



ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – СОФИЯ

Факултет „Електронна техника и технологии“

Катедра „Електронна техника“

Маг. инж. Добромир Георгиев Гайдажиев

**ИЗСЛЕДВАНЕ И РАЗВИТИЕ НА ЛЕНТОВИ ФИЛТРИ ЗА
ВИСОКИ ЧЕСТОТИ С ОБЕМНИ АКУСТИЧНИ
РЕЗОНАТОРИ**

А В Т О Р Е Ф Е Р А Т

на дисертация за придобиване на образователна и научна степен
"ДОКТОР"

Област: 5. Технически науки

Професионално направление: 5.2 Електротехника, електроника и автоматика

*Научна специалност: Теория на електронните вериги и електронна
схемотехника*

Научни ръководители: доц. д-р Иван Стефанов Узунов

доц. д-р Емил Димитров Манолов

СОФИЯ, 2017 г.

Дисертационният труд е обсъден и насочен за защита от Катедрения съвет на катедра „Електронна техника“ към Факултет „Електронна техника и технологии“ на ТУ-София на редовно заседание, проведено на 13.02.2017 г..

Публичната защита на дисертационния труд ще се състои на 12.06.2017 г. от 13:00 часа в Конферентната зала на БИЦ на Технически университет – София на открито заседание на научното жури, определено със заповед № ОЖ - 85 от 27.02.2017 г. на Ректора на ТУ-София в състав:

1. проф. д-р инж. Марин Христов Христов – председател
2. доц. д-р инж. Емил Димитров Манолов – научен секретар
3. проф. д-тн инж. Борислав Добрев Доневи
4. проф. д-р инж. Анатолий Трифонов Александров
5. доц. д-р инж. Ангел Николаев Попов

Рецензенти:

1. проф. д-р инж. Марин Христов Христов
2. доц. д-р инж. Ангел Николаев Попов

Материалите по защитата са на разположение на интересуващите се в канцеларията на Факултет „Електронна техника и технологии“ на ТУ-София, блок № 1, кабинет № 1355.

Дисертантът е докторант на самостоятелна подготовка към катедра „Електронна техника“ на факултет „Електронна техника и технологии“. Изследванията по дисертационната разработка са направени от автора, като някои от тях са подкрепени от научноизследователски проекти.

Автор: маг. инж. Добромир Гайдажиев

Заглавие: ИЗСЛЕДВАНЕ И РАЗВИТИЕ НА ЛЕНТОВИ ФИЛТРИ ЗА ВИСОКИ ЧЕСТОТИ С ОБЕМНИ АКУСТИЧНИ РЕЗОНАТОРИ

Тираж: 30 броя

Отпечатано в ИПК на Технически университет – София

Бих искал да изкажа специални благодарности на доц. Иван Узунов за постоянната подкрепа и напътствия. Тази дисертация не би била възможна без неговите незаменими насоки, критичен поглед и внимание към детайлите.

Бих искал да благодаря и на доц. Емил Манолов за вещото ръководството на проекта довел до създаването на тази дисертация, както и за насоките при навигирането както през научните така и през административните въпроси свързани с настоящата дисертация.

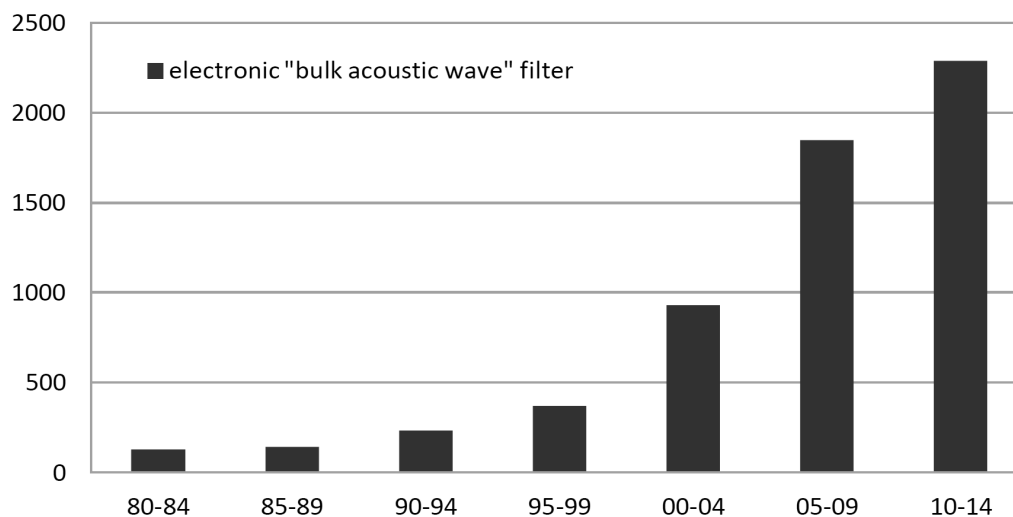
I. ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Актуалност на проблема

Електроакустични устройства, базирани на пиезоелектрични материали се използват в индустрията в продължение на повече от 60 години. Техните свойства ги правят изключително подходящи за създаване на лентови филтри, стабилни източници на тактов сигнал, а в последно време и различни сензори. Към момента електроакустичните устройства имат най-широко приложение в радиокомуникациите. С напредъка на безжичните и мобилните комуникации се появи и голям брой приложения (LTE, UMTS, GPRS и др.), чийто честотни ленти са разположени в гигахерцовия диапазон и имат относителна ширина между 0.5% и 2.5%. При реализиране на лентови филтри за тези стандарти основно се използват две конкуриращи се технологии: на повърхностни акустични вълни (SAW) и с обемни акустични вълни (BAW).

Настоящата работа разглежда MEMS за безжични комуникационни приложения и по-специално възможностите за реализиране на високоселективни лентови филтри с микроелектроакустични обемни резонатори.

Филтрите с обемни акустични резонатори са нов раздел на пиезоелектричните филтри, който се разви през последните 15-20 години във връзка с разработването на стабилни филтри за гигахерцовия обхват. Тези филтри намират все по-широко приложение както в мобилните телефони, така и в различни видове сензорни безжични мрежи. Това обуславя и значителния научен интерес към тази тематика.



Фиг. 1 Брой публикации свързани с електронни филтри базирани на обемни електроакустични резонатори за периода 1980 – 2014 г. (справката е изготвена от базата данни Scholar на Google).

Свидетелство за актуалността на тези проблеми е експоненциално нарастващия брой на научни статии публикувани в електронната библиотека на IEEE и други научни списания и конференции (Фиг. 1).

Цел на дисертационния труд, основни задачи и методи за изследване

Основните цели на дисертацията включват:

- детайлно изследване на свойствата на АЧХ на двете основни структури, използвани при проектиране на лентови филтри с BAW резонатори: верижна и мостова;
- анализ на възможностите за оптимизация на АЧХ на двете структури и оценка на границите на приложение и „чувствителността” на схемите към различните подходи за оптимизация;
- разработка на процедура за оптимизацията на АЧХ на лентови филтри с BAW резонатори;
- разработка на методи за проектиране на филтри с BAW.

Апробация

Резултатите в настоящата работа са постигнати и благодарение на работата по следните успешно завършени научно-изследователски проекти:

ПР.1 “Комплексен интегриран подход за проектиране на съвременни комуникационни системи с микро-електромеханични системи (MEMS)”, ДДВУ 02/6 от 17.12.2010г. към Фонд „Научни изследвания”, Министерство на образованието и науката.

ПР.2 “Нови методи и средства за реализация на интегрални схеми с подобрени качествени показатели на базата на микроелектромеханични системи (MEMS)”, № ДДОКФ 02/1 от 13.01.2010г. към Фонд „Научни изследвания”, Министерство на образованието и науката.

Публикации

Резултати от настоящата работа са докладвани в следните научни публикации:

П.1 Gaydazhiev, D., I. Uzunov. Passband Tuning Options in RF FBAR Filter Circuits, Annual Journal of Electronics, 2010, pp. 176-179.

П.2 D. Gaydazhiev, I. Uzunov, Comparison of Filters with Bulk Acoustic-Wave Resonators, ICEST 2011, XLVI Int. Conf. on Information, Communication and Energy Systems and Technology, Nish, Serbia, June 2011.

П.3 I. Uzunov, D. Gaydazhiev, V. Yantchev, FBAR Filter with Asymmetric Frequency Response and Improved Selectivity and Passband Width, MIXDES 2011, 18th Int. Conference "Mixed Design of Integrated Circuits and Systems", June 16-18, 2011, Gliwice, Poland.

П.4 I. Uzunov, D. Gaydazhiev, and V. Yantchev, Improvement of the Frequency Response of FBAR Filters by Using Parallel or Series Connected Resonators Instead of Single Resonators, IEEE COMCAS 2011, The International IEEE Conference on

Microwaves, Communications, Antennas, and Electronic Systems, Tel Aviv, Israel, 7-9 Nov. 2011.

П.5 D. Gaydazhiev, I. Uzunov, G. Georgiev, Opportunities for Passband Bandwidth Extension in FBAR Ladder Filters, Annual Journal of Electronics, 2012

П.6 I. Uzunov, D. Gaydazhiev, FBAR ladder filters – review, properties and possibilities for frequency response optimization, Elektrotechnika & Electronica, vol. 48, pp. 25-33.

П.7 D. Gaydazhiev, Acoustic Dispersion Analysis of the Resonant Modes in FBAR, Annual Journal of Electronics, 2015, pp. 50-52

Структура

Дисертационният труд е в обем от 105 страници, като включва увод, 4 глави за решаване на формулираните основни задачи, списък на основните приноси, списък на публикациите по дисертацията и използвана литература. Цитирани са общо 55 литературни източници. Работата включва общо 54 фигури и 7 таблици.

II. СЪДЪРЖАНИЕ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Глава 1. Увод

Микроелектромеханичните системи (МЕМС) са комбинация от електронни и механични компоненти, за чието производство обикновено се използват технологични процеси, познати от микроелектрониката. МЕМС технологията позволява постигане на миниатюризация, намалена консумация на енергия и повишена надеждност в широк набор от системи. В последното десетилетие МЕМС са един от най-бързо растящите сектори в електронната индустрия, което привлича множество изследователи и предприемачи. Предимствата на тази технология могат да бъдат приложени в много различни области от ежедневието.

Целта на настоящата работа е да бъдат детайлно разгледани МЕМС за безжични комуникационни приложения и по-специално възможностите за реализиране на високоселективни лентови филтри с микроелектроакустични обемни резонатори. При този клас схеми основно се използват две архитектури – мостова и верижна. В литературата съществуват голям брой публикации по тази тематика, но в тях обикновено се описват конкретни реализации на филтри за високи честоти, чиято цел е да се демонстрира подобрене в параметрите на филтъра в една или друга насока, но обикновено не са разгледани основанията за избора на един или друг подход. На практика не съществува цялостен анализ на свойствата на този клас схеми и зависимостта им от параметрите на резонаторите и останалите компоненти в схемата.

Глава 2. Обемни акустични резонатори – конструкция, свойства, параметри, модели.

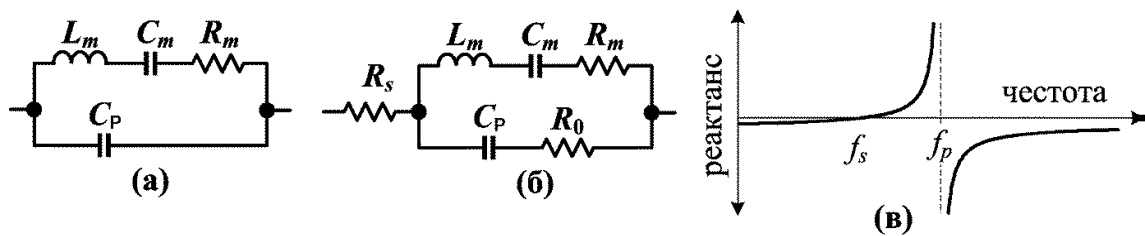
В най-простата си конфигурация обемните акустични резонатори представляват слой от пиезоелектричен материал разположен между два електрода. При прилагане на променливо електрическо поле между електродите обратният пиезоелектричен ефект води до формиране на акустична вълна, която се разпространява паралелно на електрическото поле.

