

Аналитический подход к расчету резонаторного комбинированного фильтра на поверхностных акустических волнах на основе модели связанных мод

А. С. Койгеров ✉

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉ a.koigerov@gmail.com

Аннотация

Введение. Полосовые фильтры являются важными компонентами, которые определяют основные характеристики приемной и передающей радиоэлектронной аппаратуры. Одним из вариантов их реализации являются фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ), которые, обладая отличными электрическими параметрами, обеспечивают и выполнение требований по минимальным массогабаритным характеристикам. Сокращение времени проектирования с одновременным снижением затрат на разработку фильтров является актуальной задачей, которую можно решить как за счет применения современных вычислительных пакетов, так и усовершенствованием и развитием уже известных средств моделирования.

Цель работы. Показать современное состояние и основные особенности расчета полосовых фильтров на ПАВ на основе модели связанных мод и ее формализации на базе P -матриц, описание принципов и подходов на примере проектирования комбинированного резонаторного фильтра на вытекающих ПАВ и сравнение результатов расчета с экспериментальными данными.

Материалы и методы. Теоретическая часть работы выполнена с применением теории дифференциальных уравнений, представленных в матричной форме, конечно-элементного анализа и элементов теории цепей. В ходе работы применялась математическая обработка и расчет в программах MatLab и COMSOL.

Результаты. Показано современное состояние аналитического подхода к расчету фильтров на ПАВ на основе модели связанных мод и формализация данного подхода на базе P -матриц. Разработана концепция построения и предложена оригинальная конструкция резонаторного фильтра на вытекающих ПАВ на 49° УХ-срезе ниобата лития. Фильтр имеет относительную полосу пропускания 5,8 %, вносимое затухание –3,7 дБ и подавление в полосе заграждения –50 дБ. Предложена методика расчета фильтров на ПАВ.

Заключение. Предложенный аналитический подход к проектированию полосовых фильтров на ПАВ позволяет быстро и относительно точно прогнозировать на стадии моделирования характеристики фильтра, например коэффициент передачи. Это дает возможность уменьшить число экспериментальных итераций и повысить эффективность разработки.

Ключевые слова: поверхностные акустические волны, встречно-штыревой преобразователь, фильтр на ПАВ, модель связанных мод, СОМ-метод, пьезоэлектрическая подложка, сильный пьезоэлектрический материал, ниобат лития

Для цитирования: Койгеров А. С. Аналитический подход к расчету резонаторного комбинированного фильтра на поверхностных акустических волнах на основе модели связанных мод // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 16–28. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-16-28

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. Автор выражает благодарность Генеральному директору – генеральному конструктору ООО "АЭК Дизайн" В. Р. Реуту за предоставленные экспериментальные данные.

Статья поступила в редакцию 05.10.2021; принята к публикации после рецензирования 26.11.2021;
опубликована онлайн 27.04.2022

Analytical Approach to Designing a Combined-Mode Resonator Filter on Surface Acoustic Waves Using the Model of Coupling of Modes

Aleksey S. Koigerov ✉

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ a.koigerov@gmail.com

Abstract.

Introduction. Bandpass filters are important components that determine the basic characteristics of transmitting and receiving radio electronic equipment. Such filters implemented on surface acoustic waves (SAW) not only demonstrate excellent electrical parameters, but also meet compactness requirements. The relevant research task of reducing the design time and optimizing the filter's cost can be solved by either using modern computational software or improving existing modeling tools.

Aim. To describe the current state and main features of approaches to calculating SAW-based bandpass filters using the model of coupled modes and its formalization based on P -matrices. To describe the main principles and approaches on the example of designing a combined-mode resonator filter on leaky SAW and comparing the calculated and experimental data.

Materials and methods. A theoretical study was carried out using the mathematical theory of differential equations presented in a matrix form, as well as the methods of finite element analysis and circuit theory. The results were processed in MatLab and COMSOL.

Results. The current state of the analytical approach to designing SAW-based filters using the model of coupled modes and its formalization based on P -matrices was described. An original design for a resonator filter based on leaky SAW at 49° YX -cut of lithium niobate was proposed. The filter has a relative bandwidth of 5.8 %, an insertion loss of –3.7 dB, and a stop-band rejection of –50 dB. A technique for calculating SAW-based filters was proposed.

Conclusion. The proposed analytical approach to designing SAW-based bandpass filters allows the filter characteristics (e.g., transmission factor) to be reliably predicted at the modeling stage, thereby reducing the number of experimental iterations and increasing the development efficiency.

Keywords: surface acoustic waves, interdigital transducer, SAW-based filter, coupled modes model, COM method, piezoelectric substrate, strong piezoelectric material, lithium niobate

For citation: Koigerov A. S. Analytical Approach to Designing a Combined-Mode Resonator Filter on Surface Acoustic Waves Using the Model of Coupling of Modes. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 16–28. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-16-28

Conflict of interest. The author declares no conflicts of interest.

Acknowledgements. The author expresses his gratitude to the general director and the general designer "AEC-Design" V. R. Reut for the experimental data provided.

Submitted 05.10.2021; accepted 26.11.2021; published online 27.04.2022

Введение. Полосовые фильтры (ПФ) являются важными компонентами приемопередающей аппаратуры в составе радиотехнических комплексов. Имеется широкий выбор конструкций фильтров, каждая из которых может являться оптимальной в зависимости от условий применения, от частотного диапазона, от требований к параметрам и характеристикам и т. д. В диапазоне частот от десятков мегагерц до 2.5 ГГц заслуживают внимания фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [1]. При реализации ПФ с полосой пропускания 0.1...100 % такие

фильтры отличаются массогабаритными показателями, температурной стабильностью параметров и отличными радиотехническими характеристиками, среди которых малые вносимые потери, хорошая избирательность и относительная широкополосность. Реализация одновременно всех этих параметров в одном фильтре делает класс фильтров на ПАВ очень привлекательным.

На этапе разработки ПФ на ПАВ важно иметь средства проектирования и расчета, которые позволяют эффективно прогнозировать рабочие характеристики, например амплитуд-

но-частотную характеристику (АЧХ) фильтра. Сложные взаимосвязи между элементами топологии, резонансный характер акустических процессов, высокая чувствительность электрических параметров к геометрии элементов делают проектирование фильтров особенно требовательным к временным и материальным ресурсам разработчика.

В последние годы с ростом вычислительных мощностей компьютеров растет интерес к численным моделям на основе метода конечных элементов (МКЭ) [2, 3]. В этом случае необходимы значительные временные затраты и ресурсы компьютера и, хотя продолжительность расчета зависит от различных параметров модели, уйти от большого числа конечных элементов сетки без потери точности оценки и увеличения погрешности невозможно.

С другой стороны, для расчета рабочих характеристик можно использовать хорошо зарекомендовавшие себя быстрые эффективные аналитические методы, такие, как метод эквивалентных схем (МЭС) и модель связанных мод (МСМ, COM – Coupling of Modes) [4]. Их отличительной особенностью является то, что данные методы требуют предварительного анализа параметров, которые, например, можно получить как раз на основе численных методов, но уже анализируя простые ячейки и конструкции, не требующие большого времени и ресурсов. При этом точность расчета на основе МКЭ и МСМ будет сопоставима при использовании адекватных параметров, которые точно описывают волновые процессы, и учитывающей их физико-математической модели. В связи с этим аналитические методы по-прежнему актуальны и помогают прогнозировать характеристики фильтра (например, АЧХ) на этапе моделирования.

