

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Дејан М. Миљановић

**МИКРОТАЛАСНИ ФИЛТРИ СА
КВАЗИ-КОНЦЕНТРИСАНИМ
ЕЛЕМЕНТИМА**

Докторска дисертација

Београд, 2014.

UNIVERSITY OF BELGRADE
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Dejan M. Miljanović

**MICROWAVE FILTERS WITH
QUASI-LUMPED ELEMENTS**

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2014.

МЕНТОР:

др Милка Потребих, доцент

Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

ЧЛАНОВИ КОМИСИЈЕ:

др Милка Потребих, доцент

Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Дејан В. Тошић, редовни професор

Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Злата Цветковић, редовни професор

Универзитет у Нишу – Електронски факултет

др Бранко Колунџија, редовни професор

Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Датум одбране:

Захвалница

Рад на овој докторској тези је захтијевао огроман рад и одрицање. Овај рад би био немогућ без неколико особа којим желим да се захвалим.

Најприје желим да се захвалим свом ментору доц. др Милки Потребих. Њено уложено знање, посвећеност, труд, истрајност и жеља да се помогне су дубоко уткани у сваку страницу овог рада. Менторство др Милке Потребих је право лидерство од идеје до коначног циља.

Желим да се захвалим проф. др Дејану Тошићу чије су смијернице, савјети и незамјењиво искуство допринијели квалитету и дали прави облик овом раду. Веома цијеним и савјете који су везани за мој садашњи и будући академски рад.

Посебно желим да се захвалим супрузи Марији, која ми је била несебична подршка ка остварењу циља. Марија је створила сваки минут, сат и дан времена који ми је требао. Она је својим оптимизмом и пожртвованошћу такође помогла да моје недоумице претворим у резултате.

Од свег срца на крају желим да се захвалим мојим родитељима, који су ми били најбоља подршка кроз читав живот са којом сам помијерао своје границе. Од захтјевних основних студија преко магистарских и докторских студија они су ми били ослонац, а својим примјером инспирација при савладавању препрека и остварењу тешких циљева.

МИКРОТАЛАСНИ ФИЛТРИ СА КВАЗИ-КОНЦЕНТРИСАНИМ ЕЛЕМЕНТИМА

Резиме

Предмет истраживања ове докторске дисертације су микроталасни филтри пропусници опсега учестаности реализовани помоћу квази-концентрисаних елемената. Данас, брз технолошки развој намеће потребу за омогућавањем свеприсутне комуникације, како између људи тако и између разних система и уређаја. Како би се обезбедило широко покривање и мобилност комуникација, користи се бежична технологија у микроталасном опсегу учестаности. Због великог броја нових сервиса и развоја нових бежичних технологија, неопходно је што селективније ограничити уређаје како би радили у додељеном опсегу. Такође, потреба за мобилном комуникацијом и смањењем димензија корисничких уређаја намеће потребу за што већом минијатуризацијом свих делова бежичних система. Претходно наведене чињенице, као што су значај бежичних комуникација, заузетост микроталасног опсега учестаности и захтеви за минијатуризацијом, указују на посебан значај пројектовања микроталасних филтара пропусника опсега учестаности.

Како би се постигли горе наведени циљеви, неопходно је истражити могућности реализације филтара који ће имати задовољавајуће карактеристике у погледу ширине пропусног опсега, унетог слабљења, потискивања нежељених опсега, селективности амплитудске карактеристике и заузећа простора. Циљ овог истраживања је реализација микроталасног филтра са спрегнутим резонаторима који има боље наведене карактеристике у односу на одговарајуће карактеристике микроталасних филтара објављених у доступној отвореној литератури. Такође, циљ истраживања је и представљање новог начина пројектовања микроталасних филтара коришћењем еквивалентних електричних шема.

У истраживању се полази од претпоставке да употреба вишеслојне реализације може да допринесе смањењу површине заузећа једног резонатора, а самим тим и целог филтра. У овом контексту вишеслојна реализација

подразумева употребу две микротракасте структуре спојене масама, при чему се добија структура са три проводне равни и два слоја супстрата. Предлаже се реализација резонатора у форми калем-вија-кондензатор, где су калем и кондензатор постављени на супротним проводним слојевима, док је слој масе у средини структуре. Увођењем оваквог распореда, елементи резонатора нису више ограничени на једну раван, па се повећава број могућих комбинација за распоређивање елемената и резонатора при пројектовању.

С обзиром на бројне могуће варијанте спреге уводника и резонатора, детаљно се истражују сви могући начини њихове спреге. Испитује се капацитивна спрега уводника и калема резонатора, као и уводника и кондензатора резонатора. Приказана је могућност за повећање вредности те спреге употребом интердигиталне спреге уводника и елемената резонатора. Спрега се описује преко фактора добротe оптерећеног резонатора, помоћу параметарских радних кривих које се директно могу користити за пројектовање филтара користећи Dishal-ов метод.

Како би се установио опсег остваривих коефицијената спреге два резонатора, истражују се све могуће варијанте спрега између њих. Испитује се спрега два резонатора у следећим случајевима: на једној страни супстрата се налазе калемови, а на другој кондензатори, као и случај када се на свакој страни проводне равни налазе калем једног и кондензатор другог резонатора. Утврђују се ограничења и главне разлике наведена два типа спрезања резонатора. Вредност спреге се графички представља у функцији међусобне удаљености, те се може директно користити за пројектовање филтара.

Користећи Dishal-ов метод и резултате за фактор добротe оптерећеног резонатора и коефицијент спреге два резонатора, пројектовани су филтри другог реда са капацитивном спрегом уводника и калема резонатора, интердигиталном спрегом уводника и калема резонатора, као и интердигиталном спрегом уводника и кондензатора резонатора. Реализовани филтри су анализирани коришћењем модерних 3D EM софтверских алата, а за неке од филтара су направљени лабораторијски прототипови и експериментално су верификовани, тако да су потврђени захтеви спецификације.

У циљу смањења времена неопходног за захтевне 3D EM анализе, направљени су модели резонатора и филтра другог реда помоћу еквивалентних електричних шема. Еквивалентне електричне шеме су направљене са великом тачношћу и омогућавају готово тренутну анализу утицаја поједених елемената резонатора на његове карактеристике. Развија се нови метод за пројектовање филтара коришћењем еквивалентних електричних шема. Модел еквивалентне електричне шеме је коришћен за пројектовање филтра пропусника опсега за централне учестаности 1,6 GHz, 3,5 GHz и 5,8 GHz. Коришћењем еквивалентних електричних шема, пројектују се три филтра и синтетишу у један филтар пропусник три опсега учестаности. Показује се да је могуће користити еквивалентне електричне шеме за пројектовање филтара уз велике уштеде у времену пројектовања. За филтар са три пропусна опсега је такође направљен лабораторијски прототип, извршено мерење, а спецификације експериментално верификоване.

Сви пројектовани и направљени филтри имају боље карактеристике у односу на карактеристике филтара објављених у доступној литератури. Разматране карактеристике су ширина пропусног опсега, унето слабљење, потискивање нежељених опсега, селективност амплитудске карактеристике и заузеће простора.

Основни допринос ове дисертације је нов метод пројектовања микроталасног филтра коришћењем еквивалентних електричних шема, који је експериментално верификован.

Кључне речи: микроталасни филтри, филтар пропусник опсега учестаности, минијатуризација, вишеслојна реализација, калем-вија-кондензатор, еквивалентна електрична шема, филтри са више пропусних опсега.

Научна област: Техничке науке, Електротехника

Ужа научна област: Микроталасна техника

УДК број: 621.3

MICROWAVE FILTERS WITH QUASI-LUMPED ELEMENTS

Abstract

The subject of the research presented in this doctoral dissertation is microwave bandpass filter implemented using quasi-lumped elements. These days, fast technological development imposes the need to provide ubiquitous communication, between people as well as between various systems and devices. In order to provide wide coverage and communication mobility, wireless technology at microwave frequencies is used. Due to the increased number of new services and development of new wireless technologies, it is necessary to strictly limit the assigned frequency band for each device. Also, the need for mobile communication and size reduction of the user devices imposes the need to significantly miniaturize the components of wireless systems. The previously mentioned facts, such as the importance of wireless communications, frequency range occupation and miniaturization requirements, point out the particular significance of microwave bandpass filters design.

In order to accomplish the above mentioned goals, it is necessary to investigate possibilities for implementing filters with satisfactory characteristics regarding the bandwidth, insertion loss, unwanted band suppression, selectivity and space occupation. The goal of this research is implementation of microwave bandpass filter, using coupled resonators, with better characteristics compared to corresponding microwave filter implementations published in the available literature. Furthermore, the goal of the research is to introduce new method for microwave filter design using equivalent circuit schematics.

The research starts from the assumption that the use of multilayer structure can yield to less space required for the resonator, as well as for the filter. Here, multilayer structure means the use of double-sided microstrip, with mutually connected ground layers, thus providing the structure with three conducting layers and two substrates. The resonator in the form of patch-via-spiral is proposed, where the capacitor and the coil are placed on the opposite conducting layers, while the ground layer is in the middle of the structure. Having this layout, the resonator elements are no longer limited to be

placed in the single plane, so the number of possible combinations for positioning the elements and resonators during the filter design is increased.

Considering numerous couplings of the feeders and resonators, all possible ways of their mutual coupling are investigated in detail. Capacitive coupling between the feeder and the capacitor and between the feeder and the coil is investigated. The possibility for increasing the coupling between the feeder and the resonator using interdigital coupling is presented. The coupling is explained in terms of Q -factor of the loaded resonator, using the family of parameterized curves which can be directly applied for filter design using Dishal's method.

In order to find the range of achievable coupling coefficients of two resonators, each possible coupling between them is analyzed. The coupling between the resonators is investigated in the following cases: capacitors are placed on one side of the substrate and coils are placed on the other one, as well as the case when the coil of the first resonator and the capacitor of the second one are placed on each side of the substrate. The limitations and main differences between these two coupling methods are determined. The measure of coupling is graphically presented in terms of inter-resonator distance, so it can be directly used for filter design.

By employing the Dishal's method using graphs for Q -factors of the loaded resonator and coupling coefficients of two resonators, the second-order filters are designed: using feeder capacitively coupled to the coil, feeder interdigitally coupled to the coil and feeder interdigitally coupled to the capacitor. The filter implementations have been analyzed using simulations in modern 3D EM software tools, while some of them have been fabricated and experimentally validated, so the filter specifications have been confirmed.

In order to reduce the time needed for demanding 3D EM analyses, the equivalent circuit models of the resonator and the second-order filter have been made. These equivalent circuit models have been made with great accuracy and they allow almost instantaneous analysis of the influence of resonator elements on its characteristics. A new method for filter design using equivalent circuit is proposed. The equivalent circuit model has been used for bandpass filter design, at central frequencies of 1.6 GHz,

3.5 GHz and 5.8 GHz. Further, using these equivalent circuits, three filters have been designed and synthesized into one triple band filter. It has been shown that the equivalent circuits can be effectively used for filter design, thereby saving the time needed for design procedure. This triple band filter is also fabricated and experimentally verified.

Each designed and fabricated filter have better characteristics compared to the corresponding filters published in the available literature. The considered characteristics are bandwidth, insertion loss, suppression of unwanted frequency bands, selectivity of amplitude response, and space occupation.

The main contribution of this dissertation is new filter design method using equivalent circuit, which is experimentally verified.

Key words: microwave filters, bandpass filter, miniaturization, multilayer structure, patch-via-spiral, equivalent circuit schematic, multi-bandpass filter.

Scientific area: Technical sciences, Electrical engineering

Specific scientific area: Microwave engineering

UDK number: 621.3

Садржај

Списак слика	xii
Списак табела.....	xviii
Предговор.....	xix
1 Увод	1
1.1 Основне величине филтра	1
1.2 Пројектовање филтра.....	4
1.3 Прототип филтра и <i>LC</i> -лествичаста реализација	10
1.4 Реалан филтар	13
2 Филтар пропусник опсега учестаности	15
2.1 Резонатори.....	15
2.2 Спрегнути резонатори.....	18
2.2.1 Магнетски спрегнути резонатори.....	19
2.2.2 Електрично спрегнути резонатори	22
2.2.3 Општа матрица спреге резонатора	25
2.3 Dishal-ов метод	26
2.4 Екстракција коефицијента спреге два резонатора на основу 3D EM симулације.....	28
2.5 Екстракција Q -фактора оптерећеног резонатора (Q_L) на основу 3D EM симулације.....	30
3 Реализација резонатора у планарној техници.....	34
3.1 Полуталасни резонатор у облику правоугаоника или укоснице (open-loop resonator).....	35
3.2 Резонатор реализован помоћу капацитивно оптерећеног вода (slow-wave resonator).....	37
3.3 Резонатори са две резонантне учестаности (dual-mode resonator).....	40
3.4 Резонатори са концентрисаним и квази-концентрисаним елементима у микротракастој техници	46
3.5 Резонатори реализовани на подлози велике диелектричне пермитивности	49
3.6 Резонатори реализовани у вишеслојној техници	50
4 Реализација калем-вија-кондензатор резонатора у вишеслојној техници	54

4.1	Реализација калема у микротракастој техници	55
4.2	Реализација кондензатора у микротракастој техници	60
4.3	Реализација вија у микротракастој техници	64
4.4	Еквивалентна шема резонатора калем-вија-кондензатор у вишеслојној техници	66
5	Реализација филтра пропусника опсега учестаности	68
5.1	Филтар пропусник опсега учестаности другог реда са капацитивном спрегом уводника и калема резонатора	68
5.1.1	Одређивање димензија резонатора.....	69
5.1.2	Фактор добротe оптерећеног резонатора.....	71
5.1.3	Коефицијент спреге два резонатора	74
5.1.4	Реализација филтра и експериментални резултати	79
5.2	Филтар пропусник опсега учестаности другог реда са интердигиталном спрегом уводника и калема резонатора	83
5.2.1	Фактор добротe оптерећеног резонатора са интердигиталном спрегом уводника и калема	84
5.2.2	Еквивалентна шема уводника и резонатора са интердигиталном спрегом уводника и калема	86
5.2.3	Коефицијент спреге два резонатора са интердигиталном спрегом уводника и калема	89
5.2.4	Реализација и експериментални резултати филтра са интердигиталном спрегом уводника и калема	90
5.3	Филтар пропусник опсега учестаности другог реда са интердигиталном спрегом уводника и кондензатора резонатора	95
5.3.1	Фактор добротe оптерећеног резонатора са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора	96
5.3.2	Коефицијент спреге два резонатора са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора	97
5.3.3	Реализација филтра са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора	99
5.3.4	Еквивалентна електрична шема филтра са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора	101
6	Реализација филтра пропусника три опсега учестаности коришћењем еквивалентних електричних шема	111

6.1	Еквивалентна електрична шема филтра са капацитивном спрегом уводника и калема	112
6.2	Апроксимативне формуле и параметри елемената еквивалентне електричне шеме	115
6.3	Утицај вредности елемената еквивалентне шеме на карактеристике филтра.....	123
6.4	Пројектовање филтра пропусника опсега учестаности коришћењем еквивалентне електричне шеме	125
6.5	Пројектовање филтра пропусника три опсега учестаности	134
6.6	Имплементација и резултати мерења филтра пропусника три опсега учестаности	138
7	Закључак.....	141
	Литература	145
	Прилог	151
	Биографија аутора	154

Списак слика

Слика 1.1. Филтар представљен као мрежа са два приступа.	2
Слика 1.2. Спецификација унесеног слабљења четири типа филтара: (а) филтар пропусник ниских учестаности, (б) филтар пропусник високих учестаности, (в) и (г) филтар пропусник/непропусник опсега учестаности.	5
Слика 1.3. Апроксимације: (а) Батервортова, (б) Чебишевљева, (в) Елиптичка и (г) Беселова.	9
Слика 1.4. Лествичаста шема.	11
Слика 1.5. Трансформације елемената из прототипа филтра пропусника ниских учестаности у: (а) филтар пропусник ниских учестаности, (б) филтар пропусник високих учестаности, (в) филтар пропусник опсега учестаност и (г) филтар непропусник опсега учестаности.	12
Слика 1.6. Еквивалентна шема: (а) калема са губицима и (б) кондензатора са губицима.	13
Слика 2.1. Еквивалентна представа резонатора за губицима: (а) редног и (б) паралелног.	15
Слика 2.2. Амплитудска и фазна карактеристика нормализоване улазне импедансе паралелног осцилаторног кола са слике 2.1.	17
Слика 2.3. Еквивалентна шема n спрегнутих резонатора помоћу линеарног индуктивног трансформатора.	19
Слика 2.4. Еквивалентна шема филтра са n капацитивно спрегнутих резонатора.	22
Слика 2.5. Упрошћена шема спрега два резонатора и уводника.	28
Слика 2.6. Прорачун коефицијента спреге два спрегнута резонатора.	30
Слика 2.7. Прорачун Q -фактора оптерећеног резонатора.	31
Слика 2.8. Прорачун Q -фактора оптерећеног резонатора уз помоћ 3D EM симулације.	33
Слика 3.1. Полуталасни резонатор у облику правоугаоника: (а) обичан, (б) меандриран.	36
Слика 3.2. Резонатор у облику укоснице: (а) обичан, (б) са концентрисаним кондензатором на крајевима и (в) са штампаним кондензатором на крајевима укоснице.	37
Слика 3.3. Вод оптерећен кондензатором.	38
Слика 3.4. Резонатор реализован као капацитивно оптерећен вод.	40
Слика 3.5. Тродимензионални модел резонатора са две резонантне учестаности у микротракастој техници.	40
Слика 3.6. Резонатори са две резонантне учестаности у микротракастој техници: (а) кружни диск, (б) правоугаони одсечак, (в) кружна петља, (г) правоугаона петља, (д) меандрирана петља.	42

Слика 3.7. Расподела густине струја троугаоног резонатора у микротракастој техници: (а) непаран мод, (б) парни мод.....	43
Слика 3.8. Начини за раздвајање модова код троугаоног резонатора: (а) исецањем врха, (б) деформацијом у једнакократи троугао, (в) усецањем процепа.	43
Слика 3.9. Амплитудска карактеристика при раздвајању модова за три начина модификације троугаоног резонатора: (а) исецањем врха, (б) деформацијом у једнакократи троугао, (в) усецањем процепа.	44
Слика 3.10. Реализација резонатора са две резонантне учестаности у микротракастој техници модификацијом полуталасног резонатора правоугаоног облика.	45
Слика 3.11. Концентрисани и квази-концентрисани елементи реализовани у микротракастој техници: (а) калем реализован као секција вода велике карактеристичне импедансе, (б) калем реализован као меандрирани штампани вод, (в) кружни спирални калем, (г) правоугаони спирални калем, (д) интердигитални кондензатор, (е) отворен огранак вода као квази-концентрисани кондензатор, (и) кратко спојен огранак вода као квази-концентрисани калем.....	47
Слика 3.12. Резонатори реализовани у микротракастој техници: (а) са концентрисаним елементима, (б) са квази-концентрисаним елементима.	48
Слика 3.13. Резонатори спрегнути кроз отвор у заједничкој маси у вишеслојној реализацији: (а) са електричном спрегом, (б) са магнетском спрегом.....	51
Слика 3.14. Пример вишеслојне структуре са усецима у маси (defected ground structures): (а) 3D приказ, (б) еквивалентна шема.	52
Слика 3.15. Филтри са таласоводом у подлози (substrate-integrated waveguide)...	52
Слика 4.1. 3D ЕМ модел калем-вија-кондензатор резонатора у вишеслојној техници.	55
Слика 4.2. Примери калемова реализованих у микротракастој техници: (а) секција проводне траке, (б) једнострука кружна и правоугаона петља, (в) правоугаона и кружна спирала.	56
Слика 4.3. Еквивалентне шеме реалног калема: (а) са редном отпорношћу, (б) са паразитном капацитивношћу између намотаја, (в) са редном отпорношћу и паразитном капацитивношћу између намотаја, (г) шема (в) са додатим паразитним капацитивностима калема према маси.	58
Слика 4.4. Примери монолитних кондензатора: (а) микротракасти, (б) интердигитални.	60
Слика 4.5. Еквивалентне шеме реалног кондензатора: (а) са редном отпорношћу, (б) са паралелном проводношћу, (в) са додатном паразитном индуктивношћу између прикључака и (г) са додатним паразитним капацитивностима према маси.	61
Слика 4.6. Ивични ефекат код кондензатора у микротракастој техници.	62
Слика 4.7. Еквивалентна шема неоптерећеног резонатора: (а) са губицима свих елемената и (б) са занемареним губицима елемената и занемареном индуктивношћу вије.	67

Слика 5.1. Филтар пропусник опсега учестаности са капацитивном спрегом уводника и калема резонатора: (а) LLCC спрега резонатора и (б) LCLC спрега резонатора.	69
Слика 5.2. Промена резонантне учестаности у функцији димензија калема и кондензатора резонатора.	70
Слика 5.3. Резонантна учестаност у функцији броја намотаја калема и величине кондензатора ($d_c = 4,6 \text{ mm}$).	70
Слика 5.4. Тродимензионални модел реализације капацитивне спреге уводника и калема резонатора.	71
Слика 5.5. Нумерација сегмената калема и реализације спреге уводника и резонатора којим се остварује иста спрега за два различита смера мотања калемова (обе варијанте имају исти фактор добротe).	72
Слика 5.6. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 14.	73
Слика 5.7. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 43.	73
Слика 5.8. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 21.	73
Слика 5.9. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 12.	73
Слика 5.10. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 32.	73
Слика 5.11. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 23.	73
Слика 5.12. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 34.	73
Слика 5.13. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 41.	73
Слика 5.14. Q_L -фактор за све конфигурације и дужину бочног дела уводника од 4,7 mm.	74
Слика 5.15. Начин спреге два резонатора: (а) LLCC спрега, (б) LCLC спрега.	75
Слика 5.16. Резонатор са „Г” уводником, означеним смером мотања калема и означеним сегментима калема.	76
Слика 5.17. Коефицијенти спреге (k) два резонатора: (а) LLCC симетрична спрега, (б) LLCC асиметрична спрега и (в) LCLC спрега.	78
Слика 5.18. Тродимензионални модел филтра са капацитивном спрегом уводника и калема.	81
Слика 5.19. Горња и доња плочица имплементираниог филтра (са слике 5.18) са капацитивном спрегом уводника и калема.	81
Слика 5.20. S -параметри филтра са капацитивном спрегом уводника и калема добијени 3D ЕМ симулацијом и мерењем на лабораторијском прототипу: (а) у жуем опсегу учестаности и (б) у ширем опсегу учестаности.	82

Слика 5.21. Реализација интердигиталне спреге уводника и калема резонатора.	83
Слика 5.22. Фактор доброте оптерећеног резонатора (Q_L) са интердигиталном спрегом уводника и калема резонатора приказаног на слици 5.21.	85
Слика 5.23. Неопходне модификације у циљу компензације утицаја уводника на резонантну учестаност: (а) калема и (б) кондензатора.	86
Слика 5.24. Резонатор са интердигиталном спрегом уводника и калема резонатора: (а) 3D ЕМ модел, (б) еквивалентна електрична шема и (в) S_{11} -параметар добијен 3D ЕМ симулацијом и помоћу еквивалентне шеме.	87
Слика 5.25. Коефицијенти спреге (k) два резонатора са LCLC спрегом и интердигиталном спрегом резонатора са уводницима (димензије калема и кондензатора су кориговане).	90
Слика 5.26. 3D ЕМ модел филтра са интердигиталном спрегом између уводника и калема и L2DC2D спрегом резонатора.	92
Слика 5.27. Амплитудска карактеристика филтра са интердигиталном спрегом између уводника и калема добијена 3D ЕМ симулацијом за реализацију 1 ($l_t = 1\text{ mm}$) и реализацију 2 ($l_t = 2,9\text{ mm}$) уводника.	93
Слика 5.28. Фотографија горње и доње стране плочице лабораторијског прототипа филтра са интердигиталном спрегом између уводника и калема.	94
Слика 5.29. S -параметри филтра са интердигиталном спрегом између уводника и калема добијени 3D ЕМ симулацијом и мерењем на лабораторијском прототипу.	94
Слика 5.30. Реализација интердигиталне спреге између уводника и кондензатора резонатора.	96
Слика 5.31. Фактор доброте оптерећеног резонатора (Q_L) са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора резонатора са слике 5.30.	97
Слика 5.32. Реализација спрега два резонатора: (а) LLCC, (б) LCLC.	98
Слика 5.33. Коефицијент спреге два резонатора (k) са слике 5.32б.	99
Слика 5.34. 3D ЕМ модел филтра са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора и L4DC4D спрегом резонатора.	100
Слика 5.35. Амплитудска карактеристика филтра са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора добијена 3D ЕМ симулацијом.	101
Слика 5.36. 3D ЕМ модел резонатора са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора.	103
Слика 5.37. Еквивалентна електрична шема резонатора и уводника са слике 5.36.	103
Слика 5.38. Спрега два резонатора: (а) L1DL1R, (б) L1RL1R и (в) C1DL1R.	104
Слика 5.39. Нотација међусобне спреге калемова са тачкама.	106
Слика 5.40. Еквивалентна електрична шема спреге два резонатора: (а) са слике 5.38а,б и (б) са слике 5.38в.	107
Слика 5.41. Еквивалентне електричне шеме филтра другог реда са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора за случајеве: (а) са слике 5.38а,б и (б) са слике 5.38в.	108

Слика 5.42. <i>S</i> -параметри добијени 3D ЕМ симулацијом (црна линија) и симулацијом предложених еквивалентних шема (црвена линија) за спрегу резонатора приказаних на сликама: (а) 5.38а, (б) 5.38б и (в) 5.38в.	109
Слика 5.43. Електрична и магнетска спрега два резонатора.....	110
Слика 6.1. 3D ЕМ модел филтра са: (а) LLCC спрегом, (б) LCLC спрегом.	113
Слика 6.2. Еквивалентне електричне шеме филтра другог реда са слике 6.1.	114
Слика 6.3. Капацитивност плочастог кондензатора у односу на димензију d_C . .	115
Слика 6.4. Индуктивност правоугаоног спиралног калема у функцији броја намотаја калема N , за $s = 0,1$ mm и $w_S = 0,1, 0,2, 0,4$ и $0,8$ mm.....	117
Слика 6.5. Подужна отпорност правоугаоног спиралног штампаног калема у функцији ширине вода калема w_S , за учестаности 1,6 GHz, 3,5 GHz и 5,8 GHz. .	118
Слика 6.6. (а) Два спрегнута правоугаона спирална калема, (б) коефицијент спреге (k_m) у односу на међусобну удаљеност два калема (d_{12}), за $N = 4$ и $d_L = 2, 4, 6$ mm.	120
Слика 6.7. Структура филтра другог реда са издвојеним детаљима капацитивних спрега.	121
Слика 6.8. Подужне капацитивности C'_{LL} , C'_{CC} и C'_{LC} у зависности од међусобне удаљености два резонатора d_{12}	122
Слика 6.9. Подужне капацитивности C'_{F1} и C'_{F2} у зависности од међусобне удаљености уводника и калема резонатора d	122
Слика 6.10. Амплитудска карактеристика за филтре са LLCC и LCLC спрегом са слике 6.1.....	124
Слика 6.11. Амплитудска карактеристика три филтра пропусника опсега учестаности добијена симулацијама помоћу еквивалентних шема.	127
Слика 6.12. 3D ЕМ модел три филтра након прве итерације трећег корака алгоритма: (а) опсег I, (б) опсег II, (в) опсег III.....	129
Слика 6.13. Амплитудске карактеристике три филтра са слике 6.12, након прве итерације трећег корака алгоритма, добијене 3D ЕМ симулацијама: (а) опсег I, (б) опсег II, (в) опсег III.....	130
Слика 6.14. 3D ЕМ модели три филтра након друге итерације трећег корака алгоритма: (а) опсег I, (б) опсег II, (в) опсег III.....	132
Слика 6.15. Амплитудске карактеристике три филтара, са слике 6.14 након друге итерације трећег корака алгоритма, добијене 3D ЕМ симулацијама: (а) опсег I, (б) опсег II, (в) опсег III.....	133
Слика 6.16. (а) Коначан 3D ЕМ модел филтра пропусника три опсега учестаности, (б) приказ димензија.....	135
Слика 6.17. (а) Блок шема филтра пропусника три опсега учестаности, (б) амплитудска карактеристика филтра добијена симулацијом 3D ЕМ модела и електричне шеме.....	136
Слика 6.18. Фотографија лабораторијског прототипа филтра пропусника три опсега учестаности.	139

Слика 6.19. Амплитудска карактеристика филтра пропусника три опсега учестаности добијена 3D ЕМ симулацијом и мерењем на лабораторијском прототипу филтра 139

Списак табела

Табела 5.1. Означавање спреге два резонатора користећи нотацију са шест карактера $x_1 x_2 x_3 x_4 x_5 x_6$	77
Табела 5.2. Параметри електричне шеме са слике 5.24б.	88
Табела 5.3. Коефицијент спреге и фактор добротe за филтар другог реда са Чебишевљевоm апроксимацијом.....	91
Табела 5.4. Димензије пројектованог филтра другог реда са интердигиталном спрегом између уводника и калема. Све димензије су mm.	91
Табела 6.1. Вредности елемената еквивалентне шеме филтра са спрегом уводника и калема и LCLC спрегом, за пројектоване одзиве приказане на слици 6.11.....	128

Предговор

Предмет овог истраживања су микроталасни филтри реализовани у микротракастој техници са квази-концентрисаним елементима. Област намене ових филтара су персонални уређаји који користе сервисе као што су: мобилна телефонија (900 MHz, 1,8 GHz, 1,9 GHz, 2,1 GHz), GPS (1,6 GHz), WiMAX (3,5 GHz), WiFi (2,4 GHz, 5,8 GHz). За ове намене се захтевају ускопојасни филтри пропусници опсега учестаности, мале величине и што мање цене производње. Наведени услови се могу испунити употребом вишеслојне технике за израду квази-концентрисаних елемената резонатора и целог филтра. У доступној литератури су уочене могућности за истраживање решења које ће имати већу флексибилност при реализацији филтара. У овој тези се детаљно испитује приступ са реализацијом у вишеслојној техници и могући правци даље минијатуризације резонатора.

Спроведено истраживање детаљно разматра карактеристике резонатора реализованог у микротракастој техници са квази-концентрисаним елементима као и све могуће типове спреге два резонатора. На основу тога се предлаже оптималан тип спреге. Такође се анализирају могуће реализације спреге уводника и резонатора. За пројектовање филтара се користи општа теорија синтезе филтара коришћењем коефицијената спреге резонатора, фактора добротe оптерећених резонатора и централне учестаности филтра (Dishal-ов метод). За симулацију структуре и подешавање се користе софтверски алати за прецизну тродимензионалну електромагнетску симулацију (3D EM) као што је WIPL-D Pro и Zeland IE3D.

За испитивање карактеристика филтра користи се модел резонатора и филтра реализован помоћу еквивалентних електричних шема. Ове шеме се такође користе и за пројектовање предложеног типа филтара. Метод са еквивалентним електричним шемама показује велике уштеде у времену потребном за анализу и пројектовање филтара.

Као резултат овог истраживања развијен је нов метод за реализацију микроталасних филтара у вишеслојној техници. Пројектовани су филтри

коришћењем Dishal-овог метода и новог предложеног метода. Извршено је моделовање филтара помоћу еквивалентних шема, направљен је лабораторијски прототип филтара и мерењем је извршена верификација.

Докторска дисертација је организована у седам поглавља, садржи списак слика, списак табела, списак коришћене литературе и прилог.

У првом поглављу се излажу основи појмови о филтрима и њиховим карактеристикама. Описују се типови филтара, појам слабљења, амплитудске и фазне карактеристике и параметри расејања. Објашњавају се кораци у процесу пројектовања филтара, карактеристичне апроксимације и начин трансформације прототипа филтара пропусника ниских учестаности у друге типове филтара.

У другом поглављу се описују филтри пропусници опсега учестаности са спрегнутим резонаторима. Приказује се модел паралелног и редног резонатора и дају се основне величине које описују резонатор: резонантна учестаност и фактор добротe. Приказују се три начина спрезања резонатора: магнетско, електрично и мешовито. За сваки од њих налази се аналитичка веза између s -параметара и матрице импеданси/адмитанси. Даље се описује Dishal-ов метод за пројектовање филтара као и начин екстракције коефицијената спреге два резонатора и фактора добротe оптерећеног резонатора на основу 3D EM симулације.

У трећем поглављу се приказују могући начини реализације резонатора у микротракастој техници. Наводе се основни захтеви који се постављају приликом реализације резонатора као и ограничавајући фактори. Описују се начин рада и основне карактеристике следећих типова резонатора: полуталасни резонатор у облику правоугаоника или укоснице, резонатор реализован помоћу капацитивно оптерећеног вода, резонатор са две резонантне учестаности, резонатор са концентрисаним и квази-концентрисаним елементима у микротракастој техници, резонатор реализован на подлози велике диелектричне пермитивности, резонатор реализован у вишеслојној техници.

Четврто поглавље биће посвећено реализацији резонатора калем-вија-кондензатор у вишеслојној техници са квази-концентрисаним елементима.

Начини реализације квази-концентрисаних елемената биће приказани у овом поглављу, а њихови карактеристични параметри биће аналитички описани. Посебно ће бити анализирани штампани калемови и кондензатори, реализација вија и биће предложена еквивалентна шема резонатора калем-вија-кондензатор.

Пето поглавље је посвећено детаљној анализи реализација филтара пропусника опсега учестаности. Биће приказани начини за реализацију уводника и типови спрега између резонатора. Детаљно ће се испитивати комбинаторни простор могућих спрега уводника и резонатора и самих резонатора међусобно, како би се установила ограничења и оствариве вредности спрега и фактора добротe. У том циљу биће анализирана спрега уводника са калемом, спрега уводника са кондензатором, као и могуће варијанте спреге између два резонатора. Добијени резултати ће бити коришћени за пројектовање три филтра пропусника опсега учестаности. Филтри ће бити реализовани помоћу Dishal-овог метода (на 1,6 GHz и 1,7 GHz) са капацитивном спрегом уводника и калема резонатора, интердигиталном спрегом уводника и калема резонатора и интердигиталном спрегом уводника и кондензатора резонатора. Користиће се еквивалентне електричне шеме за брзу анализу утицаја појединих елемената филтра на целокупну карактеристику филтра. Два од три анализирани филтра су направљена и експериментално верификована.

У шестом поглављу биће изложено пројектовање филтара пропусника опсега учестаности коришћењем еквивалентних електричних шема. Пројектује се филтар пропусник три опсега учестаности на 1,6 GHz, 3,5 GHz и 5,8 GHz, од којих се сваки филтар пројектује посебно. Користи се еквивалентна шема целог филтра, при чему се вредности елемената еквивалентне шеме повезују помоћу апроксимативних формула са 3D EM моделима одговарајућих елемената, као и међусобним односима елемената. Предлаже се нов метод пројектовања филтра пропусника опсега учестаности коришћењем еквивалентне шеме. Успоставља се веза између вредности концентрисаних елемената еквивалентне шеме и физичких димензија 3D EM модела. У складу са предложеним методом, прво се пројектује еквивалентна електрична шема која задовољава спецификацију, а потом се за вредности елемената те шеме налазе одговарајући елементи 3D EM модела. Затим

се прави 3D ЕМ модел филтра, који се fino подешава у циљу задовољења спецификације. Након остваривања задовољавајућих карактеристика филтра, прави се лабораторијски прототип филтра и врши се експериментална верификација.

У седмом поглављу се даје коначни преглед доприноса тезе и закључак о постигнутим резултатима на основу постављених циљева, као и могући даљи правци истраживања.

У Прилогу на крају дисертације дат је поступак одређивања нула трансфер функције еквивалентне електричне шеме у софтверском пакету *Mathematica*.

1 Увод

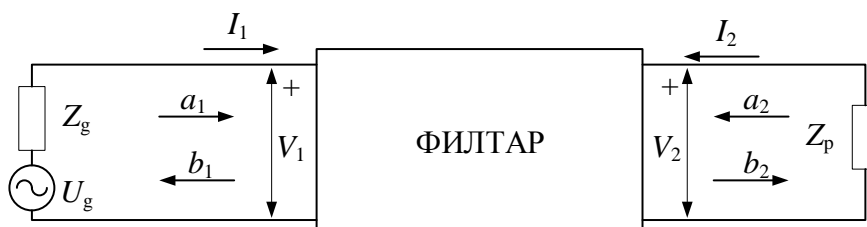
Значај филтара у електронским и електричним уређајима је огроман. Може се слободно рећи да питање функционалности неког система или уређаја директно зависи од филтра подједнако као и од осталих битних склопова. Филтри потискују сигнале нежељене учестаности, па је детекција битних сигнала отежана или немогућа у случају непостојања филтра. Филтри су присутни у скоро сваком електричном и електронском уређају: радио уређајима, телевизији, спектралним анализаторима и мерним уређајима, сигнал генераторима, рачунарима, системима за напајање и слично.

Постоји много типова филтара и начина њихове класификације (нпр. према селективности по учестаности, типу коришћене апроксимације, начину израде и слично). Основна класификација филтара је према селективности по учестаности и на основу тога деле се на пропуснике ниских учестаности, пропуснике високих учестаности и пропуснике/непропуснике опсега учестаности. Тип апроксимације одређује каква ће бити селективност филтра, каква ће бити таласност амплитудске карактеристике у пропусном опсегу, какво ће бити групно кашњење и слично. Техника која ће се користити за израду филтра је углавном одређена наменом уређаја у ком ће се користити филтар. По том основу се разликују филтри реализовани са концентрисаним елементима, филтри реализовани у таласоводној техници, филтри реализовани у микротракастој техници, филтри у техници коаксијалних водова, филтри реализовани помоћу диелектричних резонатора и слично.

1.1 Основне величине филтра

Пасивни микроталасни филтри су мреже са два или више приступа који сигнале одређене учестаности пропуштају, док сигнале нежељених учестаности слабе. Пасивни филтри могу бити реализовани од концентрисаних елемената (калем, кондензатор, отпорник) и/или елемената са расподељеним параметрима (у техници водова, у техници таласовода). Параметри који описују један филтар, а који се користе као спецификација приликом пројектовања су: опсег учестаности,

слабљење сигнала у пропусном опсегу, ширина пропусног опсега, слабљење сигнала у непропусном опсегу, селективност, улазна и излазна импеданса, прилагођење, групно кашњење [4], [5]. Користећи блок шему приказану на слици 1.1 биће описани неки од наведених параметара.



Слика 1.1. Филтар представљен као мрежа са два приступа.