Конструктивно BAW резонаторите са два основни типа – мембранен тип (FBAR) и твърдо монтирани (SMR), въпреки че се наблюдават и някои вариации на твърдо монтираните резонатори, които разчитат на акустична връзка, осъществена през подложката.

Модели на тънкослойни пиезоелектрични резонатори.

В процеса на проектиране на системи, включващи пиезоелектрични резонатори, се използват различни системи за автоматизирано проектиране като основната цел е да се намали времето за проектиране и най-вече да се избегнат грешки, водещи до необходимост от допълнителни цикли на проектиране. При проектиране на самите пиезорезонатори най-често се създава модел по метода на крайните елементи, който позволява да бъдат изследвани множество различни конфигурации на резонатори и да бъде подбрана най-подходящата за съответния случай. След като е подбрана подходяща конфигурация и съответния резонатор е произведен, резултатите от анализите по метода на крайните елементи се комбинират с резултати от измервания и се създава компактен модел на устройството съвместим с някой от по-разпространените схемни симулатори – Pspice, Spectre, Hspice. Компактния модел най-често използва схемата на Мейсън или тази на Бътърфурт – ван Дайк (BVD) (Фиг. 2).

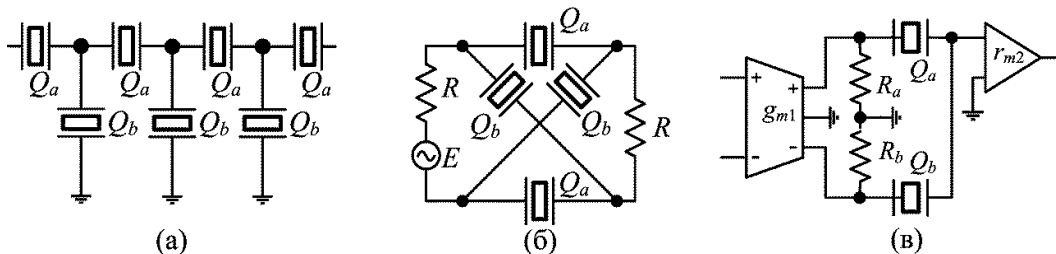
Стандартния BVD модел (Фиг. 2 а)) се състои от два паралелни клона. Единият от тях $L_m C_m R_m$ представя акустичния резонанс и определя едната от двете резонансни честоти – серийната f_s . Капацитета C_p моделира физически съществуващия капацитет между двата електрода на резонатора и заедно с акустичната верига определя честотата на втория резонанс – паралелната f_p (Фиг. 2 в)). Обикновено разликата между двете резонансни честоти при FBAR е 2-3% от f_p . С цел отразяване на различните по характер загуби на енергия се въвеждат и две допълнителни съпротивления R_s и R_o , като по такъв начин се получава модифицирания модел на Бътърфурт – ван Дайк (mBVD) (Фиг. 2 б)). Тези съпротивления определят и качествения фактор на резонатора, който обикновено е в диапазона 500 – 3000.



Фиг. 2 а) Модел на Бътърфурт – ван Дайк (BVD) [37]; б) модифициран модел на Бътърфурт – ван Дайк (mBVD) [38]; в) реактанс на BAW резонатор в зависимост от честотата.

Филтри с BAW резонатори

Благодарение на свойствата, които притежават – ниски загуби, издръжливост на високи енергийни плътности и съвместимост със CMOS процесите, едно от основните приложения на обемните акустични резонатори е за реализиране на лентови филтри за радиокомуникационни устройства в гигахерцовия обхват. При лентовите филтри, базирани на BAW резонатори, обикновено се използват две основни схемни конфигурации – верижна (Фиг. 3 а)) и мостова (Фиг. 3 б)). И двете конфигурации използват двойки идентични резонатори (Q_a и Q_b), чийто резонансни честоти трябва да са в строго определено съотношение помежду си. Основната мостова схема на Фиг. 3 б) може да се модифицира както е показано на Фиг. 3 в). Модифицираната схема има по-малък брой резонатори и позволява по-добра настройка на честотната характеристика чрез промяна на двете съпротивления R_a и R_b . Двата усилвателя в тази схема могат да бъдат съществуващи вече блокове в приемо-предавателя, т.е. не се усложнява допълнително схемата.



Фиг. 3 а) Верижна структура; б) мостова структура; в) модифицирана мостова структура.

Основни проблеми при проектирането на лентови филтри

Съвременните радиокомуникационни стандарти поставят стриктни изисквания към параметрите на приемо-предавателите и в частност към устройствата, филтриращи предаваните и приеманите сигнали. При изследване и проектиране на лентови филтри с подобни приложения обикновено трябва да бъде осигурена достатъчно широка честотна лента на пропускане и същевременно достатъчно голямо затихване извън нея. Тези

две основни изисквания както при повечето инженерни задачи си противоречат – повишаването на затихването обикновено води до стесняване на лентата на пропускане и обратно. Други основни параметри, чиито стойности трябва да бъдат контролирани, са стръмността на прехода между лентата на пропускане и непропускане (roll-off) и затихването в лентата на пропускане. За постигане на необходимите параметри се използват различни подходи или комбинация от тях [10],[12],[13],[18]:

- Използване на резонатори с различна геометрия, което основно води до мащабиране на импеданса;
- Промяна на стойността на входното и/или изходното съпротивление с цел разширение на честотната лента или подобряване на стръмността;
- Добавяне на допълнителни индуктивности и/или капацитети с цел формиране на допълнителни нули в предавателната характеристика;
- и др.

Прилагането на всеки от тези подходи води до подобряване на някои от параметрите, но същевременно влияе върху други. Обикновено тези странични влияния не се коментират достатъчно пълно в съответните публикации, поради което е необходима оценка на чувствителността на основните характеристики на филтрите спрямо горепосочените подходи, както и границите на тяхната приложимост. Една от основните цели на тази дисертация е да бъде направен подробен анализ на свойствата на верижните и мостовите схеми, както и на методите за настройка, което да доведе до систематизиран подход за избор на схема, оптимизация на параметрите и на процеса на проектиране на лентови филтри, базирани на пиезоелектрични резонатори.

И трите конфигурации от Фиг. 3 могат да бъдат анализирани по методите на общата теория на веригите, но благодарение на зависимостите между параметрите на резонаторите, различни числени методи също могат да бъдат прилагани. От друга страна, взаимовръзките между параметрите ограничават степените на свобода, водят до ограничения при проектирането и е невъзможно директно да се прилагат методите за синтез на пасивни LC филтри. Основните характеристики и свойства на верижните, мостовите и модифицираните мостови филтри, както и различните методи за оптимизация на параметрите им са разгледани по-обстойно в глави от 3 до 5.

Глава 3. Модел на FBAR по метода на крайните елементи за изследване на резонансните честоти

Акустична дисперсия и паразитни резонансни честоти

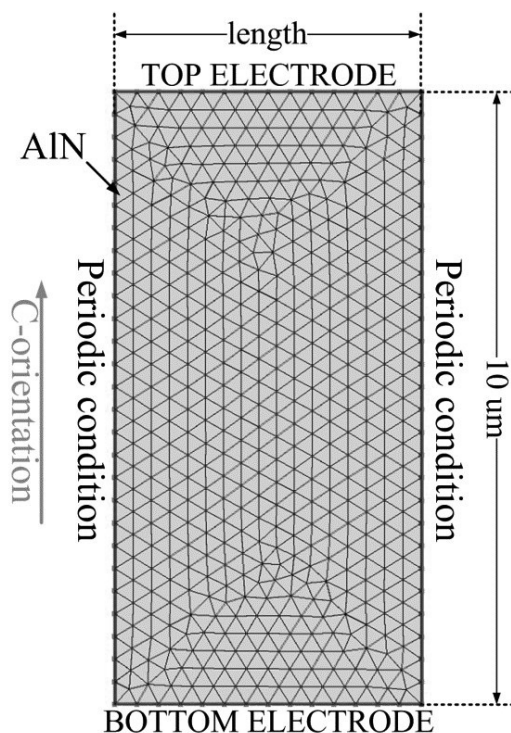
Пиезоелектричните материали са анизотропни кристали, за които скоростта на разпространение на акустичните вълни и пиезоелектричният коефициент на връзка са различни в различните кристалографски направления [14]. Тези ефекти обуславят наличието на дисперсия на

акустичните вълни. Детайлното изследване на дисперсията е от съществено значение при определяне на резонансните честоти и съответно проектирането на FBAR устройства.

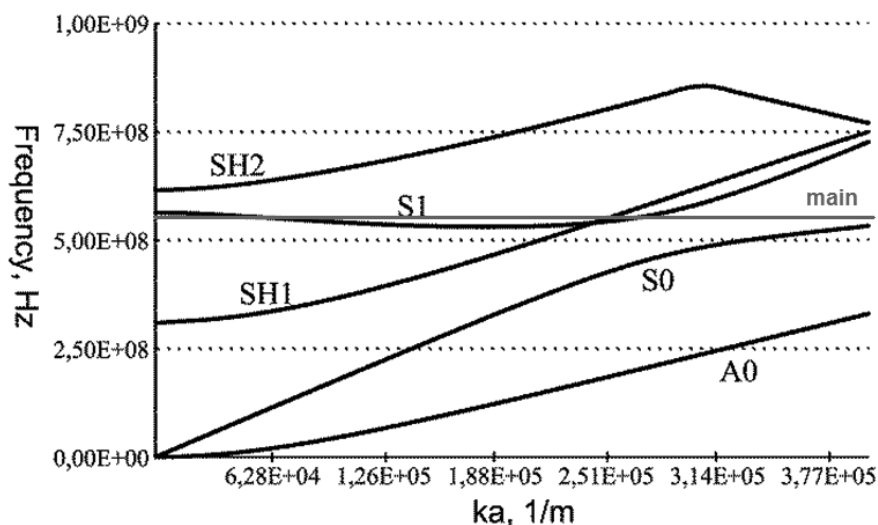
Изследване на дисперсията на FBAR структура по метода на крайните елементи

За изследване на дисперсията на различните резонансни модове на FBAR структура е използван методът на крайните елементи. Целта е да бъдат идентифицирани основните видове паразитни модове и да бъде изследвана тяхната дисперсия. Методът на крайните елементи е особено подходящ за целта, защото позволява прецизно изследване на физични ефекти от различни области (електромагнитни, механични, термични и т.н.). За целта е създаден двумерен модел на класическа FBAR структура с паралелно разположени електроди (Фиг. 4) в средата на Comsol.

Резултатите от извършения анализ по метода на крайните елементи за описания резонатор са показани на Фиг. 5. На нея са дадени получените дисперсионни криви на основните паразитни режими на трептене, показващи как се променя тяхната честота в зависимост от вълновото число k_a , т.е. от размерите на резонатора. За определени стойности на k_a , честотите на някои от паразитните хармоници (SI , SO и SHI) се изравняват с честотата на основния хармоник.



Фиг. 4 Двумерен модел на FBAR използващ метода на крайните елементи, с който се изчисляват резонансните модове и тяхната дисперсия в зависимост от вълновия вектор k_a .



Фиг. 5 Акустична дисперсия на паразитните режими на трептене на FBAR устройството показано на Фиг. 4.