Цель настоящей статьи – показать современное состояние и основные особенности расчета ПФ на ПАВ на основе МСМ, описание принципов и подходов на примере проектирования комбинированного резонаторного фильтра на вытекающих ПАВ и сравнение результатов расчета на основе МСМ с экспериментальными данными.

Выбор конструкции комбинированного резонаторного фильтра. Проведем расчет и

Основные параметры разрабатываемого ПФ

The main parameters of the developed band-pass filter

Параметр	Значение
Рабочая (номинальная) частота, МГц	1190
Вносимое затухание, не более, дБ	–4
Полоса пропускания по уровню –3 дБ, МГц	69.3
Полоса пропускания по уровню –40 дБ, МГц	155
Неравномерность вносимого затухания в полосе пропускания, не более, дБ	1
Гарантированное относительное затухание при отстройке от средней частоты на +85 МГц, дБ	–45

моделирование ПФ с параметрами, представленными в таблице. Эти параметры соответствуют выполненной разработке, что позволит провести валидацию (подтверждение) того, что используемая математическая модель на основе МСМ подходит для проектирования реальных физических устройств.

В качестве конструкции, на основе которой будет реализован фильтр, выбрана конструкция комбинированного резонаторного фильтра на ПАВ (рис. 1, а). ПФ состоит из трех звеньев: двух идентичных фильтров на продольных резонансных модах (Dual-mode SAW Filters – DMS) [5] (рис. 1, в), между которыми включено лестничное (Ladder Type) Т-звено, состоящее из трех резонаторов. По аналогии с LC-фильтрами представленное каскадное соединение элементов фильтра позволяет получить АЧХ более высокого порядка. Подобный фильтр, только с использованием двух лестничных Т-звеньев и одного звена DMS, представлен в [6].

Лестничное Т-звено выполняет роль режекторного фильтра. Основным элементом для построения лестничного звена является однопортовый резонатор (рис. 1, б). Резонатор на ПАВ состоит из встречно-штыревого преобразователя (ВШП) и отражательных структур (ОС), расположенных на подложке из пьезоэлектрического материала. Апертура, число электродов в ВШП и ОС определяют электрическую проводимость Y_{11} однопортового резонатора, которая в свою очередь связана с коэффициентом передачи.

Топология резонаторного DMS-фильтра (рис. 1, в) состоит из двух входных ВШП2 и ВШП5, четырех выходных ВШП1, ВШП3, ВШП4, ВШП6 и трех отражательных структур (ОС1–ОС3). Представленная топология отно-

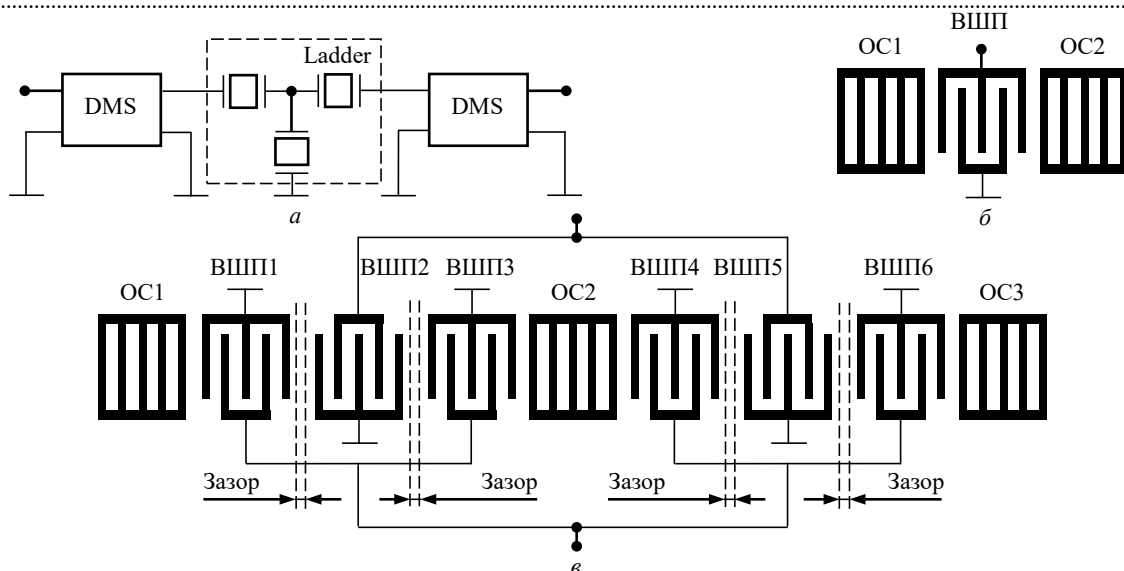


Рис. 1. Схема и топология резонаторного комбинированного фильтра: а – эквивалентная электрическая схема фильтра; б – топология однопортового резонатора; в – топология звена DMS

Fig. 1. Scheme and topology of the resonator combined filter under development: а – equivalent electrical circuit of the filter; б – topology of a single-port resonator; в – DMS link topology

сится к так называемому фильтру, работающему на продольных резонансных модах (ПРМ). Отдельно выделены зазоры между ВШП, отвечающие за синфазное возбуждение продольных мод, от которых существенно зависят характеристики фильтра. Между ВШП и ОС зазоров нет. Количество электродов и апертуры ВШП и ОС выбирают таким образом, чтобы реализовывались требуемые характеристики фильтра: полоса пропускания, минимальные вносимые потери, заграждения, неравномерности АЧХ и др.

Принцип формирования коэффициента передачи комбинированного фильтра, состоящего из двух звеньев DMS и лестничного звена в виде Т-цепочки резонаторов на ПАВ, показан на рис. 2.

Из теории цепей известно, что коэффициент передачи такого комбинированного фильтра можно рассматривать как произведение коэффициентов передачи отдельных звеньев. Как видно из рис. 2, одиночное звено DMS (рис. 2, 2) имеет малые потери, незначительную неравномерность АЧХ в полосе пропускания, но недостаточное (около –12 дБ) подавление, особенно при отстройке в область более высоких частот от полосы пропускания. Согласно таблице, от проектируемого ПФ требуется затухание в полосе заграждения не менее –45 дБ. Коэффициент передачи каскадного включения двух DMS можно рассчитать как произведение двух АЧХ одиночных DMS-

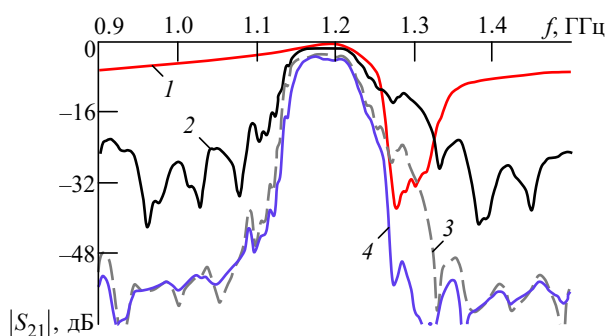


Рис. 2. Принцип формирования АЧХ комбинированного фильтра. АЧХ: 1 – Ladder; 2 – DMS; 3 – каскадного включения двух DMS; 4 – комбинированного фильтра

