* High Selectivity SAW DMS Filter with In-between Shorted-gratings / IEEE 2010 Ultrasonics Symposium Proc., pp. 1263-1266.

15. *Loseu A.* Double Mode SAW Filters with Improved Selectivity // IEEE 2000 Ultrasonics Symposium Proc., pp.95-98.

16. *Kovacs G., Sauer W., and Bauer T.* DMS Filter with Reduced Resistive Losses / IEEE 2004 Ultrasonics Symposium Proc., pp. 294-297.

WIDEBAND TWO-MODE LEAKY SURFACE ACOUSTIC WAVE FILTER WITH NON-EQUIDISTANT ELECTRODES OF TRANSDUCERS AND REFLECTING GRATINGS

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

Abstract

Asymmetric magnitude response with flat high frequency slop and "shoulder" with level -(10-15) dB appears by traditional section of two mode filters because of leaky surface acoustic wave (SAW) internal reflection from transducers electrodes. Additionally, gaps between input and output transducers represent like acoustical heterogeneities for leaky SAW. As result , ripples of magnitude response in pass band are increased and additional losses appear because of transformation of leaky SAWs in balk acoustic waves (BAW). Structure of ultra-high frequency (UHF) two cascade leaky SAW filter is described , which allows to degrease an influence of indicated effects significantly. At frequency 1310 MHz such structure allows to achieve wide pass band width about BW3=8,7%, close to as much as possible, realize high selectivity 52-56 dB near pass band and no less 43-48 dB in wide frequency range before 3.0 GHz. "Shoulder" suppression before 52-54 dB at high frequency slop is obtained it two wais. First , via application of reflection gratings between transducers like additional acoustical frequency selective elements. Second, via modulation of pitches of groups electrodes in transducers and reflecting gratings with next optimization these pitches. Parallel connection of sells in each cascade is used for insertion loss decreasing. In contrast to analogues, standard technology , wafer and electrode materials are used. As result, described structure may be used like basic structure for leaky filters.

Keywords: *leaky surface acoustic wave, two mode filter, sell, cascade, interdigital transducers, reflecting grating, insertion loss, selectivity.*

References

1. Morita T., Watanabe Y., M. Tanaka M. and Nawazawa Y. Wideband Low Loss Double Mode SAW Filters. *IEEE 1992 Ultrasonics Symposium Proc.* Pp. 95-104.
2. Campbell C.K. (1995). Longitudinal-Mode Leaky SAW Resonator Filters on 64 deg Y-X Lithium Niobate. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 42, No. 5. Pp.883-888.
3. Ivanov P.G., Makarov V.M., Orlov V.S., Shvets V.B. Wideband Low Loss SAW Filters for Telecommunication and Mobile Radio Application. *IEEE 1996 Ultrasonics Symposium Proc.* Pp. 61-64.
4. Hashimoto K., Miyamoto T., Shimada K., Omori T. and Yamaguchi M. A Wideband Multi-Mode SAW Filter Employing Pitch Modulated IDTs on Cu-Grating/15o YX-LiNbO3- Substrate Structure. *IEEE 2009International Ultrasonics Symposium Proc.* Pp. 915-918.
5. Sharif M.A., Lambert C., Chen D.P. and Hartmann C.S. Network Coupled, High Performance SAW Resonator filters. *IEEE 1994 Ultrasonics Symposium Proc.*1994. Pp.135-138.
6. Takamine Y. Longitudinally Coupled Resonator Type SAW Filter with an IDT having a Narrow Pitch Position. US Patent No.: US 6,583,691 B2 Date of Patent: Jun. 24, 2003. Int. Cl. HO3H 9/64.
7. Orlov V.S. Modified Model of Equivalent Schemes for Simulation of Surface Acoustic Wave Devices. y2002, Pp.64. Official site www.saw-filters.ru of Acoustoelectronic Filters Laboratory, MTUCI. Item "Reviews and Investigations". Free Access html://saw-filters.ru/. Date of Application: January 2019. (*in Russian*)
8. Meltaus J., Hong S. S., Holmgren O., Kokkonen K., and Plessky V.P. (2007). Double-Resonance SAW Filters. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control,* vol. 54, no 3. Pp. 659-667.
9. Orlov V.S., Bondarenko V.S. (1984). *Filters on Surface Acoustic Waves*. Moscow: Radio and Communication. 276 pp. (*in Russian*)
10. Makarov V.M., Ivanov P.G., Danilov A.L., Zaya V.G. (2008). Surface Acoustic Wave Resonator Filters Based on Dispersive Transducers. *Radiotekhnika and Elektronika*, vol. 53, no. 3. Pp.377-382.
11. Meltaus J., Hemeleinen P., Salomaa M.M. and Plessky V.P. Genetic Optimization Algorithms in the Design of Coupled SAW Filters. *IEEE 2004 International Ultrasonics Symposium Proc.* Pp. 915-918.
12. Tagawa K. Multi-Stage Design of DMS Filters with Free & Freeze Method. *6th WSEAS 2006 International Conference on Applied Computer Science Proc.* Pp. 508-513.
13. 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.
14. Wang W., Wu H. High Selectivity SAW DMS Filter with In-between Shorted-gratings. *IEEE 2010 Ultrasonics Symposium Proc.* Pp. 1263-1266.
15. Loseu A. Double Mode SAW Filters with Improved Selectivity. *IEEE 2000 Ultrasonics Symposium Proc.* Pp. 95-98.
16. Kovacs G., Sauer W., and Bauer T. DMS Filter with Reduced Resistive Losses. *IEEE 2004 Ultrasonics Symposium Proc.* Pp. 294-297.

Information about author:

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