Резонансната честота на $SH2$ се доближава до тази на основния хармоник при малки стойности на k_a . Дисперсионната крива на $S1$ е много близо до основната честота за устройства с ширини до около $12.5 \mu\text{m}$ ($k_a=2.51\text{e-}5$). Това означава, че $S1$ ще влияе на основния хармоник на практика независимо от ширината на устройството и в този случай $S1$ трябва да бъде потиснат с други подходи.

Такъв често използван подход е аподизацията. При него резонаторът се проектира така, че паразитните вълни с голяма амплитуда се разсейват така, че да се намали тяхната амплитуда и се променя тяхната честота. Това се постига чрез избор на подходяща форма на резонатора, при която се избягват в максимална степен паралелните стени на кристала, които подпомагат паразитните модове. Когато паразитната вълна срещне стена, тя се отразява. Когато няма паралелни стени всяко следващо отражение е в различна посока, което води до размиване на вълната и намаляване на качествения фактор на съответния резонанс. Проектирането на такива резонатори с аподизация изисква анализ с 3D модел по метода на крайните елементи, който е значително по-бавен. По тази причина първоначалният анализ трябва да се извърши по описания тук начин с 2D модел, при който се определят най-„опасните“ модове и въз основа на това се подбира формата на кристала. Следва 3D анализ, с който се оптимизира геометрията на резонатора.

Друг подход за потискане на паразитните модове е подбор на формата на електродите. Той потиска паразитни модове с определен начин на трептене. И при него тези модове могат да се определят с първоначален 2D анализ по описания тук начин.

Заклучение

Разгледани са предимствата и недостатъците на анализа по метода на крайните елементи при моделиране на пиезоелектрични устройства.

Създаден е двумерен модел на FBAR устройство с паралелни електроди. Изследвани са дисперсионните криви на основните паразитни модове в този тип устройства.

Глава 4. Верижни FBAR филтри

Въведение

Верижните филтри, базирани на FBAR, са широко разпространени, особено за реализиране на СВЧ приемо-предаватели за безжични комуникационни устройства. Те осигуряват необходимата ширина на честотната лента, добра селективност и температурна стабилност, а високата енергийна плътност, на която могат да бъдат подложени, позволява значително намаляване на размерите. Верижната конфигурация е по-разпространена от мостовата основно заради спецификите на съвременните радиочестотни приемо-предавателни стандарти, при които лентата на предаване е разположена близо до лентата на приемане. Това налага много високи изисквания за изолация между приемния и предавателния тракт. Наличието на нули в близост до лентата на пропускане при лентовите филтри осигурява необходимото затихване и е едно от основните предимства на тази конфигурация.

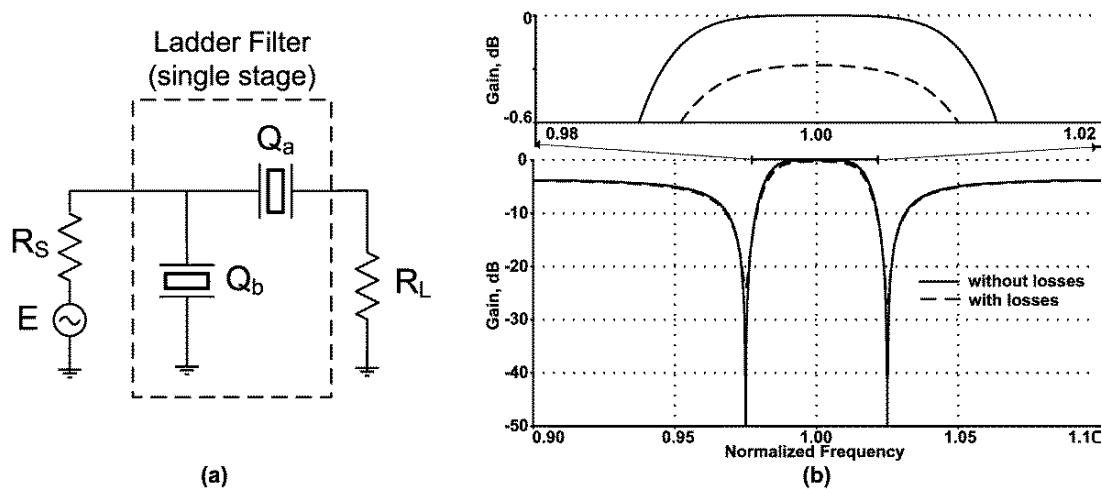
В литературата обикновено са дадени измерени характеристики на тези филтри, от където трудно може да се оцени влиянието на различните параметри върху тях. В настоящата глава с помощта на компютърни симулации е направен анализ на верижните схеми с цел да се оцени влиянието на различните фактори върху параметрите на филтъра. Особено внимание е отделено на въпроси от типа:

- как влияе увеличаването на броя звена върху АЧХ;
- какво е влиянието на товарните съпротивления;
- възможности за оптимизация на АЧХ чрез мащабиране на импедансите на резонаторите (резонатори с различна геометрия);
- изследване на влиянието на допълнителни елементи (бобини, кондензатори) върху АЧХ.

Честотни характеристики на верижни филтри с различен брой звена.

На Фиг. 6 а) е показана верижна конфигурация, съставена от два резонатора. При този тип схеми серийният резонанс на надлъжния резонатор (Q_a) съвпада с паралелния резонанс на напречния (Q_b), при което сигналът безпрепятствено преминава от входа към изхода и за тази честота се наблюдава максимално предаване. В амплитудно-честотната характеристика (Фиг. 6 а)) се наблюдават и две нули – една при серийния резонанс на Q_b , която се намира в ниската лента на непропускане, и друга при паралелния резонанс на Q_a във високата лента на непропускане. Тази двойка резонатори представлява най-простата възможна верижна конфигурация. Затихването на

тази схема е крайно недостатъчно за повечето приложения и за постигане на достатъчно затихване са необходими няколко такива звена (сегмента) да бъдат свързани верижно.

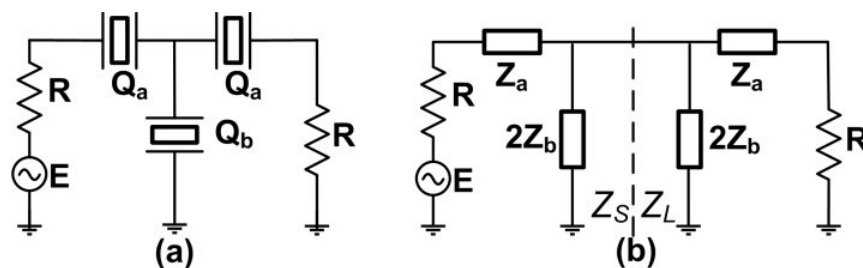


Фиг. 6 а) верижна структура с едно звено б) амплитудно-честотна характеристика на верижна структура с едно звено.

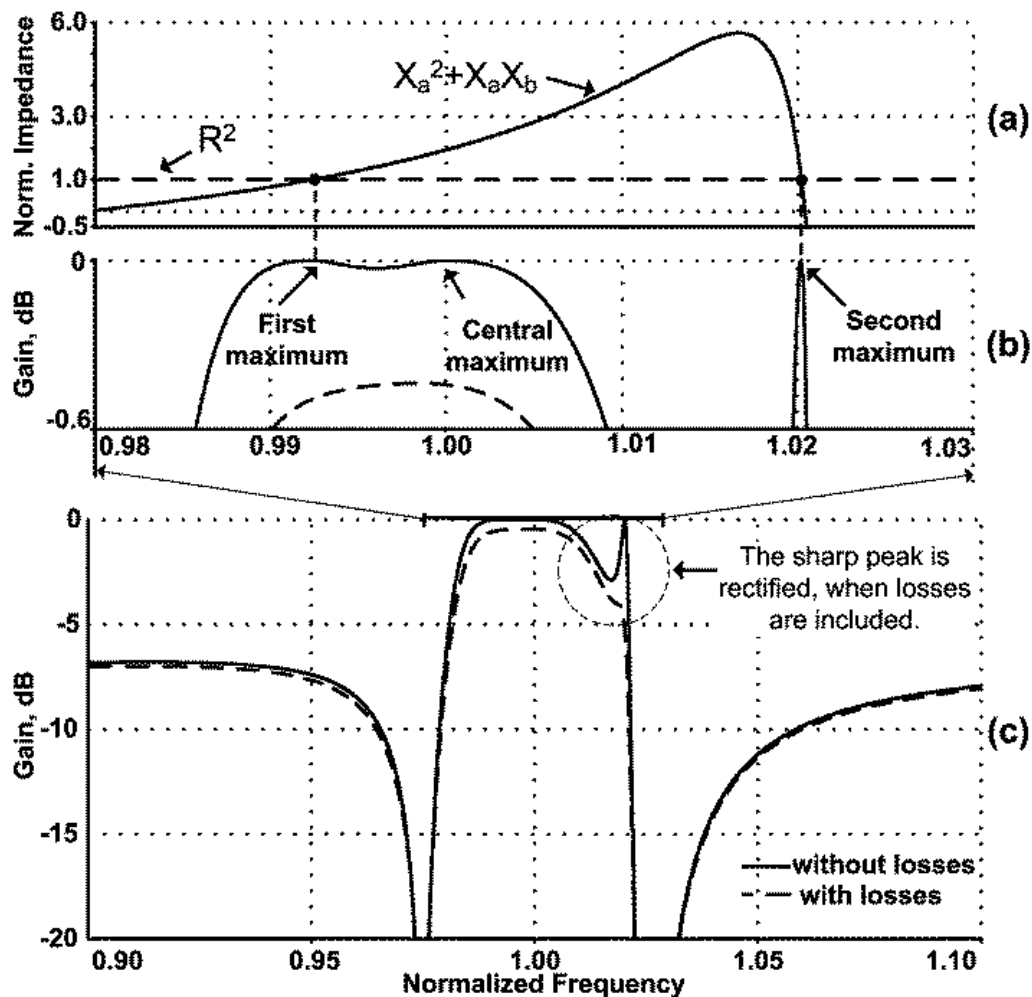
При серийно свързване на верижни звена се получава многостъпален капацитивен делител, при който с нарастване на броя на звената се увеличава и коефициентът на делене и съответно затихването в изхода. Добавянето на верижни звена обаче води и до появата на „паразитни” резонансни честоти и стесняване на лентата на пропускане. Независимо от броя резонатори, местата на нулите на предавателната характеристика не се променят – те винаги са при f_{sb} , където напречните резонатори имат нулев импеданс, и при f_{pa} , където надлъжните имат безкрайно голям импеданс. За честота $f_{pb} = f_{sa}$, надлъжните резонатори имат нулев импеданс, а напречните – безкраен, при което сигналът свободно преминава през звеното и се наблюдава максимален коефициент на предаване. Лентата на пропускане е ограничена между двете нули. Добавянето на всеки сегмент води до увеличаване на затихването със 7-8 dB, но също така се формират „паразитни” локални максимуми, които водят до стесняване на лентата на пропускане и увеличаване на преходната област между лентите на пропускане и непропускане (roll-off).

Настройка на лентата на пропускане чрез промяна на терминиращото съпротивление.

За да се демонстрира как може да бъде настройвана ширината на лентата на пропускане на лентов BAW филтър, е разгледан Т-образния филтър от Фиг. 7 а), чиято АЧХ е показана на Фиг. 8 в). Непрекъснатата линия показва характеристиката при пренебрегнати загуби, а прекъснатата – при отчетени загуби. Пренебрегването на загубите позволява да бъдат визуализирани всички максимуми на АЧХ независимо колко остри са те.



Фиг. 7 а) Т-образна верижна схема с 3 резонатора ($1\frac{1}{2}$ звена); б) модифицирано представяне на схемата, илюстриращо симетрията ѝ.