Fig. 2. Principles of forming the frequency response of the combined filter. Frequency responses: 1 – Ladder; 2 – DMS; 3 – cascading of two DMS; 4 – combined filter

звеньев, но при этом необходимое затухание не обеспечивается (вместо требуемых –45 дБ такое включение дает только –25 дБ). Введение режекции в этой частотной области около –30 дБ за счет Ladder Т-звена (рис. 2, 1) позволяет получить заграждение в комбинированном фильтре около –50 дБ (рис. 2, 4). Необходимо отметить, что усложнение структуры фильтра не только обеспечивает необходимое затухание вне полосы пропускания, но и увеличивает потери внутри этой полосы.

При каскадном включении необходимо:

- контролировать входные и выходные сопротивления звеньев и фильтра в целом для обеспечения согласования звеньев;

– контролировать неравномерность АЧХ каждого звена, поскольку при их перемножении неравномерность АЧХ комбинированного фильтра будет неизбежно возрастать.

Для обеспечения высокого качества фильтра с небольшой неравномерностью АЧХ в полосе пропускания необходимо учитывать эти требования. Для этого следует на стадии моделирования спрогнозировать и рассчитать эффекты, влияющие на их выполнение. Поскольку проектируемый фильтр предполагается использовать без дополнительных цепей согласования по входу и выходу, необходимо обеспечить его работоспособность при базовых нагрузках 50 Ом.

Рассмотренный далее аналитический подход к расчету фильтра учитывает эти особенности.

Методы расчета. Методы моделирования и расчета устройств на ПАВ можно разделить на 3 большие группы (рис. 3). *Первая группа* – простейшие аналитические приближенные методы на основе спектрального взвешивания, импульсные модели и методы на основе дельта-источников [1]. *Вторая большая группа* – строгие аналитические методы. Множество методов такого рода можно свести к нескольким основным типам: МЭС [7], МСМ [8] и его модификации [4, 5], в том числе формализация на основе P -матриц, и дискретные модели [9, 10]. Указанные подходы являются модификацией метода теории цепей, где с помощью аналитических выражений описываются блоки, из которых состоит топология ПАВ-устройства, причем каждый блок имеет 2 акустических и 1 электрический вход. Основная задача в процессе моделирования – поиск функциональных зависимостей элементов матриц рассеяния, определенных на основе дифференциальных уравнений. Достоверность метода зависит от

используемых в моделях приближений и параметров акустических волн.

Особенностью применения аналитических методов является необходимость предварительного определения значений требуемых ключевых параметров ПАВ для всех структур. Такой подход в ряде случаев обеспечивает достаточно высокую для практических задач точность, однако не все физические эффекты можно учесть таким образом, что требует определенной модификации модели с возможностью учета различных вторичных эффектов. Тем не менее, в большинстве практических ситуаций аналитические методы обеспечивают приемлемое совпадение результатов расчетов и экспериментов и незаменимы на этапе синтеза и параметрической оптимизации устройств, поскольку их программная реализация обладает высоким быстродействием.

Третья группа – численные методы, среди которых широкое распространение получил непосредственно МКЭ и комбинация двух численных методов – МКЭ и метода граничных элементов (МКЭ/МГЭ; FEM/BEM) [11].

Численные методы расчета позволяют аппроксимировать достаточно сложные топологические конструкции моделью, содержащей конечное число элементов. Распространение ПАВ описывается дифференциальными уравнениями [12], разрешаемыми с учетом особенностей геометрии устройства, свойств материалов (подложки, электродов, отражателей) и граничных условий. Основное достоинство МКЭ – возможность описания всех происходящих волновых процессов в трехмерном пространстве. Задача сводится к решению дифференциальных уравнений относительно трех неизвестных компонентов механических смещений и электрического потенциала.

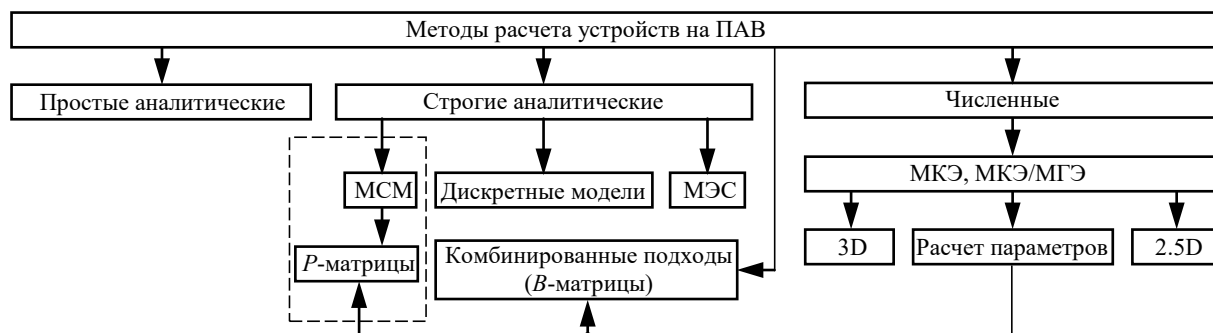


Рис. 3. Методы расчета и моделирования устройств на ПАВ

Fig. 3. Methods for calculating and simulating SAW-based devices

Проектируемое устройство может быть полностью рассчитано в трехмерном пространстве, для чего необходимо создать объемную модель и задать соответствующие константы материала. Однако учет множества параметров при 3D-моделировании реальных полноапертурных устройств приводит к резкому росту требований к вычислительным ресурсам и увеличению времени анализа. В ряде задач элементы модели (геометрии) можно представить в виде областей, содержащих периодические ячейки. В этом случае не требуется разбивать весь объем устройства на конечные элементы, а за счет определения периодических граничных условий можно выполнять расчет только в области малой ячейки, что позволяет существенно сократить количество неизвестных в системе уравнений. Также широкое распространение получили 2.5D-модели. В таких моделях рассматривается 2D-область, но с учетом третьего компонента смещения, что значительно сокращает машинное время. Однако круг задач, для которых применим данный подход, ограничен, как и возможности по анализу таких "вторичных" эффектов, как дифракция и угол отклонения потока энергии. Также под вопросом остается расчет аподизированных преобразователей.

Необходимо заметить, что численными методами можно определить ключевые параметры для аналитических моделей. При таком подходе можно выделить четвертый метод – комбинированный подход на основе иерархического каскадирования В-матриц [13], где все компоненты В-матриц предварительно определены с помощью МКЭ-анализа тестовых ячеек, причем в них уже содержится информация по распределению волны в глубину подложки.

Таким образом, у разработчиков устройств на ПАВ есть возможность выбрать тот или иной способ расчета и моделирования в зависимости от особенностей топологии разрабатываемого устройства.