На слици 1.1 приказан је филтар као мрежа са два приступа. На улазу мреже је реални генератор напона U_g и импедансе Z_g , а на излазу је потрошач импедансе Z_p . Мрежа са слике 1.1 биће представљена преко параметара расејања, који описују карактеристике филтра у домену учестаности [5], [6]. На приступима филтра 1 и 2 могуће је дефинисати струје и напоне, међутим њих је изузетно тешко измерити у реалним условима на микроталасним учестаностима [7], [8]. Стога се уведе променљиве које описују интензитет инцидентних таласа a_1 , a_2 и рефлектованих таласа b_1 , b_2 на приступима. Веза између напона, струја и интензитета таласа на приступима је следећа [9]

$$\begin{aligned} V_n &= \sqrt{Z_{0n}}(a_n + b_n) \\ I_n &= \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}}(a_n - b_n) \end{aligned} \quad n = 1, 2. \quad (1.1)$$

Параметри расејања мреже са два приступа се дефинишу као

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (1.2)$$

тако да се мрежа може описати користећи параметре расејања као елементе $[S]$ матрице на следећи начин

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}. \quad (1.3)$$

S -параметри се директно могу мерити на радним микроталасним учестаностима, па су као такви погодни за описивање и мерење карактеристика филтра у фреквенцијском домену. Параметри S_{11} и S_{22} су коефицијенти рефлексије, док су S_{21} и S_{12} коефицијенти трансмисије. Сви ови параметри на оси учестаности $S_{mn} = S_{mn}(j\omega)$, $m, n = 1, 2$ обично се представљају преко амплитудског одзива $|S_{mn}(j\omega)|$ и фазног одзива $\varphi_{mn} = \arg(S_{mn}(j\omega))$ као $S_{mn} = |S_{mn}(j\omega)|e^{j\varphi_{mn}}$. Графици амплитудског/фазног одзива у функцији угаоне учестаности ω или учестаности $f = \omega/(2\pi)$, су амплитудска/фазна карактеристика одговарајућег S -параметра. Уобичајено се амплитудска карактеристика приказује у децибелима (dB), а фазна карактеристика у радијанима при чему оса учестаности може бити линеарна или логаритамска. Унето слабљење (insertion loss) између приступа n и m , под условом да су импедансе потрошача и генератора прилагођене на филтар, дефинише се као

$$A_L = -20 \log_{10} |S_{mn}(j\omega)|, \quad m, n = 1, 2, \quad (m \neq n) \quad (1.4)$$

док се неприлагођење (return loss) на приступу n , под условом да је импеданса потрошача прилагођена на мрежу, дефинише као

$$A_{RL} = -20 \log_{10} |S_{nn}(j\omega)|, \quad n = 1, 2. \quad (1.5)$$

Следећи параметри од посебне важности су фазно и групно кашњење. Ако се приступ 1 посматра као улазни, а приступ 2 као излазни приступ, тада се фазно кашњење дефинише као

$$\tau_p = \frac{\varphi_{21}}{\omega} \quad (1.6)$$

а групно кашњење као

$$\tau_g = -\frac{d\varphi_{21}}{d\omega}. \quad (1.7)$$

S -параметри имају неколико особина које се користе приликом пројектовања филтра. Прва особина важи у случају реципрочне мреже када је $S_{21} = S_{12}$, док у случају симетричне мреже важи додатна једнакост $S_{11} = S_{22}$. За пасивну мрежу без губитака важи

$$|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1, |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1, S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22} = 1, \quad (1.8)$$

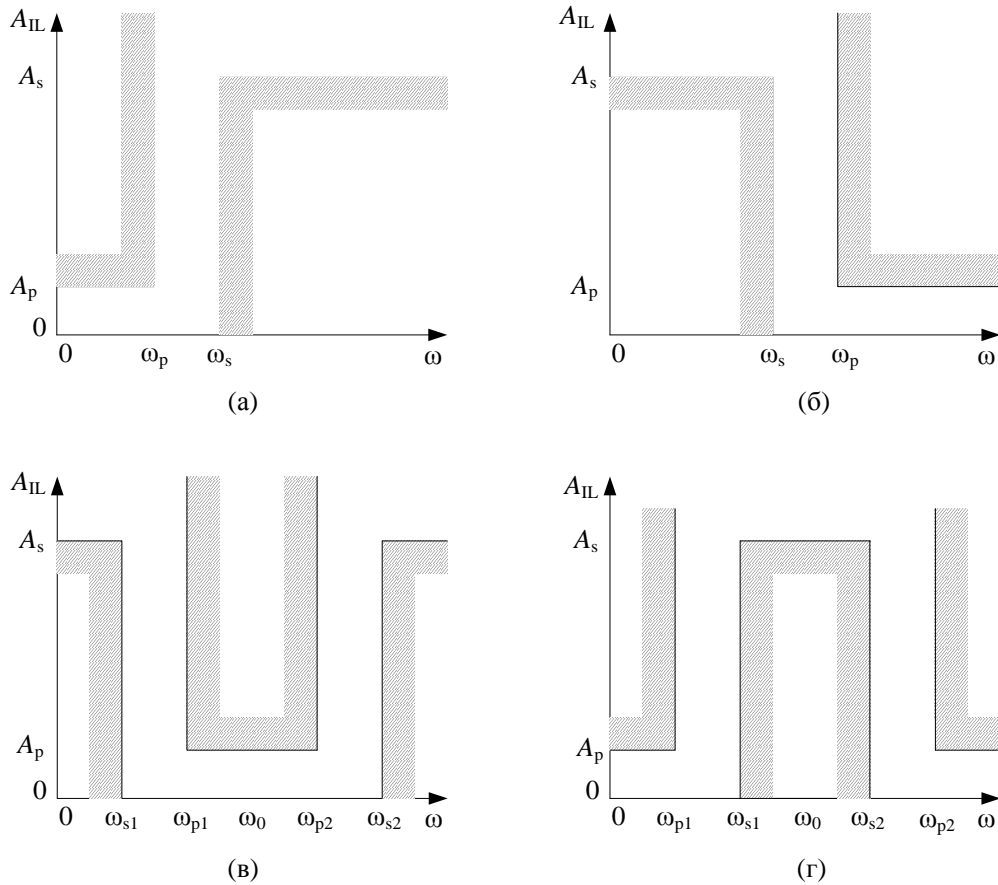
без обзира да ли је мрежа реципрочна, или не.

1.2 Пројектовање филтра

Пројектовање филтра, од идеје до реализације, је процес који се може поделити у више корака, као што су: спецификација, апроксимација, синтеза, оптимизација, студија имперфекције и реализација [7], [10], [11]. Први део је спецификација карактеристика које филтар мора да задовољи. На првом месту, дефинише се да ли је филтар пропусник ниских учестаности, пропусник високих учестаности или пропусник/непропусник опсега учестаности. У идеалном случају филтар би требао да пропушта сигнале у пропусном опсегу без слабљења, а да бесконачно слаби сигнале у непропусном делу опсега. Међутим, реалне спецификације амплитудске карактеристике ова четири типа филтара су приказане на слици 1.2.

Спецификација филтра пропусника ниских учестаности дефинише граничне учестаности ω_p и ω_s . Сви сигнали ниже учестаности од ω_p биће ослабљени максимално A_p , а сви сигнали учестаности више од ω_s биће ослабљени минимално A_s . Учестаност ω_p дефинише ширину пропусног опсега филтра, а опсег $\omega_p < \omega < \omega_s$ дефинише селективност филтра. Спецификација филтра пропусника високих учестаности је дуална спецификацији филтра пропусника ниских учестаности, што је приказано на слици 1.2б и 1.2а. Филтар пропусник опсега учестаности пропушта сигнале у опсегу учестаности $\omega_{p1} < \omega < \omega_{p2}$ са максималним слабљењем A_p , док у непропусном опсегу $\omega < \omega_{s1}$ и $\omega_{s2} < \omega$ минимално слаби сигнале за A_s . Прелазна област, тј. селективност, одређена је областима $\omega_{s1} < \omega < \omega_{p1}$ и $\omega_{p2} < \omega < \omega_{s2}$. Централна учестаност филтра је $\omega_0 = \sqrt{\omega_{p1} \omega_{p2}}$, а ширина пропусног

опсега је $BW = (\omega_{p2} - \omega_{p1}) / \omega_0$. Спецификација филтра непропусника опсега учестаности дефинише се аналогно, што је приказано на сликама 1.2в и 1.2д.



Слика 1.2. Спецификација унесеног слабљења четири типа филтара: (а) филтар пропусник ниских учестаности, (б) филтар пропусник високих учестаности, (в) и (г) филтар пропусник/непропусник опсега учестаности.

Слабљење у пропусном опсегу, као и разлика максималног и минималног слабљења у пропусном опсегу, тј. таласност (ripple) такође се могу специфицирати приликом пројектовања филтра. Осим наведеног, номиналне импедансе приступа су неопходан податак у спецификацији филтра. Спецификација може садржати захтеве за обликом одзива филтра у временском домену.

Апроксимација је следећи корак у пројектовању филтра у коме се узима у обзир чињеница да је немогуће реализовати идеалан филтер. Стога се у складу са спецификацијом, тражи аналитички израз фреквенцијског одзива која се може

реализовати у пракси. Уобичајено се за апроксимацију прво тражи мрежа реализована од идеалних калемова и кондензатора у виду LC -лествичасте мреже. Математички се може показати да су основне апроксимације парне рационалне функције по учестаности ω^2 са реалним коефицијентима. Апроксимација се по правилу задаје за прототип филтар пропусника ниских учестаности. Шема филтра се представља са концентрисаним елементима. Улазне и излазне импедансе су нормализоване на 1Ω , док је гранична учестаност пропусног опсега нормализована на $\omega_p = 1 \text{ rad/s}$. У наредним корацима се врши скалирање вредности елемената филтра како би се испунили захтеви у погледу реалних импеданси и граничних учестаности. Врше се накнадне трансформације прототипа филтра пропусника ниских учестаности у филтре пропуснике ниских учестаности, високих учестаности и пропуснике/непропуснике опсега учестаности.

Неке основне апроксимације су: Батервортова (Butterworth), Чебишевљева (Chebyshev), Елиптичка (Elliptic), Беселова (Bessel), Лежандрова (Legendre) и “подигнути косинус“ (Raised cosine) [4], [7]. За микроталасне филтре само неке од наведених апроксимација се користе и оне ће бити детаљније описане.

Батервортова апроксимација се представља помоћу амплитудског одзива $|S_{21}(j\omega)| = |G(\omega)|$ и дата је као:

$$|G(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_{3\text{dB}})^{2n}}}, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (1.9)$$

где је n ред апроксимације, а $\omega_{3\text{dB}}$ кружна учестаност на којој је слабљење 3 dB. Ако се апроксимација (1.9) изрази у виду слабљења у dB добија се:

$$A_{\text{dB}}(\omega) = -20 \log_{10} |G(\omega)| = 10 \log_{10} (1 + (\omega/\omega_{3\text{dB}})^{2n}). \quad (1.10)$$

Слабљење Батервортове апроксимације је монотono растућа функција и максимално константан у координатном почетку, тј. у пропусном опсегу филтра. То се лако доказује јер је првих $2n-1$ извода квадрата амплитудског одзива (1.9) једнако нули за $\omega = 0$.

Одговарајућа трансфер функција ове апроксимације је реда n , има n полова и нема нула. Селективност је мала, што значи да је потребан велики ред филтра да би се постигла задовољавајућа селективност. Ред филтра за специфицирано минимално слабљење у непропусном опсегу L (у dB) на задатој учестаности ω се одређује из:

$$n = \frac{1}{2} \cdot \frac{\log_{10} \left(10^{L/10} - 1 \right)}{\log_{10} \left(\frac{\omega}{\omega_{3dB}} \right)}. \quad (1.11)$$

На слици 1.3а приказана је Батервортова апроксимација.

Чебишевљева апроксимација се представља помоћу амплитудског одзива $|S_{21}(j\omega)| = |G(\omega)|$ и дата је као:

$$|G(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega/\omega_\varepsilon)}}, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (1.12)$$

где је ε сачинитељ таласности (ripple factor), ω_ε је гранична кружна учестаност пропусног опсега $0 < \omega < \omega_\varepsilon$, а $T_n(x)$ је Чебишевљев полином прве врсте степена n . Ред апроксимације је n . Ако се апроксимација (1.12) изрази у виду слабљења у dB добија се:

$$A_{dB}(\omega) = -20 \log_{10} |G(\omega)| = 10 \log_{10} (1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega/\omega_\varepsilon)). \quad (1.13)$$

Код Чебишевљеве апроксимације могуће је остварити већу стрмину, односно бољу селективност, али по цену таласности у пропусном опсегу. У непропусном опсегу слабљење је монотона растућа функција.

Слика 1.3б приказује Чебишевљеву апроксимацију. Највеће слабљење у пропусном опсегу износи $A_{dB}(\omega_\varepsilon) = 10 \log_{10} (1 + \varepsilon^2)$. Чебишевљева апроксимација омогућује реализацију филтара мањег реда, а боље селективности у поређењу са Батервортовом апроксимацијом. Ред филтра неопходан за задато минимално слабљење у непропусном опсегу $A(\omega)$ (у dB на учестаности ω) и задато највеће слабљење у пропусном опсегу $A_{dB}(\omega_\varepsilon)$ (у dB) одређује се из:

$$n = \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{\frac{10^{A(\omega)/10} - 1}{10^{A(\omega_\varepsilon)/10} - 1}} \right)}{\cosh^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_\varepsilon} \right)}. \quad (1.14)$$

Елиптичка апроксимација се представља помоћу амплитудског одзива $|S_{21}(j\omega)| = |G(\omega)|$ и дата је као:

$$|G(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 R_n^2(\omega/\omega_\varepsilon, \xi)}}, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (1.15)$$

где је ω_ε је гранична кружна учестаност пропусног опсега $0 < \omega < \omega_\varepsilon$, а $R_n(x, \xi)$ је елиптичка рационална функција степена n са сачинитељем селективности ξ , док ε одређује максимално слабљење у пропусном опсегу. Ред апроксимације је n . Ако се апроксимација (1.15) изрази у виду слабљења у dB добија се:

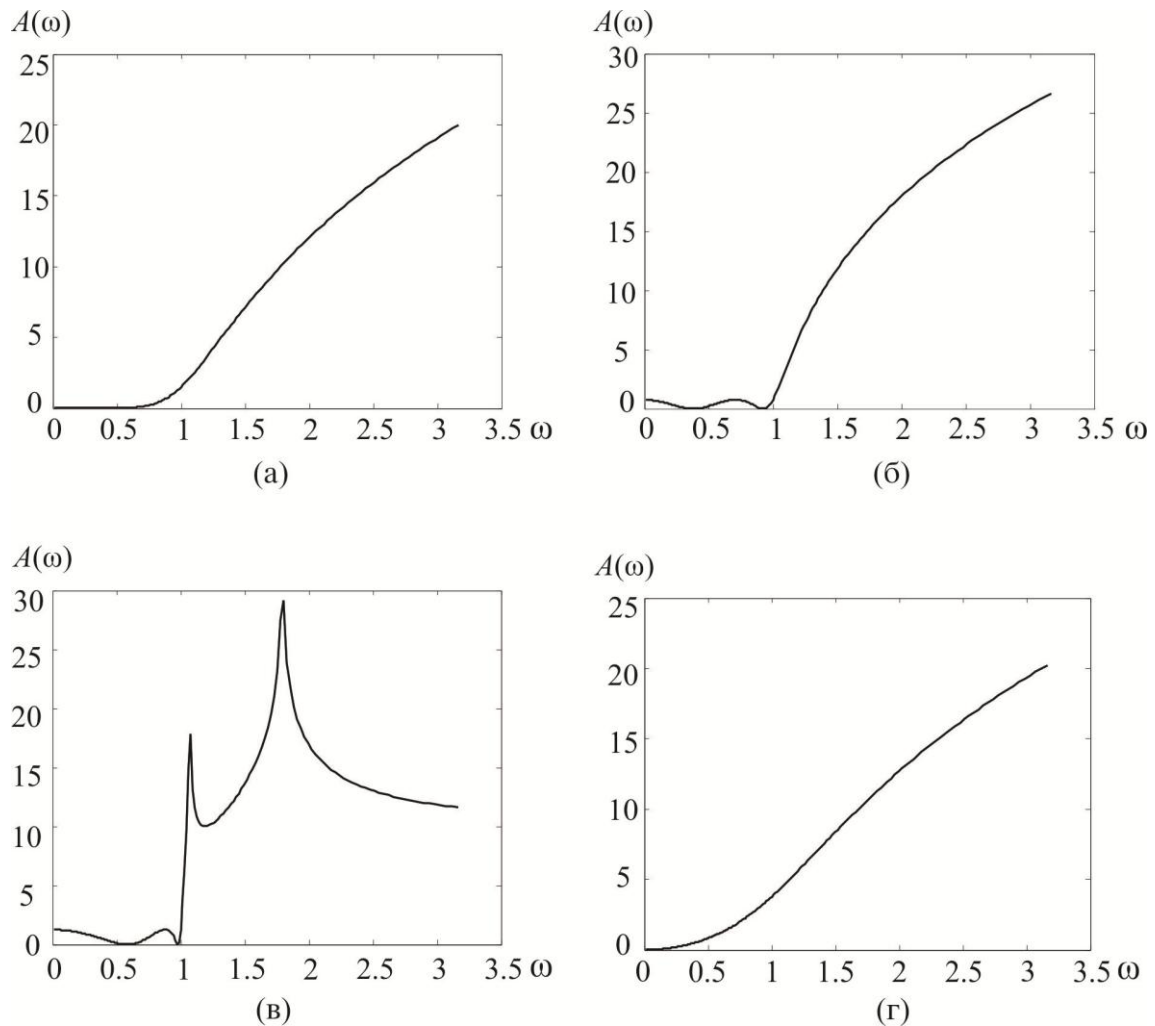
$$A(\omega)_{\text{dB}} = -20 \log_{10} |G(\omega)| = 10 \log_{10} (1 + \varepsilon^2 R_n^2(\omega/\omega_\varepsilon, \xi)), \quad (1.16)$$

а графички приказ слабљења приказан је на слици 1.3в. Елиптичка апроксимација поседује осцилаторно променљиво слабљење у пропусном опсегу. У непропусном опсегу има једнаке минимуме слабљења. Одговарајућа трансфер функција је реда n , има n полова и n нула. Добре карактеристике су да за дати ред филтра, елиптичка апроксимација има највећу селективност и највеће слабљења у непропусном опсегу, а недостатак је већа комплексност реализације.

Беселова (Bessel) апроксимација има мању селективност него Батервортова, при чему трансфер функција нема нуле као ни Батервортова. Међутим Bessel-ову апроксимацију карактерише практично константно групно кашњење у пропусном опсегу. Та особина налази своју примену у случајевима када је посебно значајно смањити изобличење сигнала у пропусном опсегу. Карактеристични изглед слабљења за Bessel-ову апроксимацију приказан је на слици 1.3г.

Све поменуте апроксимације имају већу селективност од Беселове, али имају велику варијацију групног кашњења [7].

Наведене су четири основне апроксимације које се користе при пројектовању микроталасних филтара. Пројектовање у овом истраживању ће се искључиво базирати на Чебишевљевој апроксимацији која даје добар компромис сложености реализације и очекиваних резултата.



Слика 1.3. Апроксимације: (а) Батервортова, (б) Чебишевљева, (в) Елиптичка и (г) Беселова.

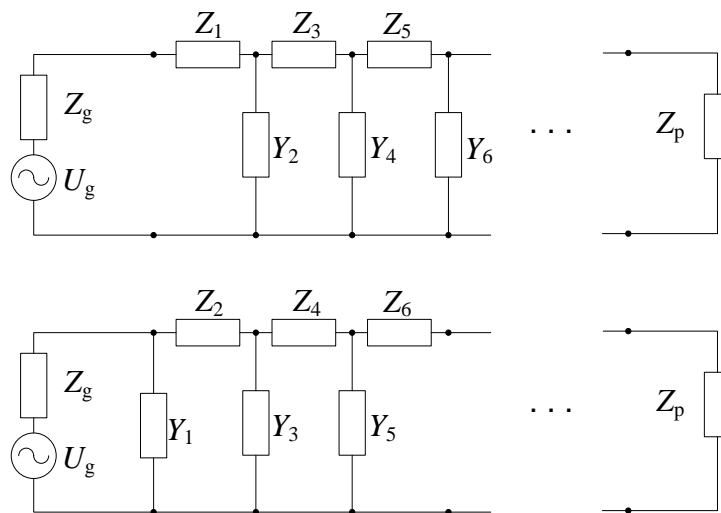
Изабрана апроксимација је први корак ка практичној реализацији, јер до сада нису уопште узете у обзир несавршености компоненти. Тај фактор се узима у обзир при подешавању конкретних вредности током оптимизације.

1.3 Прототип филтра и LC -лествичаста реализација

Сада је неопходно да се за математички израз апроксимације пронађе електрична шема филтра са идеалним елементима, која ће задовољити спецификацију. За реализацију се користе идеални елементи као што су: калем, кондензатор, отпорник, трансформатор, секције вода и спрегнути водови. Поступак који се показао као оптималан је синтеза LC -лествичасте мреже на основу усвојене апроксимације. Добијена шема има најмањи број елемената па је и у том смислу оптимална. Две основе топологије лествичасте мреже, редна и паралелна, су приказане на слици 1.4, а разликују се по томе да ли се на улазу у мрежу прво налази редна импеданса или паралелна адмитанса. Полази се од LC лествичасте мреже пропусника ниских учестаности која представља прототип, при чему је гранична кружна учестаност $\omega_{p, \text{proto}} = 1 \text{ rad/s}$, а унутрашња импеданса генератора је $Z_{g, \text{proto}} = R_{g, \text{proto}} = 1 \Omega$. За усвојену апроксимацију се на основу једначине (1.8) која важи за мреже без губитка, користећи везу улазне импедансе и $S_{11}(j\omega)$ добија

$$Z(j\omega) = R_{g, \text{proto}} \frac{1 + S_{11}(j\omega)}{1 - S_{11}(j\omega)}. \quad (1.17)$$

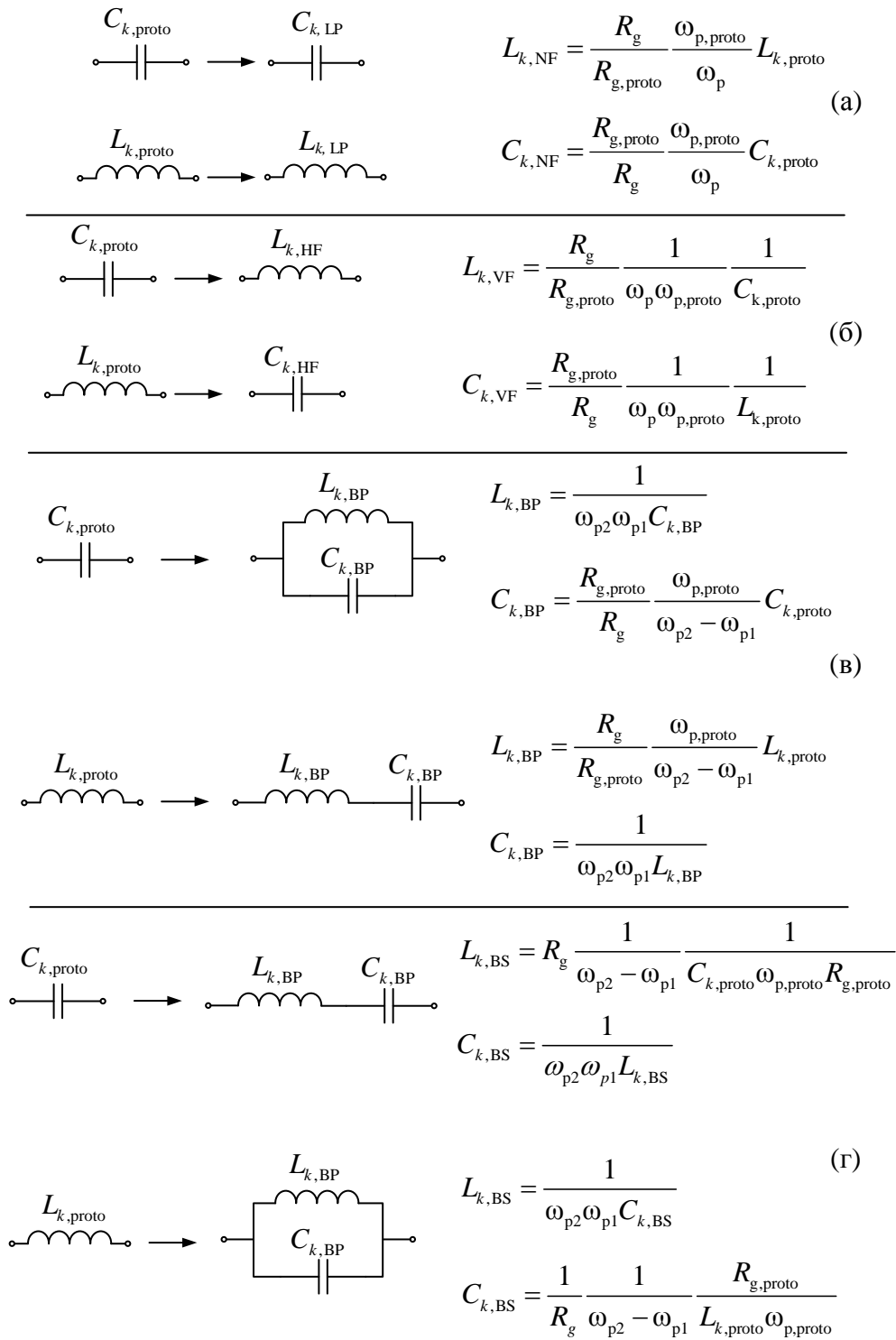
Развојем улазне импедансе и поређењем развијене формуле и топологије лествичасте шеме одређују се вредности елемената лествичасте шеме [12]. Изложена процедура за одређивање вредности елемената може се користити за произвољан ред филтра n . У пракси се користе табеларне вредности или једноставни аналитички изрази који постоје за Батервортову и Чебишевљеву апроксимацију.



Слика 1.4. Лествичаста шема.

Из прототипа филтара пропусника ниских учестаности се погодним трансформацијама могу добити вредности елемената за остале типова филтара.

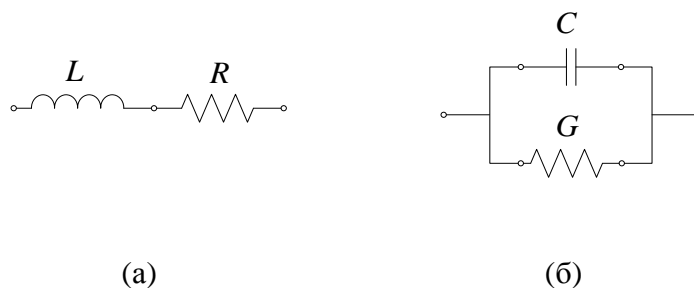
Филтар пропусник ниских учестаности у редним гранама има калемове, док су у паралелним гранама кондензатори. Филтар пропусник високих учестаности добија се тако што се сваки паралелни кондензатор прототипа замени калемом, а сваки редни калем прототипа замени кондензатором. Филтар пропусник опсега учестаности добија се тако што се сваки паралелни кондензатор прототипа замени паралелном везом калема и кондензатора, а сваки редни калем прототипа се замени редном везом калема и кондензатора. Аналогно томе, филтар непропусник опсега учестаности добија се тако што се сваки паралелни кондензатор прототипа замени редном везом калема и кондензатора, а сваки редни калем прототипа се замени паралелном везом калема и кондензатора. Све неопходне трансформације као и нове вредности елемената приказане су на слици 1.5.



Слика 1.5. Трансформације елемената из прототипа филтра пропусника ниских учестаности y : (а) филтар пропусник ниских учестаности, (б) филтар пропусник високих учестаности, (в) филтар пропусник опсега учестаност и (г) филтар непропусник опсега учестаности.

1.4 Реалан филтар

До сада се у анализи нису узимале у обзир несавршености реалних елемената од којих се реализује филтар. Да би се тачније анализирао модел који ће дати резултате ближе реалним направама неопходно је прецизније моделовати елементе. У првом реду се уводе губици реалних кондензатора и калемова. Одговарајуће еквивалентне шеме приказане су на слици 1.6.



Слика 1.6. Еквивалентна шема: (а) калема са губицима и (б) кондензатора са губицима.

Губици калема и кондензатора описују се преко фактора доброте. Фактор доброте калема се дефинише као

$$Q_L = \frac{\omega L}{R}, \quad (1.18)$$

а кондензатора као

$$Q_C = \frac{\omega C}{G}. \quad (1.19)$$

Q -фактор се некада описује и комплексније као функција учестаности у облику $Q(\omega) = Q_0(\omega/\omega_0)^a$. Некада је неопходно моделовати и паразитну капацитивност калема која се реализује паралелно везаним кондензатором. Овај модел ће се користити у петом и шестом поглављу овог рада. Губитке у зависности од учестаности који су последица површинског ефекта такође је могуће моделовати променљивом отпорношћу калема. Дакле модели могу бити комплекснији али се за прву апроксимацију полази од модела приказаних на слици 1.6. Уколико се

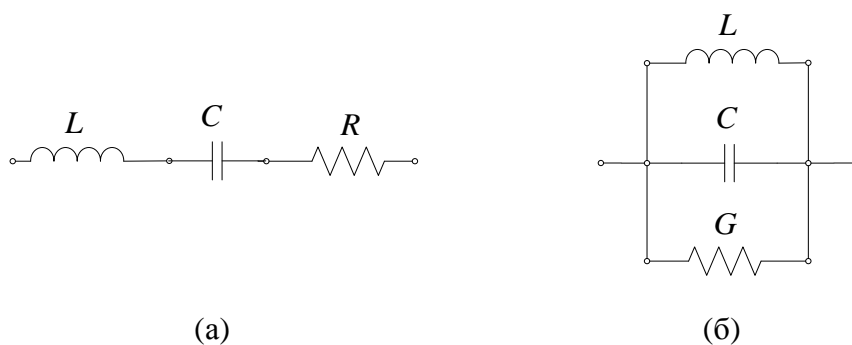
неки елементи реализују као секције водова тада се и они описују еквивалентним шемама на одређеној учестаности као и паразитним ефектима. Тако добијена шема представља модел који је ближи реалности него што је то био модел са идеалним елементима. Након тога је неопходно оптимизовати вредности елемената како би се са овим моделом постигле специфициране карактеристике филтра. Шема се коригује по потреби, а када се постигне задовољавајући резултат филтар се реализује са реалним компонентама. Ту долази последњи корак, а то је избор адекватних елемената који ће задовољити захтеве нпр. димензију, снагу, отпорност на премашење напона која се могу појавити и слично. Коначна практична реализација филтра се експериментално проверава и ако је потребно врше се посљедње мале корекције елемената.

2 Филтар пропусник опсега учестаности

У овом поглављу биће приказан начин реализације филтра пропусника опсега учестаности са спрегнутим резонаторима. Уводе се општи термини и принципи везани за карактеризацију резонатора, фактора доброте, типова спрега, екстракције параметара и примене тих резултата при пројектовању филтра.

2.1 Резонатори

Резонатори су кола од суштинског значаја за микроталасне склопове међу којима су осцилаторна кола, појачавачи и микроталасни филтри [11], [13]. Неке опште карактеристике ових кола могу се описати користећи уобичајене електричне шеме са концентрисаним компонентама [14]. На слици 2.1 приказане су еквивалентне шеме за два типа резонатора, редни и паралелни резонатор. У обзир су узети и губици који настају у калему и кондензатору услед зрачења и Џулових губитака и представљени су еквивалентном отпорношћу односно проводношћу.



Слика 2.1. Еквивалентна представа резонатора за губицима: (а) редног и (б) паралелног.

На резонантној учестаности еквивалентна отпорност резонатора 2.1а односно проводност резонатора 2.1б једнака је R односно G . Резонантна кружна учестаност у оба случаја је

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.1)$$

Важан параметар за описивање резонатора, а самим тим и филтра реализованог са посматраним резонаторима је фактор доброте неоптерећеног резонатора. Општа дефиниција фактора доброте је

$$Q = \omega_0 \frac{W_{\text{tot}}}{P_{\text{gub}}} \quad (2.2)$$

где је ω_0 резонантна кружна учестаност, W_{tot} укупна електромагнетска енергија резонатора, P_{gub} средња снага губитака у току једног периода.

За даљу анализу паралелног резонатора (као мреже са једним приступом, са слике 2.1б), дефинише се напон на улазу U_P и улазна импеданса Z_{UL} . Из теорије електричних кола познато је да је на резонантној учестаности енергија акумулирана у резонатору подједнако расподељена у калему и кондензатору, тј. $W_L = W_C$. Максимална тренутна вредност акумулисане енергије калема је $W_{L\text{max}} = W_{\text{tot}}$, кад је енергија кондензатора једнака нули. Важи и обрнут случај за кондензатор $W_{C\text{max}} = W_{\text{tot}}$. Због одржања енергије, следи да је укупна електромагнетска енергија резонатора $W_{\text{tot}} = W_L + W_C = 2 W_L = 2 W_C = CU_m^2/2$. Са друге стране губици резонатора су $P_{\text{gub}} = GU_m^2/2$ тако да долазимо до израза за фактор доброте паралелног резонатора са слике 2.1б

$$Q_P = \omega_0 \frac{C}{G} = \frac{1}{G} \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (2.3)$$

Аналогно овоме, у случају редног резонатора добија се израз за фактор доброте

$$Q_S = \omega_0 \frac{L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.4)$$

Погодан метод за одређивање фактора доброте осцилаторног кола заснива се на мерењу улазне импеданса. Ако се посматра улазна импеданса паралелног резонатора добија се

$$Z_{UL} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1}. \quad (2.5)$$

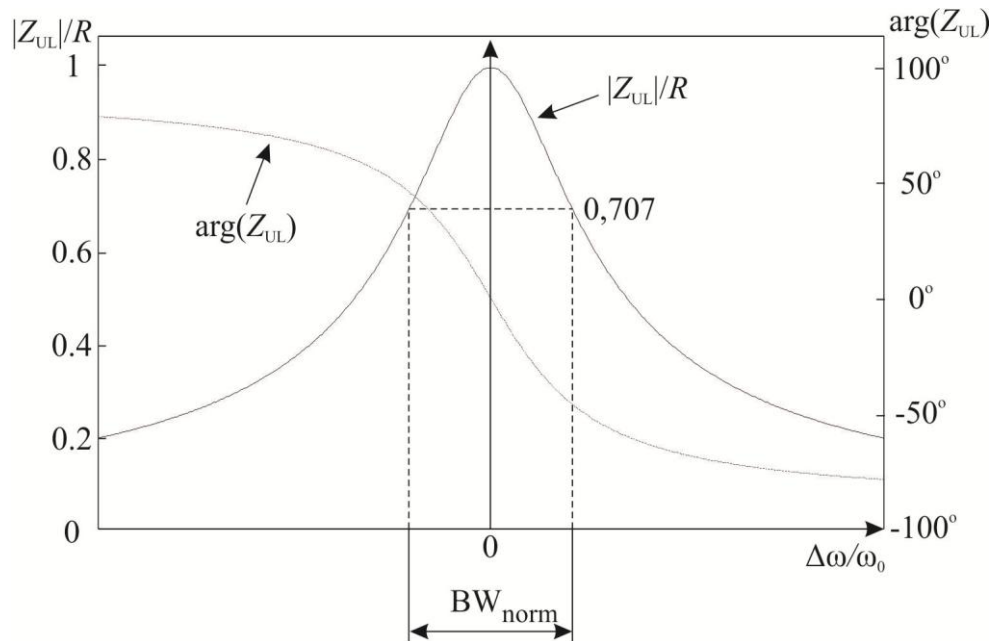
Ако се у околини резонантне кружне учестаности ω_0 уведе одступање круже учестаности $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ и користи развој у ред израза $1/(\omega_0 + \Delta\omega) \approx 1/\omega_0 - \Delta\omega/\omega_0^2$, добија се

$$Z_{UL} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1} \approx \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega_0 L} - \frac{\Delta\omega}{j\omega_0^2 L} + j\omega_0 C + j\Delta\omega C \right)^{-1}, \quad (2.6)$$

а користећи једнакост $1/(j\omega_0 L) + j\omega_0 C = 0$ израз (2.6) се поједностављује на

$$Z_{UL} \approx \frac{\omega_0^2 RL}{\omega_0^2 L + j2R\Delta\omega} = \frac{R}{1 + j2Q(\Delta\omega/\omega_0)}. \quad (2.7)$$

Амплитудска и фазна карактеристика улазне импедансе (2.7) у функцији $\Delta\omega/\omega_0$ приказана је на слици 2.2. Амплитудска карактеристика је нормализована са R , а усвојено је $2Q = 1$.



Слика 2.2. Амплитудска и фазна карактеристика нормализоване улазне импедансе паралелног осцилаторног кола са слике 2.1.

Анализом се добија да амплитудска карактеристика улазне импедансе има вредност $0,707 |Z_{UL}(j\omega_0)|$ када је $2Q\Delta\omega/\omega_0 = 1$, из чега следи да је фактор доброте

$$Q = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega} = \frac{1}{BW_{\text{ном}}} . \quad (2.8)$$

Апроксимативна формула (2.8) даје нову могућност за практично мерење фактора доброте осцилаторног кола које се заснива на мерењу модула улазне импедансе. Фактор доброте је једнак реципрочној вредности нормализоване ширине тродецибелског пропусног опсега.

У зависности од тога шта отпорност ($R = 1/G$) паралелног осцилаторног кола представља, постоје три дефиниције фактора доброте осцилаторног кола. Ако отпорност (R) представља губитке самог резонатора тада је то Q -фактор неоптерећеног (unloaded) резонатора Q_U . Ако је паралелно резонатору прикључена нека спољашња мрежа са губицима еквивалентно представљеним са R_L , тада је у збиру мања укупна отпорност и већи Q -фактор. У овом случају дефинишемо Q -фактор оптерећеног (loaded) резонатора Q_L . Трећи случај је када се посматра резонатор без губитака прикључен на спољашњу мрежу са губицима, па се у том случају дефинише спољашњи Q -фактор резонатора (external) Q_E . За тако дефинисане Q -факторе важи релација

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_E} + \frac{1}{Q_U} . \quad (2.9)$$

Вредност Q -фактора (неоптерећеног и спољашњег) је од великог значаја за пројектовање филтара. Вредности Q -фактора одређују карактеристике филтра, слабљење у пропусном опсегу, прилагођење и друго.

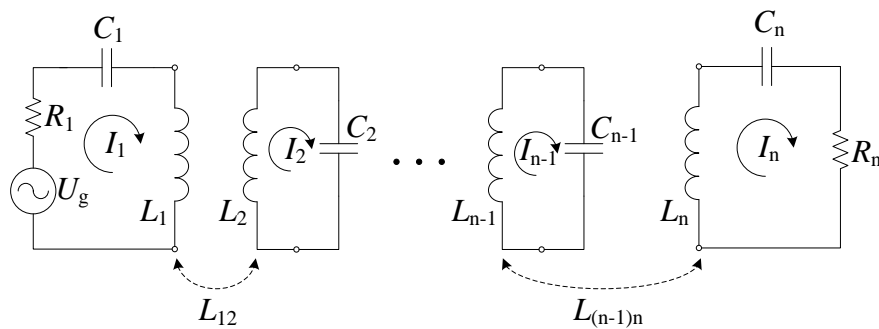
2.2 Спрегнути резонатори

Спрегнути резонатори су од велике важности за реализацију микроталасних филтара. Првенствено се користе при реализацији филтара пропусника опсега учестаности, који су предмет истраживања у овој тези. Спрегнути резонатори могу се реализовати у разним техникама као што је таласоводна, микротракаста, вишеслојна итд [9], [11]. Dishal-ов метод за пројектовање филтара са спрегнутим резонаторима ће бити изложен у поглављу 2.3. Спрега резонатора може бити претежно: магнетска, електрична или мешовита [9]. У наредним поглављима биће

приказано постојање свих наведених типова спрега резонатора и њихов ефекат на карактеристике филтра реализованих у техници микротракастих водова. Детаљно ће бити изведена и математички формулисана спрега резонатора и релације које омогућавају једноставно израчунавање коефицијента спреге и фактора доброте резонатора на основу резултата 3D ЕМ симулација.

2.2.1 Магнетски спрегнути резонатори

За потребе анализе магнетски спрегнутих резонатора посматра се еквивалентна шема филтра са n спрегнутих резонатора помоћу линеарног индуктивног трансформатора, слика 2.3.