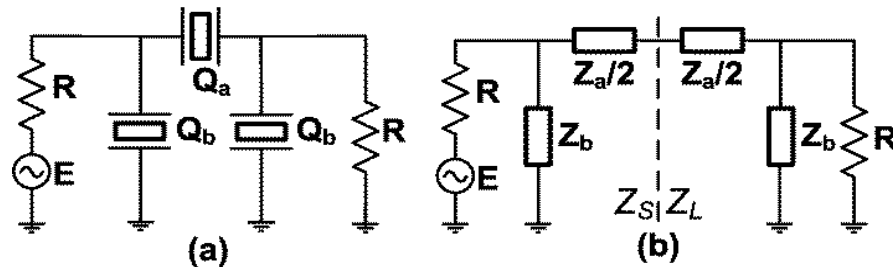


Фиг. 8 Амплитудно-честотна характеристика на Т-образна верижна схема с 3 резонатора: а) графика на лявата и дясната страна на израз (14) б) АЧХ - зона на пропускане; в) АЧХ – зона на пропускане и зона на непропускане.

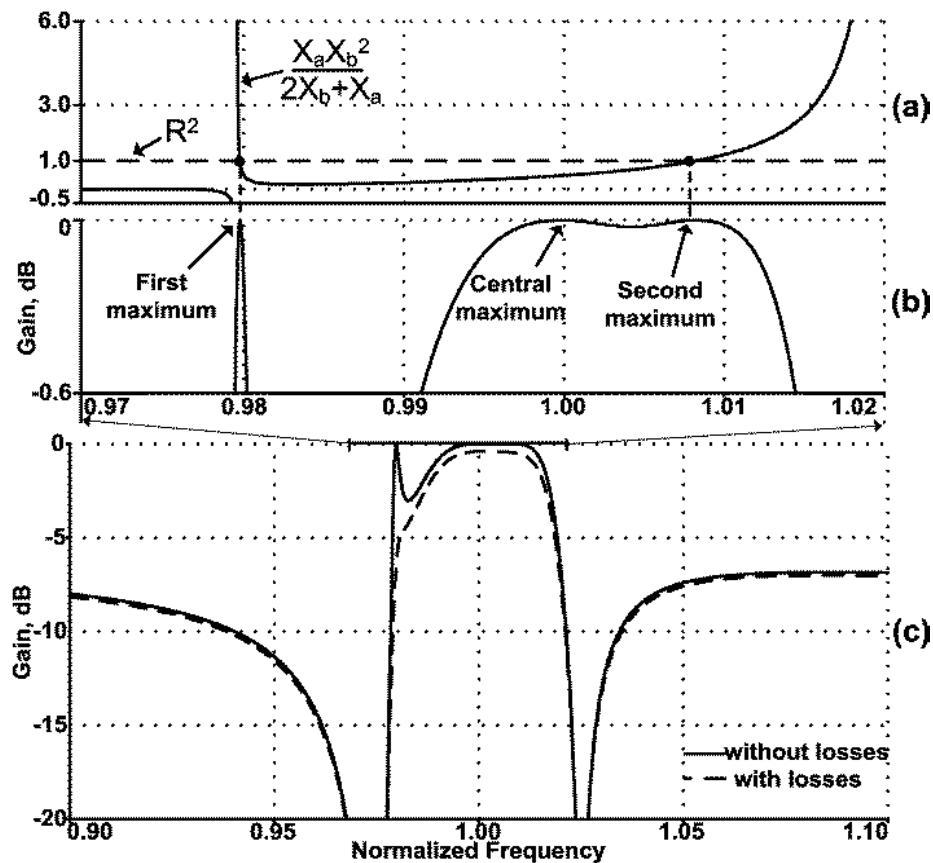
Амплитудно-честотната характеристика е типична за лентов ВAW филтър - има две нули, съответно при f_{sa} и f_{pa} , а лентата на пропускане е разположена между тях. При тази схема се наблюдават 3 максимума на АЧХ между двете нули. Централният максимум се определя от резонансите при честота

$f_{sa}=f_{pb}=1$. Обяснението на генезиса и позицията на другите два максимума изисква допълнително разглеждане. Логично предположение е, че тези максимуми се получават за честоти, при които е изпълнено условието за максимално предаване на мощност:

$$(1) \quad R^2 = X_a^2 + X_a X_b$$



Фиг. 9 а) П-образна мостова схема с 3 резонатора; б) модифицирано представяне на схемата, илюстриращо симетрията ѝ.

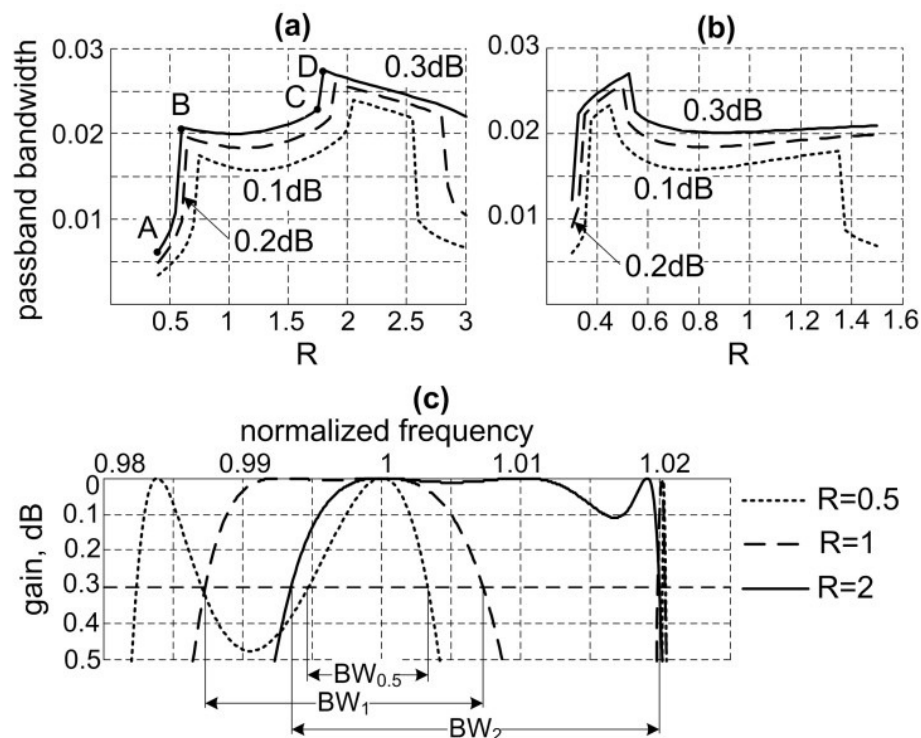


Фиг. 10 Амплитудно-честотна характеристика на П-образна верижна схема с 3 резонатора: а) графика на лявата и дясната страна на израз (14) б) АЧХ - зона на пропускане; в) АЧХ – зона на пропускане и зона на непропускане.

Фиг. 8 а) показва, че има две честоти, за които е изпълнено това условие. Първата от тях може да се мести в широки граници и позволява да се настройва ширината на лентата на пропускане. Втората честота е много близо до границата на лентата на пропускане. Тя формира тесен пик, който се изглажда от загубите в резонаторите и на практика води до стесняване на лентата на пропускане.

На Фиг. 11 а) и б) е показана зависимостта на ширината на честотната лента от R , съответно за Т- и П-образни схеми. Тази зависимост може да бъде разделена на няколко области, маркирани с точки A , B , C и D върху графиката за -0.3dB на Фиг. 11 а). Област BC отговаря на номиналния случай, при който първия максимум е по-близо до централния и лентата на пропускане се дефинира от тях (Фиг. 11 в) – кривата маркирана с тирета). Област AB от Фиг. 11 а) описва случая, при който разстоянието от първия максимум до централния е голямо. Тогава честотната лента се определя само от централния максимум и е значително по-тясна (Фиг. 11 в) – кривата, маркирана с точки). Регионът след точка C отговаря на случая, при който първия максимум е разположен отдясно на централния максимум. Тогава пропаданията в АЧХ са малки и честотната лента е широка (Фиг. 11 в) – непрекъснатата линия).

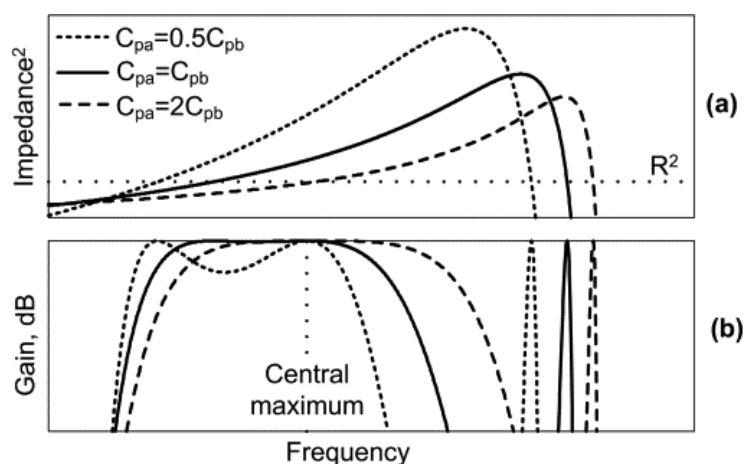
Графиките на Фиг. 11 показват, че при подходящ избор на стойността на R ширината на честотната лента може да бъде увеличена значително.



Фиг. 11 Ширината на честотната лента в зависимост от стойността на съпротивлението R : а) за Т-образен филтър; б) за П-образен филтър; в) АЧХ на Т-образен филтър при $R=0.5$, $R=1$ и $R=2$.

Настройка на честотните характеристики с промяна на съотношението на C_p

Промяната на съпротивленията, описана в предходната точка, може да бъде разглеждана като относителна промяна на входния и товарния импеданс спрямо еквивалентния импеданс на филтъра, което означава, че промяна в импеданса на резонаторите също би трябвало да предоставя възможност за настройка на лентата на пропускане. При BAW електромеханичният коефициент на връзка определя горната граница на разстоянието между двата резонанса, което на практика определя и горната граница на ширината на лентата на пропускане на верижните филтри, реализирани с BAW резонатори. Този параметър е физическо свойство на материала и неговата стойност само може да бъде намалявана. Физически е невъзможно той да бъде използван за разширение на лентата на пропускане, но мащабирането на площта на резонаторите води до промяна на паралелния капацитет C_p , с което се постига и мащабиране на импеданса на резонаторите. Това мащабиране е еквивалентно на промяна на съпротивленията и води до подобно модифициране на честотната характеристика (Фиг. 12).



Фиг. 12 а) Лява и дясна част на израз (18) спрямо честотата за различни стойности на C_{pa}/C_{pb} ; б) честотна характеристика на T-образен лентов филтър с 3 резонатора.

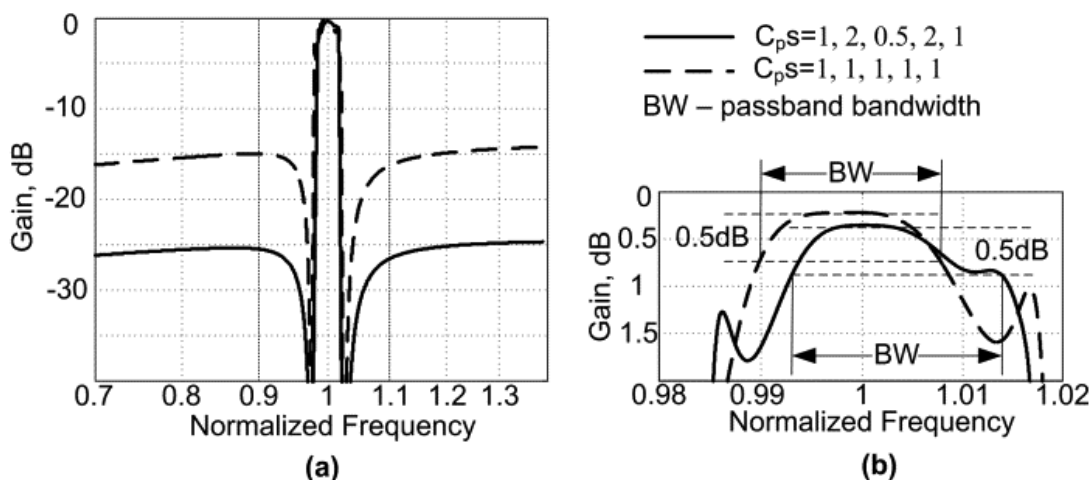
Процедура за оптимизация.