Алгоритм расчета на основе модифицированной модели связанных мод и формализация подхода на базе P -матриц. Основной принцип моделирования устройств на ПАВ заключается в замене сложного реального объекта более простой моделью, доступной для элементарного математического описания. При таком упрощении игнорируются некоторые

особенности реальных фильтров, к которым относят различные "вторичные" эффекты. Классическая модель МСМ описывает свойства только одной основной акустической моды.

Системный подход к проектированию фильтров на ПАВ включает несколько важных этапов: синтез топологии, выбор структурообразующих элементов и материалов, создание математической модели, описывающей поведение волновых процессов в устройстве, а также оптимизацию параметров топологии, которые приведут к выполнению заданных технических требований.

В настоящей статье использован алгоритм расчета при построении физико-математической модели на основе МСМ и P -матриц. Расчет на основе МСМ нацелен на решение задачи, известной в теории цепей как задача анализа характеристик линейного пассивного устройства. Конечной целью является расчет частотных характеристик устройства. МСМ позволяет найти полный набор Y -параметров в зависимости от частоты, а по уже известным формулам теории цепей перейти к набору S -параметров, в том числе к АЧХ и фазочастотной характеристике (ФЧХ) фильтра.

Представим общий план аналитического подхода к расчету фильтров на ПАВ на основе МСМ и его формализации на базе P -матриц в графическом виде (рис. 4). Приведенная блок-схема с перечнем главных блоков и шагов лаконично характеризует описываемый подход.

Основная цель моделирования – рассчитать фильтр на ПАВ с характеристиками, удовлетворяющими техническим требованиям.

Шаг 1. Анализ технических требований на фильтр. Анализ позволяет установить основные ограничения на размеры конструкции и ограничения на материалы с учетом температурных уходов.

Шаг 2. Выбор геометрии фильтра с учетом сформулированных технических требований. На данном шаге проводится синтез топологии. В настоящей статье предложена электрическая схема фильтра, представляющая собой каскадное включение нескольких звеньев. Для того чтобы фильтр можно было изготовить в одном технологическом цикле, дополнительные согласующие и развязывающие LC -компоненты

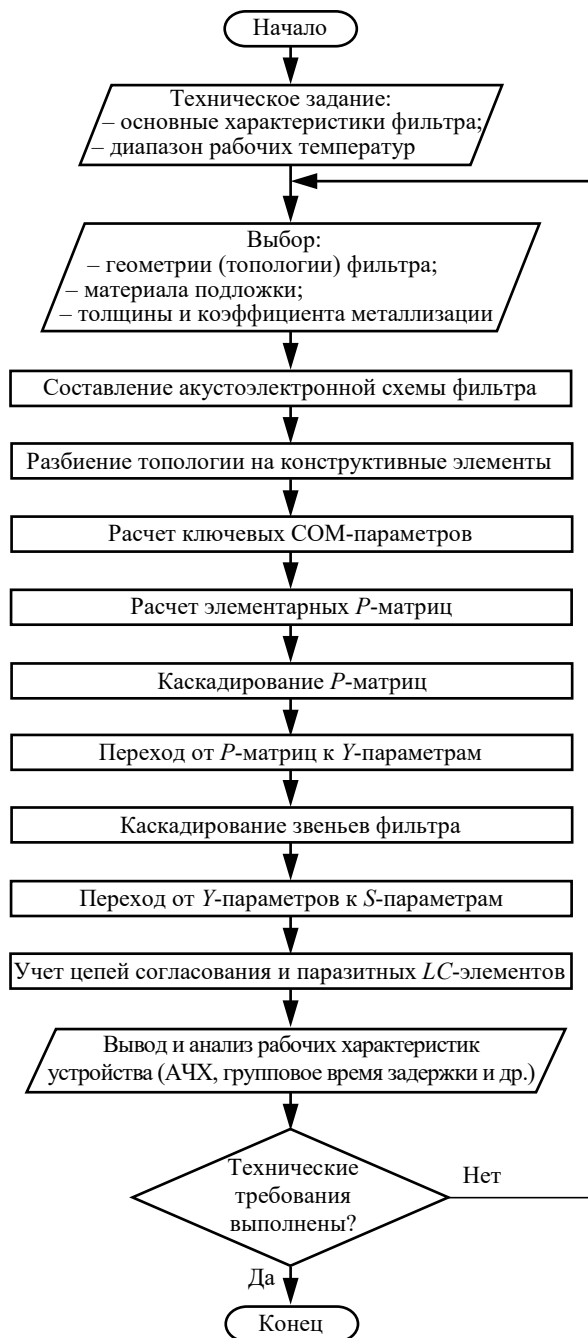


Рис. 4. Блок-схема методики расчета фильтра на ПАВ на основе модели связанных мод и P -матриц

Fig. 4. Block diagram of calculating and designing a SAW-based filter using the coupled modes model and the P -matrix model

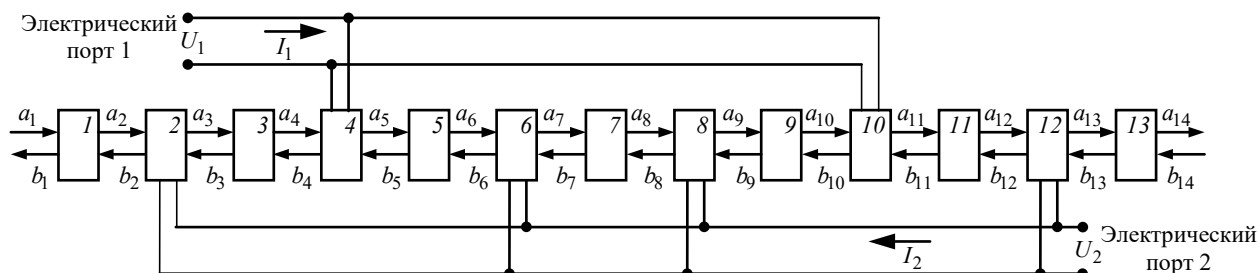


Рис. 6. Эквивалентная акустоэлектрическая схема звена DMS

Fig. 6. Equivalent acoustoelectric circuit of a DMS single channel

между звеньями не предусмотрены. В рамках описываемого подхода синтез топологии не рассматривается, она предполагается выбранной заранее. Исходя из технических требований, необходимо также определиться с пьезоэлектрическим материалом и технологией изготовления, в рамках которой можно сформировать представление о профиле электрода. Также предварительно выбираются коэффициент металлизации и толщина электрода. В отдельных случаях необходимо также определиться с материалом подслоя и его толщиной.

Шаг 3. Составление эквивалентных схем фильтра. В электрической схеме (рис. 5) фильтр, представленный четырехполюсником в системе Y -параметров, включен между генератором с собственной проводимостью Y_T , генерирующим ток I_T , и нагрузкой с проводимостью Y_H . На входном электрическом порту фильтра 1 действуют ток I_1 и напряжение U_1 ; на его выходном электрическом порту 2 формируются ток I_2 и напряжение U_2 . Эквивалентная акустоэлектрическая схема (рис. 6) звена DMS (см. рис. 1, в) включает блоки 1, 7, 13 – ОС; блоки 2, 4, 6, 8, 10, 12 – ВШП; блоки 3, 5, 9, 11 – зазоры. Каждый блок имеет 2 акустических и 1 электрический вход; $a_1 \dots a_{14}$; $b_1 \dots b_{14}$ – амплитуды волн на выходах и входах и акустических блоков соответственно.