Слика 2.3. Еквивалентна шема n спрегнутих резонатора помоћу линеарног индуктивног трансформатора.

За шему са слике 2.3 може се написати систем од n једначина за n контура. Ако референтне смерове контурних струја усвојимо као на слици 2.3, при чему важи $L_{ij} = L_{ji}$, $i, j = 1..n$, тада је

$$\begin{aligned}
 \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 \right) I_1 - j\omega L_{12} I_2 - \dots - j\omega L_{1n} I_n &= U_g \\
 -j\omega L_{21} I_1 + \left(\frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 \right) I_2 - \dots - j\omega L_{2n} I_n &= 0 \\
 &\vdots \\
 -j\omega L_{n1} I_1 - j\omega L_{n2} I_2 - \dots + \left(R_n + \frac{1}{j\omega C_n} + j\omega L_n \right) I_n &= 0
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Систем једначина (2.10) може се представити у матричном облику као

$$\begin{bmatrix} R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 & -j\omega L_{12} & \cdots & j\omega L_{1n} \\ -j\omega L_{21} & \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 & \cdots & -j\omega L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j\omega L_{n1} & -j\omega L_{n2} & \cdots & R_n + \frac{1}{j\omega C_n} + j\omega L_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_g \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

што се може написати као

$$[Z][I] = [U] \quad (2.12)$$

где је $[Z]$ матрица система једначина контурних струја димензије $n \times n$.

Ако се посматра случај кад су сви резонатори идентични, исте резонантне учестаности која је једнака централној учестаности филтра $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, тј. $L_1 = L_2 = \dots = L_n$ и $C_1 = C_2 = \dots = C_n$, матрица $[Z]$ се може упростити и нормализовати па следи

$$[Z] = \omega_0 L \cdot FBW \cdot \begin{bmatrix} \frac{R_1}{\omega_0 L \cdot FBW} + p & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{L_{12}}{L} \cdot \frac{1}{FBW} & \cdots & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{L_{1n}}{L} \cdot \frac{1}{FBW} \\ -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{L_{21}}{L} \cdot \frac{1}{FBW} & p & \cdots & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{L_{2n}}{L} \cdot \frac{1}{FBW} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{L_{n1}}{L} \cdot \frac{1}{FBW} & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{L_{n2}}{L} \cdot \frac{1}{FBW} & \cdots & \frac{R_n}{\omega_0 L \cdot FBW} + p \end{bmatrix} =$$

$$= \omega_0 L \cdot FBW [\bar{Z}] \quad (2.13)$$

где је $[\bar{Z}]$ нормализована матрица импеданси, $FBW = \Delta\omega/\omega_0$ релативна ширина пропусног опсега филтра, а $p = j \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$ комплексна промењива зависна од кружне учестаности.

Ако се у матрици $[\bar{Z}]$ уоче спољашњи фактори доброте првог и последњег резонатора $\omega_0 L/R_1 = Q_{e1}$ и $\omega_0 L/R_n = Q_{en}$, коефицијент спреге два резонатора $k_{ij} = L_{ij}/\sqrt{L_i L_j} = L_{ij}/L$ и уведе апроксимација $\omega/\omega_0 \approx 1$ (за уске пропусне опсеге) матрица $[\bar{Z}]$ постаје

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{bmatrix}, \quad (2.14)$$

где су

$$q_{ei} = Q_{ei} \cdot FBW, \quad i = 1, n, \quad (2.15)$$

скалирани спољашњи фактори доброте резонатора, а

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW}, \quad (2.16)$$

скалирани коефицијенти спреге резонатора.

Ако се на први резонатор прикључи генератор унутрашње отпорности R_1 (приступ 1), а на посљедњи прикључи потрошач отпорности R_n (приступ 2), користећи једначине (1.1) и (1.2) може се доћи до израза за везу S -параметара те мреже и нормализоване матрице импеданси

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [\bar{Z}]_{n1}^{-1}, \quad (2.17)$$

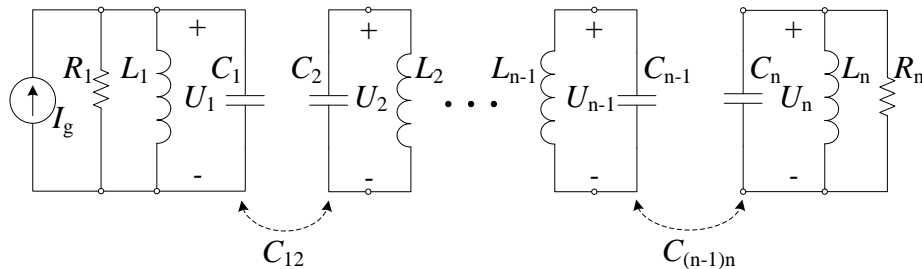
$$S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Z}]_{11}^{-1}, \quad (2.18)$$

где је $[\bar{Z}]_{ij}^{-1}$ елемент у i -тој колони и j -тој врсти инверзне нормализоване матрице $[\bar{Z}]$. Иако се у једначинама (2.17) и (2.18) садржи само по један елемент матрице,

овим једначинама су у потпуности описане карактеристике целокупног филтра помоћу S -параметара. Једначине (2.17) и (2.18) се користе као теоријска основа при пројектовању филтра са магнетски спрегнутим резонаторима.

2.2.2 Електрично спрегнути резонатори

Други вид спрега који се јавља у случају спрегнутих резонатора је електрична спрега. У том смислу је пожељно, аналогно претходној анализи, наћи везу S -параметара и електричних спрега резонатора. За потребе анализе електрично спрегнутих резонатора посматра се еквивалентна шема филтра са n капацитивно спрегнутих резонатора приказаних на слици 2.4.



Слика 2.4. Еквивалентна шема филтра са n капацитивно спрегнутих резонатора.

За шему са слике 2.4 може се написати систем од n једначина за n чворова. Ако се референтни смерови за напоне усвоје као на слици 2.4, при чему важи $C_{ij} = C_{ji}$, $i, j = 1..n$, тада је

$$\begin{aligned}
 \left(G_1 + \frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1 \right) U_1 - j\omega C_{12} U_2 - \dots - j\omega C_{1n} U_n &= I_g \\
 -j\omega C_{21} U_1 + \left(\frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_2 \right) U_2 - \dots - j\omega C_{2n} U_n &= 0 \\
 &\vdots \\
 -j\omega C_{n1} U_1 - j\omega C_{n2} U_2 - \dots + \left(G_n + \frac{1}{j\omega L_n} + j\omega C_n \right) U_n &= 0
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

Систем једначина (2.19) се може представити у матричном облику као:

$$\begin{bmatrix} G_1 + \frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1 & -j\omega C_{12} & \cdots & j\omega C_{1n} \\ -j\omega C_{21} & \frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_2 & \cdots & -j\omega C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j\omega C_{n1} & -j\omega C_{n2} & \cdots & G_n + \frac{1}{j\omega L_n} + j\omega C_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_g \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

што се може написати

$$[G][U]=[I] \quad (2.21)$$

где је $[Y]$ матрица адмитанси димензија $n \times n$.

Ако се посматра случај кад су сви резонатори идентични, исте резонантне учестаности која је једнака централној учестаности филтра $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, тј. $L_1 = L_2 = \dots = L_n$ и $C_1 = C_2 = \dots = C_n$, матрица $[Y]$ се може упростити и нормализовати па следи:

$$[Y] = \omega_0 C \cdot FBW \cdot \begin{bmatrix} \frac{G_1}{\omega_0 C \cdot FBW} + p & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{12}}{C} \cdot \frac{1}{FBW} & \cdots & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{1n}}{C} \cdot \frac{1}{FBW} \\ -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{21}}{C} \cdot \frac{1}{FBW} & p & \cdots & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{2n}}{C} \cdot \frac{1}{FBW} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{n1}}{C} \cdot \frac{1}{FBW} & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{n2}}{C} \cdot \frac{1}{FBW} & \cdots & \frac{G_n}{\omega_0 C \cdot FBW} + p \end{bmatrix} =$$

$$= \omega_0 C \cdot FBW [\bar{Y}] \quad (2.22)$$

где је $[\bar{Y}]$ нормализована матрица адмитанси, $FBW = \Delta\omega/\omega_0$ релативна ширина пропусног опсега филтра, а $p = j \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$ комплексна променљива зависна од кружне учестаности.

Ако се у матрици $[\bar{Y}]$ уоче спољашњи фактори доброте првог и последњег резонатора $\omega_0 C/G_1 = Q_{e1}$ и $\omega_0 C/G_n = Q_{en}$, коефицијент спреге два резонатора $k_{ij} = C_{ij}/\sqrt{C_i C_j} = C_{ij}/C$ и уведе апроксимација $\omega/\omega_0 \approx 1$ (за уске пропусне опсеге) матрица $[\bar{Y}]$ постаје

$$[\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{bmatrix}, \quad (2.23)$$

где су

$$q_{ei} = Q_{ei} \cdot FBW, \quad i = 1, n, \quad (2.24)$$

скалирани спољашњи фактори доброте резонатора, а

$$m_{ij} = \frac{k_{ij}}{FBW}, \quad (2.25)$$

скалирани коефицијенти спреге резонатора.

На аналоган начин као у поглављу 2.2.1, у овом случају може се доћи до израза за везу S -параметара мреже и нормализоване матрице адмитанси

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [\bar{Y}]_{n1}^{-1} \quad (2.26)$$

$$S_{11} = \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Y}]_{11}^{-1} - 1 \quad (2.27)$$

где је $[\bar{Y}]_{ij}^{-1}$ елемент у i -тој колони и j -тој врсти матрице $[\bar{Y}]^{-1}$. Једначине (2.26) и (2.27) се користе као теоријска основа при пројектовању филтара са капацитивно спрегнутим резонаторима.

2.2.3 Општа матрица спреге резонатора

Уочава се велика сличност израза (2.17) и (2.18) са изразима (2.26) и (2.27) јер су једнаке нормализоване матрице импеданси и адмитанси. Могуће је генерализовати ове изразе имајући у виду да спреге између резонатора могу бити комбинација магнетске и електричне спреге. У том случају могу се извести сложеније релације које повезују S -параметре и општу матрицу спрега $[m]$ која садржи и електричну и магнетску спрегу. Комбинујући једначине (2.17) и (2.26) као и (2.18) и (2.27) долази се до израза

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [A]_{m1}^{-1} \quad (2.28)$$

$$S_{11} = \pm \left(1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1} \right) \quad (2.29)$$

где је $[A] = [q] + p[U] - j[m]$, $[U]$ је јединична матрица димензија $n \times n$, $[q]$ је матрица димензија $n \times n$ при чему су $q_{11} = 1/q_{e1}$ и $q_{nn} = 1/q_{en}$ док су остали чланови нула, а $[m]$ је општа матрица спреге димензије $n \times n$.

За дато S_{21} и S_{11} може се израчунати матрица спрега и спољашњи фактори добротe [15]. Матрица $[m]$ је реципрочна, тј. $m_{ij} = m_{ji}$ за $i, j = 1..n$. Ако постоје ненулти елементи ван главне дијагонале то значи да постоје спреге између одговарајућих резонатора, а ненулти елементи у главној дијагонали се јављају у случају резонатора са различитим резонантним учестаностима. Такви филтри нису предмет овог истраживања. Наведена анализа има велики теоријски значај при пројектовању филтара реализованих помоћу спрегнутих резонатора. Међутим, у случају великог броја међусобних спрега између резонатора, постоје једноставније методе базиране на оптимизацији за практичну синтезу филтра.

2.3 Dishal-ов метод

Dishal-ов метод описује веома практичан начин синтезе филтара реализованих са спрегнутим резонаторима. Користе се вредности спољашњих фактора добротe и спреге између суседних резонатора [16]. Иако је представљен средином прошлог века у потпуности је применљив и данас укључујући и реализацију филтара у вишеслојној техници који су предмет овог истраживања. Dishal је утврдио да се сваки филтар са уским пропусним опсегом, реализован са концентрисаним елементима или елементима са расподељеним параметрима, може представити са три параметра: централном учестаношћу филтра f_0 , спрегом између суседних резонатора $k_{i,i+1}$ и фактором добротe оптерећеног првог и последњег резонатора Q_{L1} и Q_{Ln} . Под термином ускопојасни филтар подразумева се филтар са релативном ширином пропусног опсега и до 20%. Синтеза филтара помоћу Dishal-овог метода може се представити у неколико корака [17]. Као полазни подаци користе се захтеви за ширину пропусног опсега филтра, неприлагођење (A_{RL}), максимално дозвољено слабљење у пропусном опсегу и минимално слабљење у непропусном опсегу. За задату вредност неприлагођења филтра одређује се максимално дозвољено слабљење у пропусном опсегу на основу релације (за Чебишевљеву апроксимацију ripple factor $A_{dB}(\omega_\epsilon)$)

$$A_{IL} = 10 \log \left(1 - 10^{-\frac{A_{RL}[\text{dB}]}{10}} \right)^{-1}. \quad (2.30)$$

Затим се на основу захтева за минимално слабљење у непропусном опсегу и прорачунате вредности максималног слабљења у пропусном опсегу (таласности) одређује минималан ред филтра N за жељену апроксимацију (нпр. за Чебишевљеву апроксимацију). Процена се врши на основу постојећих графика или табела које се налазе у доступној литератури. Она служи само као почетна вредност која се касније може кориговати, јер карактеристике реалних филтара одступају од математичких апроксимација. Након тога, користећи табеле за одговарајућу апроксимацију за тражену таласност и ред филтра добијају се нормализоване вредности елемента прототипа пропусника ниских учестаности g_i , $i = 0, \dots, N + 1$. После одређивања апроксимације и реда филтра, прелази се на

процену вредности минималног Q -фактора неоптерећеног резонатора, да би се задовољио услов за максималним дозвољеним слабљењем у пропусном опсегу

$$\bar{Q}_U = \frac{f_0}{\Delta f} \frac{4,343}{A_{IL}} \sum_{i=1}^N g_i \quad (2.31)$$

где је f_0 централна учестаност филтра, Δf ширина пропусног опсега филтра и g_i вредности елемента прототипа пропусника ниских учестаности. Затим се могу извршити евентуалне корекције реда филтра како би се задовољила спецификација. За избрани ред филтра и апроксимацију, тј. за одговарајуће коефицијенте g_i , могу се одредити неопходне вредности коефицијената спреге суседних резонатора и фактора добротe оптерећеног првог и последњег резонатора на основу формула

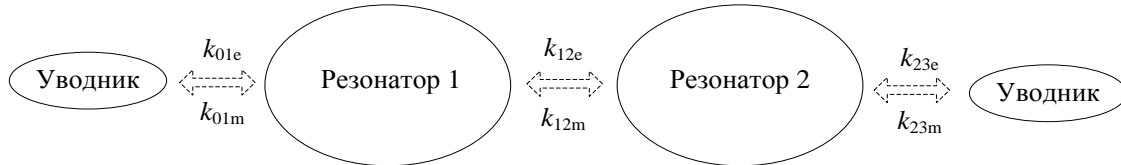
$$k_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i \cdot g_{i+1}}}, \quad i = 1, \dots, N-1 \quad (2.32)$$

$$Q_{L1} = \frac{g_0 \cdot g_1}{FBW}, \quad Q_{LN} = \frac{g_N \cdot g_{N+1}}{FBW}. \quad (2.33)$$

Користећи Dishal-ов метод сви захтеви спецификације су се пресликали у одговарајуће вредности спреге између резонатора и факторе добротe првог и последњег резонатора. Вредности спрега је неопходно реализовати одговарајућим међусобним положајем резонатора, а вредност Q_L фактора типом и положајем уводника. Вредности спрега и фактора добротe се добијају на основу карактеристика одговарајућих модела резонатора и уводника реализованих коришћењем тродимензионалних електромагнетних (3D EM) симулатора [1], [2], [3]. Тако се добијају радне криве за вредности k и Q_L у функцији међусобних удаљености резонатора и положаја уводника, респективно. У наредном поглављу детаљније је описан поступак одређивања радних кривих. На крају, налажењем геометријских димензија елемената филтра са траженим вредностима спреге и фактора добротe, завршава се процес синтезе филтра помоћу Dishal-овог метода.

2.4 Екстракција коефицијента спреге два резонатора на основу 3D ЕМ симулације

У циљу објашњења начина екстракције коефицијента спреге два резонатора приказана је слика 2.5.



Слика 2.5. Упрощена шема спрега два резонатора и уводника.

У општем случају, између два резонатора постоје електрична (капацитивна) k_e и магнетска (индуктивна) k_m спрега. У зависности од начина реализације резонатора, као и начина међусобне спреге, нека од ове две спреге може бити доминантнија. У случају постојања обе врсте спрега обично је електрична спрега израженија при малим удаљеностима између резонатора. Магнетска спрега спорије опада са удаљавањем резонатора па је она доминантнија на већим удаљеностима. Такође се спреге међусобно могу сабирати или поништавати, тј. спреге у релативном односу могу бити истог или различитог знака, опет у зависности од начина спреге два резонатора. Детаљном анализом еквивалентних кола два спрегнута резонатора, која овде неће бити извођена, може се доћи до неких закључака везано за спреге између резонатора [9]. Резултати те анализе биће укратко објашњени. У случају када између два идентична резонатора, подешена на резонантну учестаност f_0 , постоји електрична спрега k_e (која се реализује преко међусобне капацитивности C_{12}) појављују се две карактеристичне учестаности f_{2e} и f_{1e} ($f_{2e} > f_{1e}$) за које се постижу локални максимуми функције преноса. Показује се да је у том случају коефицијент електричне спреге једнак

$$k_e = \frac{f_{2e}^2 - f_{1e}^2}{f_{2e}^2 + f_{1e}^2} = \frac{C_{12}}{C}. \quad (2.34)$$

У случају постојања магнетске спреге између два идентична резонатора, подешена на резонантну учестаност f_0 , (која се реализује помоћу међусобне

индуктивности L_{12}) појављују се две карактеристичне учестаности f_{2m} и f_{1m} ($f_{2m} > f_{1m}$) за које се постижу локални максимуми функције преноса. У овом случају коефицијент магнетске спреге је једнак

$$k_m = \frac{f_{2m}^2 - f_{1m}^2}{f_{2m}^2 + f_{1m}^2} = \frac{L_{12}}{L}. \quad (2.35)$$

Коначно, у случају истовременог постојања електричне и магнетске спреге показује се да се опет појављују две карактеристичне учестаности f_2 и f_1 , ($f_2 > f_1$) за које се постижу локални максимуми функције преноса, а спрега се реализује са C_{12} и L_{12} и у том случају се добија

$$k_{e+m} = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} = \frac{CL_{12} + LC_{12}}{LC + L_{12}C_{12}} \approx \frac{C_{12}}{C} + \frac{L_{12}}{L} = k_e + k_m \quad (2.36)$$

С обзиром да k_e и k_m могу бити различитог знака ту чињеницу треба имати у виду приликом аналитичког прорачуна.

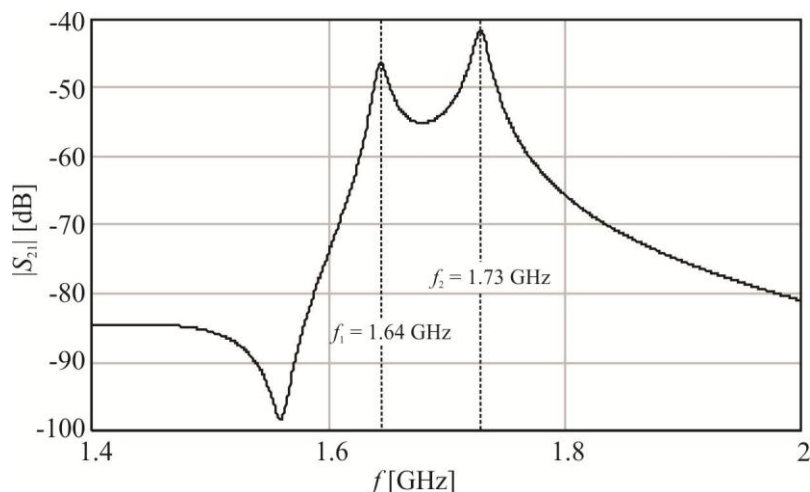
Предмет истраживања у овој тези су резонатори са истим резонантним учестаностима, али уколико су резонатори подешени тако да имају различите резонантне учестаности f_{01} и f_{02} израз за коефицијент спреге је

$$k_{e+m}(f_{01} \neq f_{02}) = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{f_{02}}{f_{01}} + \frac{f_{01}}{f_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \right)^2 - \left(\frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2} \right)^2}. \quad (2.37)$$

Помоћу израза (2.34)–(2.36) могуће је израчунати коефицијент спреге два резонатора у одговарајућим случајевима. Основна претпоставка при овој анализи је да филтри имају узак пропусни опсег. Међутим, директна примена ових аналитичких израза је сложен поступак ако је потребно прецизно одредити сопствене вредности индуктивности и капацитивности резонатора, међусобне индуктивности и међусобне капацитивности резонатора. Тај приступ није оптималан ни у случају комплексних структура реализованих у микротракастој техници које су предмет истраживања. Међутим, коришћењем 3D ЕМ симулатора за одређивање карактеристичних учестаности f_2 и f_1 , у зависности од растојања

између резонатора, могуће је на веома практичан и прецизан начин наћи вредност ових учестаности и израчунати вредности за спрегу k_{e+m} .

На примеру одзива два спрегнута резонатора са слике 2.6, уочавају се две карактеристичне учестаности за које се постижу локални максимуми функције $|S_{21}|[\text{dB}]$.



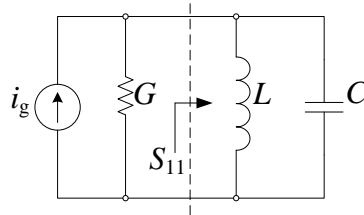
Слика 2.6. Прорачун коефицијента спреге два спрегнута резонатора.

У циљу илустрације приказане су конкретне вредности учестаности. Крива на слици 2.6 добијена је мерењем трансфер функције два спрегнута резонатора који су постављени на међусобној удаљености за коју се мери коефицијент спреге. При овоме су уводници довољно удаљени од резонатора тако да је утицај њихове спреге минималан. Користећи формулу (2.36), за пример са слике 2.6, добија се вредност коефицијента спреге $k_{e+m} = 0,0534$, где су $f_2 = 1,73 \text{ GHz}$ и $f_1 = 1,64 \text{ GHz}$. Понављањем мерења добија се зависност коефицијента спреге у функцији одређених физичких димензија (најчешће удаљености између резонатора).

2.5 Екстракција Q -фактора оптерећеног резонатора (Q_L) на основу 3D ЕМ симулације

У циљу одређивања Q -фактора оптерећеног резонатора може се посматрати спрега уводника и једног резонатора као на слици 2.5. Спрега уводника и резонатора може бити остварена кондукционо или капацитивно/индуктивно [9], [18]. У првом случају Q -фактор оптерећеног резонатора зависи од положаја

уводника и резонатора и структуре самог резонатора. У другом случају Q -фактор оптерећеног резонатора првенствено зависи од удаљености уводника од резонатора. У оба случаја већа спрега уводника и резонатора даје мање вредности Q -фактора. Његова вредност се може одредити коришћењем резултата за групно кашњење S_{11} на резонантној учестаности. У том циљу посматра се слика 2.7.



Слика 2.7. Прорачун Q -фактора оптерећеног резонатора.

Паралелна веза калема L и кондензатора C представља резонатор без губитака док проводност G представља губитке генератора (спољашњи губици). На основу дефиниције за факторе добротe и формуле (2.9) уочава се да је у овом случају спољашњи фактор добротe уједно и фактор добротe оптерећеног резонатора, јер се посматра резонатор без губитака. У односу на референту раван на слици 2.7 параметар S_{11} се налази као

$$S_{11} = \frac{G - Y_{ul}}{G + Y_{ul}} \quad (2.38)$$

при чему је Y_{ul} улазна адмитанса резонатора без губитака са резонантном учестаношћу $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$

$$Y_{ul} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j\omega_0 C \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (2.39)$$

Израз (2.39) се може упростити коришћењем апроксимације у околини резонантне учестаности $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$. Коришћењем апроксимације $(\omega^2 - \omega_0^2)/\omega \approx 2\Delta\omega$ се добија

$$Y_{ul} = j2C\Delta\omega. \quad (2.40)$$

Уврштавањем израза (2.40) у (2.38) и користећи чињеницу да је $Q_L = \omega_0 C/G$ добија се

$$S_{11} = \frac{1 - jQ_L(2\Delta\omega/\omega_0)}{1 + jQ_L(2\Delta\omega/\omega_0)}. \quad (2.41)$$

Израз (2.41) се након сређивања може написати у облику као

$$S_{11} = e^{j\varphi} \quad (2.42)$$

где је $\varphi = -2 \arctg(2Q_L\Delta\omega/\omega_0)$.

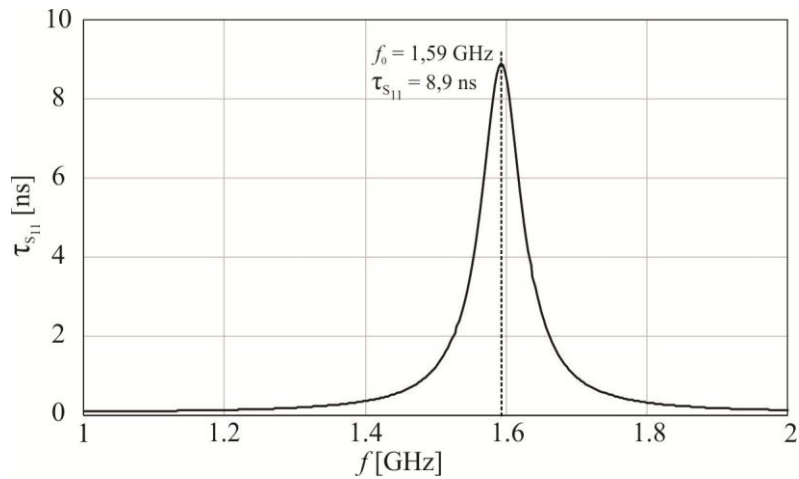
Групно кашњење параметра S_{11} је

$$\tau_{S_{11}} = -\frac{\partial\varphi}{\partial\omega} = \frac{4Q_L}{\omega_0} \frac{1}{1 + (2Q_L\Delta\omega/\omega_0)^2}. \quad (2.43)$$

Одавде се добија да се на резонантној учестаности ($\Delta\omega = 0$) вредност Q -фактора оптерећеног резонатора може израчунати као

$$Q_L = \frac{\tau_{S_{11}}(\omega_0) \cdot \omega_0}{4}. \quad (2.44)$$

Резултат приказан формулом (2.44) омогућава да се на једноставан начин израчуна фактор доброте оптерећеног резонатора користећи податак о групном кашњењу на резонантној учестаности, добијен уз помоћ 3D ЕМ симулације. На слици 2.8 приказано је групно кашњење од S_{11} за пример резонатора са капацитивно спрегнутим уводником. За одговарајућу вредност групног кашњења од 8,9 ns и резонантну учестаност од 1,59 GHz, на основу формуле (2.44), добија се фактор доброте оптерећеног резонатора $Q_L = 22,23$.



Слика 2.8. Прорачун Q -фактора оптерећеног резонатора уз помоћ 3D ЕМ симулације.

У овом истраживању најчешће је вршен прорачун фактора доброте оптерећеног резонатора у функцији од положаја уводника и резонатора, а представљан је у облику параметарских радних кривих.

3 Реализација резонатора у планарној техници

У овом поглављу биће приказани могући начини реализације резонатора у планарној техници, а првенствено у микротракастој. Биће наведени основни захтеви који се постављају приликом реализације резонатора као и ограничавајући фактори. Биће приказане основне карактеристике следећих типова резонатора [9]

- полуталасни резонатор у облику правоугаоника или укоснице (open-loop resonator)
- резонатор реализован као капацитивно оптерећен вод (slow-wave resonator)
- резонатор са две резонантне учестаности (dual-mode resonator)
- резонатор са концентрисаним и квази-концентрисаним елементима у микротракастој техници
- резонатор реализован на подлози велике диелектричне пермитивности
- резонатор реализован у вишеслојној техници.

Детаљи реализације вишеслојног резонатора кондензатор-вија-калем (patch-via-spiral resonator) биће приказани у следећем поглављу.

Резонатори представљају основни градивни елемент филтра пропусника опсега учестаности, што је приказано у поглављу 2. На микроталасним учестаностима, постоји више реализација резонатора [9]. Резонантна учестаност резонатора одређена је физичким димензијама резонатора и карактеристикама коришћене технологије [11]. У случају резонатора реализованих у микротракастој техници резонантна учестаност одређена је димензијама и параметрима супстрата као што су диелектрична константа, дебљина супстрата, губици у проводницима и губици у диелектрику.

Основне карактеристике које описују резонатор су димензије, фактор доброте неоптерећеног резонатора, нежељене резонанције и друго [11]. Резонатори реализовани у микротракастој техници, који су предмет овог истраживања, припадају групи мањих по величини ако их поредимо са реализацијом у техници таласовода и другим техникама. Међутим и код микротракасте технике захтева се даља минијатуризација. Мање димензије у општем случају имају за последицу

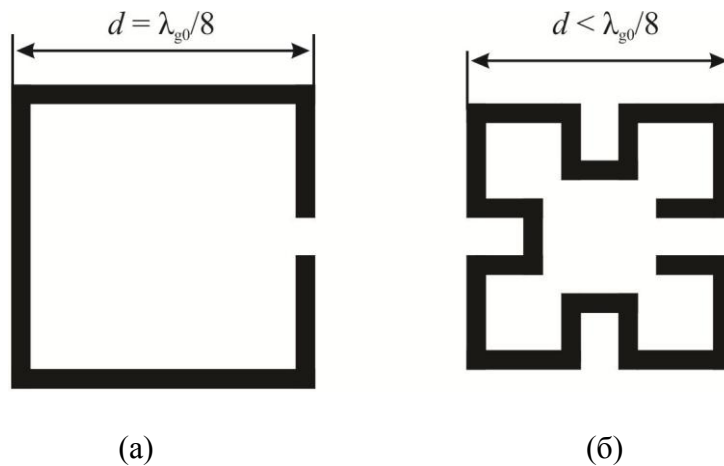
веће губитке ако је у питању реализација у микротракастој техници. На основу дефиниције за фактор добротe неоптерећеног резонатора (2.2) јасно је да мањи резонатори имају и могућност складиштења мање енергије па самим тим и мањи фактор добротe. Мањи фактор добротe неоптерећеног резонатора проузрокује веће губитке у пропусном опсегу реализованог филтра. Дакле, неопходно је наћи начин компензације смањења фактора добротe услед смањења димензија. Нежељене резонанције се уобичајено појављују код резонатора реализованих у микротракастој техници. У том случају се елементи реализовани као одсечци водова на одређеним учестаностима понашају као полуталасни и четвртталасни вод и уносе нежељене ефекте [7]. Уколико се као елементи користе концентрисане и квази-концентрисане компоненте нежељене резонанције су значајно потиснуте. Потискивање нежељених резонанција, што даље од основне резонантне учестаности, је веома важно како би се постигло довољно добро потискивање сигнала ван пропусног опсега. Предмет овог истраживања су филтри у персоналним уређајима тако да снага није критична те се неће узимати у разматрање.

Минијатуризација је императив који се намеће приликом пројектовања микроталасних филтара. У тексту који следи биће дат преглед резонатора који доприносе минијатуризацији, као што су: полуталасни резонатор у облику правоугаоника или укоснице (open-loop resonator), резонатор реализован помоћу капацитивно оптерећеног вода (slow-wave resonator), резонатор са две резонантне учестаности (dual-mode resonator), резонатор са концентрисаним и квази-концентрисаним елементима у микротракастој техници, резонатор реализован на подлози велике диелектричне пермитивности и резонатор реализован у вишеслојној техници [9].

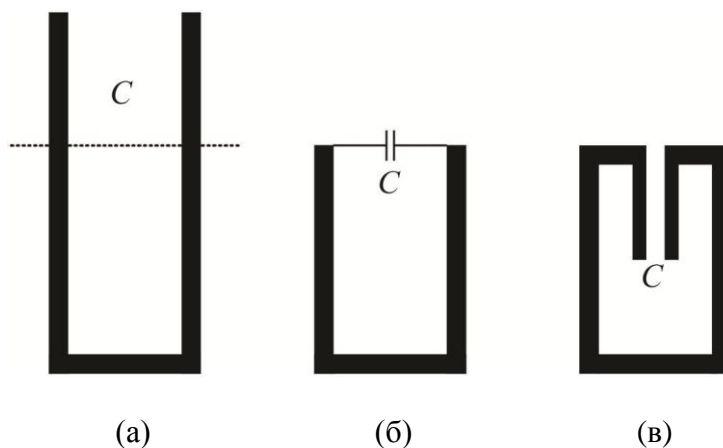
3.1 Полуталасни резонатор у облику правоугаоника или укоснице (open-loop resonator)

На слици 3.1 је приказан полуталасни резонатор и његова модификација са смањеном површином заузећа добијена меандрирањем резонатора [19], [20]. Обе варијанте се базирају на полуталасном воду дужине $\lambda_{g0}/2$, где је λ_{g0} вођена таласна

дужина на централној учестаности. Резонатор је савијен у облик правоугаоника и на тај начин је смањено заузеће по дужини и повећан комбинаторни простор за међусобно спрезање резонатора приликом реализације филтара. Меандрирањем истог типа резонатора може се постићи додатно смањење при чему се постиже да је дужина сваке стране резонатора мања од $\lambda_{g0}/8$. Исти принцип се може применити на случај резонатора реализованог као укосница приказаног на слици 3.2а. Овај тип резонатора може се смањити ако се дужина укоснице смањи, а то смањење се компензује кондензатором реализованом као концентрисани елемент (слика 3.2б) или одсечком два спрегнута вода савијена унутар укоснице (слика 3.2в). Овим поступком могуће је димензије резонатора смањити за пола. Све приказане реализације резонатора су нашле примену у пракси.



Слика 3.1. Полуталасни резонатор у облику правоугаоника: (а) обичан, (б) меандриран.

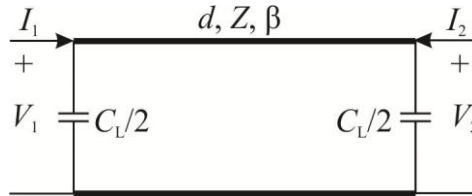


Слика 3.2. Резонатор у облику укоснице: (а) обичан, (б) са концентрисаним кондензатором на крајевима и (в) са штампаним кондензатором на крајевима укоснице.

3.2 Резонатор реализован помоћу капацитивно оптерећеног вода (slow-wave resonator)

Ова класа резонатора се такође реализује у микротракастој техници и карактерише је мала површина заузећа [21]. Овом реализацијом резонатора постиже се померање прве нежељене резонанције ка вишим учестаностима и на тај начин се код реализације филтара повећава ширина непропусног опсега. Познато је да се за резонатор реализован као полуталасни вод поред основе резонанције на учестаности f_0 , јавља и прва нежељена резонанција на учестаности $2f_0$ [7]. Учестаност $2f_0$ се може елиминисати додавањем филтра пропусника ниских учестаности или непропусника опсега учестаности, али уз повећање слабљења и сложености филтра. Учестаност прве нежељене резонанције могуће је померити на $3f_0$ уколико се као резонатор користи четвртталасни вод. Међутим, четвртталасни вод захтева везивање једног краја вода на масу помоћу вије, што повећава комплексност планарне реализације. За разлику од наведених решења, приступ са капацитивно оптерећеним водом користи чињеницу да такав вод има фазну брзину зависну од учестаности. Повећање капацитивности смањује истовремено обе резонантне учестаности (основну и прву нежељену), али повећава однос прве нежељене резонантне учестаности у односу на основну резонантну учестаност. Исти закључак важи и за фазне брзине на воду као и за резонантне учестаности. Могуће је реализовати да однос нежељене и основне

учестаности буде већи од два. У циљу појашњења ефекта посматра се оптерећен вод приказан на слици 3.3. Параметар вода d представља физичку дужину вода, Z карактеристичну импедансу и β фазни коефицијент.



Слика 3.3. Вод оптерећен кондензатором.

Мрежу са два приступа (са слике 3.3) можемо описати ABCD параметрима као

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

где су

$$A = D = \cos \theta - \frac{1}{2} \omega C_L Z \sin \theta \quad (3.2)$$

$$B = jZ \sin \theta \quad (3.3)$$

$$C = j \left(\omega C_L \cos \theta + \frac{\sin \theta}{Z} - \frac{1}{4} \omega^2 C_L^2 Z \sin \theta \right), \quad (3.4)$$

а $\theta = \beta d$ електрична дужина.

Прва резонанција на воду настаје на учестаности ω_0 при чему се успостави стојећи талас и важе гранични услови $I_1 = I_2 = 0$. За те услове из једнакости (3.1) следи да важи $C = 0$ и $A = V_1/V_2$.

У случају основне резонанције на воду између напона V_1 и V_2 важи релација $V_1 = -V_2$, тј. $A = -1$ па из (3.2) следи

$$\cos \theta_0 - \frac{1}{2} \omega_0 C_L Z \sin \theta_0 = -1. \quad (3.5)$$

У случају прве нежељене резонанције на воду важи релација $V_1 = V_2$, тј. $A = 1$ па из (3.2) следи

$$\cos \theta_1 - \frac{1}{2} \omega_1 C_L Z \sin \theta_1 = 1. \quad (3.6)$$

Ако даље уврстимо једначине (3.5) и (3.6) у једначину (3.4) и искористимо услов $C = 0$ добијају се две једначине за основу и прву нежељену резонанцију

$$\frac{\omega_0 C_L}{2} (1 - \cos \theta_0) = \frac{1}{Z} \sin \theta_0 \quad (3.7)$$

$$\frac{\omega_1 C_L}{2} (1 + \cos \theta_1) = -\frac{1}{Z} \sin \theta_1. \quad (3.8)$$

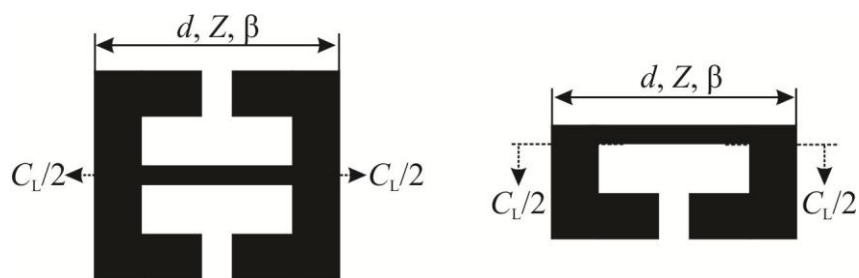
Сређивањем ових једначина следе још једноставнији изрази који дају везу између резонантних учестаности, електричне дужине вода и вредности капацитивног оптерећења на крајевима вода

$$\theta_0 = 2 \arctan \left(\frac{1}{\pi f_0 Z C_L} \right) \quad (3.9)$$

$$\theta_1 = 2\pi - 2 \arctan (\pi f_1 Z C_L). \quad (3.10)$$

Детаљнијом анализом израза (3.9) и (3.10) се уочава да повећање капацитивности кондензатора C_L смањује резонантне учестаности f_0 и f_1 што управо представља slow-wave ефекат. Међутим промена капацитивности C_L мање утиче на смањење учестаности f_1 , тако да је крајњи ефекат да се однос f_1 / f_0 повећава. На тај начин је могуће удаљити учестаности f_0 и f_1 и повећати ширину горњег дела непропусног опсега. Математички се може показати да је физичко оправдање за овај феномен тај што капацитивности које се додају на крајеве вода утичу да фазна брзина на воду буде зависна од учестаности, тј. долази до појаве дисперзије [9]. Као последица чињенице да је фазна брзина већа за више учестаности, прва нежељена резонанција се помера ка вишим учестаностима у односу на случај неоптерећеног вода где се она налази на учестаности $2 f_0$.