Резултатите от предходната точка показват, че честотната характеристика на филтъра може да се оптимизира с цел получаване на по-широка лента на пропускане и по-добро затихване в лентата на непропускане. Както се вижда от Фиг. 11 а) и б) съответните зависимости имат прекъсвания. Поради този факт при процедурата за оптимизация е приложен подход с изследване на всички възможни комбинации на вариращите параметри. С цел да се оценят възможностите за оптимизация е създадена програма на Матлаб, която изследва ширината на лентата на пропускане и затихването извън нея при различни стойности на C_p . Стойностите на паралелните капацитети могат да варират независимо за всеки резонатор. Изследван е филтър с 5 резонатора в

Т-образна конфигурация като е направена пълна комбинация на 9 различни нормирани стойности на капацитетите (0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1, 2, 3, 4, 5) за всеки от резонаторите. Всички резонатори са с качествен фактор $Q=2000$. При тази постановка се генерират 9^5 различни комбинации, като за всяка от тях е изчислена ширината на лентата на пропускане при -0.5 dB и затихването при $\pm 10\%$ спрямо централната честота. Всички стойности се записват в масив от данни и се изчисляват средните за масива стойности за ширината на лентата и затихването, след което се извличат конфигурации, които имат едновременно по-широка от усреднената лента и по-високо от средното затихване. Усреднената ширина на лентата на пропускане, получена при симулациите, е 1.09 % от централната честота, а усредненото затихване при $\pm 10\%$ отстояние от централната честота е 20.97 dB. В Таблица 1. са обобщени резултатите от оптимизацията. На първите три реда са дадени конфигурациите, при които се получава максимална ширина на лентата при затихване над средното; на четвъртия ред е дадена конфигурацията, при която се получава максимална ширина на ЛП без значение от затихването; а на последния ред е даден номиналният случай, при който всички капацитети са със стойност 1. Честотните характеристики на конфигурациите от първия и последния ред са показани на Фиг. 13

Таблица 1. Относителна ширина на честотната лента и затихване за различни конфигурации на филтър с 5 резонатора.

C_p	Ширина на честотната лента	Затихване
1, 2, 0.5, 2, 1	2.04 %	25.6 dB
5, 2, 1, 3, 2	1.88 %	22.3 dB
2, 3, 1, 2, 4	1.88 %	21.1 dB
5, 0.2, 5, 0.2, 5	3.1 %	2.7 dB
1, 1, 1, 1, 1	1.78 %	15 dB



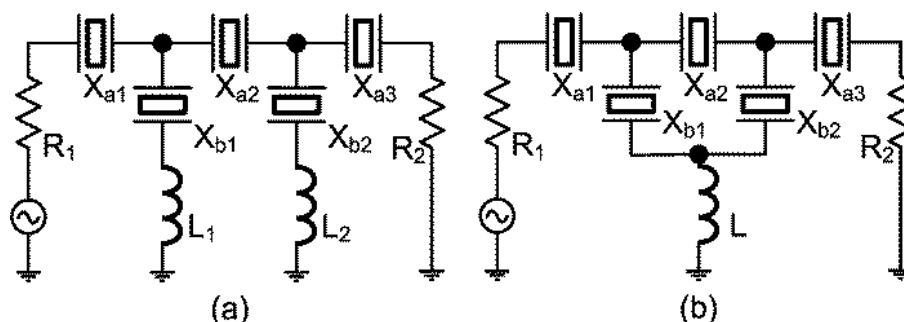
Фиг. 13 Сравнение на честотните характеристики на филтър с оптимизирана и номинална конфигурация на резонаторите а) общ изглед б) лента на пропускане.

Подобен анализ е направен и за филтър с четен брой резонатори.

Настройка на честотните характеристики с допълнителни индуктивности.

Някои автори предлагат добавяне на малки индуктивности ($<1\text{nH}$) серийно на напречните резонатори с цел подобряване на затихването в долната лента на непропускане и леко разширяване на лентата на пропускане [9], [42], [43], [44]. Двете основни конфигурации са показани на Фиг. 14. При едната се използват индивидуални индуктивности, свързани към всеки от напречните резонатори, а при другата конфигурация се използва една обща индуктивност, свързана едновременно към всички напречни резонатори. Ефектът от поставянето на индивидуални индуктивности може да бъде обяснен като се използва mBVD представянето на FBAR като за улеснение се пренебрегват загубите. Импедансът на FBAR има индуктивен характер за честотите между серийния и паралелния резонанс.

Допълнителната индуктивност увеличава еквивалентната индуктивност на устройството, което придобива индуктивен характер при по-ниска честота т.е. серийният резонанс се „премества“ към по-ниска честота. Това води до преместване на долната нула на филтъра надолу и също така позволява да се формират допълнителни нули при подходящ избор на индуктивностите или площите на резонаторите. В следствие на този ефект се разширява областта на високо затихване непосредствено около долната нула и леко се разширява честотната лента. Този подход е много подходящ за приложения, при които лентите на предаване и приемане са близо една до друга и има завишени изисквания към ширината на областта на непропускане, напр. при дуплексните филтри.



Фиг. 14 а) Филтър с индивидуални индуктивности, свързани серийно на напречните резонатори; б) Филтър с обща индуктивност, свързана към напречните резонатори.

Заклучение.

Ширината на честотната лента на верижни FBAR филтри може да бъде ефективно увеличена при проектирането чрез намиране на подходящо съотношение между терминиращите съпротивления и импедансите на резонаторите. Направен е детайлен анализ на свойствата на АЧХ на

основните Т- и П-образни звена. Показано е, че честотите, при които се постига максимално предаване на мощност, всъщност са и честоти на максимум в АЧХ. Направен е анализ за възможностите за промяна (в определени граници) на разположението на честотите на максимално предаване чрез промяна на стойността на терминиращото съпротивление или промяна на съотношението на паралелните капацитети на резонаторите. Подходящото разположение на тези честоти позволява да се постигне чувствително разширение на лентата на пропускане. Този подход може да бъде приложен както за основните, така и за по-сложни верижни конфигурации.

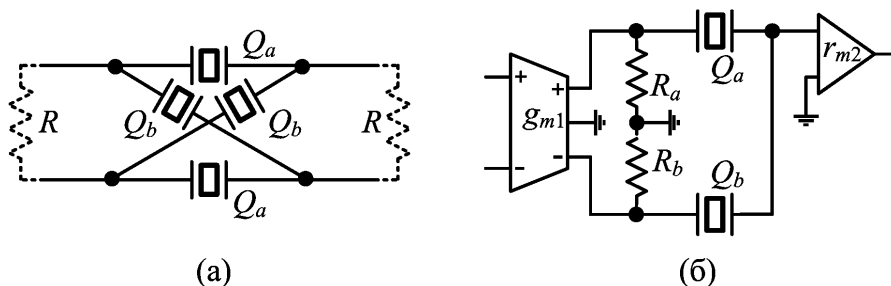
Разгледани са и възможности за разширение на честотната лента с използване на допълнителни индуктивности. Направено е сравнение на характеристиките на схемите, използващи общи и индивидуални индуктивности.

На базата на тези изследвания е предложена и процедура за оптимизация на ширината на лентата на пропускане и затихването в лентата на непропускане чрез промяна в площите на резонаторите.

Глава 5. Мостови схеми

Другата широко разпространена архитектура при лентовите филтри с пиезорезонатори е мостовата, показана на Фиг. 15 а) [9],[47]. Тя се състои от две двойки идентични резонатори, за които също важи изискването честотата на серийния резонанс на едната двойка да е равна на честотата на паралелния резонанс на другата двойка ($f_{sa}=f_{pb}$). От това изискване следва и едно основно свойство на мостовите схеми: в лентата на пропускане имагинерните части на импедансите на Q_a и Q_b имат противоположни знаци.

На Фиг. 15 б) е показана модификация на мостовата схема, предложена в [10]. Тя има свойства много близки до тези на оригиналната мостова схема, ако съпротивленията R_a и R_b са равни на терминиращите съпротивления R . В допълнение, ако R_a и R_b се различават, се формират и е възможно да се настройват нули в предавателната характеристика.



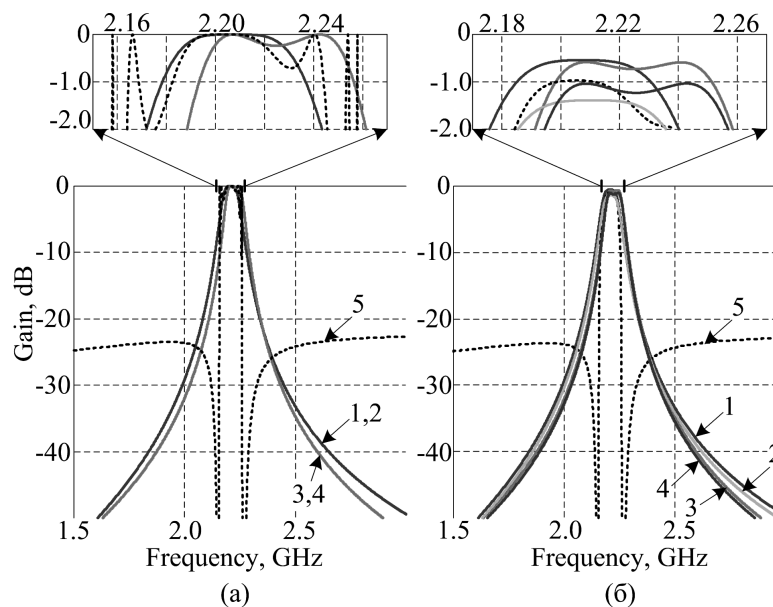
Фиг. 15 а) Мостова схема на FBAR филтър; б) модифицирана мостова схема.

Двете разновидности на мостовата схема са симулирани с две различни стойности на R ($R_a=R_b=R$). Първата стойност (48Ω) е подбрана така, че $f_0=f_{sa}=f_{pb}$, където f_0 е честотата при която е изпълнено условието:

$$(2) \quad R_a R_b = Z_{Qa} Z_{Qb}.$$

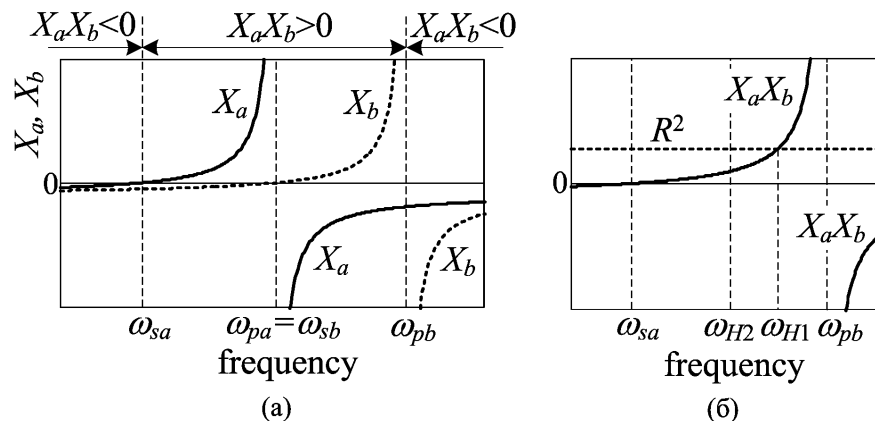
Така има само един максимум в предавателната характеристика и тя има плоска форма. Другата стойност е 96Ω , при която f_0 е далеч от $f_{sa}=f_{pb}$ и близо до f_{pa} .