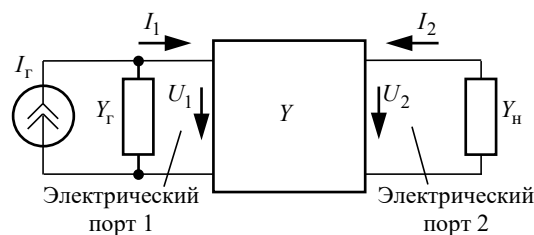


Рис. 5. Эквивалентная электрическая схема звена DMS

Fig. 5. Equivalent electric circuit of a DMS single channel

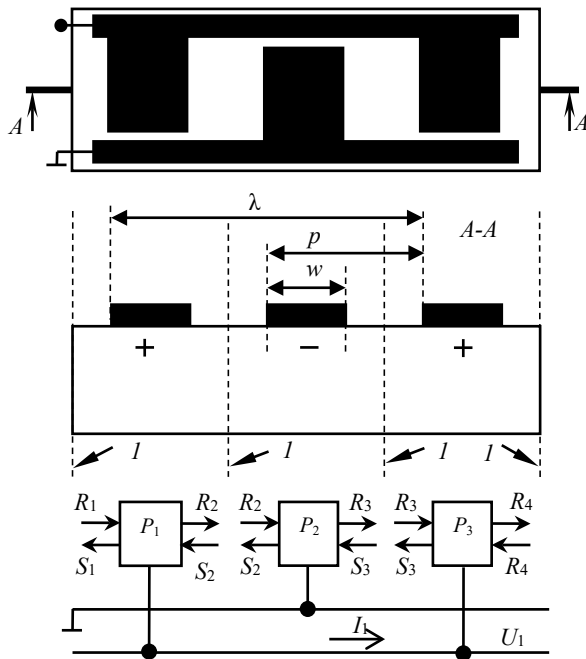


Рис. 7. Представление электродов ВШП в виде элементарных блоков P -матриц: l – границы элементарных блоков

Fig. 7. Representation of IDT electrodes in the form of elementary blocks of P -matrices: l – boundaries of elementary blocks

Шаг 4. После составления общей акусто-электрической схемы выбранную топологию, состоящую из необходимого числа ВШП, ОС и зазоров, нужно разбить на элементарные блоки на уровне электродов, элементарных отражателей и непосредственно зазоров. Представление электродов ВШП в виде элементарных блоков P -матриц представлено на рис. 7, где λ – длина акустической волны; p – период следования соседних электродов; w – ширина электрода; R_i , S_i ($i = \overline{1, 4}$) – входные и выходные волны элементарных блоков соответственно. Отношение w/p определим как коэффициент металлизации.

Согласно СОМ-подходу элементарные блоки описываются дифференциальными уравнениями для связанных акустических волн. Падающие волны R_i и отраженные волны S_{i+1} i -го блока описываются P -матрицами:

$$\begin{bmatrix} S_i \\ R_{i+1} \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{i11} & P_{i12} & P_{i13} \\ P_{i21} & P_{i22} & P_{i23} \\ P_{i31} & P_{i32} & P_{i33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_i \\ S_{i+1} \\ U_1 \end{bmatrix}.$$

Акустические элементы матрицы¹ P_{11} , P_{12} , P_{21} , P_{22} представляют коэффициенты передачи и отражения по акустическим портам и определяются как

$$P_{11} = r \exp(-j\beta p); \quad P_{12} = k_r \exp(-j\beta p),$$

где r – коэффициент отражения от одиночного электрода; k_r – коэффициент прохождения через электрод; $\beta = 2\pi f/\nu - \gamma$ – волновое число, причем ν – скорость акустической волны под электродом; γ – коэффициент затухания.

Элементы матрицы P_{13} , P_{23} показывают эффективность возбуждения ПАВ посредством подачи напряжения U_1 на шины ВШП. Элементы P_{31} , P_{32} характеризуют эффективность преобразования ПАВ в электрический ток I_1 в шинах ВШП; P_{13} , P_{23} , P_{31} , P_{32} прямо пропорциональны эффективному значению коэффициента электромеханической связи. Элемент P_{33} суммарной матрицы канала определяет искомую проводимость ВШП Y .

Для нахождения элементов P -матрицы необходим набор параметров МСМ (СОМ-параметров):

- скорости ПАВ на свободной и металлизированной поверхностях;
- скорость ПАВ под элементами ВШП и ОС;
- коэффициент отражения ПАВ от электрода;
- коэффициент прохождения ПАВ через электрод;
- эффективный коэффициент электромеханической связи;
- потери при распространении ПАВ;
- статическая емкость электрода;
- фазовый сдвиг между центрами отражения и возбуждения ПАВ.

При определении этих параметров необходимо учитывать значительное количество топологических, конструктивных и технологических особенностей устройств, в частности:

- геометрию элементарной ячейки ВШП;
- профиль электрода;
- геометрию шин ВШП и контактных площадок;

¹ Здесь и далее индекс i для упрощения записи опущен.

– коэффициент металлизации электродных структур;

– толщину металлизации.

Методика определения СОМ-параметров с помощью численного расчета представлена в [14, 15].

Шаг 5. Определение оптимальных значений конструктивных и технологических параметров, обеспечивающих получение фильтра с заданными характеристиками. В зависимости от выбранного профиля электрода, материала, толщины и коэффициента металлизации определяют необходимые СОМ-параметры, которые позволят сформировать P -матрицу.

Шаг 6. На основе СОМ-параметров формируются все элементарные P -матрицы, причем в СОМ-параметрах должны быть учтены все возможные источники потерь. Заметим, что этот учет может привести к искажениям АЧХ фильтра и, как следствие, к необходимости корректировки модели. Поэтому уже на стадии определения компонентов P -матрицы необходимо учитывать ряд таких "вторичных" эффектов, как рассеяние волны в глубь подложки, генерацию объемных волн на частотах выше рабочей и потери на распространение (за счет вязкостных свойств материала и за счет воздушной нагрузки).

Шаг 7. На основании определенных матриц элементов методом каскадирования формируются P -матрицы звеньев фильтра (рис. 8).