На слици 3.4 приказана су два начина реализације вода са капацитивним оптерећењем на крајевима вода у микротракастој техници.

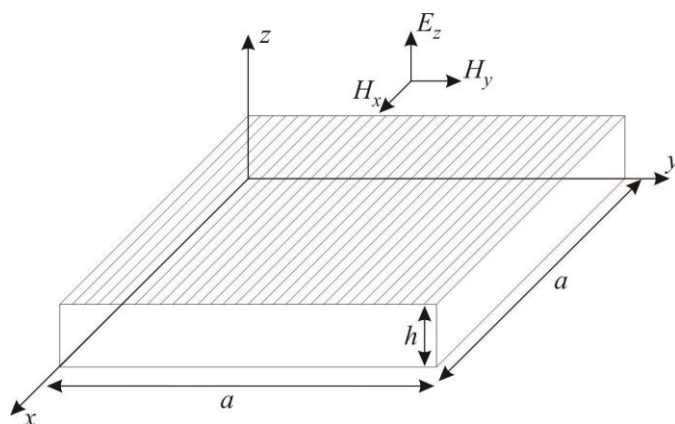


Слика 3.4. Резонатор реализован као капацитивно оптерећен вод.

У првом случају вод је оптерећен на оба краја симетрично са паром огранака вода који чине штампани кондензатор, док је у другом случају вод оптерећен само са по једним огранком на оба краја вода. Оваква реализација повећава могућности спрезања између резонатора приликом пројектовања филтара.

3.3 Резонатори са две резонантне учестаности (dual-mode resonator)

Следећи начин за минијатуризацију резонатора је употреба резонатора са два мода [4], [22]. Основна карактеристика ових резонатора је што поседују две блиске резонантне учестаности. То својство им даје могућност да се у односу на остале резонаторе са једим модом рада (single-mode) број неопходних резонатора за филтар n -тог реда може смањити за пола. Један dual-mode резонатор се у ствари понаша као два single-mode спрегнута резонатора. За објашњење постојања два мода може се посматрати структура приказана на слици 3.5, која представља 3D модел микротракастог резонатора.



Слика 3.5. Тродимензионални модел резонатора са две резонантне учестаности у микротракастој техници.

Микротракасти резонатор је у облику паралелепипеда димензија $a \times a \times h$. Резонатор се састоји од две идеалне проводне равни између којих се налази диелектрик релативне пермитивности ϵ_r . Електромагнетско поље унутар овог резонатора може се описати једначинама које описују трансверзални магнетски тип таласа, тј. мод TM_{mn0}^z

$$E_z = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{a}y\right) \quad (3.11a)$$

$$H_x = \left(\frac{j\omega\epsilon_{\text{eff}}}{k_c^2}\right) \left(\frac{\partial E_z}{\partial y}\right) \quad (3.11б)$$

$$H_y = -\left(\frac{j\omega\epsilon_{\text{eff}}}{k_c^2}\right) \left(\frac{\partial E_z}{\partial x}\right) \quad (3.11в)$$

$$k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 \quad (3.11г)$$

где је A_{mn} амплитуда мода, ω угаона учестаност, а ϵ_{eff} ефективна пермитивност диелектрика. На основу једначина (3.11) уочава се да постоји неограничен број различитих модова који могу постојати у резонатору. Учестаност мода TM_{mn0}^z може се израчунати као

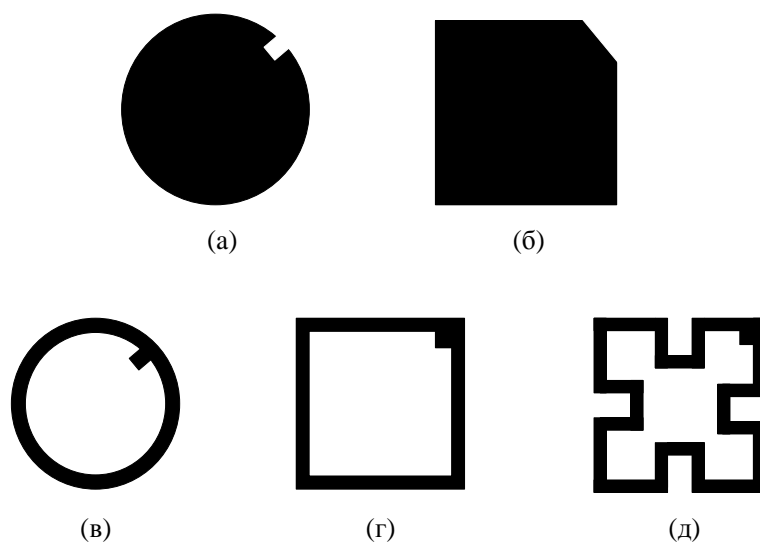
$$f_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon_{\text{eff}}}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2}. \quad (3.12)$$

Из једначине (3.12) јасно је да постоје различити модови који имају исту учестаност и такви модови се називају дегенерисани модови. То је случај за модове TM_{100}^z и TM_{010}^z који имају исту резонантну учестаност и то

$$f_{100} = f_{010} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon_{\text{eff}}}}. \quad (3.13)$$

Из једначине (3.11) се уочава да су поља модова TM_{100}^z и TM_{010}^z међусобно ортогонална, дакле иако имају исту резонантну учестаност они могу постојати истовремено. С обзиром да је циљ да се ова два мода међусобно спрегну и

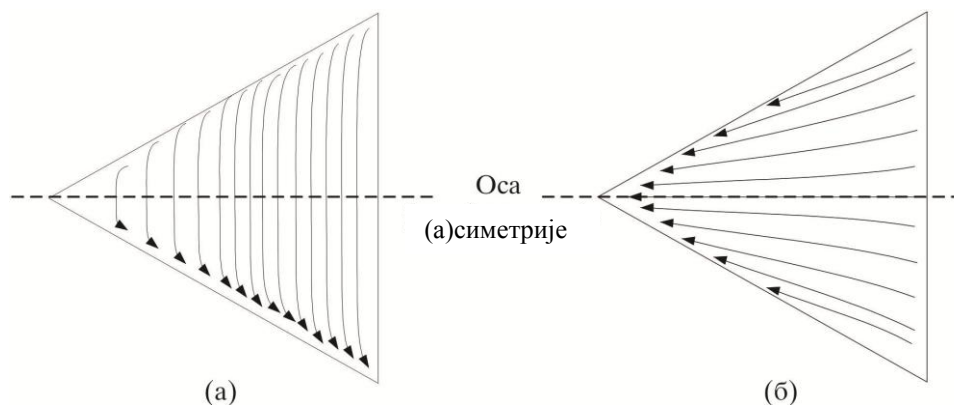
постигне ефекат спрезања два резонатора истих учестаности, неопходно је нарушити симетрију резонатора. Обично се то ради одстрањивањем исечка са структуре једне проводне равни, додавањем уметка у структуру резонатора како би се нарушила симетрија и створили услови са спрезање модова и слично. На слици 3.6 приказано је неколико начина реализације резонатора са две резонантне учестаности у микротракастој техници.



Слика 3.6. Резонатори са две резонантне учестаности у микротракастој техници: (а) кружни диск, (б) правоугаони одсечак, (в) кружна петља, (г) правоугаона петља, (д) меандрирана петља.

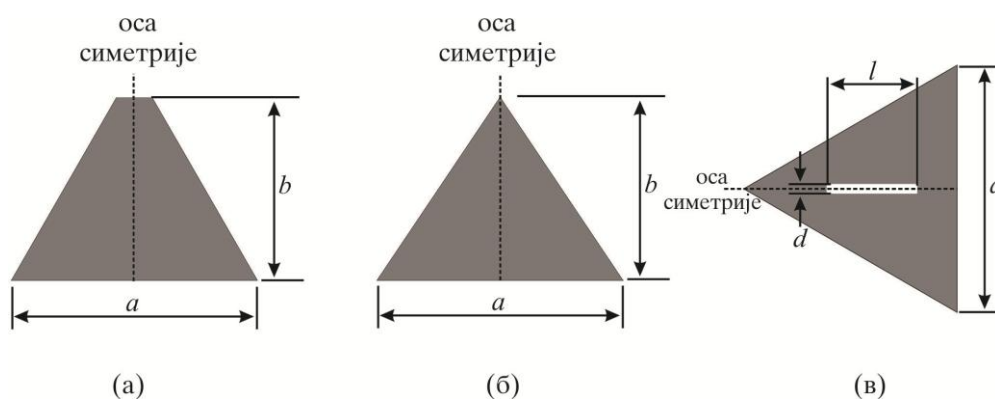
Код резонатора троугаоног облика различити модови, на пример $TM_{0,1,-1}^z$, $TM_{-1,0,1}^z$ и $TM_{0,-1,1}^z$ имају не само исту резонантну учестаност него и исту структуру електромагнетског поља, односно идентични су.

За разумевање ефекта постојања два мода резонатора троугаоног облика, корисно је погледати расподелу густине струја на троугаоном проводнику за наведена два случаја (слика 3.7).



Слика 3.7. Расподела густине струја троугаоног резонатора у микротракастој техници: (а) непаран мод, (б) парни мод.

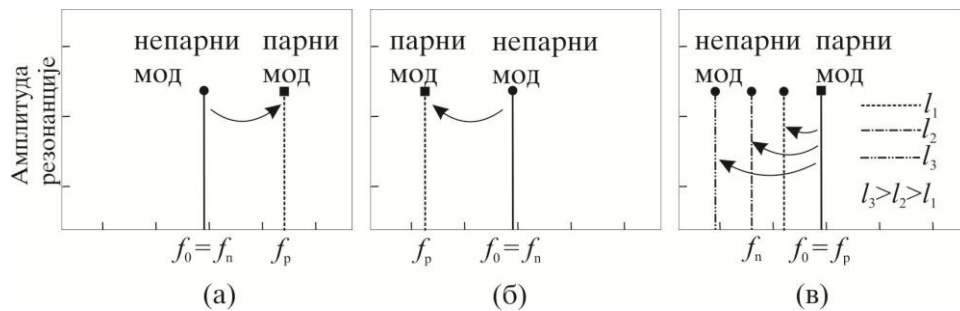
Примећује се да је у односу на хоризонталну осу први случај расподеле струја асиметричан, а други симетричан, односно расподеле одговарају непарном и парном моду. Друга карактеристика је да ове две расподеле нису ортогоналне, нити се било која од ове две расподеле може добити ротацијом друге за неки угао. То указује на њихову међусобну независност што није био случај у претходно анализираним резонаторима са два мода. Три начина за промену структуре резонатора са циљем раздвајања модова су приказана на слици 3.8.



Слика 3.8. Начини за раздвајање модова код троугаоног резонатора: (а) исецањем врха, (б) деформацијом у једнакокраки троугао, (в) усецањем процепа.

У случају правоугаоног резонатора, два мода истих учестаности су међусобном интеракцијом, узрокованом деформацијама структуре, резултовала са две нове резонантне учестаности. У случају троугаоног резонатора промене на структури узрокују померање учестаности само једног мода, док учестаност

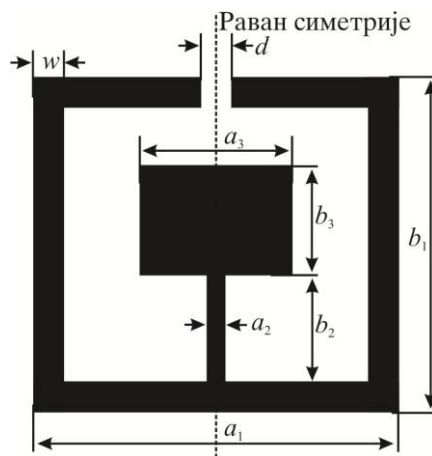
другог мода остаје скоро непромењена. На слици 3.9 су приказане резонантне учестаности модова за наведена три начина модификације резонатора.



Слика 3.9. Амплитудска карактеристика при раздвајању модова за три начина модификације троугаоног резонатора: (а) исецањем врха, (б) деформацијом у једнакокраки троугао, (в) усецањем процепа.

Раздвајање модова, тј. промена учестаности модова за три случаја модификација са слике 3.8, приказано је на слици 3.9. У првом случају парни мод је ефективно померен ка вишим учестаностима, док је у другом случају парни мод померен али према нижим учестаностима, а учестаност непарног мода остала је непромењена. У трећем случају усецање процепа одређене дужине ефективно утиче на непарни мод. Лако је уочити и разлог зашто је то тако посматрајући расподелу густине струје не слици 3.7. Евидентно је да ће процеп на оси симетрије утицати на непарни мод због пресецања тока струја. На слици 3.9в показан је утицај померања учестаности за три различите дужине процепа. Иначе, све реализације patch резонатора могу подржати веће снаге и имају мање кондукционе губитке, али веће радијационе у односу на остале микротракасте резонаторе. Зато се овакви резонатори најчешће оклапају како би се смањило зрачење.

Још један начин реализације резонатора са две резонантне учестаности добијен модификацијом полуталасног резонатора правоугаоног облика додавањем каскадно везане две секције водова (stepped-impedance) унутар резонатора, приказан је на слици 3.10.



Слика 3.10. Реализација резонатора са две резонантне учестаности у микротракастој техници модификацијом полуталасног резонатора правоугаоног облика.

Прве две резонантне учестаности које се јављају код овог резонатора су у ствари учестаности парног и непарног мода. У зависности од геометријских параметара парни и непарни мод могу имати исту учестаност или било који од њих може имати вишу или нижу учестаност од другог. Учестаности ових модова су независне, односно модови нису спрегнути без обзира на промене геометрије резонатора. Добијени ефекат је показатељ да се овде, као у случају троугаоног резонатора ради о два неспрегнута резонатора са различитим резонантним учестаностима.

Приликом пројектовања резонатора, односно Q -фактора и резонантне учестаности парног и непарног мода, у великој мери је могуће независно подешавати карактеристике за парни и непарни мод. Разлог лежи у чињеници да је дужина отворене петље приближно једнака половини таласне дужине за непаран мод односно $2(a_1 + b_1) \approx \lambda_{g_непаран\ mod}/2$, те да је унутрашња секција водова спојена на средини те дужине односно у тачки виртуелне масе. С обзиром на ту чињеницу димензије a_2 , b_2 , a_3 и b_3 незнатно утичу на карактеристике непарног мода и њихове промене се користе за подешавање парног мода. Остале димензије утичу на карактеристике оба мода те се приликом пројектовања прво оне подешавају.

3.4 Резонатори са концентрисаним и квази-концентрисаним елементима у микротракастој техници

Реализација резонатора и филтара коришћењем концентрисаних компоненти је један од првих начина који се примењивао од свих до сада наведених начина реализација. Коришћењем концентрисаних елемената се постизало смањење величине микроталасних интегрисаних кола на нижим микроталасним учестаностима. У данашње време, концентрисане компоненте су и даље актуелне јер омогућавају производњу мањих и јефтинијих микроталасних кола као што су монолитна микроталасна интегрисана кола и керамичка вишеслојна кола. У штампаној технологији концентрисане компоненте се производе на једнослојној или вишеслојној диелектричној подлози. Танак слој проводника жељеног облика наноси се на равну површ диелектрика.

Коришћење штампаних структура је омогућило прављење концентрисаних и квази-концентрисаних елемената на штампаној плочи као њен интегрални део. На овај начин очувана је минијатуризација, а елементи су подесни за имплементацију на штампаној плочи. Уобичајене компоненте за прављење филтара у штампаној техници су концентрисани калемови и кондензатори, квази-концентрисани елементи и резонатори [9], [14].

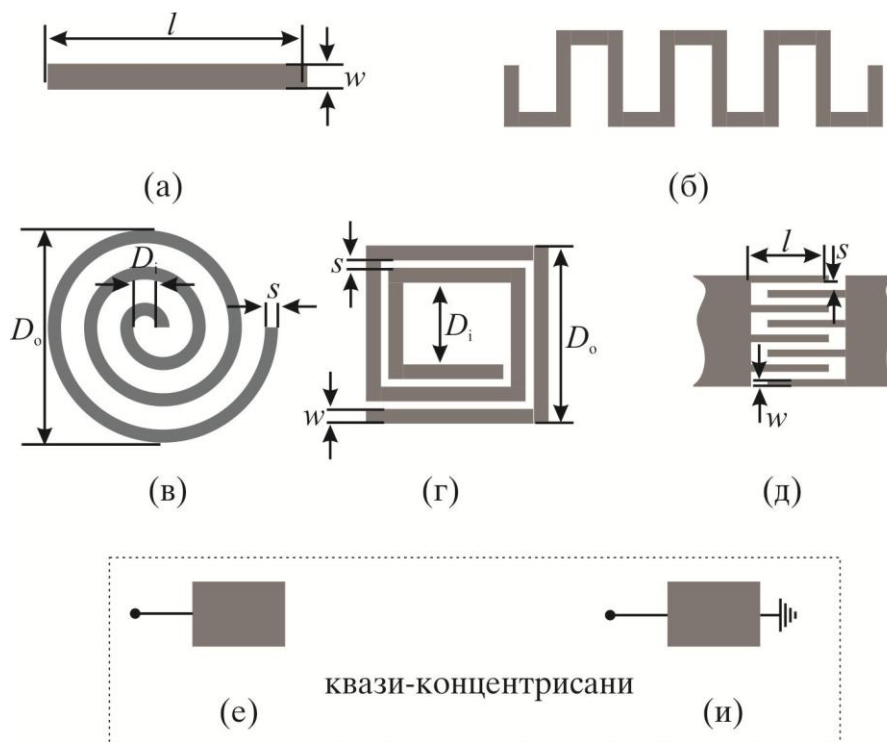
У поређењу са компонентама са расподељеним параметрима концентрисане компоненте имају следеће предности: мању величину, нижу цену, мање међусобне спреге и веће радне фреквенцијске опсеге, док су им потенцијални недостаци мањи фактори добротe и мања контрола подешавања параметара. Конкретан избор типа компоненте зависи од захтева који се постављају: типа микроталасног кола, радне учестаности, губитака, снаге и слично.

Техника која је примењена у овом научном истраживању је реализација резонатора са концентрисаним и квази-концентрисаним елементима. Овај приступ је подстакнут сличним реализацијама приказаним у литератури [23], [24], [25], [26]. Квази-концентрисане компоненте (према подели из [9]) су кратки одсечци и огранци водова, чија је физичка дужина мања од четвртине вођене таласне дужине на воду $\lambda_g/4$. У неким случајевима се могу сматрати концентрисаним

елементима, ако су њихове димензије мање од осмине вођене таласне дужине $\lambda_g/8$.

Под концентрисаним компонентама обично се подразумевају елементи чије су физичке димензије много мање од таласне дужине у слободном простору λ_0 на највишој радној учестаности. Према подели из [9], физичке димензије концентрисаних компоненти су мање од $0.1\lambda_0$.

На слици 3.11 су приказани примери реализације елемената у микротракастој техници.



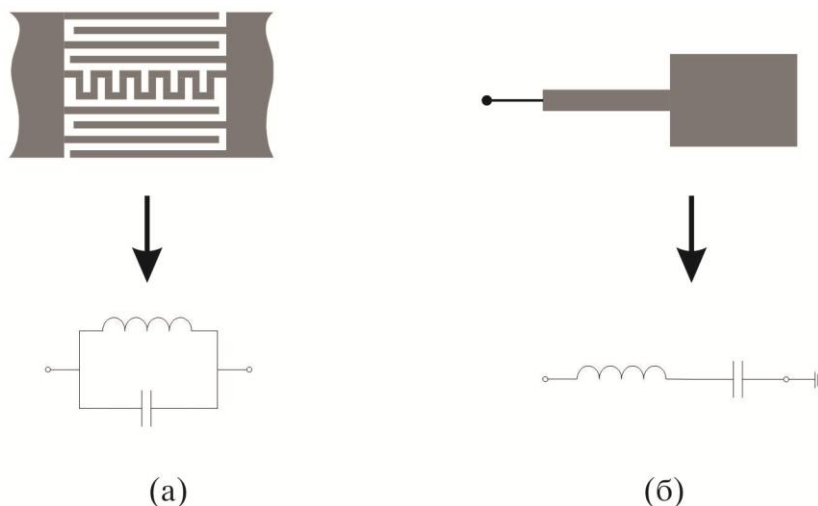
Слика 3.11. Концентрисани и квази-концентрисани елементи реализовани у микротракастој техници: (а) калем реализован као секција вода велике карактеристичне импедансе, (б) калем реализован као меандрирани штампани вод, (в) кружни спирални калем, (г) правоугаони спирални калем, (д) интердигитални кондензатор, (е) отворен огранак вода као квази-концентрисани кондензатор, (и) кратко спојен огранак вода као квази-концентрисани калем.

Када је реч о могућностима реализације резонатора, раније су приказане реализације као patch резонатори, док су на слици 3.12 приказане могуће реализације са концентрисаним и квази-концентрисаним елементима. У првом

случају ради се о паралелном резонатору са концентрисаним елементима (слика 3.12а), а у другом случају приказан је редни резонатор са квази-концентрисаним елементима. У оба случаја резонантна учестаност одређена је вредностима капацитивности кондензатора и индуктивности калема и једнака је $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. Међутим, ови резонатори имају и нежељене резонантне учестаности на вишим радним фреквенцијама, на којима њихове димензије нису више знатно мање од таласне дужине, и према наведеној подели компоненти из [9], не могу се сматрати концентрисаним и квази-концентрисаним елементима.

На пример код резонатора са расподељеним параметрима, као што је четвртталасни резонатор чија је дужина $\lambda_{g0}/4$, где је λ_{g0} вођена таласна дужина на основној резонантној учестаности f_0 . Код овог резонатора се јављају нежељене резонанције на непарним умношцима основне учестаности $f \approx (2n-1)f_0$, $n = 2, 3, \dots$

Исти ефекат појаве нежељених резонантних одзива јавља се и код штампаног калема који је реализован као спирални калем. На одређеној учестаности на којој је дужина калема једнака четвртини таласне дужине долази до резонанције јер се калем понаша као вод дужине $\lambda_{g0}/4$.



Слика 3.12. Резонатори реализовани у микротракастој техници: (а) са концентрисаним елементима, (б) са квази-концентрисаним елементима.

Код резонатора са расподељеним параметрима, као што је полуталасни резонатор чија је дужина $\lambda_{g0}/2$, где је λ_{g0} вођена таласна дужина на основној резонантној учестаности f_0 , нежељене резонанције се јављају на умношцима основне учестаност, тј. $f \approx n f_0$, $n = 2, 3, \dots$. Исти ефекат појаве нежељених резонантних одзива јавља се и код штампаног спиралног калема на учестаностима на којима је дужина калема једнака половини таласне дужине.

У овом истраживању користе се штампани спирални калемови као елементи резонатора, па је обрађена пажња на појаву ових нежељених резонанција.

3.5 Резонатори реализовани на подлози велике диелектричне пермитивности

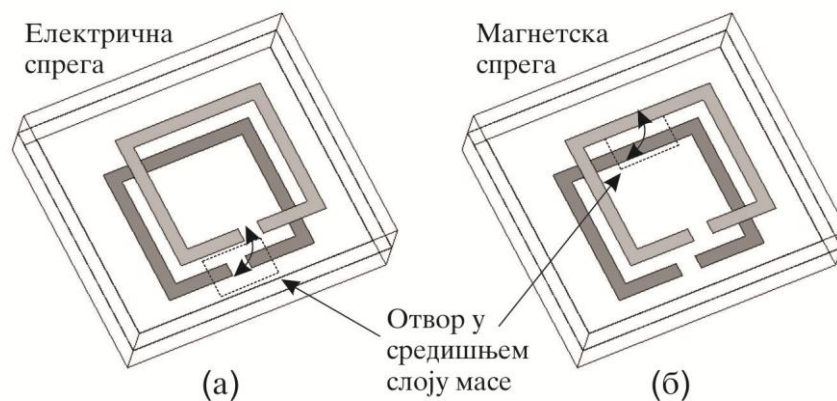
Још један од начина минијатуризације резонатора и филтара јесте могућност реализације резонатора на подлози велике диелектричне пермитивности [9], [11]. У том циљу се користе керамичке подлоге са малим губицима који су око $\text{tg}\delta=0,0001$ (Q -фактор 10000) и релативном пермитивношћу ϵ_r око 100. Диелектрици веће пермитивности омогућавају реализацију микротракастих направа мањих димензија, међутим, постоје нека ограничења на која треба обратити пажњу.

Губици у филтрима су већи уколико су ширине штампаних водова мање. С обзиром да веће вредности пермитивности диелектрика утичу на знатно смањење ширине штампаних водова, губици у проводницима могу бити ограничавајући фактор. Из истог разлога реализација водова велике карактеристичне импедансе може бити проблем јер ширина вода постаје блиска резолуцији штампе. Следећи проблем представља велику осетљивост на мале варијације димензија приликом фабрикације, јер су толеранције за грешку смањене. Као проблем се јавља и могућност појаве виших модова. Али поред свих наведених ограничења, највише захваљујући малим губицима, резонатори и филтри реализовани коришћењем супстрата велике диелектричне пермитивности налазе своју примену у пракси.

3.6 Резонатори реализовани у вишеслојној техници

Реализација у вишеслојној техници је нашла широку примену у пракси код пројектовања концентрисаних елемената (нпр. калемова, кондензатора), резонатора и целих филтара, [24], [27], [28]. Предности оваквог приступа се огледају у величини направе, перформансама и цени. Коришћење више слојева у планарној техници пружа додатне могућности у распоређивању елемента по различитим слојевима, тако да се смањује површина заузећа штампане структуре. Распоређивање елемената у више равни пружа и нове могућности за међусобно спрезање елемената, који сада осим спрезања на свакој од равни поседују и могућност спрезања елемената на различитим равнима. На крају, вишеслојна техника омогућава уштеде у простору па самим тим и у цени. Предмет овог истраживања управо су резонатори и филтри реализовани коришћењем вишеслојне технике, који ће бити детаљно описани у наредном поглављу. Овде ће бити изложени неки од осталих начина коришћења вишеслојне технике.

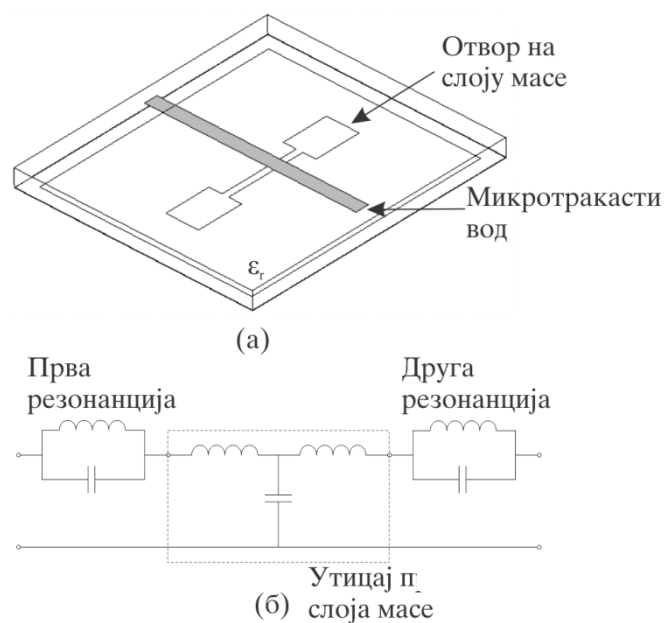
На слици 3.13 приказан је начин за спрезање два резонатора који су постављени са супротних страна две микротракасте подлоге спојене заједничким масама. У средини структуре се налази заједничка маса. На маси је направљен отвор одговарајуће величине како би постојала спрега између два резонатора. На слици је приказана реализација са спрегнутим полуталасним резонаторима у облику правоугаоника, мада резонатори могу бити реализовани и као четвртталасни вод, dual-mode резонатори, итд. У зависности од положаја отвора могуће је остварити различите типове спрега и њихов различит интензитет. Уколико је отвор постављен ближе средишњем делу резонатора магнетска спрега је доминантнија, а уколико је отвор ближе крајевима резонатора електрична спрега је јача. Повећање отвора на слоју масе повећава индуктивност, али смањује капацитивност резонатора, тако да су могућности подешавања велике.



Слика 3.13. Резонатори спрегнути кроз отвор у заједничкој маси у вишеслојној реализацији: (а) са електричном спрегом, (б) са магнетском спрегом.

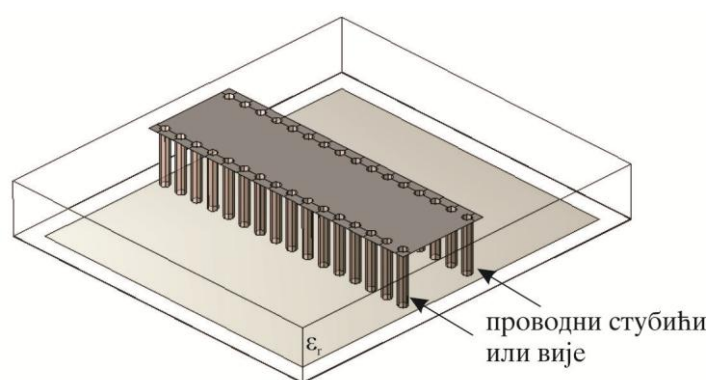
Код вишеслојне технике могу се у слоју масе одстранити делови проводника и направити усеци или слотови (defected ground structures) који за последицу уносе велико слабљење на одређеним учестаностима. На слици 3.14 приказан је пример структуре реализоване у микротракастој техници са усецима у маси. Усеци у маси могу бити различитих облика. У односу на остатак микротракастог вода ови усеци у маси се еквивалентно могу представити помоћу Т шеме са калемовима у редним гранама и кондензатором у паралелној грани. На овај начин побољшавају се карактеристике у непропусном опсегу.

Филтри се могу реализовати коришћењем таласовода у подлози. Циљ је да се правоугаони таласовод интегрише у микротракасту подлогу што је приказано у [29]. То се постиже постављањем проводних стубића (на пример вија) између два проводна слоја подлоге.



Слика 3.14. Пример вишеслојне структуре са усецима у маси (defected ground structures): (а) 3D приказ, (б) еквивалентна шема.

Стубићи имају улогу зидова таласовода. У односу на традиционалне правоугаоне таласоводе, реализација са стубићима има мањи Q -фактор због диелектричне испуне таласовода, али мање димензије и већу могућност интеграције. Предност овог решења у односу на остале микротракасте филтре су мањи губици и могућност подржавања већих снага. Пример овог типа реализације приказан је на слици 3.15.



Слика 3.15. Филтри са таласоводом у подлози (substrate-integrated waveguide).

И на крају, иако излазе из домена технологије примењене у овом истраживању, због својих предности и актуелности заслужује да се помене

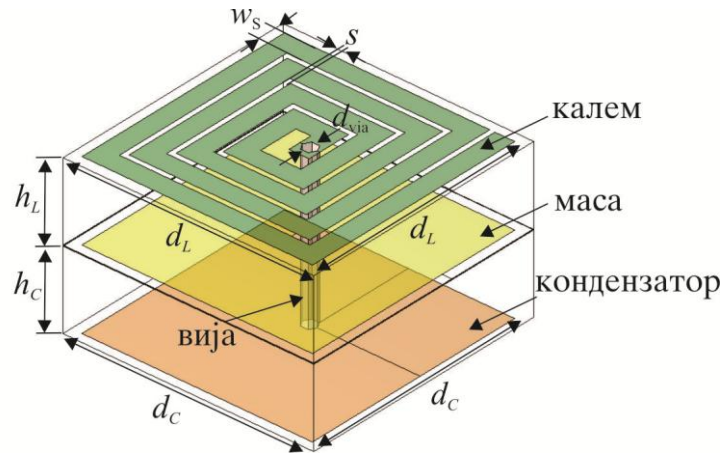
вишеслојна технологија базирана на употреби напредних материјала [30]. Ти материјали су low-temperature co-fired ceramic (LTCC) и liquid crystal polymer (LCP). LTCC технологија за разлику од HTCC (high-temperature co-fired ceramic) има нижу температуру обраде (мања од 1000°C), која је нижа од температуре топљења метала као што су бакар, злато, сребро што омогућава употребу тих метала у овим вишеслојним реализацијама. Познато је да су ови метали добри проводници. LTCC технологија омогућава велику интеграцију и реализацију вишеслојних кола. LTCC технологијом могу се реализовати кола велике густине паковања, поузданости и оставља могућност флексибилности при пројектовању. Данашња LTCC технологија омогућава прављење водова и процепа ширине до 50µm и пречника вија до 50µm. Релативна пермитивност зависи од употребљеног хемијског састава материјала, а уобичајене вредности су око 6 (Ca-B-Si-O), 10 (Pb-B-Si-O и Ba-Al-Si-O), а могуће су вредности од 58 (Bi-Ca-Nb-O).

LCP технологија користи органски термопластични материјал са ниском температуром топљења (око 300°C). Одликује се изврсном механичком чврстоћом и малим коефицијентом термалног ширења. Релативна пермитивност је око 3 и константна је од 30 до 110 GHz, што је добро за кола која захтевају велику брзину процесирања. Добре електричне, механичке карактеристике, мала цена производње, могућност вишеслојне реализације, могућност повезивања са другим модулима и нижа температура обраде у односу на LTCC чине га одличним избором за реализацију микроталасних елемената и кола.

4 Реализација калем-вија-кондензатор резонатора у вишеслојној техници

У ранијим поглављима објашњена је предност коришћења вишеслојне технике за реализацију микроталасних елемената и склопова. Вишеслојна техника омогућава минијатуризацију и веће могућности распореда елемената по слојевима структуре. У овој глави биће представљена реализација резонатора калем-вија-кондензатор. Резонатор се састоји од квази–концентрисаних елемената и реализован је у вишеслојној техници [24], [25], [26]. Биће представљене реализације квази-концентрисаних елемената, а вредности њихових параметара биће аналитички описане. Анализирани ће бити могући начини спреге два резонатора у циљу реализације филтра. За резонатор и филтар биће развијене еквивалентне електричне шеме, које ће служити за тренутно испитивање карактеристика филтара, а у шестом поглављу и за пројектовање филтара.

Резонатор реализован као калем-вија-кондензатор је сачињен од три елемента: калема, кондензатора и вије. Предложена структура је реализована са три проводна слоја између којих се налазе два слоја диелектрика. На слици 4.1 приказан је тродимензионални електромагнетски (3D EM) модел предложеног решења [24]. Попречни пресек резонатора може се посматрати и као две микротракасте структуре које су спојене са заједничком проводном равни. Заједничка централна проводна раван се користи као маса. На једној страни вишеслојне структуре реализован је калем у облику квадратне спирале, а на другој страни се налази кондензатор реализован као кратак одсечак микротракастог вода. Централни део калема и кондензатор су спојени вијом која пролази кроз проводну раван. При проласку кроз средњи проводни слој вија нема спој са масом, јер је на том месту уклоњен део проводника како би вија и слој масе били галвански раздвојени.



Слика 4.1. 3D EM модел калем-вија-кондензатор резонатора у вишеслојној техници.

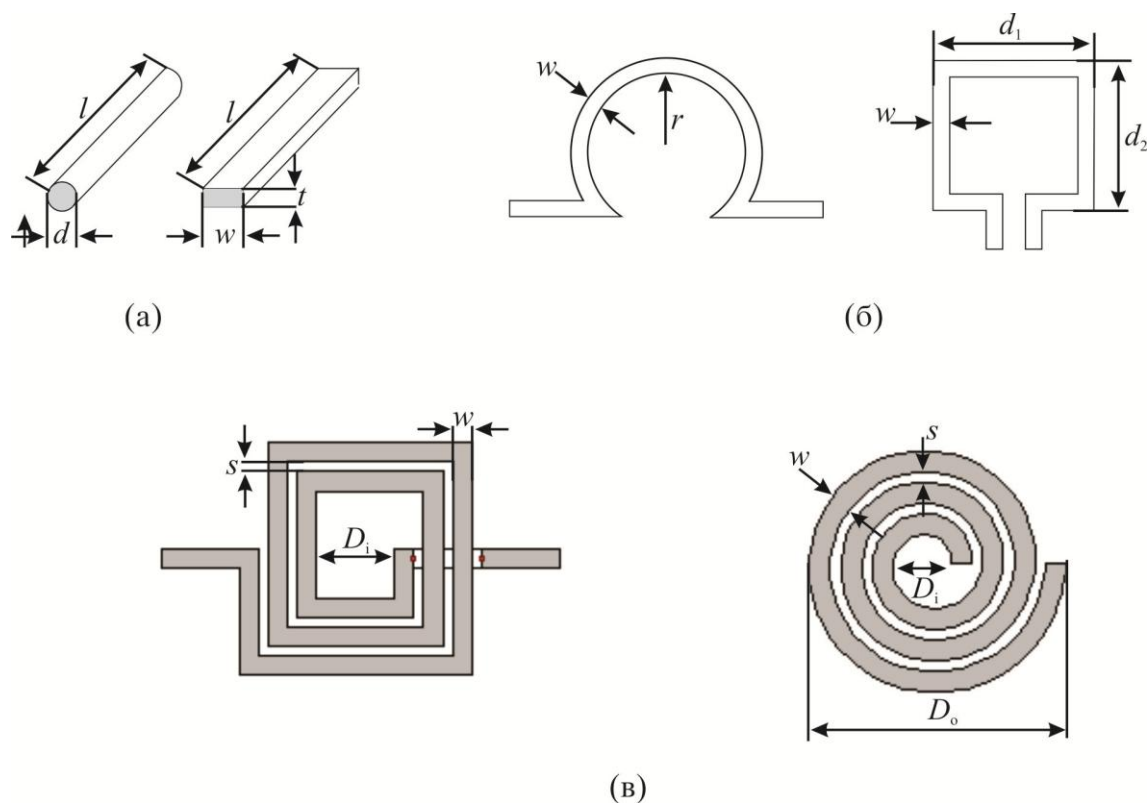
Калем је реализован у облику квадратне спирале димензија $d_L \times d_L$, ширином вода w_s и растојањем између проводника спирале s . Број намотаја калема је N . Кондензатор је реализован са друге стране супстрата као одсечак микротракастог вода (patch) димензија $d_C \times d_C$. Уобичајено се узима да калем и кондензатор имају исте димензије $d_L = d_C = d_{\text{out}}$, мада то не мора да буде случај. Њихова различита величина омогућава независно подешавање вредности индуктивности и капацитивности. То отвара могућност за различите начине спрезања два резонатора и једноставније подешавање карактеристика филтра (filter tuning). Дебљина метализације t је иста на горњој и доњој страни супстрата док у овом истраживању средњи слој (маса) има дебљину $2t$, јер је настао спајањем две одвојене микротракасте структуре. Дебљина супстрата је иста и износи $h_L = h_C = h$. Вија која пролази кроз оба слоја супстрата има цилиндрични облик пречника $d_{\text{вија}}$ и дужину $l_{\text{вија}} = 2h + 2t \approx 2h$.

У наредном делу, сваки од наведених концентрисаних и квази-концентрисаних елемената биће детаљније разматран, аналитички описан и приказан еквивалентном електричном шемом.

4.1 Реализација калема у микротракастој техници

Калем се у микротракастој техници реализује као одсечак вода велике карактеристичне импедансе, једноструки кружни или правоугаони завојак,

спирала округлог или неког другог облика и слично. Неки од начина реализације калемова приказани су на слици 4.2 [7].