Сравнението на характеристиките на разглежданите архитектури показва че мостовите филтри имат значително по-широка честотна лента от верижните. При тях затихването нараства монотонно и стойността му превишава затихването на еквивалентен верижен филтър сравнително близо до лентата на пропускане. За сравнение, при верижните филтри се наблюдават по-стръмни склонове в преходния регион между лентите на пропускане и непропускане и много голямо затихване близо до лентата на пропускане, което се дължи на наличието на нули в предавателната характеристика. Голямото затихване обаче се наблюдава в две тесни области от двете страни на лентата на пропускане и извън тях бързо деградира.



Фиг. 16 Честотни характеристики на мостови FBAR филтри: а) с пренебрегнати загуби; б) с включени загуби. Номерация на кривите: 1 – филтър от Фиг. 15 а) с плоска лента на пропускане; 2 – филтъра от Фиг. 15 б) с плоска лента на пропускане; 3 – Фиг. 15 а) с пропадания в лентата на пропускане; 4 – Фиг. 15 б) с пропадания в лентата на пропускане; 5 – верижен филтър с $3\frac{1}{2}$ звена.

Изследване на възможностите за настройка на лентата на пропускане на мостовата и модифицираната мостова схема.



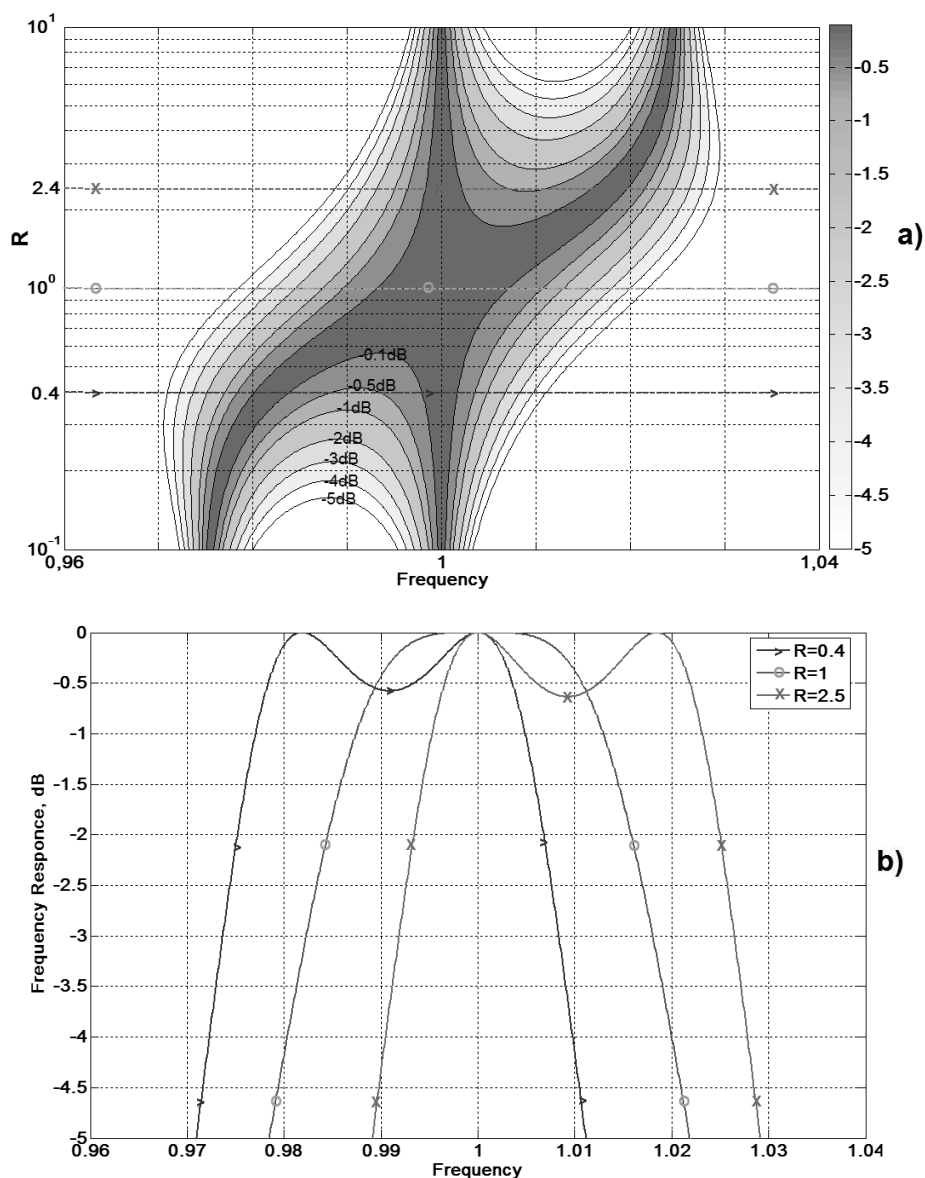
Фиг. 17 а) X_a и X_b като функция на честотата; б) $X_a X_b$ като функция на честотата. И при двете графики е прието $\omega_{pa} = \omega_{sb}$. Максимално предаване се постига при $\omega_{H2} = \omega_{pa} = \omega_{sb}$ и при ω_{H1} , за която $X_a X_b = R^2$.

Границите на лентата на пропускане зависят от разстоянието между ω_{H1} , за която е изпълнено условие (2), и $\omega_{H2} = \omega_{pa} = \omega_{sb}$. При промяна на R честотата ω_{H1} може да бъде настройвана в границите между ω_{sa} и ω_{pb} . От (27) се вижда, че съществува още една честота, за която има максимум в предавателната характеристика – ω_{H2} . Тя е фиксирана при $\omega_{pa} = \omega_{sb}$ и не зависи от стойността на R . При ω_{H2} модулът на предавателната функция е $|H_M(j\omega)| = G_m R_m$. Тогава Z_a на практика е отворена схема, а Z_b е късо съединение. Входният сигнал се инвертира, но няма затихване. Тези две честоти на максимално предаване дефинират лентата на пропускане.

Предавателната функция за случая, в който $\omega_{pa} = \omega_{sb}$, е дадена на Фиг. 18. Честотната скала и импедансът са нормализирани. Нормиращата честота е ω_{H2} , а нормиращия импеданс R_{NORM} е стойността на съпротивлението R , за която $\omega_{H1} = \omega_{H2}$:

$$(3) \quad R_{NORM} = \frac{1}{\omega_{pa}} \sqrt{\frac{\omega_{pa}^2 - \omega_{sa}^2}{C_{pa} C_{pb} (\omega_{pb}^2 - \omega_{sa}^2)}} \approx \frac{1}{\omega_{pa} C_{pa}}.$$

Разликата между ω_s и ω_p е 2.5% и за двата резонатора, което е типична стойност за FBAR. На Фиг. 18 а) с помощта на геодезични криви е показано влиянието на съпротивлението R върху предавателната характеристика в областта около лентата на пропускане. Ако приемем за границата на лентата на пропускане -0.5dB, се вижда, че лентата на пропускане е една в региона $0.4 < R < 2.5$. Извън този регион (за $R < 0.4$ или $R > 2.5$) пропадането в характеристиката става голямо и лентата на пропускане се разделя на две области. Ширината на лентата на пропускане варира в известна степен с промяната на съпротивлението. Тя е най-тясна (~2.1%) при $R=1$ и най-широка (~2.6%) при $R=0.4$ или 2.5.

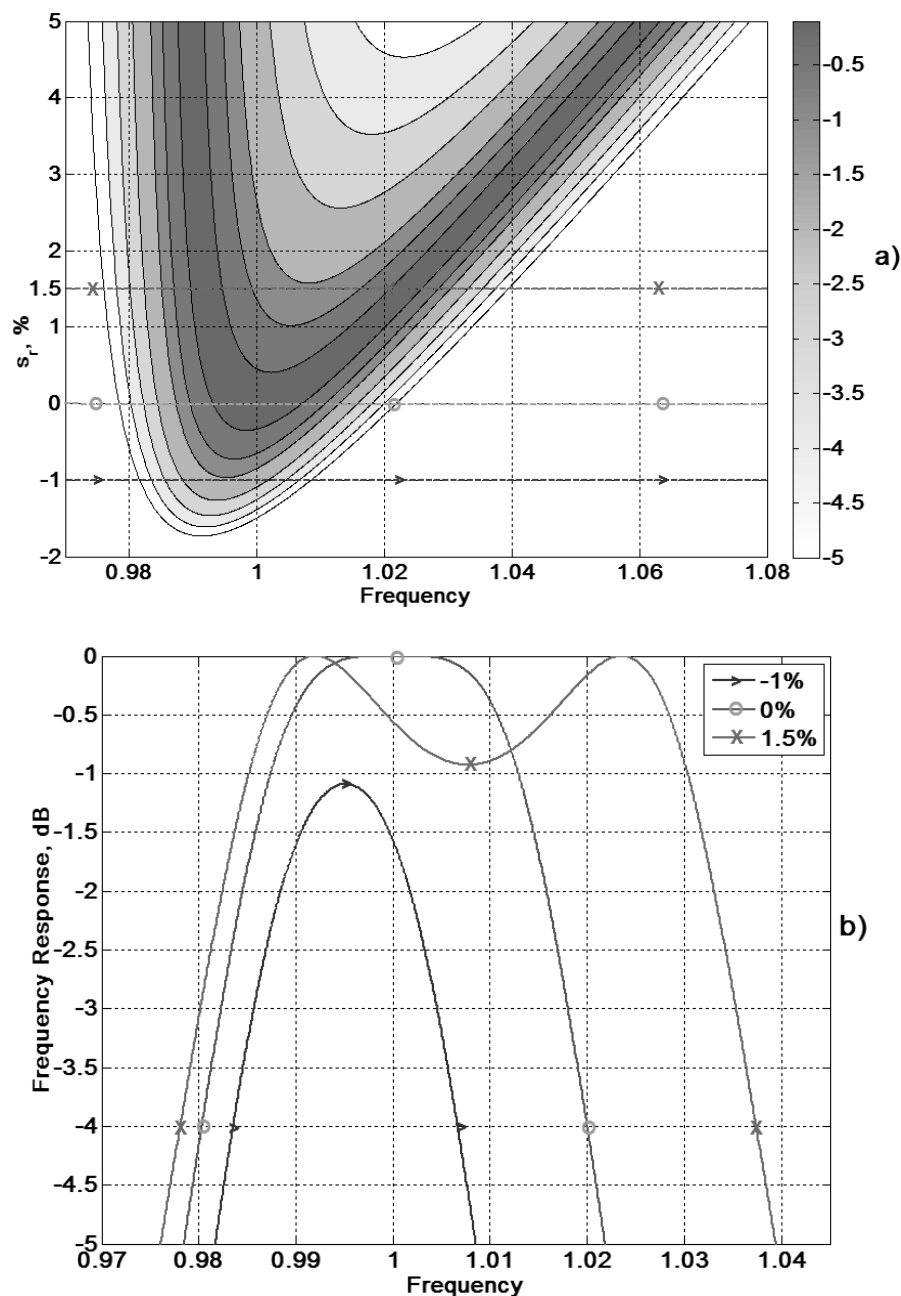


Фиг. 18 Влияние на съпротивлението R върху предавателната характеристика на филтъра при $\omega_{pa} = \omega_{sb}$. а) Контурна графика – честотна характеристика на филтъра като функция на R и честотата. б) Сечения за различни стойности на R .

Когато R е различно от R_{NORM} , ω_{H1} и ω_{H2} също се различават. Колкото по-голяма е разликата между R и R_{NORM} , толкова по-голямо е разстоянието между ω_{H1} и ω_{H2} . Тази зависимост на ω_{H1} от съпротивлението може да бъде използвана за настройка на централната честота в определени граници. Възможността за настройка е ограничена от големината на пропадането, което се получава между двете честоти на максимално предаване. То се увеличава при увеличаване на разстоянието между ω_{H1} и ω_{H2} .