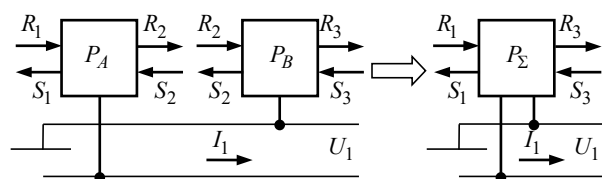


Рис. 8. Принцип каскадирования P -матриц

Fig. 8. P -matrix cascading principle

Соотношения каскадирования [8] сформированы исходя из условия равенства амплитуд и фаз акустических волн на границе элементарных блоков:

$$P_{\Sigma 11} = P_{A11} + P_{B11} \frac{P_{A21} P_{A12}}{1 - P_{B11} P_{A22}};$$

$$P_{\Sigma 12} = \frac{P_{A12} P_{B12}}{1 - P_{B11} P_{A22}}; P_{\Sigma 21} = \frac{P_{B21} P_{A21}}{1 - P_{B11} P_{A22}};$$

$$P_{\Sigma 22} = P_{B22} + P_{A22} \frac{P_{B12} P_{B21}}{1 - P_{B11} P_{A11}};$$

$$P_{\Sigma 13} = P_{A13} + P_{A12} \frac{P_{B13} + P_{B11} P_{A23}}{1 - P_{B11} P_{A22}};$$

$$P_{\Sigma 23} = P_{B23} + P_{B21} \frac{P_{A23} + P_{A22} P_{B13}}{1 - P_{B11} P_{A22}};$$

$$P_{\Sigma 31} = P_{A31} + P_{A21} \frac{P_{B31} + P_{B11} P_{A32}}{1 - P_{B11} P_{A22}};$$

$$P_{\Sigma 32} = P_{B32} + P_{B12} \frac{P_{A32} + P_{A22} P_{B31}}{1 - P_{B11} P_{A22}};$$

$$P_{\Sigma 33} = P_{A33} + P_{B33} + P_{A32} \frac{P_{B13} + P_{B11} P_{A23}}{1 - P_{B11} P_{A22}} +$$

$$+ P_{B31} \frac{P_{A23} + P_{A22} P_{B13}}{1 - P_{A22} P_{B11}}.$$

Шаг 8. В зависимости от условий по электрическому входу и выходу по результатам расчета суммарной P -матрицы заполняется матрица проводимости, полностью описывающая устройство.

Так, для одиночного звена DMS (см. рис. 1, в; рис. 6) суммарные P -матрицы относительно входного и выходного электрических портов определяются соотношением

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ R_{14} \\ I_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{\Sigma 11} & P_{\Sigma 12} & P_{\Sigma 13} \\ P_{\Sigma 21} & P_{\Sigma 22} & P_{\Sigma 23} \\ P_{\Sigma 31} & P_{\Sigma 32} & (P_{\Sigma 33})_{ik} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1 \\ S_{14} \\ U_k \end{bmatrix} \bigg|_{U_j=0}$$

($i, k, j = 1, 2$), где I_i , U_k – токи и напряжения на входном ($i, k = 1$) и выходном ($i, k = 2$) электрических портах, $k \neq j$; $(P_{\Sigma 33})_{ik}$ – элемент суммарной матрицы, определяющий искомую проводимость ВПП в зависимости от состояния электрических портов.

Так, при $U_2 = 0$ имеем режим короткого замыкания по выходу, при котором определяется элемент матрицы $(P_{\Sigma 33})_{11}$, соответствующий Y_{11} . Единственная возбужденная волна от входного преобразователя (см. рис. 6, элементы 4 и 10) с изменяющейся амплитудой распространяется по всей конструкции, претерпевает различ-

ные переотражения, и в результате по входному порту протекает ток I_1 . В этом режиме акустические волны подключенными к выходу преобразователями (см. рис. 6, элементы 2, 6, 8 и 12) не возбуждаются. Уравнение, связывающее ток I_2 и напряжение U_2 , исключается, элементы матрицы P_{13} , P_{31} , P_{23} , P_{32} и P_{33} обнуляются.

Аналогичное рассмотрение функционирования фильтра относительно I_2 при $U_1 = 1$, $U_2 = 0$ позволяет определить $(P_{\Sigma 33})_{21}$, соответствующий Y_{21} ; решение относительно I_1 при $U_1 = 0$, $U_2 = 1$ дает $(P_{\Sigma 33})_{12}$ и Y_{12} , относительно I_2 при $U_1 = 0$, $U_2 = 1$ – $(P_{\Sigma 33})_{22}$ и Y_{22} .

Определив элементы Y -матрицы, получаем описание проектируемого фильтра как двухпортового устройства:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}.$$

Шаг 9. Переход от набора Y -параметров к набору S -параметров. Четырехполосник удобно описывать не в виде набора Y -параметров, а в виде элементов матрицы рассеяния или S -параметров, поскольку рабочие характеристики фильтров (например, коэффициент передачи) описываются аналогичными характеристиками. Физический смысл S_{11} – коэффициент отражения на входе, S_{21} – комплексный коэффициент передачи. Чаще всего S -параметры определяются в тракте с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом. Связь между элементами Y - и S -матриц имеет следующий вид [16]:

$$S_{11} = \frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}};$$

$$S_{12} = \frac{-2Y_{12}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}};$$

$$S_{21} = \frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}};$$

$$S_{22} = \frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}},$$

где $Y_0 = 1/Z_0$.

Шаг 10. Каскадирование, необходимое в случае перемножения звеньев фильтра.

Шаг 11. Учет и расчет паразитных LC -элементов, которые могут существенно влиять на рабочие характеристики в реальных конструкциях, и особенно на высоких частотах. После изготовления пьезоэлектрические кристаллы с нанесенным топологическим рисунком необходимо поместить в корпус, произвести сборку, герметизацию. При установке в корпус возрастает влияние ряда паразитных пассивных LC -элементов. Вклад в указанные параметры вносят также контактные площадки и соединительные шины, реализующие топологию устройства. На рис. 9 представлены наиболее типичные паразитные элементы: C_{pr} – проходная емкость связи между входными и выходными контактными площадками; L_g – индуктивность заземляющих перемычек или сварок; C_1 и C_2 – суммарные входные и выходные емкости контактных площадок, шин и корпуса; L_1 и L_2 – индуктивности сигнальных перемычек или сварок. При необходимости

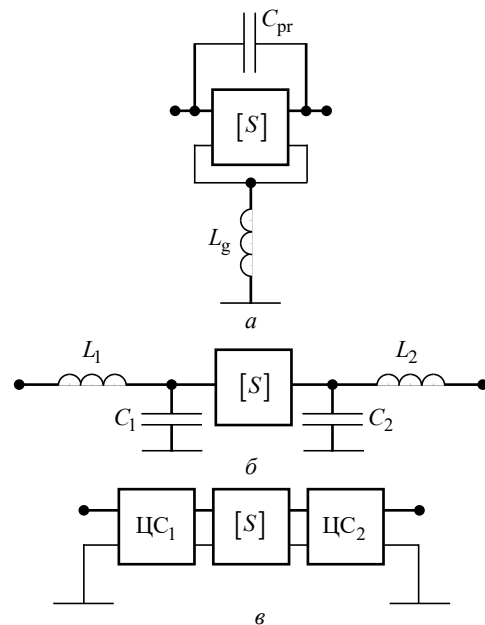


Рис. 9. Схемы учета паразитных элементов и цепей согласования: а – паразитной индуктивности на общий провод и проходной емкости; б – паразитных элементов по входу и выходу; в – цепей согласования по входу и выходу

Fig. 9. Scheme of accounting for parasitic elements and matching circuits: а – parasitic inductance to common and throughput capacity; б – parasitic elements at the input and output; в – input and output matching circuits

можно составить и включить в расчет и более сложные электрические схемы паразитных элементов. Качественные примеры таких схем для лестничных фильтров представлены в [17], а для DMS-фильтров в [18].