Слика 4.2. Примери калемова реализованих у микротракастој техници: (а) секција проводне траке, (б) једнострука кружна и правоугаона петља, (в) правоугаона и кружна спирала.

Примарни параметар сваког калема је његова индуктивност која описује његову могућност складиштења магнетске енергије. Индуктивност калема се дефинише преко магнетске енергије и струје калема као $L = \frac{2W_L}{i^2}$. Енергија магнетског поља се налази унутар проводника и у околном простору око проводника, па се дефинише унутрашња и спољашња индуктивност. Укупна индуктивност је једнака збиру унутрашње и спољашње. На вишим учестаностима због израженог скин ефекта, доминантна је спољашња индуктивност, што је углавном и случај на учестаностима које су предмет овог истраживања. Секција проводне траке на штампаном колу (слика 4.2а) понаша се доминантно као калем, иако нема завојке. Секција проводне траке, која има релативно малу ширину вода (w), има велику карактеристичну импедансу. Самим тим има велику подужну

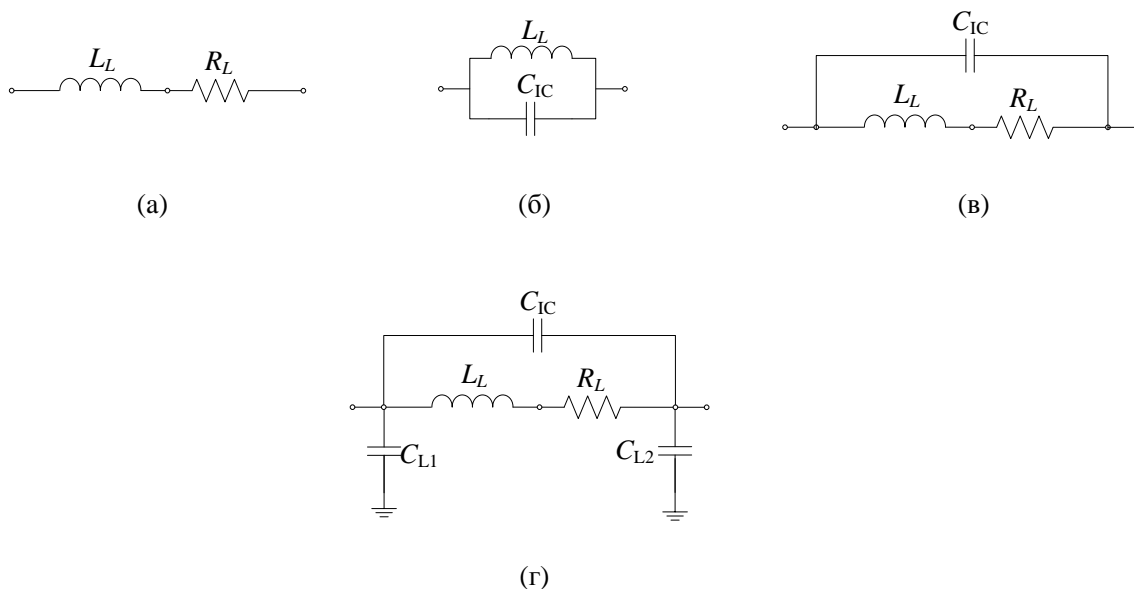
индуктивност, а малу подужну капацитивност, па се понаша доминантно као индуктиван елемент. Једноструке петље се користе за мање индуктивности, док се за потребе већих вредности индуктивности калемови реализују као спиралне штампане структуре са могућношћу реализације у више слојева.

Поред индуктивности калем описују још неки битни параметри. То су отпорност калема и паразитне капацитивности. Неки модели калемова почевши од једноставнијих према сложенијим приказани су на слици 4.3. У првом случају 4.3а се ради о редној отпорности којом се моделују Џулови губици у проводницима. Други модел 4.3б описује паразитну капацитивност која постоји између намотаја калема C_{IC} (inter-coil capacitance). Намотаји калема који нису на истом потенцијалу између себе имају одређену капацитивност која се описује овим кондензатором. Капацитивност C_{IC} је и узрок појаве антирезонантне учестаности (на којој суцептанса калема постаје нула $B_L = 0$) реалног спиралног калема реализованог у микротракастој техници, о чијем утицају на карактеристике филтра ће бити речи у шестом поглављу. Потреба за већом индуктивношћу намеће већи број намотаја спиралног калема, али се самим тим повећава и паралелна паразитна капацитивност и смањује антирезонантна учестаност.

Још прецизнији модел укључује и капацитивност калема према проводној равни, тј. маси. Управо је модел приказан на слици 4.3г онај који ће се најчешће примењивати у овом раду. Тачније моделовање карактеристика калемова укључује описивање зависности индуктивности, губитака и паразитних капацитивности од учестаности. Затим се у моделу узима у обзир утицај близине проводне равни и други ефекти. На тај начин модел постаје комплекснији, али се повећава прецизност и фреквенцијски опсег примене. Фактор добротe калема представља битну карактеристику, којом се описују губици калема. За модел са слике 4.3а формула за фактор добротe калема је $Q_L = \frac{\omega L_L}{R_L}$. Као што индуктивност и отпорност зависе од учестаности тако и Q_L зависи од учестаности.

Најчешће методе за прорачун вредности индуктивности, отпорности, паразитних капацитивности и Q_L -фактора калемова укључују мерења карактеристика реалног калема на одређеним учестаностима. Након тога се на изабраном моделу изврши екстраполација карактеристика калема за тражену учестаност.

Међутим, у делу овог истраживања, у циљу пројектовања филтара неопходно је наћи физичке димензије елемената на основу параметара елемента. Дакле, у питању је супротан процес од налажења вредности параметара елемената мерењем физичких направа.



Слика 4.3. Еквивалентне шеме реалног калема: (а) са редном отпорношћу, (б) са паразитном капацитивношћу између намотаја, (в) са редном отпорношћу и паразитном капацитивношћу између намотаја, (г) шема (в) са додатим паразитним капацитивностима калема према маси.

Када је реч о калему реализованом на начин као што је приказано на слици 4.1, односно као правоугаона спирала са слике 4.2в апроксимативна формула за индуктивност је [14]

$$L_L [\text{nH}] = \frac{1.27\mu_0 N^2}{2} \left(\frac{D_o + D_i}{2} \right) \left(\ln \frac{2.07}{\rho} + 0.18\rho + 0.13\rho^2 \right) K_g \quad (4.1)$$

где је N број намотаја спиралног калема, $\left(\frac{D_o + D_i}{2}\right)$ средњи пречник калема,

$\rho = \frac{D_o - D_i}{D_o + D_i}$ фактор испуњености калема, D_o спољашњи пречник спирале, D_i

унутрашњи пречник спирале и $K_g = 0,57 - 0,145 \ln \frac{w_s}{h_L}$, $\frac{w_s}{h_L} > 0,05$ корекциони

фактор који описује утицај близине проводне равни. Отпорност калема је дата апроксимативном формулом

$$R_L(\Omega) = \frac{KlR_{sq}}{2(w_s + t)} \quad (4.2)$$

где је $K = 0,333 \left(1 + \frac{s}{w_s}\right)$ корекциони фактор услед близине проводника спирале, s

растојање између проводника спирале, w_s ширина вода спирале, l средња дужина калема, t дебљина метализације, а R_{sq} је отпорност по квадрату проводника.

Формуле (4.1) и (4.2) представљају основне апроксимативне формуле за еквивалентну шему калема. За паразитну капацитивност C_{IC} у доступној литератури не постоји слична формула као у случају индуктивности или отпорности, али се са довољном прецизношћу може користити апроксимативна формула [31]

$$C_{IC} = \epsilon_{re} \frac{lt}{s} \quad (4.3)$$

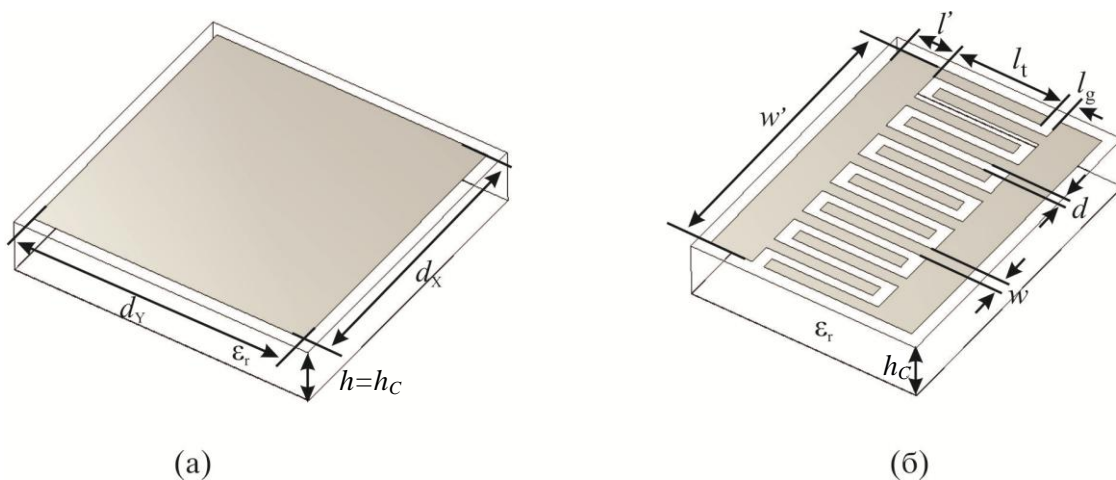
где је ϵ_{re} ефективна релативна пермитивност диелектрика за усвојене димензије спиралног калема, док су остале променљиве раније дефинисане. За капацитивности C_{L1} и C_{L2} користиће се у наредним одељцима апроксимативне формуле које ће бити изведене.

Са планарним калемовима спиралног облика који су величине реда милиметра се могу постићи индуктивности до неколико десетина пН, а Q_L -фактори реда неколико десетина. Максимална вредност индуктивности мора бити компромисно изабрана због већ споменутих нежељених ефеката ако је средња дужина калема велика. Уопштено посматрајући већа индуктивност се постиже већим бројем

намотаја N , мањом ширином вода w_s , мањом удаљености између вода s . Близина проводне равни смањује индуктивност, па се тај утицај смањује удаљавањем, тј. повећањем дебљине супстрата, при чему у том случају треба водити рачуна о повећаним радијационим губицима. Q_L -фактор калема се повећава већом ширином вода (w_s), мањом удаљености између вода (s) и повећањем дебљине металације (t).

4.2 Реализација кондензатора у микротракастој техници

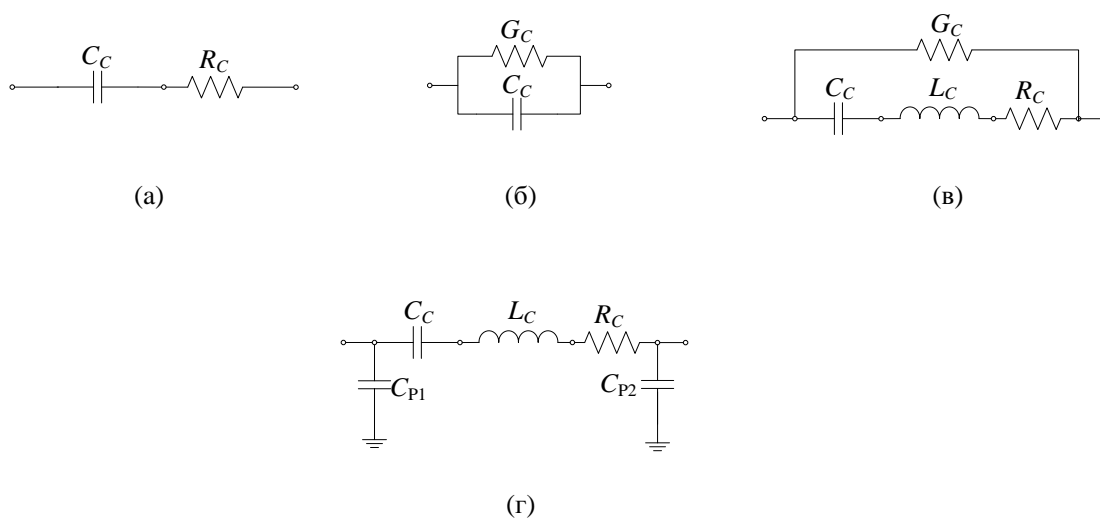
Кондензатор се у микротракастој техници може реализовати као одсечак вода мале карактеристичне импедансе, интердигитални кондензатор и слично. Начини реализације кондензатора приказани су на слици 4.4. Примарни параметар сваког кондензатора је капацитивност која описује његову могућност складиштења електричне енергије. Капацитивност кондензатора се дефинише преко наелектрисања плоча и напона кондензатора као $C_c = \frac{Q}{U}$, где је Q апсолутна вредност наелектрисања сваке од плоча кондензатора, а U напон између њих.



Слика 4.4. Примери монолитних кондензатора: (а) микротракасти, (б) интердигитални.

Паразитни ефекти који се јављају код реалног кондензатора се описују његовим додатним параметрима. То су редна и паралелна отпорност кондензатора и редна паразитна индуктивност. У зависности од неопходне прецизности модела кондензатора, могу се користити следећи модели приказани на слици 4.5 редом по

сложености. У првом случају (слика 4.5а) паразитна редна отпорност моделује губитке у диелектрику, отпорности прикључака и контаката. Други модел (слика 4.5б) описује губитке у диелектрику. Паразитна индуктивност која постоји између контаката кондензатора, због коначних димензија, описује се калем L_C као на слици 4.5в. Индуктивност L_C је узрок појаве резонантне учестаности кондензатора када реактанса кондензатора тежи нули ($X_C \rightarrow 0$). Модел на слици 4.5г има и паразитне кондензаторе према маси, који су карактеристични за интердигитални кондензатор приказан на слици 4.4б.



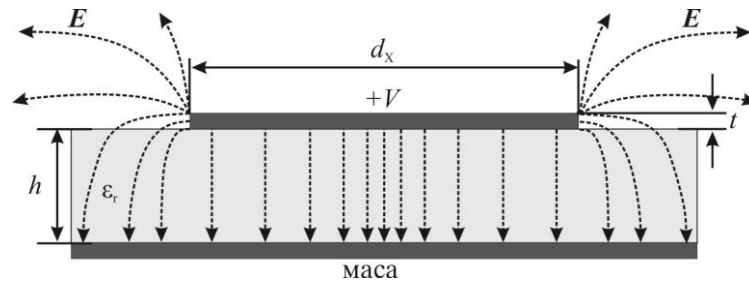
Слика 4.5. Еквивалентне шеме реалног кондензатора: (а) са редном отпорношћу, (б) са паралелном проводношћу, (в) са додатном паразитном индуктивношћу између прикључака и (г) са додатним паразитним капацитивностима према маси.

У овом раду ће се најчешће користити модели приказани на сликама 4.5б и 4.5г без паразитне индуктивности. Као и у случају моделовања калемова, већа прецизност повећава комплексност модела (нпр. моделовање параметара у зависности од учестаности), али се повећава тачност и опсег учестаности у коме се може применити модел.

Капацитивност кондензатора са слике 4.4а могуће је израчунати користећи познату формулу за плочасти кондензатор

$$C_C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{d_X d_Y}{h}. \quad (4.4)$$

Формула (4.4) важи под условом да су димензије кондензатора много веће од дебљине супстрата, односно удаљености од проводне равни масе $d_x, d_y \gg h$. У овом истраживању, за радне учестаности вредности кондензатора су реда величине рF, а самим тим димензије d_x и d_y нису много веће од дебљине супстрата h . У том случају је изражен ивични ефекат крајева који је приказан на слици 4.6.



Слика 4.6. Ивични ефекат код кондензатора у микротракастој техници.

Електрично поље више није локализовано само између плоча кондензатора и није униформно унутар те области. Велики део поља и енергије се налази ван кондензатора. Зато је капацитивност у том случају већа од капацитивности плочастог кондензатора и рачуна се према апроксимативној формули [32]

$$C_C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{d_x d_y}{h} \left(1 + \frac{h}{\pi d_x} \left(1 + \ln \left(\frac{2\pi d_x}{h} \right) \right) \right) \cdot \left(1 + \frac{h}{\pi d_y} \left(1 + \ln \left(\frac{2\pi d_y}{h} \right) \right) \right). \quad (4.5)$$

Овај ефекат је веома изражен у случају када су димензије кондензатора d_x и d_y упоредиве са дебљином супстрата h , па је реална капацитивност добијена са (4.5) и неколико пута већа од капацитивности плочастог кондензатора (4.4).

Остали параметри кондензатора су пробојни напон, фактор добротe, резонантна учестаност, толеранција, температурни коефицијент и друго. Пробојни напон је тренутни напон при коме долази до пробоја диелектрика. За опсег снага које се предвиђају за рад филтара у овом истраживању пробојни напон није од критичне важности.

За опсег учестаности од интереса при овом истраживању од већег значаја је резонантна учестаност. Учестаност резонанције је последица редне паразитне

индуктивности кондензатора, а одређује се као $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_C C_C}}$. Изнад ове учестаности кондензатор се понаша претежно индуктивно што нарушава предвиђено функционисање елемента.

Фактор доброте кондензатора представља губитке реалног кондензатора и израчунава се као $Q_C = \frac{1}{\omega C_C R_C}$.

Толеранција описује прецизност израде кондензатора и креће се у распону од пар до неколико десетина процената. Овај податак важи за SMD и монолитне кондензаторе.

Температурни коефицијент описује брзину промене капацитивности са температуром.

Енергија електричног поља се налази у диелектрику кондензатора и у околном ваздушном простору. Самим тим је капацитивност кондензатора могуће повећати коришћењем супстрата веће диелектричне пермитивности. Уколико то није погодно, капацитет се може повећати интердигиталном реализацијом.

Интердигитални кондензатори, за разлику од микротракастих кондензатора, користе капацитивност која потиче од ивичног електричног поља између танких металних плоча које се налазе у истој равни. Интердигитални кондензатор приказан је на слици 4.4б са еквивалентном шемом на слици 4.5г. Капацитивност овог типа кондензатора може се добити мерењем, електромагнетским симулацијама, али постоје и апроксимативне формуле за процену. Једна од формула за процену ове капацитивности је [14]

$$C_{ID} (\text{pF}) = (\epsilon_r + 1) \cdot l_t \cdot [(N - 3) A_1 + A_2] \quad (4.6)$$

где је N број прстију, $A_1 = 4,409 \cdot 10^{-6} \text{ pF}/\mu\text{m}$, $A_2 = 9,92 \cdot 10^{-6} \text{ pF}/\mu\text{m}$ за бесконачно дебео диелектрик. За случај коначне дебљине диелектрика и под условом $d = w$ важе изрази

$$A_1 (\text{pF}/\mu\text{m}) = 4,409 \cdot 10^{-6} \tanh \left[0,55 \left(\frac{h_C}{w} \right)^{0,45} \right] \quad (4.7a)$$

$$A_2 (\text{pF}/\mu\text{m}) = 9,92 \cdot 10^{-6} \tanh \left[0,52 \left(\frac{h_C}{w} \right)^{0,5} \right]. \quad (4.7b)$$

Отпорност R_C се израчунава као

$$R_C = \frac{4}{3} \frac{l_t}{wN} R_{\text{sq}} \quad (4.8)$$

где је R_{sq} отпорност по квадрату проводника посматраног кондензатора.

Редна паразитна индуктивност и паралелне паразитне капацитивности се рачунају користећи теорију микротракастих водова под претпоставком да је размак између водова много мањи у односу на удаљеност проводне равни $s \ll h_C$, а за дужину структуре се узима дужина прстију l_t . Формуле су

$$L_C = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_{\text{re}}}}{c} l_t \quad (4.9)$$

$$C_{P1} = C_{P2} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\epsilon_{\text{re}}}}{Z_0 c} l_t \quad (4.10)$$

при чему је $c = 3 \cdot 10^8$ m/s брзина светлости у вакууму, док се карактеристична импеданса и ефективна релативна пермитивност рачунају за микротракасти вод ширине w' и дебљине супстрата h_C .

4.3 Реализација вија у микротракастој техници

Вија у микротракастој техници, која у предложеном резонатору повезује унутрашњи крај калема и кондензатор (слика 4.1), је одсечак проводника дужине $l_{\text{vija}} \approx h_L + h_C$ и полупречника r_{vija} . Модел који са довољном прецизношћу приказује вију састоји се од редне везе калема (индуктивности L_{vija}) и отпорника (отпорности R_{vija}). Вија поседује унутрашњу и спољашњу индуктивност, при

чему је на учестаности од интереса доминантна спољашња индуктивност. Апроксимативна формула за процену спољашње индуктивности вије је дата са [33]

$$L_{\text{vija}} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[l_{\text{vija}} \ln \left(\frac{l_{\text{vija}} + \sqrt{r_{\text{vija}}^2 + l_{\text{vija}}^2}}{r_{\text{vija}}} \right) + \frac{3}{2} \left(r_{\text{vija}} - \sqrt{r_{\text{vija}}^2 + l_{\text{vija}}^2} \right) \right]. \quad (4.11)$$

За отпорности вије се може користити процена израчуната по формули

$$R_{\text{vija}} = R_{\text{dc}} \sqrt{1 + \frac{f}{f_{\delta}}} \quad (4.12a)$$

$$f_{\delta} = \frac{1}{\pi \mu_0 \sigma t^2} \quad (4.12b)$$

при чему је μ_0 магнетска пермеабилност вакуума, σ проводност метала од којег је направљена вија и t је дебљина метализације. R_{dc} је отпорност вије за једносмјерну струју која се може израчунати користећи формулу за отпорност проводника, тј.

$$R_{\text{dc}} = \rho \frac{l_{\text{vija}}}{2\pi r_{\text{vija}} t} \quad (4.13)$$

где је ρ специфична отпорност проводника.

Треба још једном нагласити да су сви параметри калема, кондензатора и вије зависни од учестаности. У неким формулама то је и експлицитно приказано. Међутим у неким случајевима то би захтевало већу комплексност израза. С обзиром да је акценат у овом истраживању на процени вредности елемената, довољна тачност се постиже и наведеним апроксимативним формулама које не узимају у обзир зависност параметара од учестаности. У сваком случају, модерне технике пројектовања најчешће користе софтвер за екстракцију параметара или електромагнетске симулације које дају много прецизније резултате. Аналитички

изрази првенствено служе за процену и увид у природу зависности карактеристика елемента од димензија, особина материјала и слично. У том смислу треба прихватити и користити наведене формуле у овом поглављу.

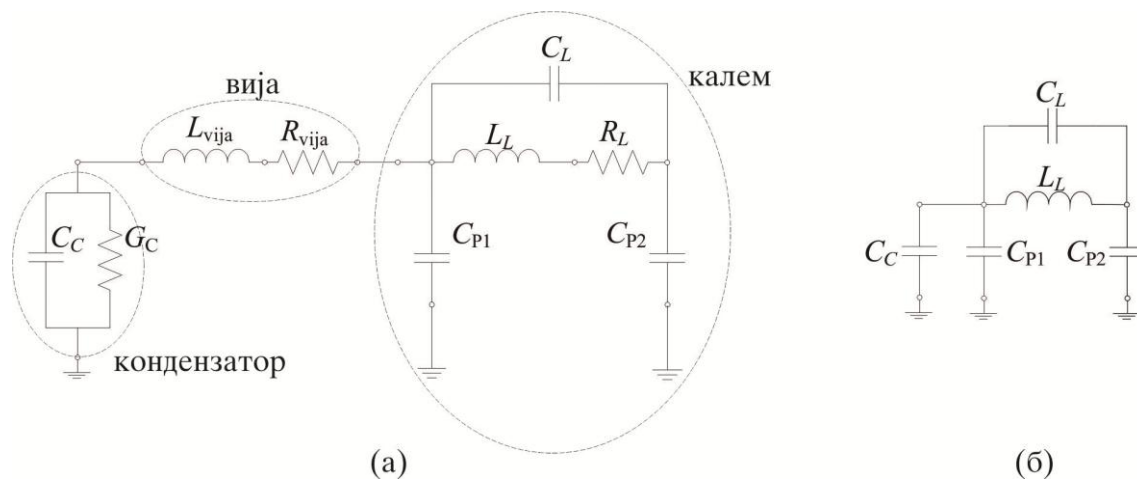
4.4 Еквивалентна шема резонатора калем-вија-кондензатор у вишеслојној техници

Предложени резонатор са слике 4.1 дијакоптички је подељен на независне делове, а сваки од тих делова аналитички је описан и представљен са еквивалентном шемом. Сада се цео резонатор може представити еквивалентном шемом приказаном на слици 4.7а. Уочавају се три елемента калем, вија и кондензатор са одговарајућим еквивалентним шемама. Уколико се занемаре губици свих елемената и индуктивност вије, која је много мања од индуктивности калема, добија се упрошћена шема приказана на слици 4.7б. Ова апроксимација не утиче значајно на карактеристику резонатора и са поједностављене шеме одређена је резонантна учестаност еквивалентног LC кола. Капацитивност LC кола је одређена паралелном везом кондензатора C_L са еквивалентном капацитивношћу редне везе C_{P2} и паралелне везе кондензатора C_C и C_{P1} . Математички изражено, резонантна учестаност је одређена са

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\text{ekv}}}} \quad (4.14)$$

при чему је $C_{\text{ekv}} = C_L + \frac{C_{P2}(C_C + C_{P1})}{C_{P2} + (C_C + C_{P1})}$. Дакле, предложени резонатор се понаша

као паралелно осцилаторно LC коло са могућношћу подешавања резонантне учестаности променом карактеристика елемената. Спреге резонатора са уводницима и међусобна спрега резонатора биће обрађена у наредним поглављима.



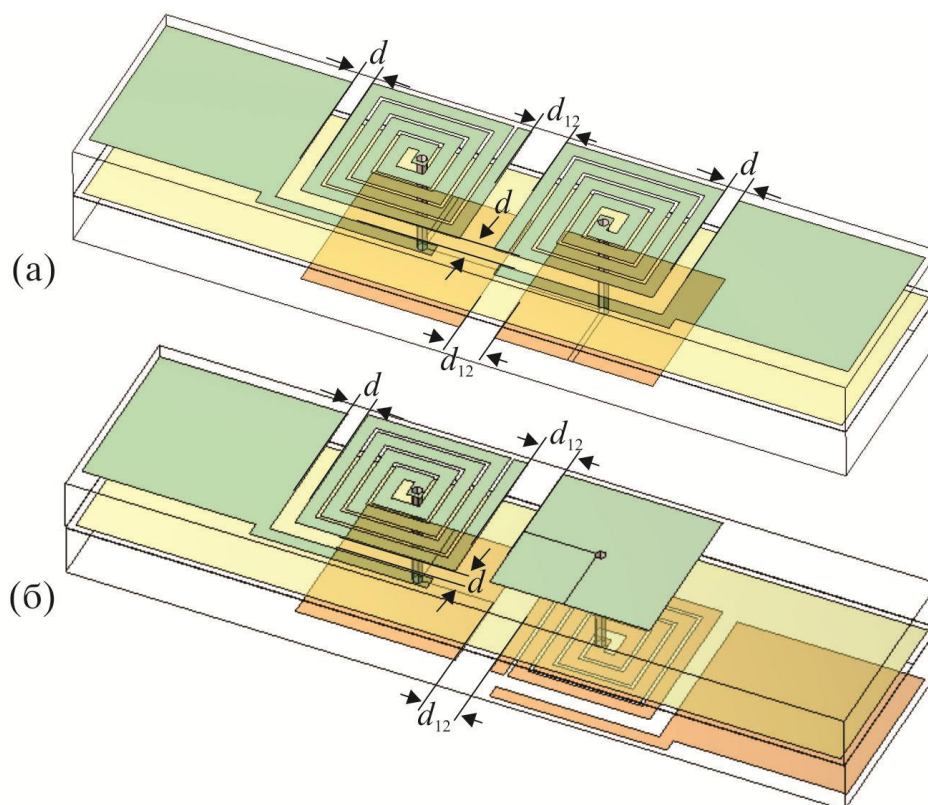
Слика 4.7. Еквивалентна шема неоптерећеног резонатора: (а) са губицима свих елемената и (б) са занемареним губицима елемената и занемареном индуктивношћу вије.

5 Реализација филтра пропусника опсега учестаности

Резонатор у вишеслојној техници, који је представљен у поглављу 4, биће коришћен као основни градивни елемент за реализацију филтра пропусника опсега учестаности. У циљу пројектовања филтара биће анализирани могућности за реализацију различитих типова уводника и различитих типова спрега између резонатора. Биће испитан комбинаторни простор могућих спрежања како би се установила ограничења и оствариве карактеристике филтара. У том циљу биће анализирана спрега уводника са калемом, спрега уводника са кондензатором, као и све могуће варијанте спреге између два резонатора. Као крајњи резултат добиће се неколико реализација филтра пропусника опсега учестаности. Током целог теоријског и практичног истраживања коришћена је подлога RT/Duroid 5880 [35]. Тај избор је оправдан са становишта минијатуризације, његових карактеристика и расположиве технике за његову обраду. Основне карактеристике ове подлоге су релативна пермитивност $\epsilon_r = 2,2$, тангенс угла губитака $\text{tg}\delta = 0,001$, дебљина супстрата $h = 1,575 \text{ mm}$ и дебљина метализације $t = 18 \mu\text{m}$.

5.1 Филтар пропусник опсега учестаности другог реда са капацитивном спрегом уводника и калема резонатора

Филтар пропусник опсега учестаности другог реда, у овом случају, ће бити реализован спрежањем два резонатора приказана на слици 4.1. За спрегу између уводника и калема резонатора биће одабран капацитивни начин спрежања [24]. На слици 5.1 приказана су два основна начина реализације филтара која ће бити анализирана. У ова два случаја се ради о две различите могућности спрежања резонатора. Одговарајућим позиционирањем калема и кондензатора два суседна резонатора могуће је остварити различиту природу спрежања два резонатора и постићи различите ефекте о чему ће детаљније бити речи касније. Прво ће бити анализирана спрега уводника и резонатора, а након тога спрега два резонатора. Пројектовање филтара биће засновано на Dishal-овом методу описаном у поглављу 2.3. Филтар се пројектује за централну учестаност од 1,7 GHz са релативном ширином пропусног опсега од око 4%.



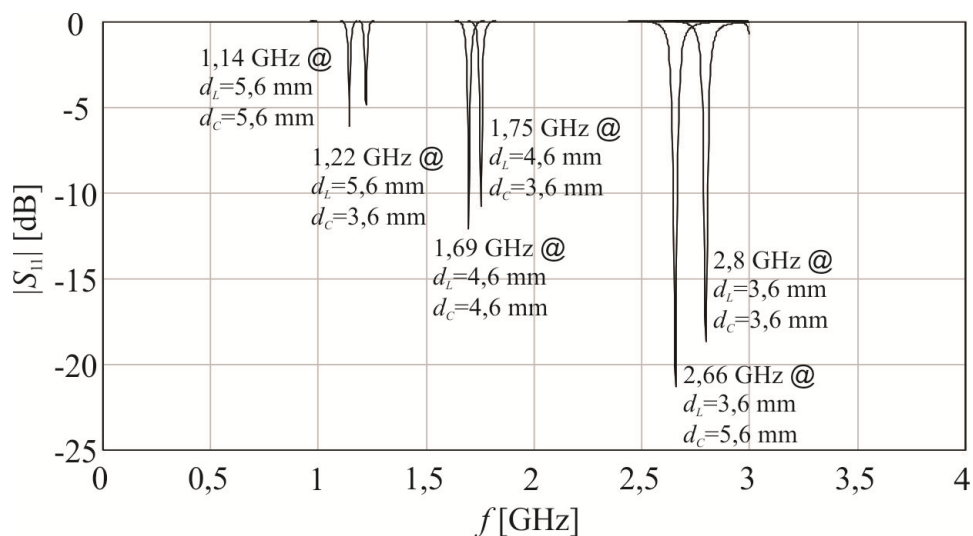
Слика 5.1. Филтар пропусник опсега учестаности са капацитивном спрегом уводника и калема резонатора: (а) LLCC спрега резонатора и (б) LCLC спрега резонатора.

5.1.1 Одређивање димензија резонатора

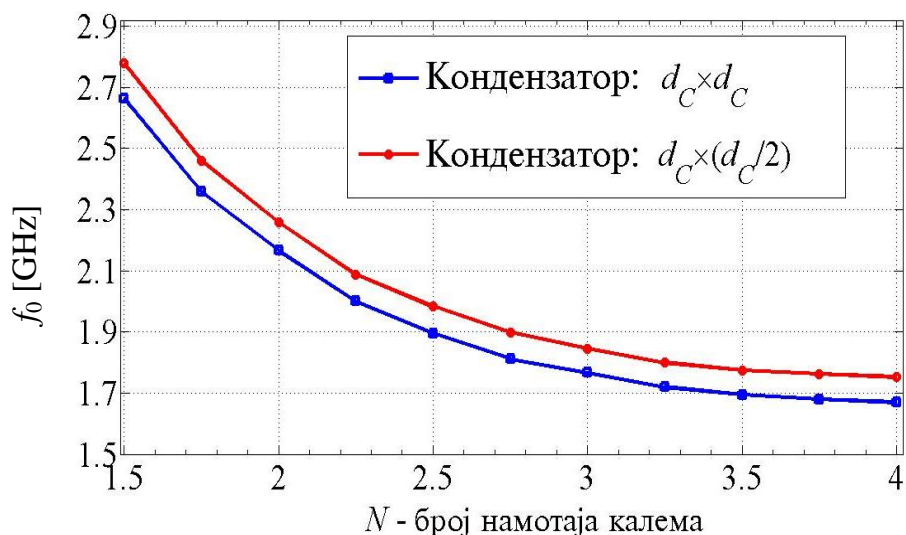
Из једначине (4.14) може се видети да је резонантна учестаност доминантно одређена индуктивношћу калема, капацитивношћу кондензатора и паразитним капацитивностима калема. Ове вредности су одређене димензијама калема и кондензатора. Чињеница да на резонантну учестаност утиче индуктивност калема и његове паразитне капацитивности, значи да је могуће подешавати резонантну учестаност променом параметара калема, који се лако модификује. Примарни елеменат за подешавање резонантне учестаности биће калем. Усвајањем одређених димензија калема, на пример ширине вода и размака између вода, могу се за различите спољашње димензије резонатора постићи различите резонантне учестаности. На слици 5.2 приказана је резонантна учестаност за различите димензије калема и кондензатора. Најпрактичније је да њихове спољашње димензије буду једнаке. Уочава се да се опсег учестаности од интереса

(за персоналне мобилне сервисе) може једноставно покривати променом ових димензија резонатора.

Након што су почетне димензије резонатора изабране, додатна подешавања се могу постићи променом димензија кондензатора и/или калема. Зависност резонантне учестаности f_0 је приказана на слици 5.3 у функцији од броја намотаја калема N , за две спољашње димензије резонатора.



Слика 5.2. Промена резонантне учестаности у функцији димензија калема и кондензатора резонатора.

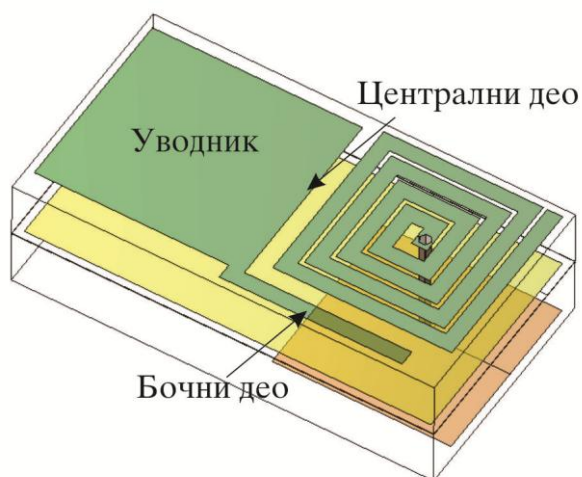


Слика 5.3. Резонантна учестаност у функцији броја намотаја калема и величине кондензатора ($d_c = 4,6$ mm).

Промена дужине калема, односно броја намотаја, има велики утицај на резонантну учестаност. Са овим променама постиже се велики распон промена учестаности од 1,67 GHz до 2,78 GHz, за случај $d_L = d_C = 4,6\text{mm}$. Такође, променом дужине калема могу се компензовати промене резонантне учестаности које настају због несавршености израде, ефекта близине других елемената и слично. За потребе виших резонантних учестаности је боље за почетне димензије изабрати што мање спољашње димензије, него кренути од већег резонатора, јер ће у том случају бити потребно извршити знатно смањење дужине калема. За даљу анализу изабране су спољашње димензије резонатора $d_L = d_C = 4,6\text{mm}$.

5.1.2 Фактор доброте оптерећеног резонатора

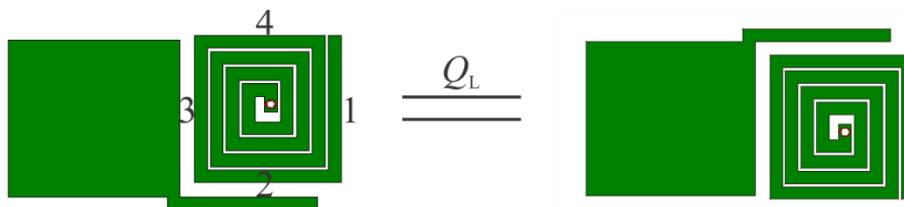
При анализи спреге уводника и калема резонатора биће испитане вредности остваривих фактора доброте оптерећеног резонатора Q_L . Спрега уводника и калема резонатора остварена је помоћу уводника у облику слова “Г” као што је приказано на слици 5.4. Централни део уводника чини већи део спреге са калемом, док је бочни део додат због повећања спреге.



Слика 5.4. Тродимензионални модел реализације капацитивне спреге уводника и калема резонатора.

Изабране димензије резонатора су $d_L = d_C = 4,6\text{mm}$, $w_s = 0,4\text{mm}$, $s = 0,1\text{mm}$ и $N = 4$. Постоји осам могућих начина позиционирања уводника у односу на калем. Свака од могућих позиција биће означена са два броја. Први број означава

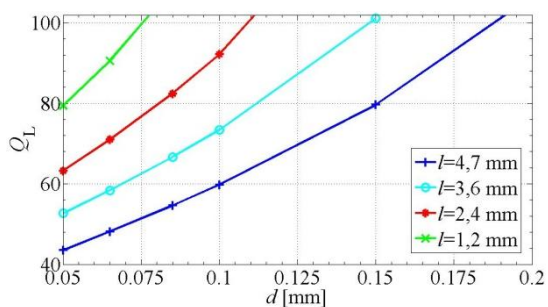
сегмент калема са којим је спрегнут централни део уводника, а другим бројем је означен сегмент калема са којим је спрегнут бочни део уводника. Означавање сегмената калема од 1 до 4 је приказано на слици 5.5. На истој слици је приказана могућност две оријентације мотања калема при чему је у оба случаја исти положај уводника у односу на калем.



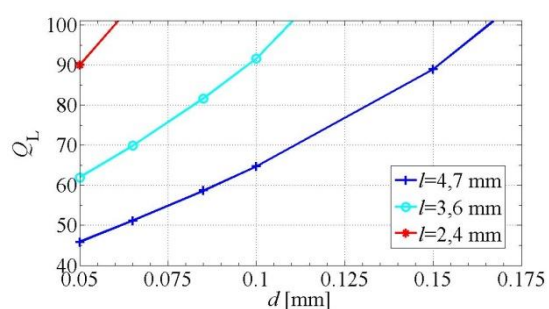
Слика 5.5. Нумерација сегмената калема и реализације спреге уводника и резонатора којим се остварује иста спрега за два различита смера мотања калемова (обе варијанте имају исти фактор добротe).