Производствените толеранси внасят малки отклонения при производството на FBAR, което на практика прави непостижимо условието ω_{pa} и ω_{sb} да са съвсем еднакви. За това е необходимо да бъде изследвано

влиянието на разликата между тези две честоти ($s_r = \omega_{sb} - \omega_{pa}$) върху параметрите на филтъра, както и да се разгледа възможността s_r да бъде използвана за настройка на предавателната характеристика.



Фиг. 19 Влияние на разстоянието s_r върху предавателната характеристика на филтъра при $R=R_{NORM}$. а) Контурна графика – честотна характеристика като функция на s_r и честотата. б) Сечение за различни стойности на s_r . Параметрите на резонатора и коефициентите за нормализация са същите както на Фиг. 18.

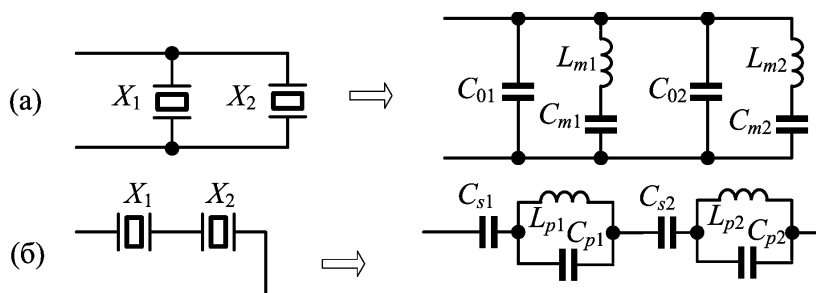
На Фиг. 19 е дадена предавателната характеристика като функция на s_r и честотата при $R=R_{NORM}$. При $s_r < 0$, въпреки факта, че предавателната функция

никъде не достига максималната стойност, в определени случаи затихването е достатъчно ниско, за да бъде филтъра използваем. В тези случаи лентата на пропускане е тясна. При $s_r=0$ двете честоти на максимално предаване съвпадат, защото $R=R_{NORM}$. В този случай няма пропадане и лентата е плоска. При положителни s_r лентата на пропускане се разширява приблизително със стойността на самата разлика s_r . При този случай се появява пропадане, пропорционално на s_r , което ограничава възможността за разширение на лентата. За разгледания филтър относителната ширина на лентата на пропускане може да бъде разширена до около 4.6% (отнесена към централната честота), отчетена при -1 dB, или до 3.5% при -0.5dB. Тези стойности се постигат при $s_r=1.6\%$. За сравнение относителната ширина на лентата на пропускане при ω_{pa} и ω_{sb} ($s_r=0$) е 2.5% при 1 dB.

Разширяването на лентата на пропускане с промяна на s_r ограничава възможността за настройка на централната честота чрез промяна на R , защото и двата метода водят до увеличаване на пропадането в лентата на пропускане. За отбелязване е, че и двата метода разширяват лентата на пропускане по един и същи начин – чрез внасяне на малко пропадане между два максимума на АЧХ и в известен смисъл взаимно се допълват.

Изследване на FBAR филтри с асиметрична честотна характеристика, подобрена селективност и ширина на честотната лента.

Схемата на Фиг. 15 има по един резонатор във всяко рамо. От общата теория на мостовите схеми е известно, че увеличаването на броя на елементите в рамената води до увеличаване на степента на филтъра и съответно по-големи затихвания в лентата на непропускане. В случая това може да се постигне с включване на повече резонатори. В рамената на филтъра се включват резонатори с еднакви отношения на серийни и паралелни честоти, което налага определени ограничения на техните импеданси. По тази причина е необходимо да се изследва как се променя общия импеданс на комбинация от два или повече паралелно или серийно свързани резонатори.

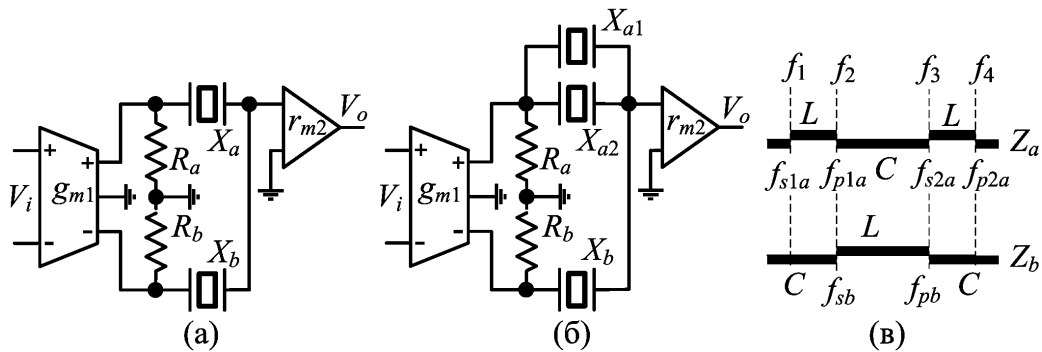


Фиг. 20 а) Два FBAR свързани паралелно и тяхната еквивалентна схема;
б) Два FBAR свързани последователно и тяхната еквивалентна схема.
Загубите в резонаторите са пренебрегнати.

На Фиг. 20 а) са показани два паралелно свързани резонатора и тяхната еквивалентна схема, базирана на mBVD модела. Съпротивленията, отразяващи загубите са премахнати, което позволява прилагането на теорията на пасивните LC схеми за оценка на параметрите на паралелно свързаните резонатори.

Първото заключение, което следва непосредствено от Фиг. 20 а) е, че кондензаторите C_{01} и C_{02} могат да бъдат обединени и тогава еквивалентната схема от Фиг. 20 а) представлява канонична реализация по Foster II на LC адмитанс от 5^{ти} ред [45], при която има нула в началото на честотната характеристика. При тази форма има четири резонанса както следва: серийен-паралелен-сериен-паралелен. Честотите на серийните резонанси не се променят тъй като те се определят от групите $L_{m1}C_{m1}$ и $L_{m2}C_{m2}$. Поради това, че общия паралелен капацитет е увеличен, паралелните резонанси се придвижват по-близо до серийните в сравнение с резонансите на схема с един резонатор във всяко рамо. Подобно разглеждане е направено и за последователно свързване на резонатори, като при тях паралелните резонанси остават непроменени, а серийните се придвижват по-близо до паралелните.

В дисертацията е разгледано влиянието на допълнителен резонатор, свързан паралелно на един от клоновете на модифицираната мостова схема (Фиг. 21). Изследването е правено при предположение, че отношението на честотите на паралелния и серийния резонанс $\alpha=f_p/f_s$ на всички резонатори е еднакво.



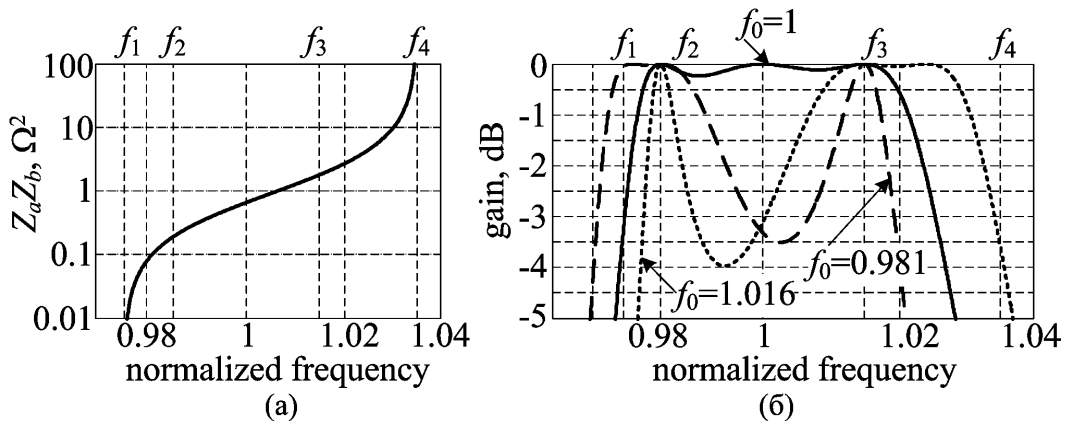
Фиг. 21 а) Модифицирана мостова схема на филтър; б) схема с паралелно свързан допълнителен резонатор в един от клоновете; в) позиции на резонансните честоти на импедансите от схемата с допълнителен резонатор.

Изискването за противоположни знаци на реактансите в двете рамена на филтъра в областта на лентата на пропускане дава и разпределението на резонансните честоти показано на Фиг. 21 в). То се постига чрез подходящо проектиране на трите резонатора в схемата. Схемата от Фиг. 21 б) има три честоти на максимално предаване. При тях предаването е равно на $g_{m1}r_{m2}$. Тези честоти са разположени между f_1 и f_4 като две от тях са фиксирани при f_2 и f_3 . Третата честота (f_0) е честотата, за която е изпълнено условие (2).

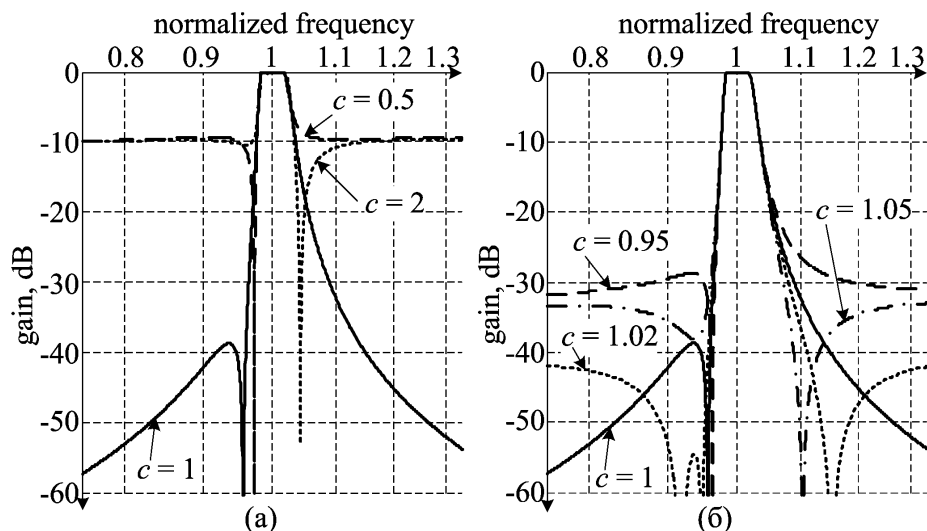
Честотите f_2 и f_3 са фиксирани от X_b и е необходимо да се намери само стойността на f_0 .

Местоположението на f_0 се определя от изискването за равномерна честотна характеристика в лентата на пропускане. Честотната характеристика на филтъра има пропадания между f_2 , f_3 и f_0 . Големината им зависи от разстоянията между тези честоти, т.е. при правилно разположение на f_0 пропаданията могат да бъдат минимизирани. Интуитивно се предполага, че „правилното“ място на f_0 е между f_2 и f_3 , което е потвърдено със симулации в дисертацията. Оптималната позиция на f_0 е тази, при която пропаданията в интервалите (f_2, f_0) и (f_3, f_0) са равни (Фиг. 22 б)). Това се постига чрез подходящ подбор на R_a и R_b , така че да се изпълни условие (2) за желаната честота. От Фиг. 22 а) се вижда, че промяната на $Z_a Z_b$ между f_2 и f_3 е сравнително голяма (7-8 пъти) и от резисторите R_a и R_b не се изисква висока точност за правилното разполагане на f_0 .