Шаг 12. Вывод и анализ рабочих характеристик устройства (АЧХ, групповое время задержки и др.) на соответствие техническим требованиям.

В случае несоответствия можно варьировать различными параметрами топологии, такими, как число пар ВШП и ОС, размер зазора, апертура преобразователя, толщина металлизации и коэффициент металлизации. В общем случае можно менять любые входные данные и пересчитывать характеристики.

Результаты. Процесс расчета фильтра на ПАВ в соответствии с предложенной методикой рассмотрен на примере создания комбинированного резонаторного фильтра. Математическая модель, описывающая волновые процессы, разработана на основе модели связанных мод и ее формализации на основе P -матриц с использованием теории цепей.

Предложенным способом на основе MCM спроектирован комбинированный резонаторный фильтр на вытекающих волнах на пьезоэлектрической подложке 49° YX-среза ниобата лития. Фильтр состоит из двух звеньев DMS и лестничного звена, которое является режекторным фильтром, обеспечивающим максимальное подавление в выбранной полосе частот. Результаты расчета MCM на базе P -матриц одного звена DMS представлены на рис. 10.

Для верификации полученных частотных характеристик результаты расчета методом MCM были сопоставлены с результатом расчета по МКЭ той же топологии в пакете COMSOL. Как следует из рис. 10, несмотря на то, что в основе этих двух подходов лежат абсолютно разные физико-математические модели, получены близкие результаты, что позволило перейти к моделированию остальных звеньев фильтра и получению АЧХ фильтра в целом.

На рис. 11 представлены результаты расчета и измерения АЧХ разработанного ПФ. Комбинированный резонаторный фильтр имеет абсолютную полосу пропускания 69.3 МГц, относительную полосу пропускания 5.8 %, вносимое затухание –3.7 дБ, неравномерность АЧХ – не более 1 дБ и гарантированное относительное затухание в полосе заграждения –50 дБ.

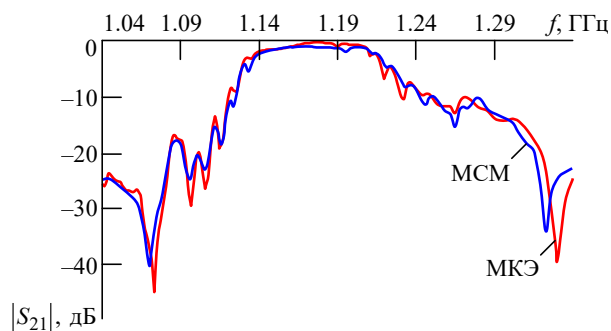


Рис. 10. Расчетная АЧХ одиночного звена DMS
Fig. 10. Calculated frequency response of single DMS link

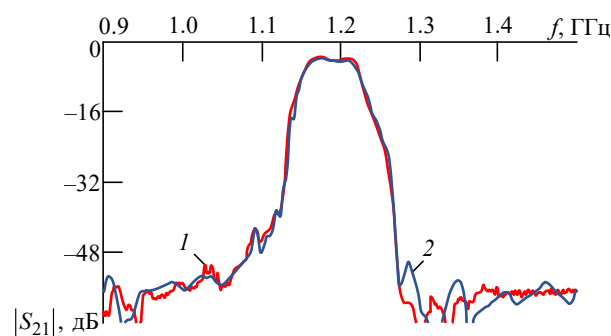


Рис. 11. АЧХ комбинированного резонаторного фильтра:
1 – измеренная; 2 – рассчитанная MCM
Fig. 11. Frequency response of the resonator combined filter:
1 – measured; 2 – calculated using the MCM

вносимое затухание –3.7 дБ, неравномерность АЧХ – не более 1 дБ и гарантированное относительное затухание в полосе заграждения –50 дБ.

Заключение. Представлено современное состояние подхода на основе MCM и P -матриц. Разработана концепция построения и предложена оригинальная конструкция резонаторного ПФ на вытекающих ПАВ на 49° YX-срезу ниобата лития.

Предложенный подход к проектированию фильтра на ПАВ позволяет быстро и относительно точно прогнозировать выходные характеристики на стадии моделирования, а следовательно, уменьшить число экспериментальных итераций и повысить эффективность разработки.

Результаты моделирования на основе MCM подтверждаются результатами как численных методов расчета, так и измерений характеристик экспериментальных образцов, что свидетельствует об адекватности рассмотренного подхода к моделированию. Сам подход можно рассматривать как инструмент прогнозирования и оценки характеристик разрабатываемых фильтров на ПАВ.

Список литературы

1. Фильтрация и спектральный анализ радиосигналов. Алгоритмы. Структуры. Устройства / под ред. Ю. В. Гуляева. М.: Радиотехника, 2020. 504 с.
2. Yantchev V., Turner P., Plessky V. COMSOL modeling of SAW resonators // IEEE Intern. Ultrasonics Symp. (IUS), Tours, Franc., 18–21 Sept. 2016. INSPEC Acc. № 16443703. 4 p. doi: 10.1109/ULTSYM.2016.7728546
3. Койгеров А. С. Лестничные фильтры на вытекающих поверхностных акустических волнах на подложке ниобата лития // Нано- и микросистемная техника. 2021. Т. 23, № 3. С. 139–147. doi: 10.17587/nmst.23.139–147
4. Дмитриев В. Ф. Вывод модифицированных уравнений связанных поверхностных акустических волн // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 9. С. 1134–1143.
5. Low-loss multimode 5-IDT SAW filter / J. Meltaus, V. P. Plessky, S. Harma, M. M. Salomaa // IEEE Trans. Ultrason. Ferroelect. Freq. Contr. 2005. Vol. 52, iss. 6. P. 1013–1019. doi: 10.1109/TUFFC.2005.1504023
6. Дмитриев В. Ф. Теория и расчет гибридного резонаторного фильтра на поверхностных акустических волнах с повышенным внеполосным подавлением // Журн. техн. физики. 2002. Т. 72, № 11. С. 83–89.
7. Веремеев И. В., Доберштейн С. А., Разгоняев В. К. Моделирование ПАВ-резонаторов и лестничных ПАВ-фильтров методом Р-матриц // Техника радиосвязи. 2018. Вып. 3 (38). С. 61–71. doi: 10.33286/2075-8693-2018-38-61-71
8. Plessky V. P., Koskela J. Coupling-of-modes analysis of SAW devices // Int. J. High Speed Electr. and Syst. 2000. Vol. 10, № 4. P. 867–947. doi: 10.1142/S0129156400000684
9. Sveshnikov B. Discrete analysis of regular systems // IEEE Intern. Ultrason. Symp., San Diego, USA, 11–14 Oct. 2010. P. 1890–1893. doi: 10.1109/ULTSYM.2010.5935881
10. Rukhlenko A. S. Nodal Analysis of Multitransducer SAW Devices // IEEE Ultrason. Symp., Seattle, USA, 7–10 Nov. 1995. P. 297–300. doi: 10.1109/ULTSYM.1995.495586
11. Analysis of SAW devices using FEM/BEM method and parallel computing / X. Perois, T. Pastureaud, P.-A. Girard, R. Lardat // IEEE Ultrason. Symp., Rotterdam, Netherlands, 18–21 Sept. 2005. P. 1564–1567. doi: 10.1109/ULTSYM.2005.1603158
12. Auld B. A. Acoustic Fields and Waves in Solids. Vol. 1. New York: Wiley, 1973. 414 p.
13. Fast GPU-assisted FEM simulations of 3D periodic TCSAW, IHP, and XBAR devices / J. Koskela, V. P. Plessky, B. A. Willemsen, P. J. Turner, B. Garcia, R. B. Hammond, N. O. Fenzi // IEEE Intern. Ultrason. Symp. (IUS), Glasgow, UK, 6–9 Oct. 2019. P. 181–184. doi: 10.1109/ULTSYM.2019.8926183
14. Koigerov A. S., Balysheva O. L. Numerical Approach for Extraction COM Surface Acoustic Wave Parameters from Periodic Structures Analysis // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St Petersburg, Russia, 31 May–4 June 2021. INSPEC Acc. № 0809710. 6 p. doi: 10.1109/WECONF51603.2021.9470638
15. Койгеров А. С., Балышева О. Л. Численный анализ параметров псевдоповерхностных акустических волн в кристаллах ниобата и танталата лития // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66, № 12. С. 1224–1232.
16. Hong J., Lancaster M. J. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. John Wiley & Sons, Inc., 2001. 457 p.
17. Орлов В. С. Лестничные резонаторные фильтры на поверхностных акустических волнах для приемников навигационных систем // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10, № 5. С. 8–16.
18. Caron J., Malocha S. Electrical parasitic modeling in SAW RF filters // IEEE Ultrason. Symp., Munich, Germany, 8–11 Oct. 2002. P. 361–346. doi: 10.1109/ULTSYM.2002.1193420