Други начин подешавања Q_L -фактора је промена дужине бочног дела уводника l . Анализирано је пет дужина бочног дела уводника: 0 mm, 1,2 mm, 2,4 mm, 3,6 mm и 4,7 mm. Прорачун вредности Q_L -фактора извршен је у односу на удаљеност уводника од резонатора d , користећи метод описан у поглављу 2.5. Остварене вредности фактора добротe оптерећеног резонатора добијају се у распону до 30 до 100, док фактор добротe неоптерећеног резонатора износи око 145. Анализе су показале да Q_L -фактор опада са повећањем дужине бочног дела уводника и смањењем удаљености уводника и калема резонатора. Када је спрега уводника и резонатора остварена на спољашњем делу калема, односно сегментима 1 и 2, промена Q_L -фактора у односу на промену удаљености уводника и резонатора је мања.

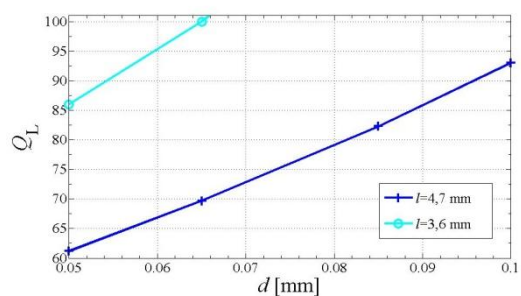
Са предложеним обликом уводника могу се постићи исте вредности Q_L -фактора за различите положаје уводника, удаљености од калема, као и различите дужине бочног дела уводника [34]. Међутим детаљна анализа показала је да различити положаји уводника имају другачији утицај на остале карактеристике целог филтра. Тај утицај се може одразити на селективност, слабљење, положај нула и друго. На сликама 5.6-5.13 је приказан Q_L -фактор у функцији удаљености резонатора од уводника (d) за различите дужине бочног дела уводника (l).



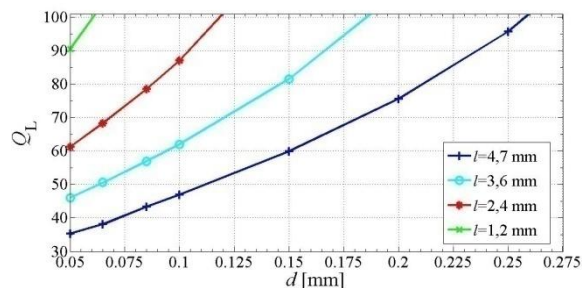
Слика 5.6. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 14.



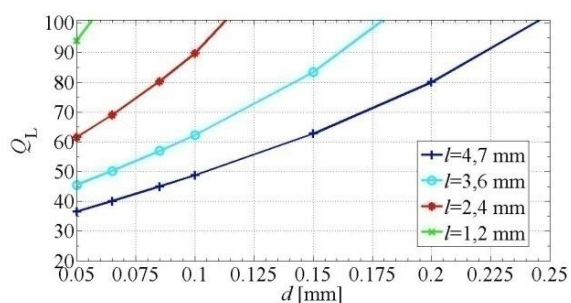
Слика 5.10. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 32.



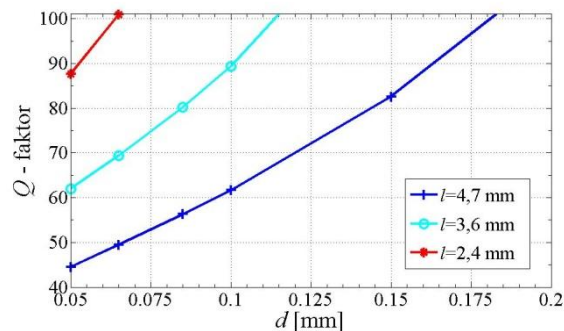
Слика 5.7. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 43.



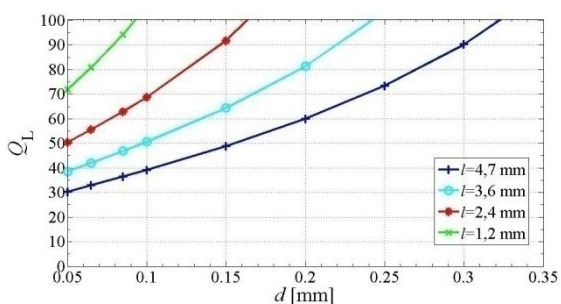
Слика 5.11. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 23.



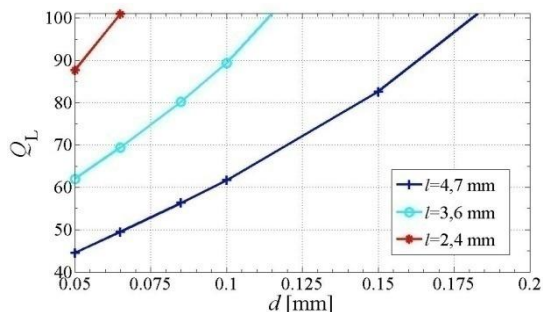
Слика 5.8. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 21.



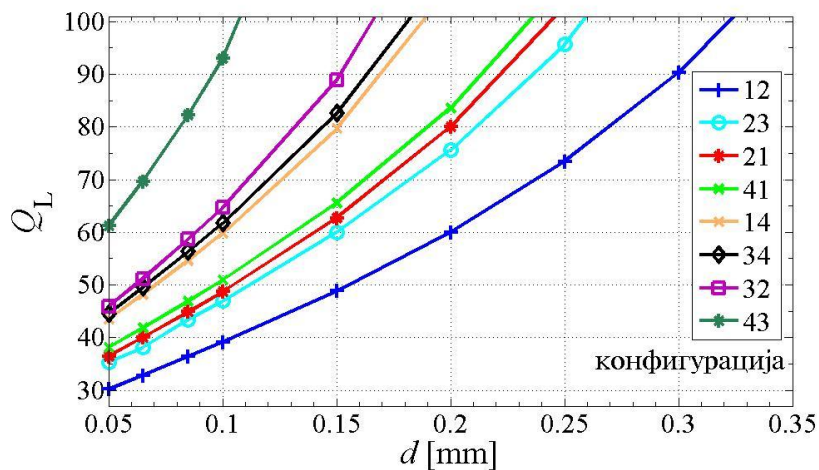
Слика 5.12. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 34.



Слика 5.9. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 12.



Слика 5.13. Q_L -фактор резонатора са спрегом уводника и калема за тип спреге 41.



Слика 5.14. Q_L -фактор за све конфигурације и дужину бочног дела уводника од 4,7 mm.

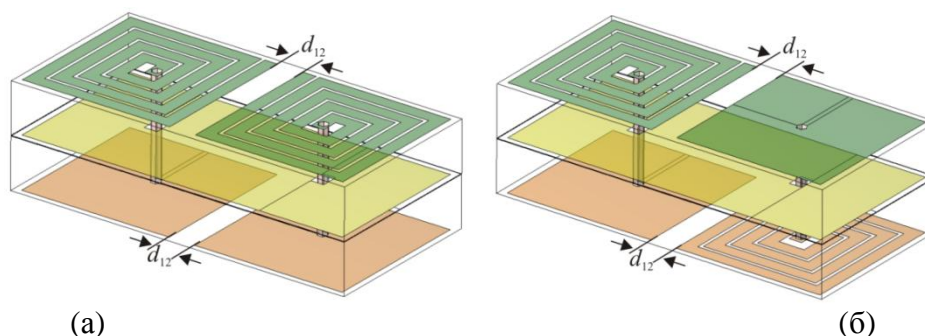
На крају, збирни преглед промене Q_L -фактора за све варијанте орјентације уводника (при константној дужини бочног дела уводника од 4,7 mm) је приказан на слици 5.14. Овако велики избор конфигурација пружа нам флексибилност при одређивању оптималне комбинације положаја уводника и међусобне орјентације резонатора. Међусобна орјентација резонатора одређује спрегу између резонатора, па се одговарајућом комбинацијом могу задовољити неопходни услови у погледу Q_L -фактора и спреге између резонатора.

5.1.3 Коэффициент спреге два резонатора

Предложена реализација резонатора (слика 4.1) даје велике могућности за остваривање жељене спреге два резонатора у смислу просторног распореда елемената и међусобне орјентације. Све могућности ће у овом поглављу бити детаљно приказане и анализирание.

Вишеслојна реализација резонатора омогућава да резонатори могу бити спрегнути на два основна начина. У првом случају могуће је остварити спрегу два калема на једној страни супстрата, а два кондензатора на супротној страни. Овај начин спреге два резонатора приказан је на слици 5.15а и биће означен као LLCC спрега (калем L спрегнут са калемом L, кондензатор С спрегнут са кондензатором С). У другом случају могуће је спрегу остварити између калема и кондензатора на

свакој страни супстрата. Аналогно претходном означавању овај начин спреге биће означен као LCLC и приказан је на слици 5.15б.

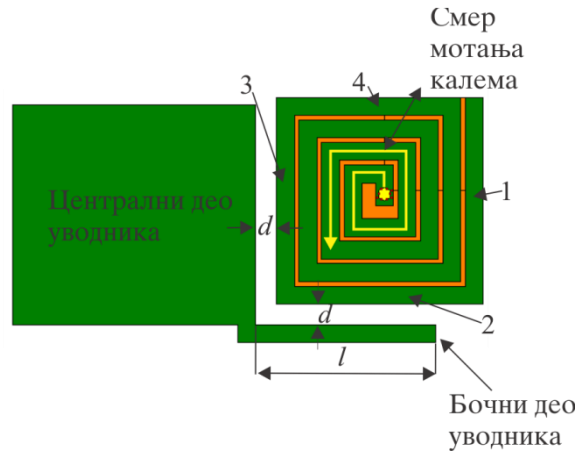


Слика 5.15. Начин спреге два резонатора: (а) LLCC спрега, (б) LCLC спрега.

Показује се да спрега LLCC омогућава веће вредности остваривих коефицијената спреге. Са друге стране спрега LCLC проузрокује појаву нула трансфер функције са обе стране пропусног опсега. Нуле трансфер функције су последица само начина орјентације резонатора и на њихово постојање не утиче положај уводника. Разлог веће спреге код LLCC типа и узрок настанка нула код LCLC типа, биће детаљније објашњен у поглављима 5.3.4 и 6.3 респективно.

Геометрија калема омогућава да калем једног резонатора може бити спрегнут са калемом или кондензатором суседног резонатора помоћу било ког од четири сегмента спољашњег навојка калема. Ако се задржи физичка симетрија реализације структуре неопходно је анализирати четири могуће спреге два резонатора: први са првим сегментом, други са другим сегментом, трећи са трећим сегментом и четврти са четвртим сегментом. Дакле за два основна типа реализације спреге два резонатора (LLCC и LCLC) постоје по четири могуће орјентације калемова.

Следећа могућност је промена смера мотања калемова. Усвојено је да се смер мотања калемова дефинише од унутрашњости према спољној ивици калема (слика 5.16).



Слика 5.16. Резонатор са „Г” уводником, означеним смером мотања калема и означеним сегментима калема.

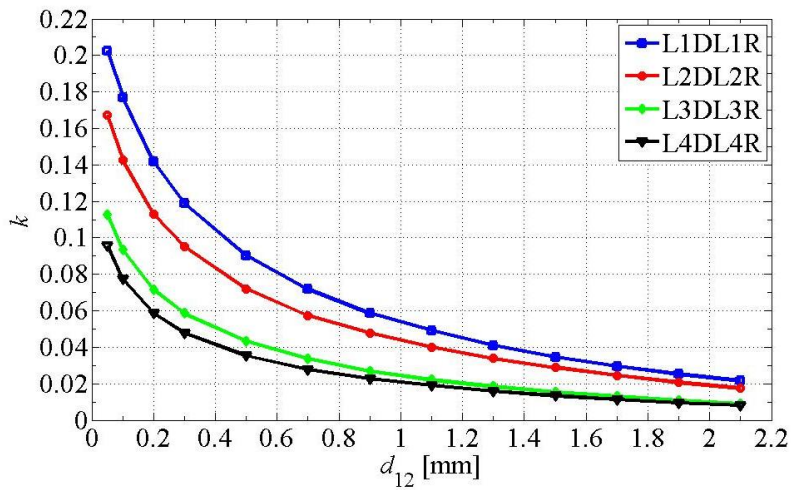
Смер мотања калемова може бити у математички позитивном или негативном смеру (супротно или у смеру кретања казаљке на сату). Ова два начина биће означена као директни или обрнути (на слици 5.16 приказан је директан смер). У складу са овом оријентацијом, ако оба калема имају директни или оба калема имају обрнути смер таква геометрија назива се асиметрична због асиметрије у односу на осу између два резонатора. Други случај, када један резонатор има директан, а други обрнут смер назива се симетрична геометрија. Геометрија два спрегнута резонатора биће означена са шест карактера $x_1 x_2 x_3 x_4 x_5 x_6$. Њихово значење објашњено је у табели 5.1. Геометрије спрегнутих резонатора приказане на слици 5.15а и 5.15б су L1DL1R и L1DC1R респективно.

Због симетрије структуре, број геометрија за анализу могуће је смањити. На пример, геометрија код које је калем левог резонатора намотан директно, а калем десног обрнуто (симетрична геометрија) има исту спрегу као случај где је десни калем намотан директно, а леви обрнуто. Друго поједностављење је код асиметричних геометрија где се спрега не мења ако оба калема промене смер мотања. Након ових упрошћавања и уочавања еквиваленција, резултати приказани на слици 5.17 се могу анализирати. Симулације су урађене у зависности од удаљености два резонатора d_{12} у опсегу од 0,05 mm до 2,1 mm. Прво ће се анализирати спрега симетричне и асиметричне конфигурације (слика 5.17а и 5.17б респективно).

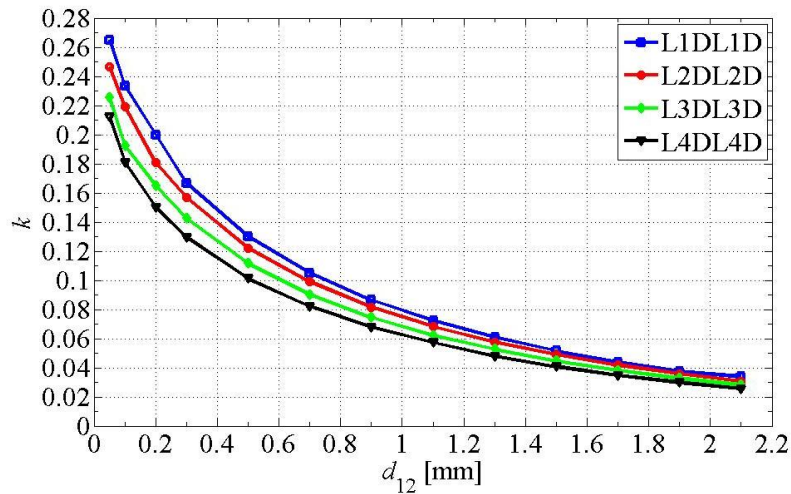
Табела 5.1. Означавање спреге два резонатора користећи нотацију са шест карактера x_1 x_2 x_3 x_4 x_5 x_6 .

Карактер	Опис спреге између два резонатора	Могући карактери
x_1	Елемент на горњем слоју левог резонатора, калем или кондензатор	L/C
x_2	Број сегмента калема левог резонатора којим је спрегнут са десним резонатором	1/2/3/4
x_3	Смер мотања левог калема, директан или обрнут	D/R
x_4	Елемент на горњем слоју десног резонатора, калем или кондензатор	L/C
x_5	Број сегмента калема десног резонатора којим је спрегнут са левим резонатором	1/2/3/4
x_6	Смер мотања десног калема, директан или обрнут	D/R

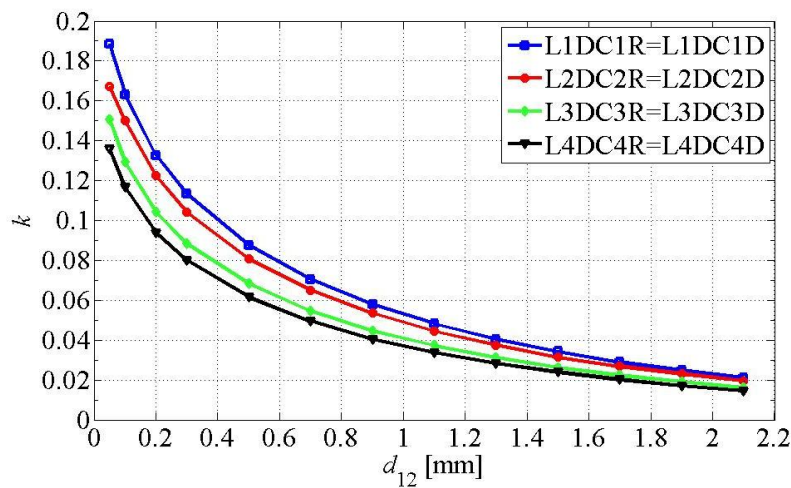
Максимални постигнути коефицијент спреге износи 0,265 за удаљеност два резонатора од 0,05 mm за конфигурацију L1DL1D. Ово је конфигурација где су два калема спрегнута првим сегментима калемова, а орјентација калемова је асиметрична. Поређењем резултата симетричне и асиметричне конфигурације (са слика 5.17а и 5.17б) уочава се да је спрега већа код асиметричне конфигурације. У случају малих удаљености између резонатора електрична спрега је доминантна у оба случаја. Како се резонатори удаљавају један од другог електрична спрега брже слаби док магнетска спрега постаје доминантна. У случају асиметричне конфигурације магнетска и електрична спрега се сабирају што доприноси већој укупној спрези. Магнетска спрега се контролише смером мотања калемова, при чему симетрично постављени калемови дају мању укупну спрегу, а асиметрично постављени калемови дају већу укупну спрегу. Овај ефекат ће бити објашњен у поглављу 5.3.4.



(a)



(б)



(в)

Слика 5.17. Коэффициенти спрега (k) два резонатора: (а) LLCC симетрична спрега, (б) LLCC асиметрична спрега и (в) LCLC спрега.

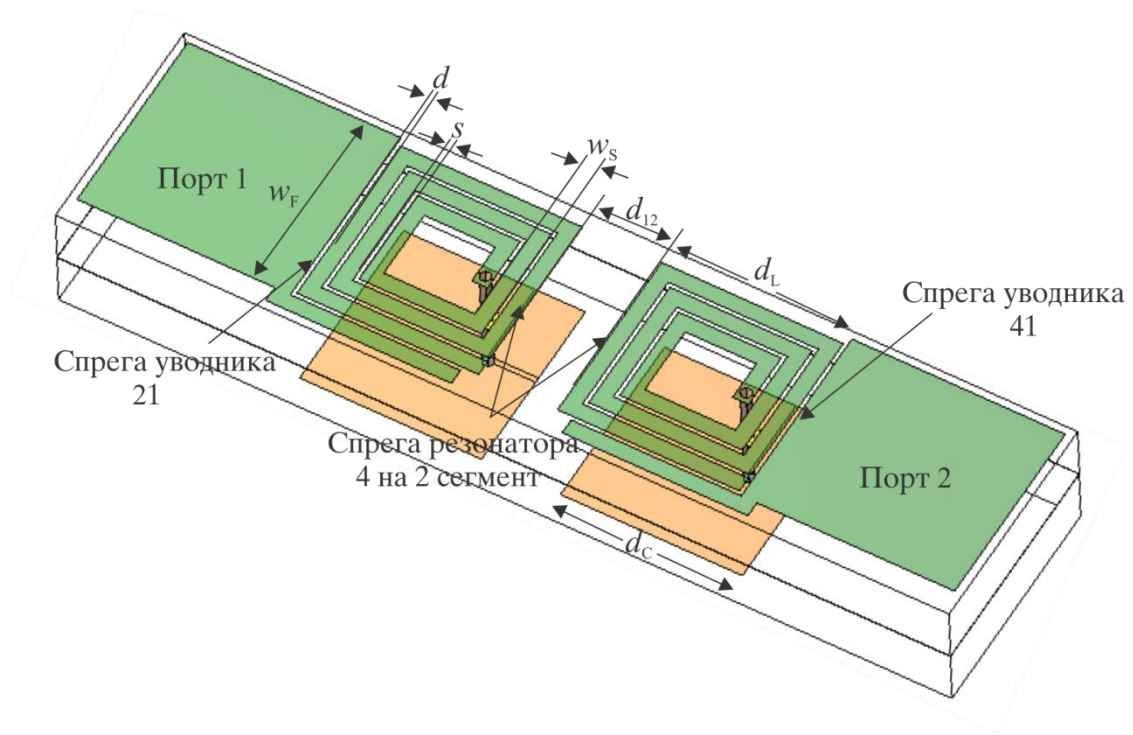
Коефицијенти спреге за LCLC тип (слика 5.17в) исказују специфичност овог типа спреге јер је електрична спрега у овом случају доминантна, а смер мотања калемова нема никаквог утицаја на спрегу. То се уочава са радне криве где су криве за L_nDC_nR и L_nDC_nD , $n = 1, \dots, 4$ скоро идентичне. Такође, уочава се да сегменти калема ближи сегментима 1 и 2 генеришу већу спрегу. Највећа концентрација наелектрисања је управо на тим сегментима калема, а самим тим и електрична спрега. За мање удаљености између резонатора, спрега LCLC типа има мање вредности у поређењу са LLCC типом спреге. Повећањем удаљености између резонатора вредности спреге постају чак исте за одређене геометрије (на пример као у случају L1DL1R и L1DC1R). Вредности кривих са слике 5.17в потврђују да је електрична спрега доминантна у свим случајевима LCLC типа спреге.

5.1.4 Реализација филтра и експериментални резултати

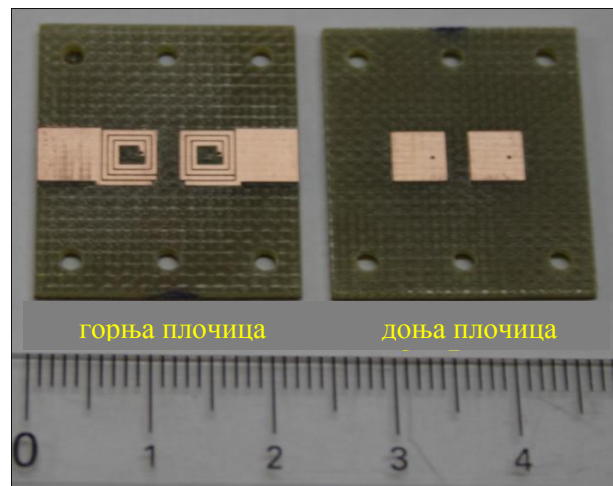
Пројектован је филтар пропусник опсега учестаности другог реда са централном учестаношћу $f_0 = 1,7 \text{ GHz}$ и 3 dB ширином пропусног опсега $FBW_{3\text{dB}} = 4\%$ [24]. Користећи Dishal-ов метод објашњен у поглављу 2.3 добијају се неопходне вредности за коефицијент спреге два резонатора $k = 0,028$ и факторе добротe оптерећених резонатора $Q_L = 50$. Усвојена је реализација са обичном спрегом (калем на калем, кондензатор на кондензатор) и асиметрична орјентација калемова приказана на слици 5.18. Први уводник је спрегнут са својим централним и бочним делом са сегментима калема 2 и 1, односно тип спреге је 21. Други уводник има тип спреге 41. Посматрајући вредности са радне криве на слици 5.14, за неопходан фактор добротe 50 усваја се удаљеност између уводника и резонатора $d = 0,1 \text{ mm}$. Усваја се тип међусобне орјентације калемова где је четврти сегмент првог калема спрегнут са другим сегментом другог калема (конфигурација је L4DL2D). Са радне криве са слике 5.17б се за коефицијент спреге од 0,028 читава удаљеност резонатора $d_{12} = 2 \text{ mm}$. За читавање је коришћена крива за конфигурацију L3DL3D која је геометријски најближа конфигурацији L4DL2D. Остале димензије резонатора су $d_L = d_C = 4,6 \text{ mm}$, $w_S = 0,4 \text{ mm}$ и $s = 0,1 \text{ mm}$. Ширина уводника је $w_F = 4,6 \text{ mm}$ како би имао карактеристичну импедансу од 50 Ω .

Након првих резултата 3D ЕМ симулација уочено је да је потребно извршити мање модификације јер је резонантна учестаност била мања од 1,7 GHz. Разлог за то је већи број намотаја калема (односно већа индуктивност калема) за пројектовану учестаност, као и утицај близине уводника. Резултати истраживања су показали да уводник утиче на капацитивност резонатора и смањује резонантну учестаност. Извршена је модификација скраћивањем дужине калема чиме се смањила индуктивност, а самим тим повећала резонантна учестаност. Калем је скраћен за око један унутрашњи намотај. Након те модификације резултати добијени 3D ЕМ симулацијама су били задовољавајући па је направљен лабораторијски прототип филтра. Фотографија лабораторијског прототипа филтра је приказана на слици 5.19.

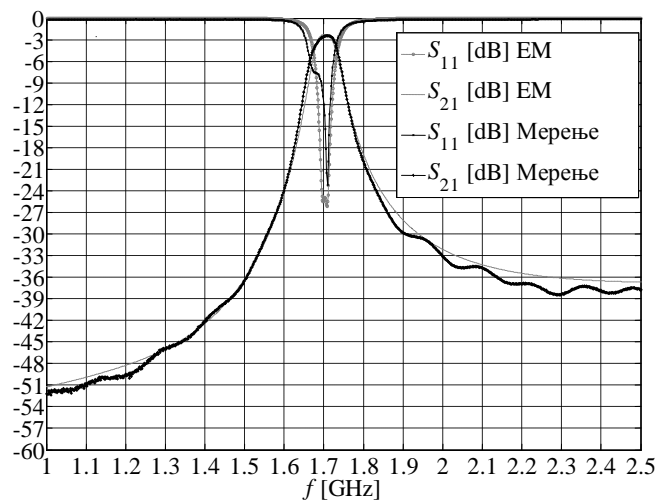
Резултати 3D ЕМ симулације и одзива добијеног мерењем на лабораторијском прототипу су приказани на слици 5.20. Одзив лабораторијског прототипа филтра измерен је коришћењем Agilent N5227A PNA анализатора [36]. Уочава се велика подударност кривих чиме је потврђена теоријска анализа. Филтар има слабљење од 2,45 dB на централној учестаности филтра. Остварена 3 dB ширина пропусног опсега филтра је $FBW_{3dB} = 4\%$. Слабљење је последица губитака у диелектрику и металу, при чему губици у металу преовладавају. Анализа у ширем опсегу учестаности показује постојање нежељених паразитних резонанција на учестаностима $f_{P1} = 5,1\text{GHz}$ и $f_{P2} = 8,1\text{GHz}$. Учестаности f_{P1} и f_{P2} одговарају приближно непарним умношцима основне учестаности, тј. $f_{P1} = 3f_0$ и $f_{P2} \approx 5f_0$. Узрок ових резонанција је дужина калема, која се на тим учестаностима понаша као четвртталасни вод. Уколико се усвоји минимално слабљење у непропусном опсегу $|s_{21}| = 20\text{ dB}$, пројектовани филтар има граничну учестаност непропусног опсега од 7,4 GHz.



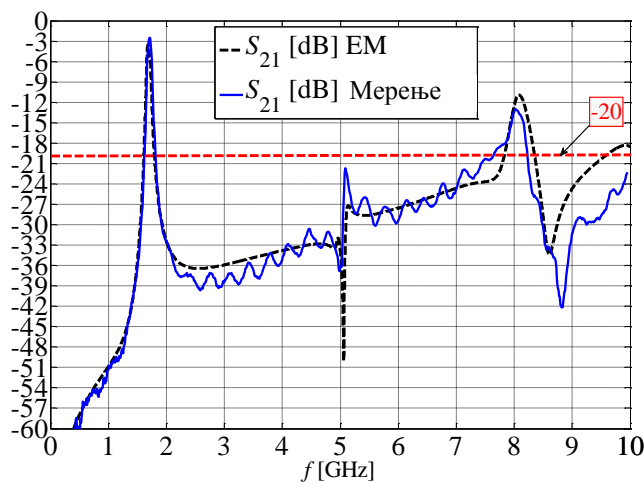
Слика 5.18. Тродимензионални модел филтра са капацитивном спрегом уводника и калема.



Слика 5.19. Горња и доња плочица имплементираниог филтра (са слике 5.18) са капацитивном спрегом уводника и калема.



(a)



(б)

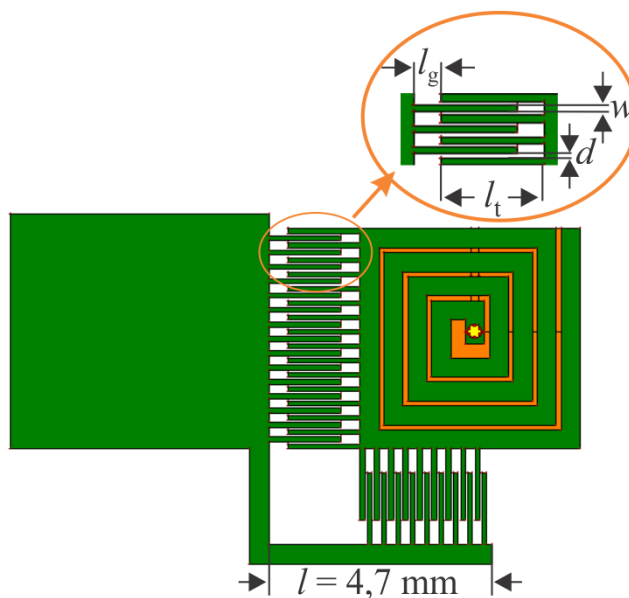
Слика 5.20. S -параметри филтра са капацитивном спрегом уводника и калема добијени 3D EM симулацијом и мерењем на лабораторијском прототипу: (а) у ужем опсегу учестаности и (б) у ширем опсегу учестаности.

Величина филтра без уводника [37] је $11,2 \text{ mm} \times 4,6 \text{ mm}$, односно $0,087\lambda_g \times 0,036\lambda_g$. Заузеће штампане плочице је много мање у односу на једнослојне реализације филтара у микротракастој техници, што је један од циљева употребе вишеслојне реализације.

Приказана реализација филтра са обичном спрегом нема нуле у трансфер функцији. У наредним реализацијама филтара користиће се и други вид спреге резонатора (LCLC). У овом случају није коришћен исти тип спреге за оба уводника, али оба типа спреге су дала исти фактор доброте. Овим се показала флексибилност и велике могућности при пројектовању филтра.

5.2 Филтар пропусник опсега учестаности другог реда са интердигиталном спрегом уводника и калема резонатора

У поглављу 5.1 показан је начин реализације филтра са капацитивном спрегом уводника и калема резонатора. Остварени су задовољавајући резултати у погледу слабљења у пропусном и ван пропусног опсега. Остварена релативна ширина пропусног опсега је 4 %. Са примењеним типом уводника реализована ширина пропусног опсега је близу теоријског максимума. За реализацију широк пропусних опсега неопходно је модификовати уводник. Модификацијом уводника треба да се оствари већа спрега са резонатором, односно мањи фактор добротe оптерећеног резонатора. Спрега уводника и резонатора ће и даље бити капацитивна.



Слика 5.21. Реализација интердигиталне спреге уводника и калема резонатора.

Нови приступ се базира на интердигиталној структури, односно спрези уводника и калема на начин објашњен у поглављу 4.2 [34], [38]. Интердигитална реализација уводника приказана на слици 5.21 омогућава мање вредности фактора добротe оптерећеног резонатора у односу на спрегу са обичним „Г” уводником. Спрега је већа захваљујући већој капацитивности између уводника и калема. Спрега се контролише бројем, дужином и међусобном удаљеношћу између штампаних водова интердигиталног кондензатора.

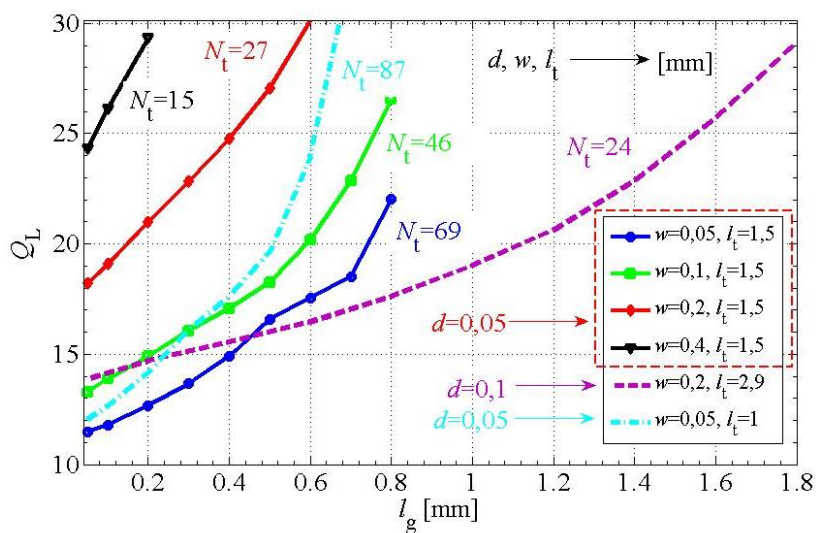
5.2.1 Фактор добротe оптерећеног резонатора са интердигиталном спрегом уводника и калема

Аналогно начину који је приказан у поглављу 5.1.2, биће анализирани оствариви фактори добротe оптерећеног резонатора за интердигитални тип уводника. Са слике 5.21 уочава се да је могућност промене геометријских параметара велика. Могуће је подешавати ширину вода w , растојање између вода d , дужину вода l_t , дужину процепа l_g , дужину бочног дела уводника l . Могуће је бирати сегменте калема на којима ће бити реализована спрега уводника и калема. Очигледно је да ће повећању спреге допринети већи број водова, мање растојање између њих, дужи водови и мањи процеп (ближе примакнут уводник). У овом раду усвојена је константна дужина бочног дела уводника $l = 4,7 \text{ mm}$. Фактор добротe мерен је у односу на дужину процепа l_g , док су као параметри коришћени растојање између водова d и дужина вода l_t . За израчунавање фактора добротe коришћен је метод описан у поглављу 2.5.

Мерења су показала да постоје и одређена ограничења која нису постојала у случају са реализацијом помоћу „Г” уводника. Интердигитална спрега уводника и калема резонатора може бити употребљива само уколико је реализована на трећем и четвртом сегменту калема. Уколико је интердигитална спрега реализована на било ком другом сегменту калема (тј. сегментима 1 и 2 калема) структура калема биће значајно нарушена. У том случају интердигитални водови на калему значајно повећавају његову паразитну капацитивност и нарушавају сам облик калема као спирале. Због тога, модел тако оптерећеног резонатора престаје да има функционалност анализиране структуре калем-вија-кондезатор. Усвојена су само решења за интердигиталну спрегу где је уводник спрегнут са трећим и четвртим сегментом (слика 5.21). У складу са усвојеним означавањем ово је тип спреге 43. Уз ово ограничење, могућност за спрегу два суседна резонатора остаје на сегментима 1 и 2.

Остварени фактори добротe су приказани на слици 5.22. Минимална вредност Q_L -фактор је 11,5. Остварен је у случају кад је ширина водова једнака удаљености између водова, тј. $w = d = 0,05 \text{ mm}$, и дужини водова од $l_t = 1,5 \text{ mm}$. Са

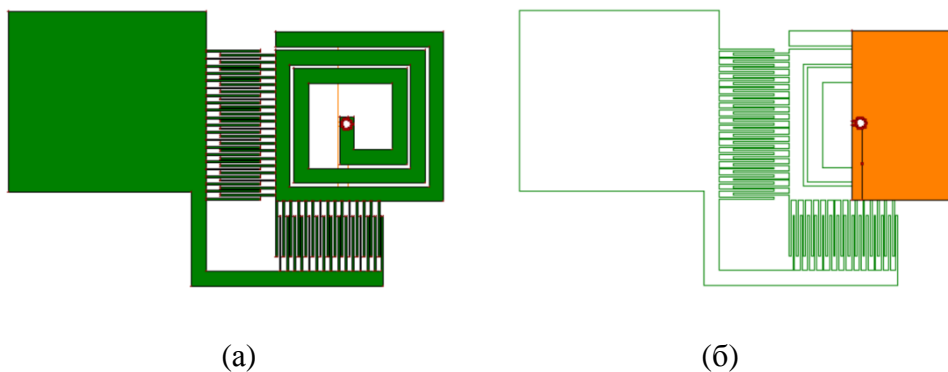
оствареним фактором доброте може се реализовати филтар пропусник опсега учестаности другог реда са таласношћу од 0,5 dB (за Чебишевљеву апроксимацију) и релативном ширином пропусног опсега од $FBW_{3dB} = 12\%$. Реализација већих спрега могућа је са дужим интердигиталним водовима. Међутим, негативан ефекат повећања дужине водова је већи утицај на резонантну учестаност резонатора. Сваки начин за повећање спреге (у циљу смањења Q_L -фактора) утиче на повећање капацитивности резонатора и смањује резонантну учестаност. Истраживање је показало да варијанта са предложеним минималним Q_L -фактором од 11,5 смањује резонантну учестаност за 5%. Овај померај је неопходно компензовати смањивањем дужине калема.



Слика 5.22. Фактор доброте оптерећеног резонатора (Q_L) са интердигиталном спрегом уводника и калема резонатора приказаног на слици 5.21.

Са предложеним уводником пројектован је филтар са централном учестаношћу од 1,6 GHz. Утицај интердигиталног уводника је повећао капацитивност и смањио резонантну учестаност. Како би се остварила жељена централна учестаност, неопходно је било смањити индуктивност скраћивањем калема и/или смањити капацитивност кондензатора. Дужина калема је смањена скраћењем из центра спирале како би се компензовао утицај водова интердигиталног уводника на калем. Такође је смањена и површина кондензатора. Неопходне модификације су урађене на основу анализе резултата добијених 3D EM симулацијама. Како би се постигла резонантна учестаност од 1,6 GHz

дужина калема је смањена за 33 %, а површина кондензатора за 37 %. Урађене модификације су много веће у односу на случај приказан у поглављу 5.1. Јасно је да су неопходне значајне модификације у циљу остварења мањих фактора доброте коришћењем интердигиталне спреге уводника и калема резонатора. Модификовани резонатор приказан је на слици 5.23.

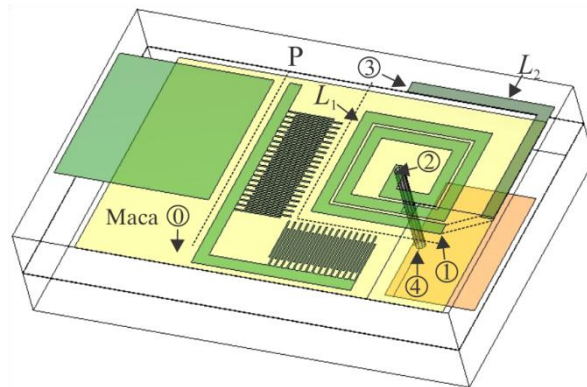


Слика 5.23. Неопходне модификације у циљу компензације утицаја уводника на резонантну учестаност: (а) калема и (б) кондензатора.