Нулите в предавателната характеристика определят и поведението на филтъра в лентата на непропускане. Аналитичните изследвания, направени в дисертацията, показват, че тяхното разположение зависи от отношението на честотите α и от още един параметър $c = \tau_a / \tau_b$, $\tau_a = C_a R_a$, $\tau_b = C_b R_b$; C_a е сумата от паралелните капацитети на двата резонатора X_{1a} и X_{2a} , а C_b – паралелния капацитет на X_b . Показано е, че има един оптимален интервал от стойности за c от 1 до 1.0235 при които се получава много добро затихване в лентата на непропускане. Това е демонстрирано на Фиг. 23.

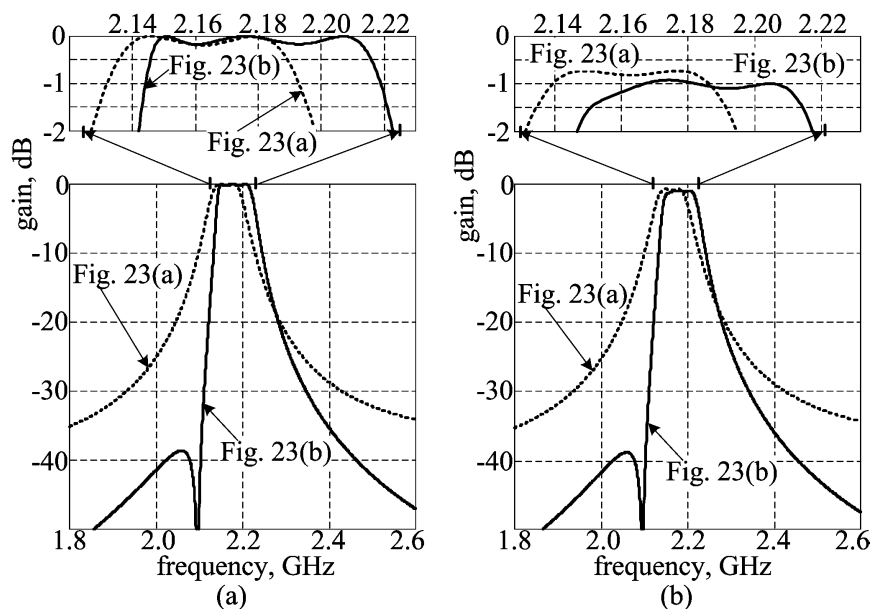


Фиг. 22 а) Честотна зависимост на произведението $Z_a Z_b$; б) Лента на пропускане на филтъра при различни стойности на f_0 . Честотите са нормализирани спрямо средната геометрична стойност на f_2 и f_3 , а нормализиращото съпротивление е изчислено така, че $C_a = C_b = 1F$. Резонаторите са с коефициент $a = 1.03$, от където се получава $f_1 = 0.97567$, $f_2 = 0.98533$, $f_3 = 1.0149$ и $f_4 = 1.0351$.

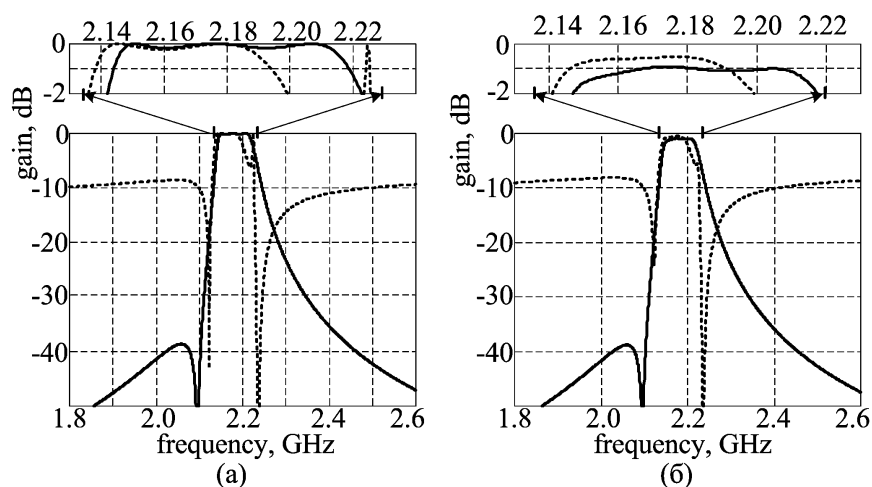


Фиг. 23 Сравнение на затихването в лентата на непропускане на филтри с различен коефициент c : а) при голяма разлика в стойностите; б) при стойности близки до 1. Нормиращата честота е централната честота на лентата на пропускане.

Ефектът от допълнителния резонатор е показан със симулации на Фиг. 24 и Фиг. 25. Вижда се, че допълнителния резонатор увеличава затихването с 15-20 dB и чувствително разширява лентата на пропускане в сравнение с мостовата схема с по един резонатор във всяко рамо. Сравнението с верижен филтър с три резонатора на Фиг. 25 също демонстрира значителните предимства на предложението.



Фиг. 24 Честотна характеристики на мостов филтър с допълнителен резонатор (Фиг. 21 б)) сравнена с тази на мостов филтър без допълнителен резонатор (Фиг. 21 а)): а) загубите в резонаторите са пренебрегнати; б) загубите в резонаторите са отчетени.



Фиг. 25 Честотна характеристики на мостов филтър с допълнителен резонатор (непрекъснатата линия) сравнена с тази на верижен филтър с три резонатора: а) загубите в резонаторите са пренебрегнати; б) загубите в резонаторите са отчетени.

Заклучение.

При мостовите филтри се използват сравнително малък брой резонатори, което позволява постигане на по-широка лента на пропускане. При отдалечаване от лентата на пропускане затихването нараства монотонно, като клони към безкрайност при нулева и безкрайна честота. В непосредствена близост до лентата на пропускане стандартната схема с по един резонатор в рамената няма нули на предавателната функция, което обуславя по-ниско затихване в сравнение с верижната схема. При по-голямо отдалечаване от лентата на пропускане затихването на мостовия филтър става по-голямо от това на верижния.

Лентата на пропускане на мостовите филтри може допълнително да бъде разширена в определени граници с подходящ избор на съпротивленията в схемата. Промяната на съпротивленията води до разсъгласуване на импедансите на резонаторите с този на източника и товара. В следствие на това разсъгласуване се появява допълнителен максимум в предавателната характеристика, но и пропадане между основния и допълнителния максимум. Възможността за разширение на лентата на пропускане се ограничава от големината на пропадането между максимумите. При максимално пропадане от -0.5 dB може да бъде постигнато разширение на лентата на пропускане от около 20-25%.

Разширение в лентата на пропускане може да бъде постигнато и с използване на резонатори, чиито резонансни честоти се разминават с няколко десети от процента ($\omega_{pa} - \omega_{sb} \neq 0$). Този подход до голяма степен е еквивалентен на подхода с промяна на съпротивленията и ефекта от него е в същите граници. И при двата подхода настройката на ширината на лентата на пропускане води до известно изместване на централната честота, което лесно може да бъде пресметнато и компенсирано в процеса на проектиране.

За подобрене на селективността на филтъра може да бъде добавен допълнително серийно или паралелно свързан резонатор в някое от рамената на схемата. При този подход се формира допълнителна нула, чиято честота се определя от параметрите на допълнителния резонатор. При подходящ подбор на тези параметри, може да бъде постигнато значително затихване в непосредствена близост до лентата на пропускане и съответно подобрене в селективността на филтъра.

Глава 6. Заключение

Настоящата работа е съсредоточена върху високочестотните лентови филтри, базирани на обемни пиезоелектрични резонатори. Тези устройства са широко разпространени, особено за реализиране на СВЧ приемо-предаватели за безжични комуникационни устройства. Те осигуряват необходимата ширина на честотната лента, добра селективност и температурна стабилност, а високата енергийна плътност, на която могат да бъдат подложени, позволява значително миниатюризиране на размерите.

При проектирането на подобен клас филтри основните проблеми най-често са свързани от една страна с осигуряване на достатъчно широка лента на пропускане, а от друга с постигане на високи нива на затихването и стръмни склонове на предавателната характеристика. Тези две основни изисквания си противоречат – повишаването на затихването обикновено води до стесняване на лентата на пропускане и обратно. Това налага необходимостта от задълбочен анализ на влиянието на параметрите на филтрите върху свойствата на тяхната предавателна характеристика и изследване на възможностите за оптимизация на амплитудно-честотните характеристики, което е и основната цел на настоящата работа.

Направено е и сравнение на предимствата и недостатъците на двете филтрови архитектури, в резултат на което става ясно, че „идеален филтър” на практика не съществува, но за всяко конкретно приложение може да бъде избрана някоя от разгледаните архитектури, а честотната характеристика на филтъра да бъде допълнително оптимизирана с помощта на описаните подходи.

На базата на направените изследвания могат да бъдат дефинирани и някои насоки за последващо развитие.

- Естествено продължение на анализа на дисперсия по метода на крайните елементи е създаването на тримерен модел с цел прилагане на аподизация и извличане на конкретни параметри за елементите от модела на Бътърфурт – ван Дайк;
- Предложената процедура за оптимизация на верижни филтри към момента симулира пълен набор от комбинации. Възможно е да се добавят и други алгоритми за комбиниране (напр. генетични), които да се използват при верижни схеми с повече от 9 резонатора или за постигане на по-фини развивки на оптимизираните параметри;
- Проектиране на конкретни усилватели за модифицираната мостова схема, на базата на такива които се използват и към момента в съвременните приемо-предавателни устройства, с цел да се демонстрират нейните предимства и съвместимостта и с този тип системи.

Научно-приложни и приложни приноси

1. Методът на крайните елементи е приложен за анализ на FBAR структура, като по този начин са получени дисперсионните криви на основните паразитни модове. На тяхна база впоследствие се оптимизира геометрията на резонатора.

2. Чрез компютърна симулация и теоретични изследвания е направен подробен анализ на свойствата на честотната характеристика на верижните филтри. Показано е влиянието на броя на резонаторите, съотношенията между техните резонансни честоти, големината на резонаторите и стойностите на терминиращите съпротивления. Показани са и причините за стесняване на лентата на пропускане при нарастване броя на резонаторите. Изследвано е и е изяснено влиянието на допълнителни малки индуктивности върху характеристиката на филтъра, които понякога се добавят в неговата схема.

3. Показана и обоснована е възможността за оптимизация на честотната характеристика на верижните филтри, при която едновременно се постига разширение на лентата на пропускане и запазване или увеличение на затихването в лентата на непропускане.

4. Направено е изследване на влиянието на съпротивленията и съотношенията между резонансните честоти върху честотните характеристики на мостовите филтри, като са показани възможности за тяхната настройка. Заедно с това са направени сравнения на честотните характеристики на мостовите и верижните FBAR филтри.

5. Изследвана е схема на усложнен мостов филтър с допълнителен резонатор в едното рамо. Показана е възможността за подобряване на затихването в лентата на непропускане при запазване или разширяване на лентата на пропускане, като са изследвани условията за това.

SUMMARY

In the last several years, a number of new communication systems operating in the GHz range emerged: LTE, WCDMA, 5 GHz WiFi, etc.. Most of them use bandwidths of 0.5% to 2.5% of the carrier frequency and require highly selective filters in the radio transceivers to avoid any cross channel interference. To meet those requirements usually filters based on Film Bulk Acoustic-Wave Resonators (BAW, FBAR) are used. They feature large power handling capabilities, high quality factors and good temperature stability, but since they are based on piezoelectric resonators, their properties are intertwined and “fixed” to a large degree. This makes the optimization of the frequency response of FBAR filters an interesting but challenging task.

In the current thesis a detailed analysis of the properties of BAW resonators and the filters designed with them is performed. Different approaches for optimization of the frequency response are reviewed, and the limits of their application are studied. Based on this analysis an optimization procedure for the ladder architecture is developed.