Информация об авторе

Койгеров Алексей Сергеевич – кандидат технических наук (2011), доцент (2021) кафедры микро- и нанoeлектроники (МНЭ) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 25 научных публикаций. Сфера научных интересов – моделирование и проектирование микроприборов и устройств на поверхностных акустических волнах. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия. E-mail: a.koigerov@gmail.ru <https://orcid.org/0000-0002-6602-0528>

References

1. Aristarkhov G. M., Gulyaev Yu. V., Dmitriev V. F., Zajchenko K. V., Komarov V. V. *Fil'tratsiya i spektral'nyi analiz radiosignalov. Algoritmy. Struktury. Ustroistva* [Filtering and Spectral Analysis of Radio Signals. Algorithms. Structures. Devices] Ed. by Yu. V. Gulyaev. Moscow, Radiotekhnika, 2020, 504 p. (in Russ.)
2. Yantchev V., Turner P., Plessky V. COMSOL modeling of SAW resonators. Proc. IEEE Ultrason. Symp. 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/ULTSYM.2016.7728546
3. Koigerov A. S. Ladder Type Of Leaky Surface Acoustic Waves Filters On Substrate Of Lithium Niobate. Nano- and Microsystems Technology. 2021,

vol. 23, no. 3, pp. 139–147. doi: 10.17587/nmst.23.139-147 (In Russ.)

4. Dmitriev V. F. Modified equations of coupled surface acoustic waves. *J. of Communications Technology and Electronics*. 2009, vol. 54, no. 9, pp. 1134–1143. doi: 10.1134/S1064226909090137 (in Russ.)

5. Meltaus J., Plessky V. P., Harma S., Salomaa M. M. Low-loss multimode 5-IDT SAW filter. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelect. Freq. Contr.* Jun. 2005, vol. 52, pp. 1013–1019. doi: 10.1109/TUFFC.2005.1504023

6. Dmitriev V. F. Theory and Analysis of a Hybrid SAW-Resonator Filter with Enhanced Out-Of-Band Sup-Pression. *Technical Physics*. 2002, vol. 72, no. 11, pp. 1427–1433. doi: 10.1134/1.1522112

7. Veremeev I. V., Dobershtein S. A., Razgonyayev V. K. P-Matrix Modeling of Saw Resonators and Ladder-Type Saw Filters. *Radio Communication Technology*. 2018, iss. 3 (38), pp. 61–71. doi: 10.33286/2075-8693-2018-38-61-71 (in Russ.)

8. Plessky V. P., Koskela J. Coupling-of-Modes Analysis of SAW Devices. *Int. J. High Speed El. and Syst.* Dec. 2000, vol. 10, no. 4, pp. 867.

9. Sveshnikov B. Discrete Analysis of Regular Systems. *IEEE Ultrason. Symp.* 2010, pp. 1890–1893. doi: 10.1109/ULTSYM.2010.5935881

10. Rukhlenko A. S. Nodal Analysis of Multitransducer SAW Devices. *IEEE Ultrason. Symp. Proc.* 1995, pp. 297–300. doi: 10.1109/ULTSYM.1995.495586

11. Perois X., Pastureaud T., Girard P.-A., Lardat R. Analysis of SAW Devices Using FEM/BEM Method and

Parallel Computing. *IEEE Ultrasonics Symposium*. 2005, pp. 1564–1567. doi: 10.1109/ULTSYM.2005.1603158

12. Auld B. A. *Acoustic Fields and Waves in Solids*. New York, Wiley, 1973, 414 p.

13. Koskela J., Plessky V. P., Willemsen B. A., Turner P. J., Garcia B., Hammond R. B., Fenzi N. O. Fast GPU-Assisted FEM Simulations of 3D Periodic TCSAW, IHP, and XBAR Devices. *IEEE Intern. Ultrasonics Symp.* 2019, pp. 181–184. doi: 10.1109/ULTSYM.2019.8926183

14. Koigerov A. S., Balysheva O. L. Numerical Approach for Extraction COM Surface Acoustic Wave Parameters from Periodic Structures Analysis. *Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*. 2021, pp. 1–6, doi: 10.1109/WECONF51603.2021.9470638

15. Koigerov A. S., Balysheva O. L. Numerical Analysis of Parameters of Pseudosurface Acoustic Waves in Lithium Niobate and Tantalate Crystals. *J. of Communications Technology and Electronics*. 2021, vol. 66, no. 12, pp. 1388–1395.

16. Hong J., Lancaster M. J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons. Inc. 2001, 457 p.

17. 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 Russ.)

18. Caron J., Malocha S. Electrical Parasitic Modeling in SAW RF Filters. *Proc. IEEE Ultrasonics Symp.* 2002, pp. 361–346. doi: 10.1109/ULTSYM.2002.1193420

Information about the author

Aleksey S. Koigerov, Cand. Sci. (Eng.) (2011), Associate Professor (2021) of the Department of Micro- and Nano Electronics of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 25 scientific publications. Area of expertise: modeling and design of microdevices based on surface acoustic waves.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: a.koigerov@gmail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6602-0528>