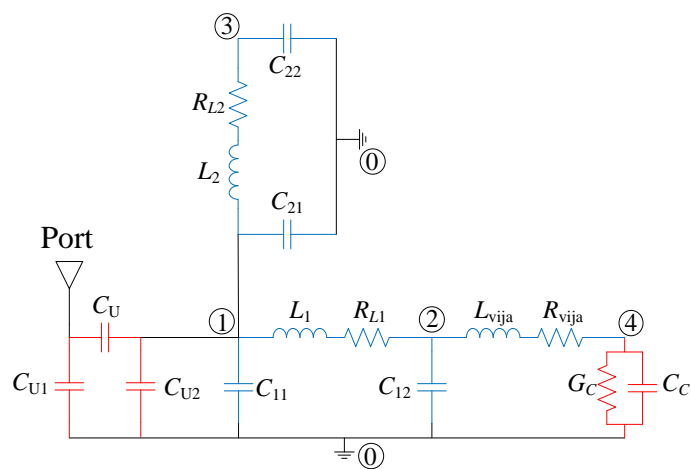
5.2.2 Еквивалентна шема уводника и резонатора са интердигиталном спрегом уводника и калема

У овом поглављу ће се применити анализа резонатора са уводником коришћењем еквивалентних електричних шема. На слици 5.24 је приказана дијакоптичка подела оптерећеног резонатора са интердигиталном спрегом уводника и калема, као и одговарајућа еквивалентна електрична шема са концентрисаним елементима.

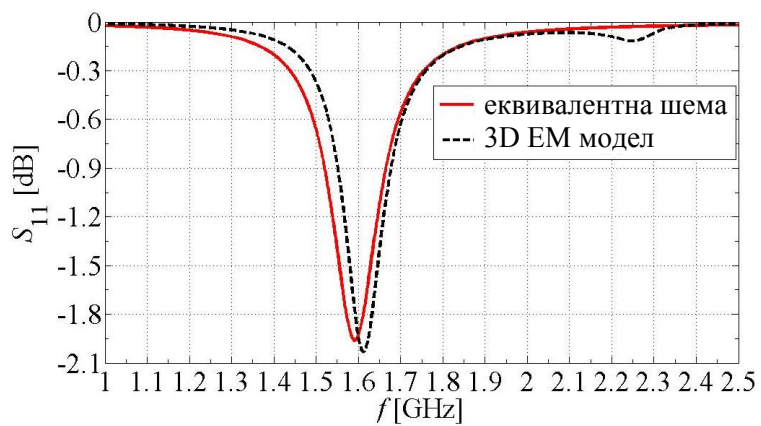
Резонатор са уводником разложен је на елементе који су појединачно моделовани еквивалентним шемама као што је приказано у поглављу 4.4. Поступак разлагања резонатора је приказан на слици 5.24а. Уводник је реализован као 50Ω приступ. Интердигитална спрега уводника и калема резонатора представљена је π шемом при чему су губици спрежних кондензатора занемарени. Калем је разложен на два дела L_1 и L_2 како би прецизније била моделована спрега уводника и калема. Чвор 1 на слици 5.24а представља место поделе спирале калема.



(a)



(б)



(в)

Слика 5.24. Резонатор са интердигиталном спрегом уводника и калема резонатора: (а) 3D EM модел, (б) еквивалентна електрична шема и (в) S_{11} -параметар добијен 3D EM симулацијом и помоћу еквивалентне шеме.

Укупна индуктивност калема L приближно је једнака $L_1 + L_2$. Када би уводник био спрегнут са калемом на сегменту 1, не би требало делити калем на два дела. У овом конкретном случају подела калема доприноси тачности модела.

Оба сегмента калема су представљена π шемама, а губици у диелектрику су занемарени. На крају, вија и кондензатор су моделовани реалном индуктивношћу и реалном капацитивношћу респективно. Екстракција параметара елемената електричне шеме са слике 5.24б је извршена коришћењем 3D ЕМ симулације на учестаности 1,6 GHz. Добијене вредности су приказане у табели 5.2.

Табела 5.2. Параметри електричне шеме са слике 5.24б.

Унутрашњи део калема				Кондензатор		Вија		Спољашњи део калема				Интердигитална спрега		
L_1 [nH]	R_{L1} [Ω]	C_{11} [pF]	C_{12} [pF]	C_C [pF]	G_C [μ S]	L_{vija} [nH]	R_{vija} [Ω]	L_2 [nH]	R_{L2} [Ω]	C_{21} [pF]	C_{22} [pF]	C_U [pF]	C_{U1} [pF]	C_{U2} [pF]
21,85	1,55	0,21	0,25	0,41	5,83	1,7	0,54	6,1	0,29	0,11	0,11	1,06	0,15	0,13

Резонантна учестаност резонатора се може аналитички одредити користећи израз за везу S -параметара и улазне адмитансе

$$S_{11} = \frac{Y_0 - Y_{in}}{Y_0 + Y_{in}}, \quad (5.1)$$

где је Y_0 номинална адмитанса приступа, а Y_{in} је улазна адмитанса резонатора (слика 5.24б)

$$Y_{in} = 1 / \left(1 / (s(C_{11} + C_{21} + C_{\pi 12})) + 1 / (sL_2 + R_{L_2} + \frac{1}{sC_{22}}) + 1 / (sL_1 + R_{L_1} + 1 / (sC_{12} + \frac{1}{\frac{1}{sC_C + G_C} + sL_{vija} + R_{vija}})) \right) + \frac{1}{sC_{\pi}} \cdot sC_{\pi 11}. \quad (5.2)$$

Уврштавајући (5.2) у (5.1) и анализирајући добијени израз, може се доћи до закључака о утицају параметара еквивалентне шеме, а самим тим и елемената резонатора на резонантну учестаност. Такав приступ базиран на коришћењу еквивалентне електричне шеме и симулатора електричних кола биће приказан у поглављу шест [39].

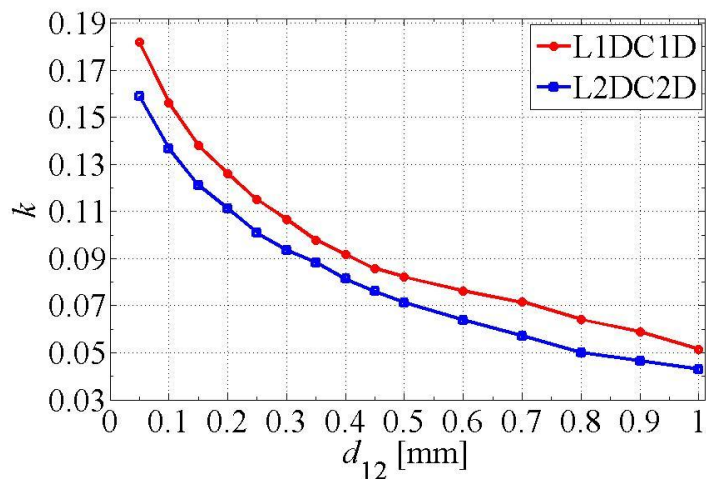
S_{11} -параметар добијен симулатором електричних кола за еквивалентну шему (са слике 5.24б са параметрима из табеле 5.2) приказан је на слици 5.24в. На истој слици приказан је S_{11} -параметар добијен помоћу 3D ЕМ симулације модела са слике 5.23 (односно слике 5.24а). Добра подударност две криве потврђује тачност предложене дијакоптичке поделе и моделовања уводника, резонатора и њихове међусобне спреге. Еквивалентна шема може бити коришћена за тренутну анализу утицаја одређених параметара на резонантну учестаност резонатора. Променом параметара еквивалентне шеме лако се уочава утицај спреге на промену резонантне учестаности као и неопходне модификације у циљу компензације тих промена. Еквивалентне шеме ће се користити за пројектовање резонатора у шестом поглављу, а у овом поглављу пројектовање резонатора и филтра ће се и даље базирати на Dishal-овом методу.

5.2.3 Коефицијент спреге два резонатора са интердигиталном спрегом уводника и калема

Након што је уочена потреба за смањењем дужине калема и кондензатора која је значајнија него у случају „Г” уводника, неопходно је испитати колико та промена утиче на смањење спреге између два резонатора. Вредности коефицијената спреге су одређене коришћењем резултата 3D ЕМ симулације, тј. S_{21} -параметра. Мерења су извршена само за случај спреге два резонатора помоћу првог и другог сегмента калемова. Разлог је положај уводника који мора да буде на трећем и четвртом сегменту калема. Такође, у обзир је узета само сложена LCLC спрега, јер LCLC спрега има нуле у трансфер функцији. Подешавањем нула трансфер функције повећава се селективност филтра. Осим тога, анализе су показале да филтар са интердигиталном спрегом, за разлику од спреге помоћу „Г” уводника, има лошије карактеристике у непропусном опсегу уколико се користи LLCC спрега. Због наведеног, анализирана је само спрега два резонатора L1DC1D и L2DC2D. Резултати за коефицијенте спреге приказани су на слици 5.25.

Поређећи коефицијенте спреге модификованог резонатора (са слике 5.25) са коефицијентима спреге оригиналног резонатора (са слике 5.17в) уочавају се врло мале разлике. Модификације калема и кондензатора нису пуно утицале на

међусобну спрегу два резонатора. Значајнија промена је уочена за остварени фактор добре оптерећеног резонатора.



Слика 5.25. Коефицијенти спреге (k) два резонатора са LCLC спрегом и интердигиталном спрегом резонатора са уводницима (димензије калема и кондензатора су кориговане).

5.2.4 Реализација и експериментални резултати филтра са интердигиталном спрегом уводника и калема

Пројектован је филтар пропусник опсега учестаности другог реда коришћењем Dishal-овог метода. Коришћене су радне криве зависности фактора добре оптерећеног резонатора (5.22) и коефицијената спреге (5.25) у функцији геометријских параметара филтра. Анализирајући резултате, уочава се да је могуће постићи коефицијент спреге до 0,18 (за случај LCLC спреге) и минимални фактор добре оптерећеног резонатора од 11,5. Неопходне вредности коефицијента спреге и фактора добре оптерећеног резонатора за филтар пропусник опсега учестаности другог реда су дате у табели 5.3. Вредности су дате за Чебишевљеву апроксимацију таласности 0,1 dB и 0,5 dB у пропусном опсегу.

За пројектовање филтра је изабрана таласност од 0,5 dB у пропусном опсегу. Остали захтеви спецификације су централна учестаност од 1,6 GHz са 3 dB ширином пропусног опсега од 11%. Фактор добре оптерећеног резонатора износи $Q_{L1} = Q_{L2} = 14$, а коефицијент спреге је $k = 0,1$. Како би се остварио неопходан фактор добре оптерећеног резонатора, коришћени су подаци са слике 5.22. Фактор добре оптерећеног резонатора

неоптерећеног резонатора износи око $Q_U = 120$, што значи да се очекује слабљење на централној учестаности мање од 1 dB.

Табела 5.3. Коефицијент спреге и фактор доброте за филтар другог реда са Чебишевљевој апроксимацијом.

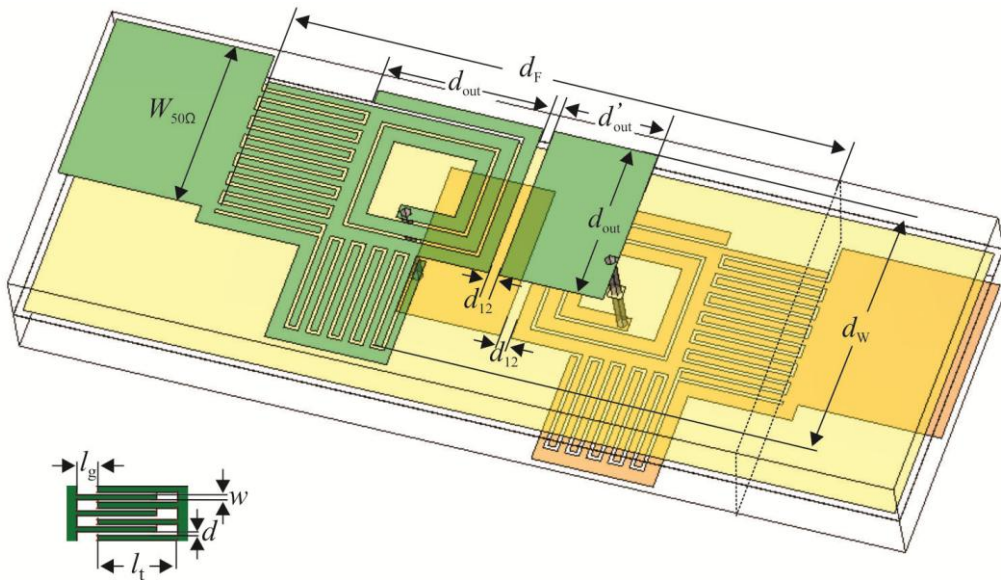
Таласност [dB]	0,1	0,1	0,1	0,1	0,5	0,5	0,5	0,5
FBW [%]	4	8	12	16	4	8	12	16
$Q_{L1}=Q_{L2}$	21	10,5	7	5,3	35	17,5	11,7	8,8
k	0,055	0,11	0,17	0,22	0,04	0,08	0,12	0,16

Изабрана је спрега других сегмената калема са кондензаторима. Удаљеност између резонатора је изабрана користећи податке са слике 5.25 како би се остварила неопходна спрега. Пројектована су два филтра са различитим димензијама уводника, чији је изглед приказан на слици 5.26, а димензије дате у табели 5.4.

Табела 5.4. Димензије пројектованог филтра другог реда са интердигиталном спрегом између уводника и калема. Све димензије су mm.

Варијанта	Резонатор					Филтар	Уводник					Заузеће
	w_s	s	N	d_{out}	d'_{out}	d_{12}	w	d	l_g	l_t	N_t	$(d_F \times d_W)/\lambda_g$
1	0,4	0,1	2,56	4,6	2,9	0,2	0,05	0,05	0,05	1,0	87	$0,0836 \times 0,0411$
2	0,4	0,1	2,63	4,6	2,9	0,3	0,2	0,1	0,1	2,9	24	$0,1122 \times 0,0550$

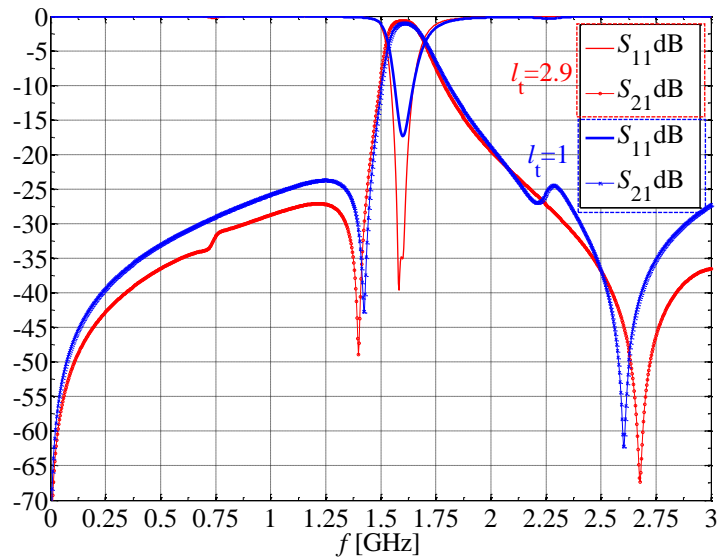
Код прве реализације ширина водова и растојање између њих је $50 \mu\text{m}$, тј. $w = d = l_g = 0,05 \text{ mm}$. Са овим димензијама постижу се мање димензије целог филтра, у односу на другу реализацију код које је ширина водова $w = 0,2 \text{ mm}$ и размак између њих $d = 0,1 \text{ mm}$. Друга реализација је мање осетљива на грешке и толеранцију при фабрикацији. Иако у овом истраживању доступна техника за израду штампаних кола има резолуцију од $50 \mu\text{m}$, одлучено је да се за фабрикацију користи друга реализација. Битна карактеристика је да обе реализације имају исти фактор доброте.



Слика 5.26. 3D EM модел филтра са интердигиталном спрегом између уводника и калема и L2DC2D спрегом резонатора.

Као што је објашњено у претходном поглављу, интердигитални уводник утиче на смањење резонантне учестаности. У циљу корекције резонантне учестаности модификоване су димензије калема и кондензатора. Спољашње димензије калема остале су непромењене и износе $d_{out} \times d_{out} = 4,6 \text{ mm} \times 4,6 \text{ mm}$, док су димензије кондензатора модификоване и износе $d_{out} \times d'_{out} = 4,6 \text{ mm} \times 2,9 \text{ mm}$. Ширина уводника карактеристичне импедансе 50Ω износи $W_{50\Omega} = 4,9 \text{ mm}$. Укупна дужина филтра је $d_F = 2(d_{out} + l_t) + d_{12}$, док је укупна ширина филтра једнака $d_w = d_{out} + l_t$. Ово значи да дужина уводника значајно утиче на укупну величину филтра. Самим тим адекватан избор димензија уводника је значајан не само због фактора доброте, него и због површине заузећа филтра. Резултати добијени 3D EM симулацијом, за две реализације уводника (табела 5.4), приказани су на слици 5.27.

Уочава се да су захваљујући истим факторима доброте остварене ширине пропусног опсега скоро идентичне. Положаји нула трансфер функције се незнатно разликују за обе реализације. Највећа разлика је у слабљењу ван пропусног опсега, које је мање за случај тањих и ближе постављених водова интердигиталног уводника.

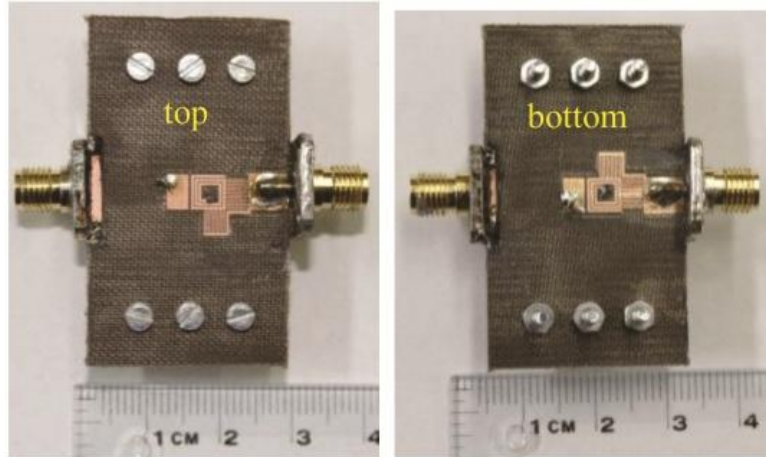


Слика 5.27. Амплитудска карактеристика филтра са интердигиталном спрегом између уводника и калема добијена 3D ЕМ симулацијом за реализацију 1 ($l_t = 1\text{ mm}$) и реализацију 2 ($l_t = 2,9\text{ mm}$) уводника.

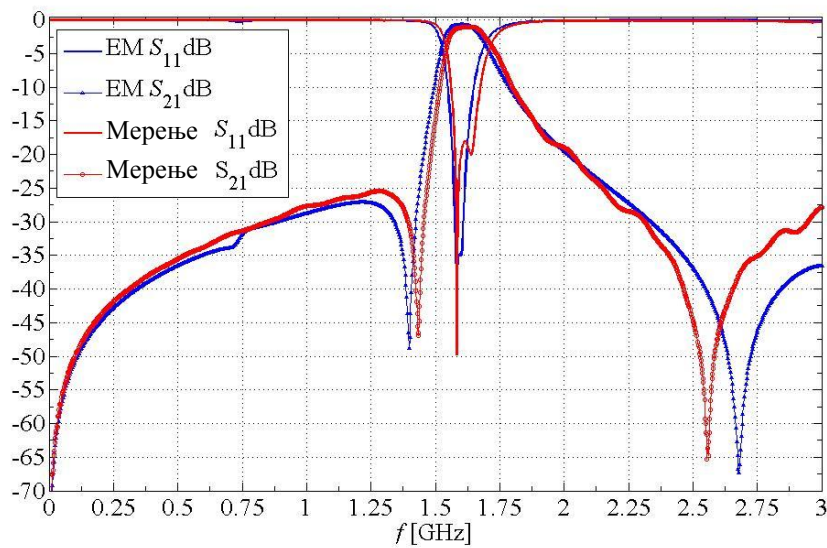
За фабрикацију је због наведених разлога изабрана реализација број два [34]. Друга реализација је робуснија за реализацију елемената на штампаној плочици. На слици 5.28 је приказана горња и доња страна штампане плочице лабораторијског прототипа филтра.

Одзив лабораторијског прототипа филтра је измерен коришћењем Agilent N5227A PNA анализатора мрежа. На слици 5.29 приказан је амплитудски одзив добијен 3D ЕМ симулацијом и мерењима на лабораторијском прототипу филтра. Добра подударност кривих верификује теоретску анализу и коришћени метод пројектовања филтра. Измерена централна учестаности је 1,64 GHz (пројектована је 1,6 GHz). Разлог одступања централне учестаности је последица процеса фабрикације. Предвиђено слабљење на централној учестаности филтра је износило око 1 dB, док је слабљење измерено на лабораторијском прототипу филтра 1,5 dB. Слабљење је последица губитака у диелектрику и проводницима, али су губици у проводницима доминантнији. Прилагођење у пропусном опсегу филтра је око 18 dB. Измерена 3 dB ширина пропусног опсега износи $FBW_{3dB} = 11\%$ што одговара спецификацији. Захваљујући LCLC типу спреге између резонатора, трансфер функција има две нуле на учестаностима 1,433 GHz (симулацијом добијена вредност 1,398 GHz) и 2,556 GHz (симулацијом добијена вредност 2,679 GHz). Потискивање нежељених учестаности веће је од 25 dB у

доњем непропусном опсегу. У горњем непропусном опсегу, са порастом учестаности долази до изражаја капацитивна спрега уводника и калема, као и доминантно капацитивна спрега два резонатора. Због тога је слабљење у поређењу са доњим непропусним опсегом нешто мање.



Слика 5.28. Фотографија горње и доње стране плочице лабораторијског прототипа филтра са интердигиталном спрегом између уводника и калема.



Слика 5.29. S -параметри филтра са интердигиталном спрегом између уводника и калема добијени 3D EM симулацијом и мерењем на лабораторијском прототипу.

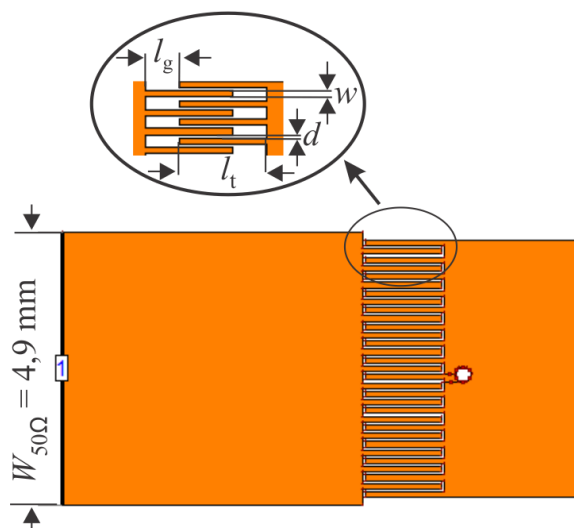
Лабораторијски прототип филтра је компактних димензија и то $15,3 \text{ mm} \times 7,5 \text{ mm}$, што нормализовано у односу на вођену таласну дужну износи $0,112 \lambda_g \times 0,055 \lambda_g$. Уколико би се реализовао филтар са првом варијантом уводника (табела 5.4), заузео би било мање и износило би $0,0836 \lambda_g \times 0,0411 \lambda_g$.

Заузеће штампане плочице је много мање у односу на реализације са једнослојном штампом. Постигнути резултат још једном показује велику предност употребе вишеслојне технике уз задржавање жељених карактеристика филтра.

5.3 Филтар пропусник опсега учестаности другог реда са интердигиталном спрегом уводника и кондензатора резонатора

У поглављу 5.2 показан је начин реализације филтра пропусника опсега учестаности са резонаторима типа калем-вија-кондензатор у вишеслојној техници и са интердигиталном спрегом између уводника и калема резонатора. Реализован је филтар са већим пропусним опсегом у односу на филтар са „Г” уводником. Други начин реализације интердигиталне спреге између уводника и резонатора је интредигитална спрега уводника са кондензатором [40]. Предложеном модификацијом треба да се оствари већа спрега са резонатором, односно мањи фактор добротe оптерећеног резонатора у односу на филтар са „Г” уводником. Спрега уводника и кондензатора биће реализована помоћу интердигиталне спреге, а контролисаће се бројем, дужином и међусобном удаљеношћу између водова. Начин ове реализације је приказан на слици 5.30.

Ширина уводника ($W_{50\Omega} = 4,9 \text{ mm}$) је остала непромењена у односу на претходне реализације и одговара карактеристичној импеданси вода од 50Ω за коришћену подлогу (RT/duroid 5880). Кондензатор је у циљу спрезања модификован усецањем процепа одговарајуће ширине и дужине. Контролом димензија тих процепа контролише се спрега између уводника и резонатора, односно фактор добротe оптерећеног резонатора. За пројектовање је изабрана централна учестаност филтра од $1,6 \text{ GHz}$. Калем резонатора у овом случају није модификован. Ширина вода спирале калема је $w_s = 0,4 \text{ mm}$, а растојање између водова спирале је $s = 0,1 \text{ mm}$. За усвојену резонантну учестаност, површина заузећа резонатора је $d_L \times d_L = 4,6 \text{ mm} \times 4,6 \text{ mm}$. У поглављу 5.2 експериментално је верификован нешто сложенији модел интердигиталне спреге између уводника и калема, па неће бити потребе за експерименталном верификацијом филтра у овом поглављу. Акцент ће бити стављен на реализацији целог филтра помоћу еквивалентне електричне шеме.



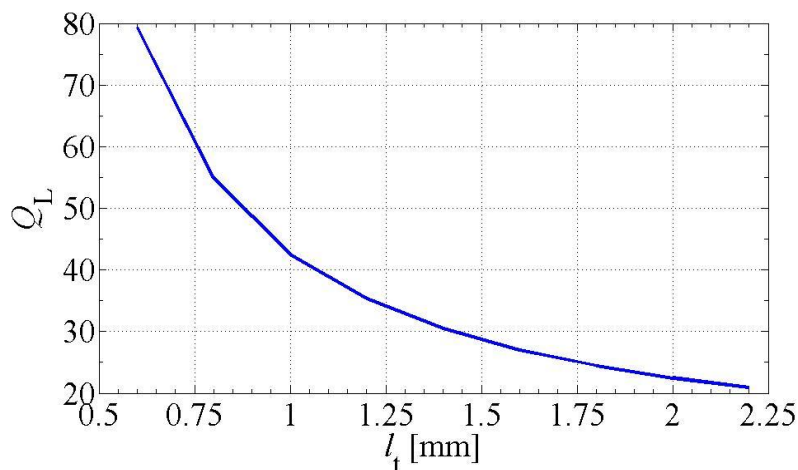
Слика 5.30. Реализација интердигиталне спреге између уводника и кондензатора резонатора.

5.3.1 Фактор добротe оптерећеног резонатора са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора

Са слике 5.30 се уочава да је могуће независно подешавати ширину водова (w), размак између водова (d), дужину водова (l_t), дужину процепа (l_g), што омогућава прецизно подешавање потребне спреге између уводника и резонатора. Реализацијом спреге између уводника и кондензатора потребно је кориговати почетну геометрију кондензатора са слике 5.4, чиме се смањује капацитивност кондензатора. То смањење би довело до повећања резонантне учестаности резонатора. Међутим, истраживање је показало да је утицај уводника са интердигиталним спрегом такав да његова капацитивност делује компензујуће на промену капацитивности самог кондензатора. На крају, уочава се да не долази до велике промене резонантне учестаности. Уколико је потребно додатно подешавање може се постићи врло малим променама дужине калема. У случају реализације интердигиталне спреге између уводника и калема (поглавље 5.2.4), компензација утицаја уводника је подразумевала знатно скраћивање калема.

Повећање спреге, тј. смањење фактора добротe оптерећеног резонатора, се постиже дужим водовима, мањим размаком између њих и већим бројем водова. За реализацију интердигиталне спреге, усвојене су димензије које ће обезбедити

жељену минијатуризацију. Усвојене су следеће вредности параметара $w = 0,1 \text{ mm}$, $g = d = 0,05 \text{ mm}$, док се дужина водова l_t мења у опсегу $l_t = 0,6\text{--}2,2 \text{ mm}$. За усвојене вредности параметара, на слици 5.31, приказана је радна крива Q_L -фактора у зависности од дужине l_t . Фактор доброте неоптерећеног резонатора је око 120.



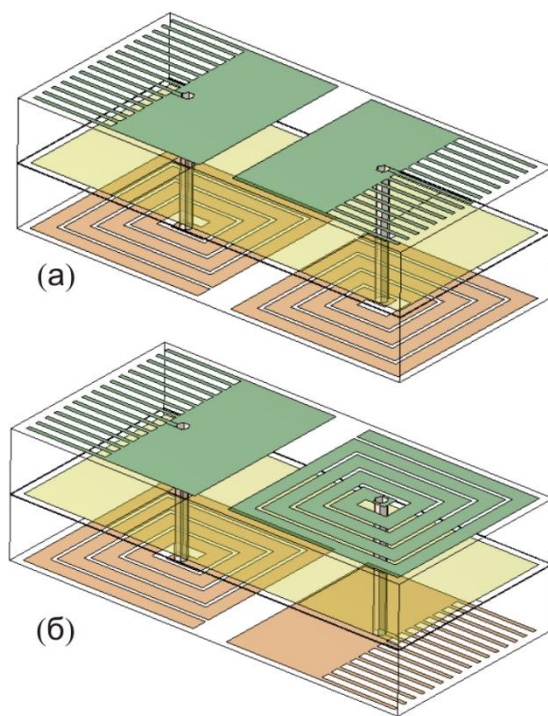
Слика 5.31. Фактор доброте оптерећеног резонатора (Q_L) са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора резонатора са слике 5.30.

Опсег добијених вредности фактора доброте оптерећеног резонатора је од 20 до 80. Минимална добијена вредност фактора доброте оптерећеног резонатора ће одредити максималну оствариву ширину пропусног опсега филтра. Овим начином реализације уводника постигнуто је побољшање у односу на “Г” спрегу уводника и калема, где је минимални постигнути фактор доброте износио 30. Фактор доброте за случај интердигиталне спреге између уводника и кондензатора је већи у односу на интердигиталну спрегу између уводника и калема где је постигнута вредност од 11,5. Ова минимална вредност фактора доброте је остварена првенствено због већих димензија интердигиталног кондензатора.

5.3.2 Коефицијент спреге два резонатора са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора

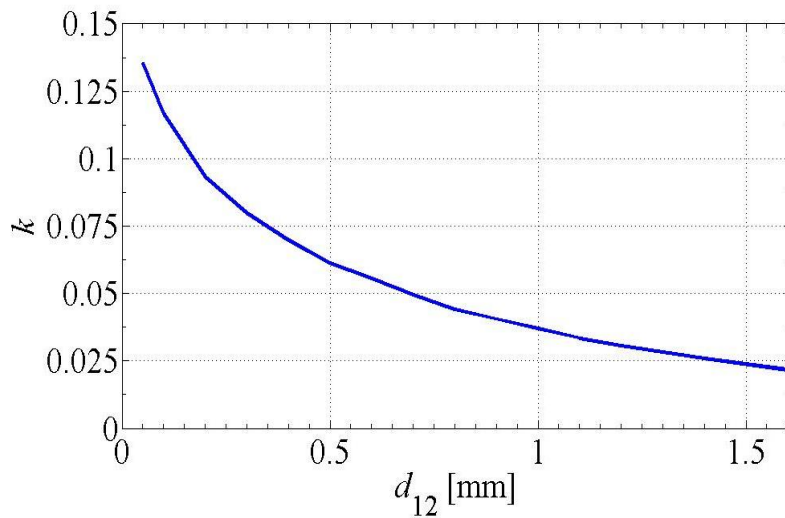
Код спреге два резонатора важе исти закључци који су изведени у поглављу 5.1.3. Могуће је спрегнути два резонатора помоћу калема који су са исте стране вишеслојне структуре, док су са друге стране структуре спрегнута два

кондензатора. Друга могућност је да се спрегну калем једног резонатора са кондензатором другог резонатора на свакој од страна структуре. Ове две реализације су приказане на слици 5.32.



Слика 5.32. Реализација спрега два резонатора: (а) LLCC, (б) LCLC.

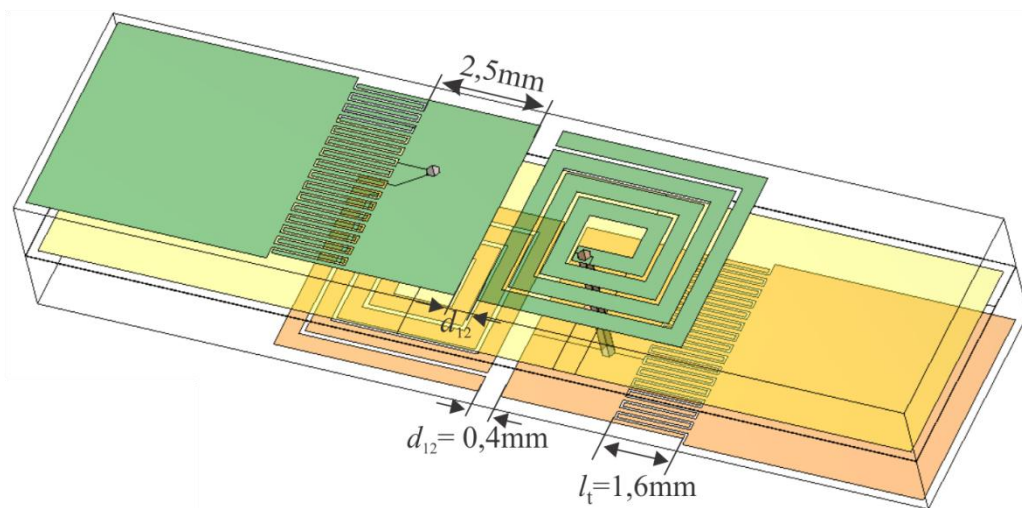
За пројектовање филтра је изабрана спрега LCLC јер омогућује реализацију нула у трансфер функцији. У случају LCLC спреге максимална вредност коефицијента спреге је 0,18, уколико су први сегменти калемова спрегнути са кондензатором. Уколико су четврти сегменти калема спрегнути са кондензаторима вредност коефицијента спреге је 0,14. С обзиром да су резонатори најближе постављени у случају спреге на четвртом сегменту калема, због минијатуризације, та реализација је усвојена. На слици 5.33 је приказана радна крива коефицијента спреге два резонатора са слике 5.32б.



Слика 5.33. Коефицијент спреге два резонатора (k) са слике 5.32б.

5.3.3 Реализација филтра са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора

Усвајајући спрегу приказану на слици 5.32б пројектован је филтар пропусник опсега учестаности другог реда. Усвојена спецификација филтра подразумева да је централна учестаност 1,6 GHz и релативна ширина пропусног опсега $FBW_{3dB} = 7\%$. Ширина пропусног опсега је већа у односу на филтар реализован у поглављу 5.1, а мања у односу на филтар из поглавља 5.2. Управо у обрнутој сразмери са оствареним факторима доброте оптерећених резонатора. Неопходно је да Q_L -фактор резонатора буде 25, а коефицијент спреге два резонатора $k = 0,06$. Димензије за интердигиталну реализацију спреге су $w = 0,1\text{ mm}$, $l_g = d = 0,05\text{ mm}$ и $l_t = 1,6\text{ mm}$. За удаљеност између два резонатора усвојено је $d_{12} = 0,4\text{ mm}$, на основу података са слике 5.33. Димензије калема су $w_s = 0,4\text{ mm}$, $s = 0,1\text{ mm}$ и $d_L = 4,6\text{ mm}$. На слици 5.34 приказан је 3D ЕМ модел предложеног филтра.

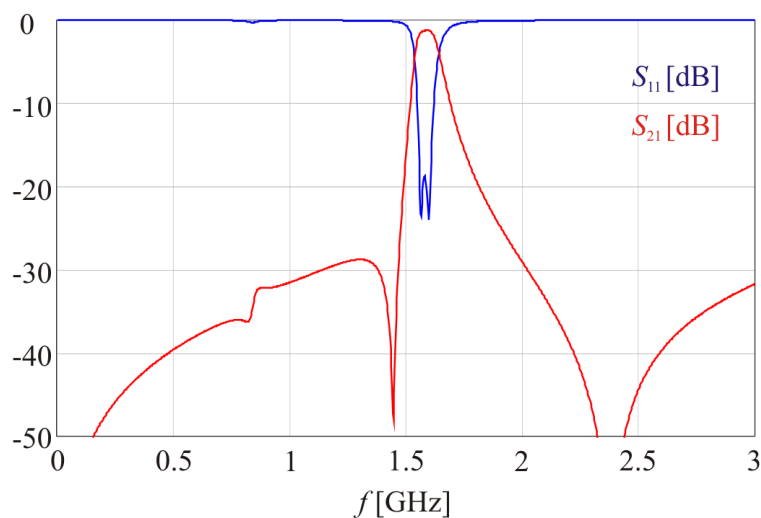


Слика 5.34. 3D EM модел филтра са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора и L4DC4D спрегом резонатора.

Због паразитног утицаја капацитивности уводника на резонантну учестаност (смањење учестаности) било је неопходно извршити незнатно скраћивање дужине калема. На тај начин његова индуктивности је смањена, па је извршена компензација помераја резонантне учестаности. Промена дужине калема је незнатна, а мерења су показала да је утицај корекције дужине калема на фактор добротe и коефицијент спреге занемарљив.

Амплитудски одзив пројектованог филтра добијен 3D EM симулацијом приказан је на слици 5.35. За реализовани филтар остварена је централна учестаност од $f_0 = 1,6 \text{ GHz}$, 3dB ширина пропусног опсега $FBW_{3\text{dB}} = 6,8\%$, слабљење на централној учестаности 1,2 dB и прилагођењу пропусном опсегу 18,6 dB. Слабљење је последица губитака у диелектрику и металу при чему губици у металу превађавају. Две нуле трансфер функције се налазе на учестаностима 1,45 GHz и 2,38 GHz. Минимално слабљење у непропусном опсегу је око 30 dB. Поређећи резултате са слика 5.27 и 5.35, може се закључити да филтар реализован са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора има нешто боље карактеристике (нпр. потискивање у непропусном опсегу), али је остварена мања ширина пропусног опсега. Коначне димензије овог филтра без уводника су $9,1 \text{ mm} \times 4,6 \text{ mm}$ што нормализовано у односу на вођену таласну дужну на централној учестаности износи $0,071 \lambda_g \times 0,036 \lambda_g$. Величина заузећа штампане плочице филтра са интердигиталном спрегом између уводника и

кондензатора је мања него у случају реализације са интердигиталном спрегом између уводника и калема.



Слика 5.35. Амплитудска карактеристика филтра са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора добијена 3D EM симулацијом.

5.3.4 Еквивалентна електрична шема филтра са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора

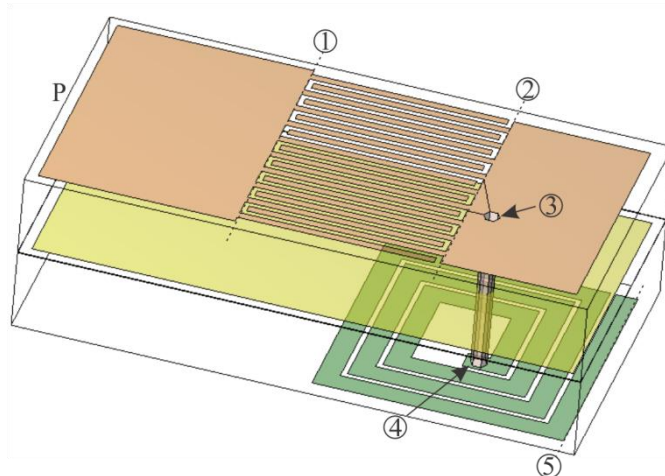
У досадашњем пројектовању филтара коришћен је Dishal-ов поступак. Овај поступак пројектовања састоји се од неколико корака од којих је временски најзахтевнији корак 3D EM симулација модела филтра. Резултати добијени софтверским алатима за 3D EM симулације дају резултате врло блиске резултатима добијеним реалним мерењима на лабораторијском прототипу филтра. На основу тога, 3D EM симулације представљају незаменљив корак при пројектовању филтра. Међутим, време потребно за тачну анализу модела значајно расте са комплексношћу структуре. Такође, утицај појединих елемената на одзив целог филтра се испитује променом одговарајућих геометријских димензија на моделу и понављањем 3D EM анализе целе структуре.

Могуће је значајно скратити време потребно за анализу 3D EM модела, уколико се реализује еквивалентна електрична шема посматране 3D структуре и пређе на анализу помоћу симулатора електричних кола. Анализа на нивоу електричних кола је неупоредиво бржа у односу на 3D EM анализу. Прецизно моделована еквивалентна шема даје нам лакши и бржи увид у карактеристике

елемената и целог филтра. Могућност брзог селективног испитивања утицаја одговарајућих елемената на коначне резултате је предност коришћења еквивалентних шема. Еквивалентне шеме се могу користити пре 3D EM моделовања филтра, како би се испитале карактеристике посматране реализације филтра, утицај појединих параметара и израчунале почетне димензије елемената. Еквивалентне шеме се најчешће користе за грубу процену утицаја појединих елемената структуре на карактеристике целог система и верификацију одређених претпоставки. Врше се апроксимације са циљем идентификације основних параметара који утичу на резонантне учестаности, нуле трансфер функције и остале карактеристике филтра.

Следећа важна ставка при пројектовању филтара представља употребу еквивалентних шема за описивање карактеристика спрегнутих квази-концентрисаних резонатора који су већ реализовани као 3D EM модел. Као пример ће се користити реализација филтра пропусника опсега учестаности са капацитивном спрегом између уводника и кондензатора резонатора [41]. Биће приказан начин реализације 3D EM модела помоћу еквивалентних електричних шема за предложени тип резонатора и спрега. На крају ће бити упоређени резултати добијени помоћу 3D EM симулацијама и симулација на нивоу микроталасног кола.

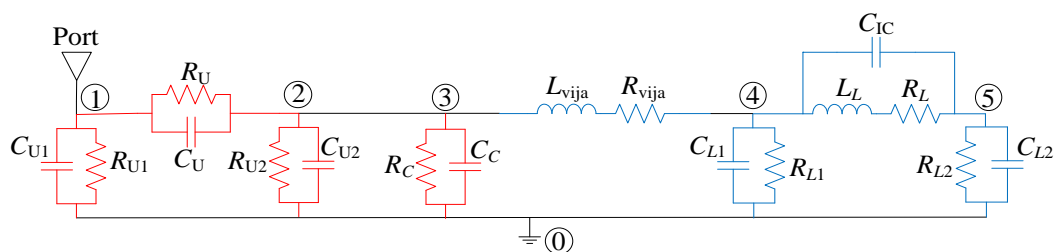
3D EM модел резонатора са уводником приказан је на слици 5.36. На слици су означене тачке од 1 до 5 које ће представљати карактеристична места при дијакоптичкој подели 3D EM модела и реализацији одговарајуће еквивалентне електричне шеме. Уводник се представља помоћу приступа означеног са „P” у еквивалентној електричној шеми. Приступ од 50Ω одговара карактеристичној импеданси вода на 3D EM моделу. Интердигитална спрега између тачака 1 и 2 моделује се еквивалентном π -шемом са реалним кондензаторима у паралелним гранама $(C_{U1}, R_{U1}, C_{U2}, R_{U2})$ и серијској грани (C_U, R_U) . Кондензатор који је реализован као одсечак микротракастог вода моделован је кондензатором са губицима (C_C, R_C) између тачке 3 и масе, а вија је моделована калемом са губицима (L_{vija}, R_{vija}) између тачке 3 и 4.



Слика 5.36. 3D EM модел резонатора са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора.

Спирални калем моделован је еквивалентном π -шемом између тачака 4 и 5. Кондензатори са губицима у паралелним гранама (C_{L1} , R_{L1} , C_{L2} , R_{L2}) описују паразитну капацитивност калема према маси. Индуктивност калема са губицима представљена је редном везом калема и отпорника (L_L , R_L), док кондензатор C_{IC} описује одговарајућу капацитивност између намотаја калема.

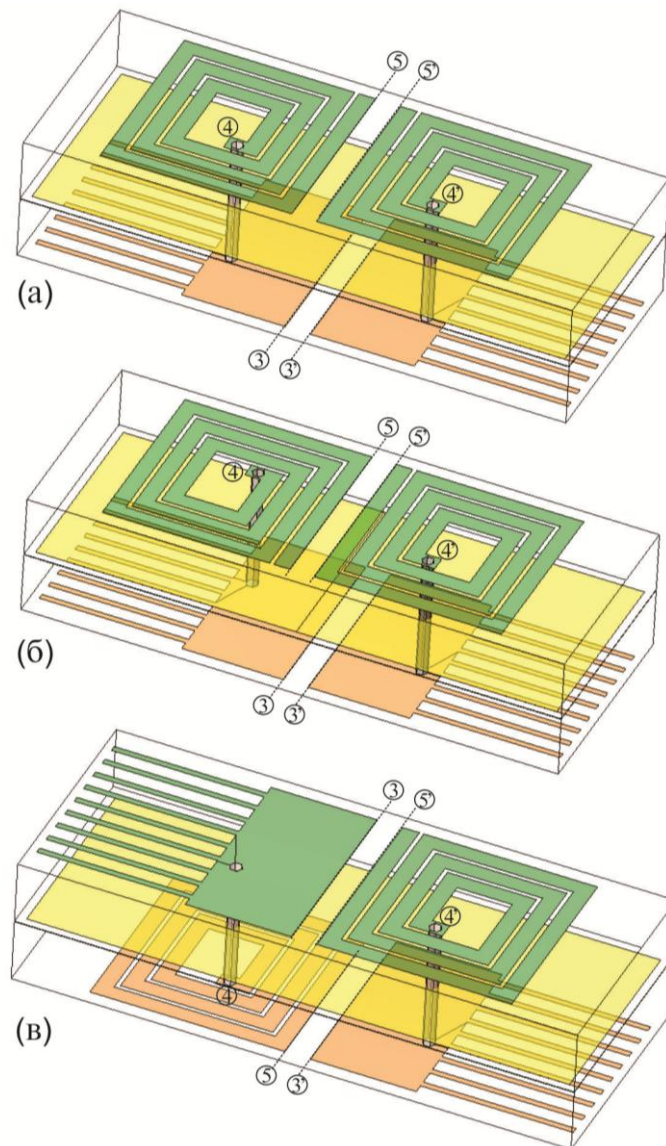
Одговарајућа еквивалентна електрична шема модела са слике 5.36 приказана је на слици 5.37.



Слика 5.37. Еквивалентна електрична шема резонатора и уводника са слике 5.36.

За одабрани супстрат одговарајуће вредности елемената еквивалентне електричне шеме су: $R_{U1} = 2,26 \text{ M}\Omega$, $C_{U1} = 0,19 \text{ pF}$, $R_{U2} = 2,3 \text{ M}\Omega$, $C_{U2} = 0,13 \text{ pF}$, $R_U = 64 \text{ k}\Omega$, $C_U = 1,1 \text{ pF}$, $R_C = 0,66 \text{ M}\Omega$, $C_C = 0,31 \text{ pF}$, $R_{vija} = 0,22 \Omega$, $L_{vija} = 1,7 \text{ nH}$, $R_{L1} = 0,19 \text{ M}\Omega$, $C_{L1} = 0,2 \text{ pF}$, $R_{L2} = 0,14 \text{ M}\Omega$, $C_{L2} = 0,272 \text{ pF}$, $R_L = 0,61 \Omega$, $L_L = 27 \text{ nH}$, $C_{IC} = 0,09 \text{ pF}$. Наведене вредности су добијене екстракцијом параметара из 3D EM

симулација дијакоптички раздвојених елемената структуре. Вредности одговарају радној учестаности од 1,6 GHz што представља задату централну учестаност филтра. На тај начин се постиже најбоља процена вредности елемената у посматраном опсегу учестаности. Иначе, параметри реалних елемената зависе од учестаности, нарочито калема, али се при овом истраживању усваја апроксимација да не зависне од учестаности. С обзиром да је електричном шемом са слике 5.37 моделован уводник и резонатор остаје још да се адекватно моделује спрега два резонатора. У том циљу треба посматрати слику 5.38 која приказује могуће спреге два резонатора.



Слика 5.38. Спрега два резонатора: (а) L1DL1R, (б) L1RL1R и (в) C1DL1R.

У поглављу 5.1.3 објашњене су могуће спреге два резонатора, а једина разлика у овом случају је та што је кондензатор резонатора модификован како би се реализовала интердигитална спрега. За три могућности, неопходно је приказати спрегу два резонатора помоћу електричне шеме. У првом случају (слика 5.38а и слика 5.38б) између кондензатора два резонатора постоји капацитивна спрега која се моделује редним кондензатором C_{CC} између тачака 3 и 3', где су са апострофом означене карактеристичне тачке на другом резонатору. Између калемова постоје капацитивна и индуктивна спрега. Капацитивна спрега постоји јер спољни крај калема није уземљен тако да на том делу калема постоји велика концентрација наелектрисања. Капацитивна спрега између калемова се моделује редним кондензатором C_{LL} између тачака 5 и 5'. Индуктивна спрега је последица међусобног утицаја струја калемова. Због неуземљеног краја калема густина струја је највећа у унутрашњем делу калема. Индуктивна спрега између калемова се моделује линеарним индуктивним трансформатором сопствених индуктивности L_L укључујући губитке R_L и коефицијентом спреге k_m .

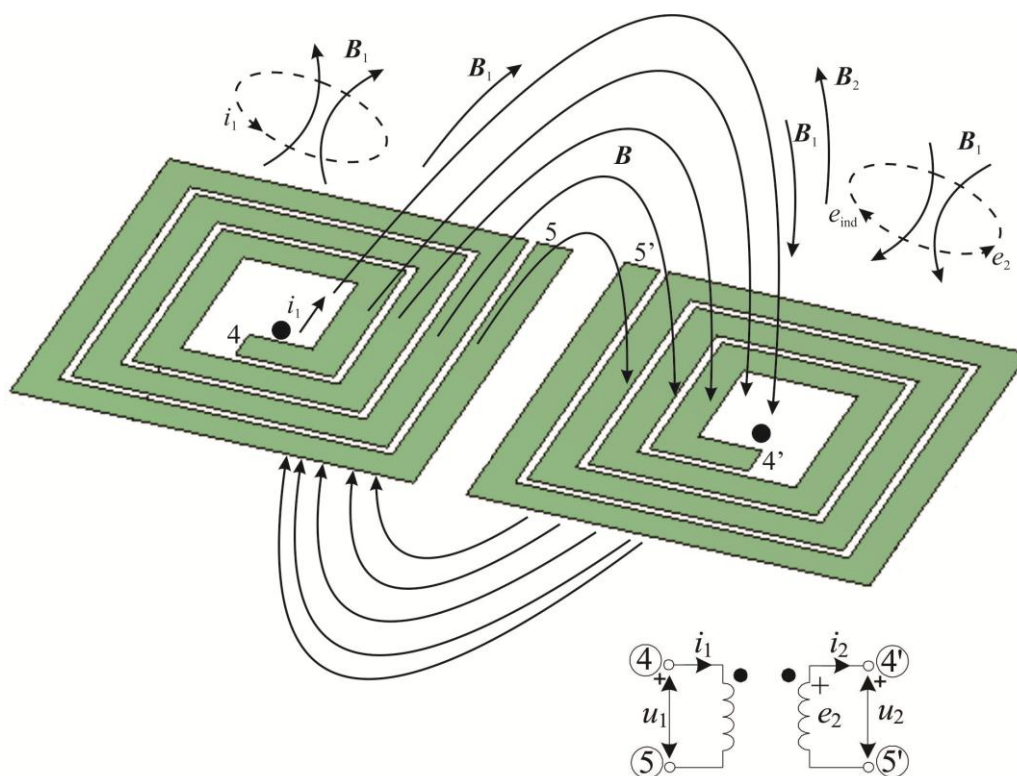
Коефицијент спреге k_m (односно међусобна индуктивност M_{12}) може бити позитиван или негативан у зависности од међусобне орјентације калемова. Објашњење за овај ефекат приказан је на слици 5.39. Посматра се случај приказан на слици 5.38а са карактеристичним тачкама 4, 4', 5 и 5'. Калемови су међусобно симетрично орјентисани. Уколико се усвоји референтни смер струје у левом калему као на слици 5.39 и крај калема 4 означи са тачком, тада струја i_1 у левом калему ствара магнетско поље, вектора магнетске индукције \mathbf{B}_1 , које ће делом постојати и у десном намотају калема.

Као последица флукса вектора магнетске индукције на месту десног калема индуковаће се електромоторна сила $e_{\text{ind}} = -\frac{d\phi_{12}}{dt}$ чији је смер приказан на слици 5.39 [42]. Флукс ϕ_{12} представља флукс који генерише струја левог калема на месту десног калема. Позитиван прираштај струје првог калема доприноси позитивном прираштају e_2 ($e_2 = -e_{\text{ind}}$), па је у складу с тим извршено и означавање краја (4') десног калема тачком. Индукована струја у десном калему i_2

има такав смер да ствара вектор магнетске индукције B_2 који је супротан примарном вектору магнетске индукције B_1 . На основу изложеног, за случај са слике 5.38а, усвојена је нотација са тачкама на крајевима 4 и 4'.

Сличном анализом се за случај асиметрично орјентисаних калемова показује да се тачка на десном калему налази на крају 5'. Дакле, како би се обухватила оба случаја усвојена је нотација са тачкама као на слици 5.39 (на крајевима 4 и 4'), при чему знак коефицијента спреге зависи од орјентације калемова. За случај симетрично орјентисаних калемова ($LkDLnR$ и $LkRLnD$, $k, n = 1, \dots, 4$) коефицијент спреге је позитиван $k_m > 0$, а за случај асиметрично орјентисаних калемова ($LkDLnD$ и $LkRLnR$, $k, n = 1, \dots, 4$) коефицијент спреге је негативан $k_m < 0$.

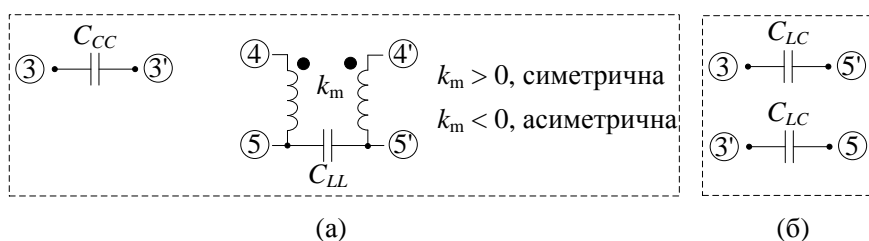
Када је реч о капацитивној спрези између калемова резонатора (слика 5.38а,б), она се моделује кондензатором C_{LL} између тачака 5 и 5'. У овим конфигурацијама између кондензатора постоји капацитивна спрега која се моделује кондензатором C_{CC} између тачака 3 и 3'.



Слика 5.39. Нотација међусобне спреге калемова са тачкама.

У последњем случају (слика 5.38в) између кондензатора једног и калема другог резонатора постоји капацитивна спрега која се моделује кондензатором C_{LC} између тачака 3 и 5' и између 3' и 5. Индуктивна спрега између кондензатора и калема у овом случају се може занемарити.

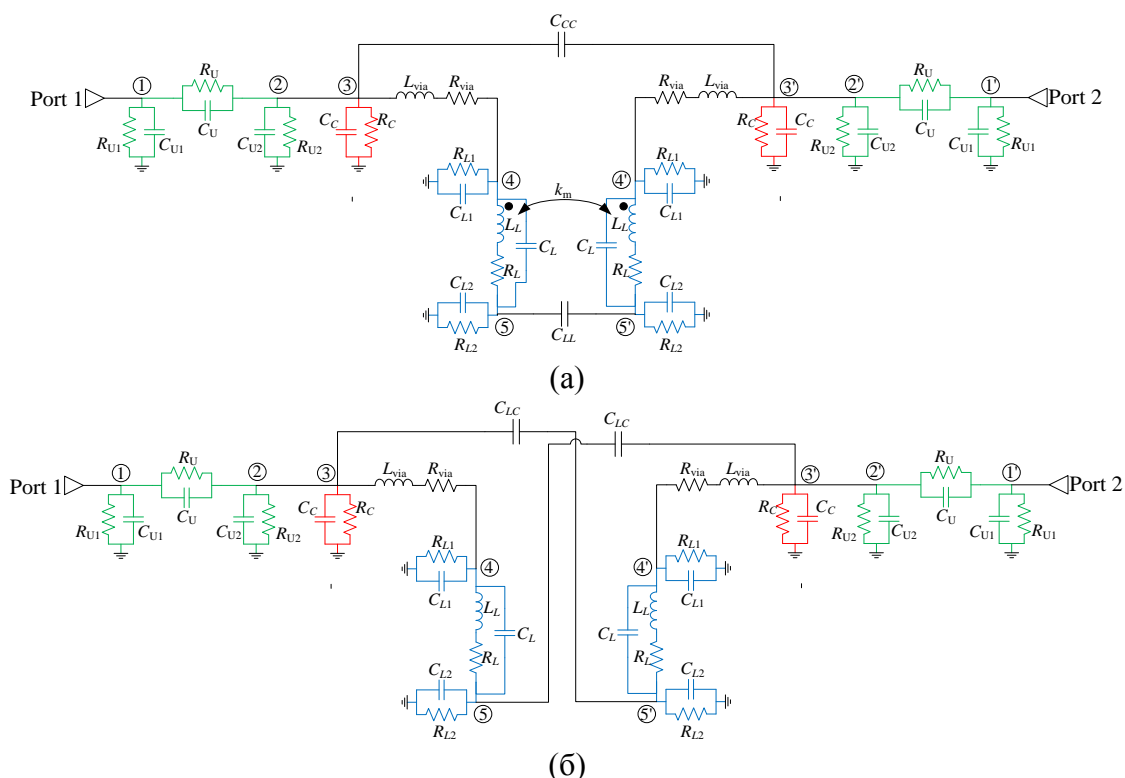
Еквивалентна електрична шема спреге два резонатора може се представити као на слици 5.40. Вредности елемената шеме за случај предложеног филтра са слике 5.34 (за три случаја оријентације резонатора као на слици 5.38) су: $C_{CC} = 0,055 \text{ pF}$, $C_{LC} = 0,05 \text{ pF}$, $C_{LL} = 0,036 \text{ pF}$, $k_m = \pm 0,03$.



Слика 5.40. Еквивалентна електрична шема спреге два резонатора: (а) са слике 5.38а,б и (б) са слике 5.38в.

Усвајајући еквивалентне електричне шеме за појединачне елементе и за спрегу два резонатора може се реализовати еквивалентна шема целог филтра другог реда. За три могуће међусобне оријентације резонатора, еквивалентне шеме су приказане на слици 5.41. Шема са слике 5.41а описује два случаја спрега и то за симетрично (слика 5.38а) и асиметрично (слика 5.38б) орјентисане калемове. Шема са слике 5.41б описује случај $LkDLnD$ и $LkRLnR$, $k, n = 1, \dots, 4$ спреге два резонатора (слика 5.38в).

За сва три случаја приказани су параметри расејања S_{11} и S_{21} добијени на основу еквивалентних шема и 3D ЕМ анализом одговарајућих модела, слика 5.42. Уочава се значајна подударност S -параметара филтара. Амплитудска карактеристика и постојање нула трансфер функције у потпуности су описани одговарајућим еквивалентним шемама са моделованим електричним и магнетским спрегама између резонатора. Ширине пропусних опсега које су одређене међусобном удаљеношћу резонатора односно параметрима C_{CC} , C_{LC} , C_{LL} и k_m су практично исте.



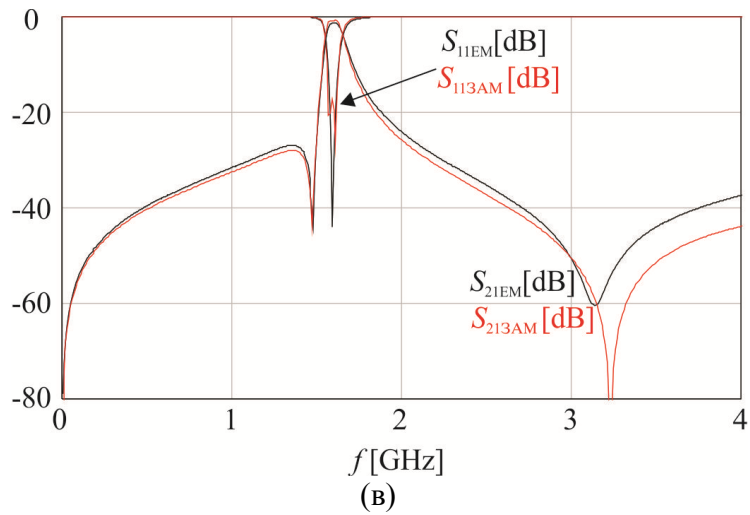
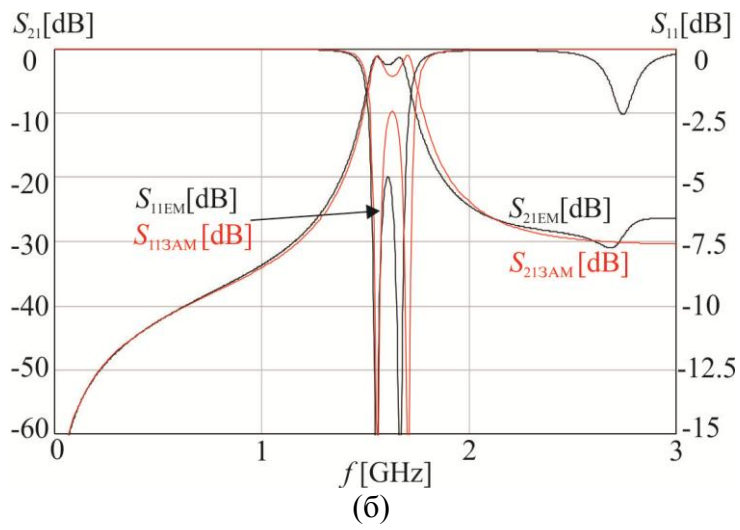
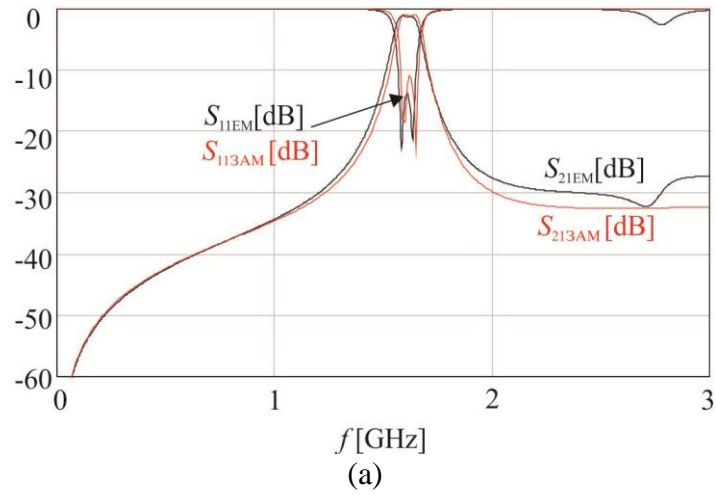
Слика 5.41. Еквивалентне електричне шеме филтра другог реда са интердигиталном спрегом између уводника и кондензатора за случајеве: (а) са слике 5.38а,б и (б) са слике 5.38в.

При анализи асиметричне спреге, извршена је само промена знака коефицијента спреге ($k_m < 0$), док су параметри уводника и резонатора остали исти као код симетричне. Асиметрична спрега за последицу има већу ширину пропусног опсега што је евидентно на основу амплитудске карактеристике (слика 5.42б). Разлог ове појаве се може описати користећи општу теорију електромагнетске спреге два резонатора.

Укупан коефицијент спреге два резонатора се рачуна као однос енергије спреге и укупне енергије [9]:

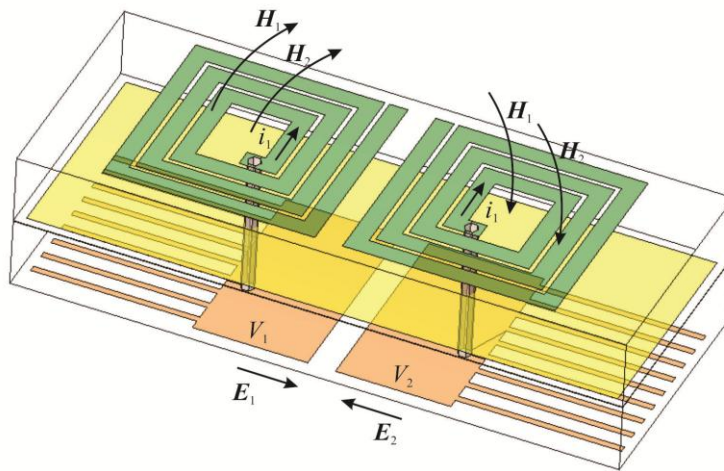
$$k = \frac{\iiint \varepsilon \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{E}_2 \, dv}{\sqrt{\iiint \varepsilon |\mathbf{E}_1|^2 \, dv} \times \sqrt{\iiint \varepsilon |\mathbf{E}_2|^2 \, dv}} + \frac{\iiint \mu \mathbf{H}_1 \cdot \mathbf{H}_2 \, dv}{\sqrt{\iiint \mu |\mathbf{H}_1|^2 \, dv} \times \sqrt{\iiint \mu |\mathbf{H}_2|^2 \, dv}} = k_e + k_m \quad (5.3)$$

где су \mathbf{E} и \mathbf{H} вектори јачине електричног и магнетског поља респективно. Троструки интеграл се рачуна у целом простору (ваздуху и диелектрику) пермитивности ε и пермеабилности μ .



Слика 5.42. S -параметри добијени 3D ЕМ симулацијом (црна линија) и симулацијом предложених еквивалентних шема (црвена линија) за спрегу резонатора приказаних на сликама: (а) 5.38а, (б) 5.38б и (в) 5.38в.

Први члан на десној страни формуле (5.3) представља електричну, а други магнетску спрегу. Имениоци у разломцима су увек позитивни, тако да знак првог и другог члана зависи од знака бројиоца, односно смера вектора електричних и магнетских поља. Ако се посматра слика 5.43 и усвоје референтни смерови напона тако да се леви и десни кондензатор и калем налазе на позитивним потенцијалима V_1 и V_2 , а смер струје калемова i_1 и i_2 је од центра спирала према крајевима, тада важе следећи закључци за електричну k_e и магнетску спрегу k_m .



Слика 5.43. Електрична и магнетска спрега два резонатора.

Потенцијали кондензатора су истог знака, па су вектори јачине електричног поља E_1 и E_2 супротних смерова. То значи да је њихов скаларни производ, односно први члан у једначини (5.3) негативан, $k_e < 0$. Смер струја и међусобна оријентација калемова је таква да су вектори јачине магнетског поља H_1 и H_2 истих смерова, па је њихов скаларни производ позитиван односно $k_m > 0$. Очигледно је да k_e и k_m супротног знака ($k_e < 0$, $k_m > 0$) за случај приказане симетричне спреге два резонатора. Ако би на исти начин анализирали асиметричну спрегу разлика би била једино у смеру вектора јачине магнетских поља H_1 и H_2 . У том случају коефицијент k_m би био негативан, а коефицијент k_e би остао непромењен (негативан). То значи да су у случају асиметричне спреге коефицијенти k_e и k_m истог знака, а укупан коефицијент спреге k по апсолутној вредности је већи. Зато спреге између два резонатора са асиметрично оријентисаним калемовима имају већу вредност, што се уочава са слика 5.42б,в.

6 Реализација филтра пропусника три опсега учестаности коришћењем еквивалентних електричних шема

У поглављу 5 приказан је начин пројектовања филтара пропусника опсега учестаности за један фреквентни опсег. Коришћен је Dishal-ов метод за одређивање неопходних вредности фактора добротe и коефицијената спреге на основу спецификације филтра. Пројектовани су филтри пропусници опсега учестаности на основу радних кривих које повезују вредности фактора добротe и коефицијенте спрега са геометријским параметрима филтра. Финално подешавање димензија филтра је урађено уз помоћ 3D ЕМ симулација. За два од три анализирана филтра су направљени лабораторијски прототипови, како би се практично верификовали резултати. У поглављу 5.3 је приказан начин представљања филтра помоћу еквивалентних електричних шема. Вредности елемената електричне шеме су добијени екстракцијом параметара тродимензионалних модела коришћењем 3D ЕМ симулација. Показано је да таква еквивалентна електрична шема прецизно описује амплитудску карактеристику филтра. У приказаном случају еквивалентна електрична шема је добијена из 3D ЕМ модела филтра. У сличним случајевима, еквивалентне електричне шеме су коришћене да би се анализирао утицај појединих елемената на карактеристике филтара претходно реализованих 3D ЕМ модела [25], [27], [43], [44].

У овом поглављу ће бити приказан начин пројектовања филтара пропусника три опсега учестаности, али у потпуности коришћењем еквивалентних електричних шема. Филтар би се могао пројектовати и на начин како је то рађено у поглављу 5, тј. пројектовањем три филтара пропусника опсега учестаности помоћу Dishal-овог метода. Међутим, у овом случају биће приказан нови алгоритам у којем ће еквивалентне електричне шеме бити коришћене за анализу и синтезу филтра [45]. Да би се постигла уштеда у времену потребном за пројектовање филтра, користиће се еквивалентна шема јер су симулације на нивоу електричних кола неупоредиво брже од 3D ЕМ симулација.

За реализацију филтра ће се користити структура са капацитивном спрегом између уводника и калема резонатора (поглавље 5.1.1). Биће испитана LLCC и

LCLC спрега два резонатора. Полазећи од дијакоптичког приступа планарни филтар ће бити подељен у домене и моделован електричним еквивалентним шемама. Претпостављено је да се еквивалентна електрична шема састоји од линеарних, временски непроменљивих елемената: кондензатора, калемова, спрегнутих калемова и отпорника. Електричне спреге ће бити моделоване спрежним кондензаторима, а магнетске спрегнутим калемовима. Користећи еквивалентне шеме могуће је тренутно испитати утицај одређених елемената на карактеристике филтра. Биће успостављена веза између вредности елемената електричних шема и геометријских димензија елемената филтра. То ће омогућити пресликавање еквивалентне електричне шеме у тродимензионалну структуру филтра. На крају ће се фино подешавање карактеристика филтра вршити коришћењем 3D EM симулатора. У циљу верификације алгоритма биће направљен лабораторијски прототип филтра и измерене његове карактеристике.

6.1 Еквивалентна електрична шема филтра са капацитивном спрегом уводника и калема

За реализацију филтара је изабрана капацитивна спрега уводника са калемом резонатора. Спрега два резонатора може бити LLCC и LCCL типа. Тродимензионални модели филтара са два начина спреге између резонатора су приказани на слици 6.1. У циљу илустрације, на слици је приказана спрега два резонатора остварена првим сегментима калемова, док је тип спреге уводника 32 и 34.

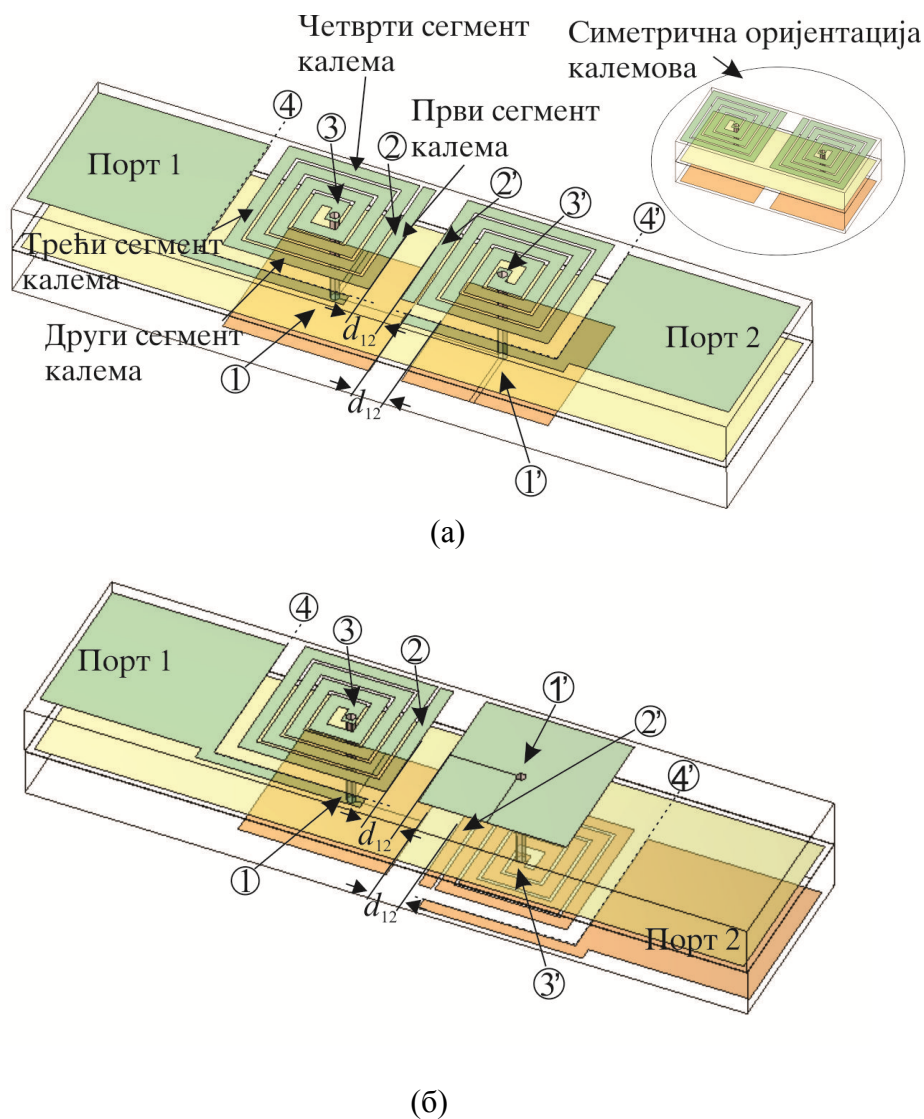
Моделовање појединачних елемената (калем, кондензатор, вија) и спрега (два калема, два кондензатора или калема и кондензатора) се врши на начин који је приказан у поглављу 5.3.4. Једина разлика у моделу је код спреге уводника и резонатора. У овом случају спрега уводника са калемом је моделована одговарајућим кондензатором C_U . Еквивалентне електричне шеме за два филтра (са слика 6.1) су приказане на слици 6.2.

Анализирајући један резонатор (калем-вија-кондензатор) може се доћи до израза за резонантну учестаности неоптерећеног резонатора. Ако се занемаре

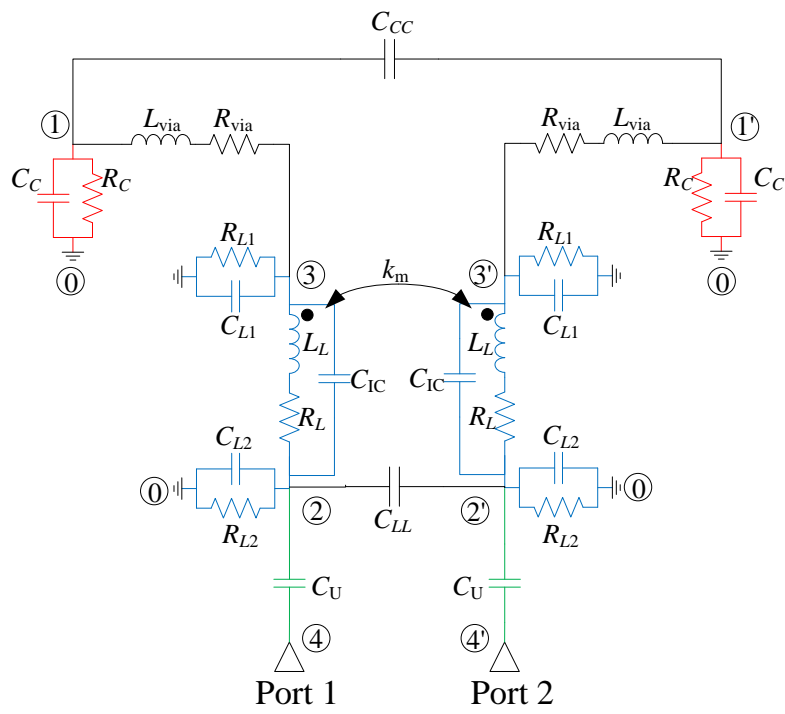
отпорности свих елемената и индуктивност вије, добија се израз за учестаност резонанције резонатора, што је објашњено у одељку 4.4

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L\left(\frac{(C_C + C_{L1})C_{L2}}{(C_C + C_{L1}) + C_{L2}} + C_{1C}\right)}}. \quad (6.1)$$

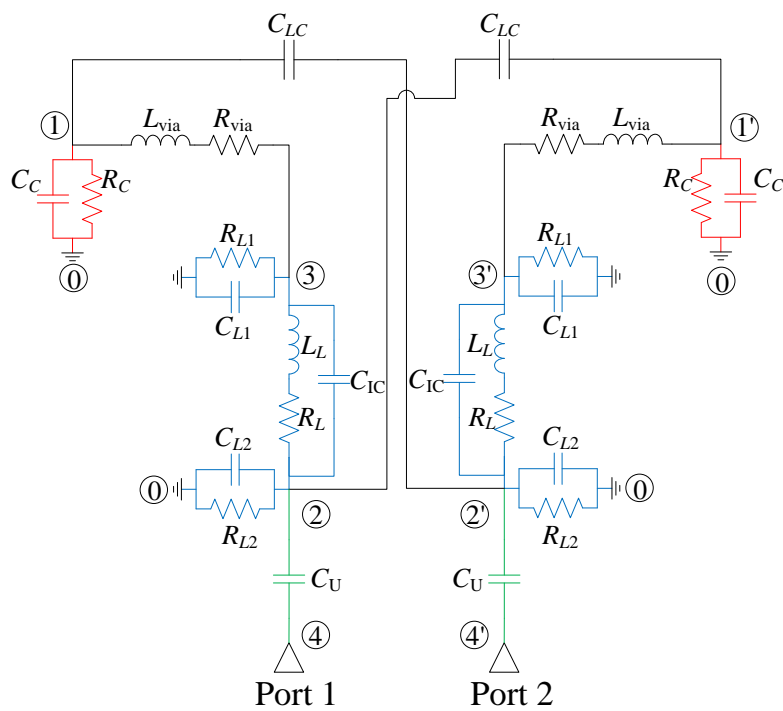
Из израза (6.1) се уочава да је резонантна учестаност резонатора, односно централна учестаност филтра, доминантно одређена параметрима калема. Због те чињенице, промене димензија калема ће се користити као основни начин за подешавање централне учестаности филтра.



Слика 6.1. 3D EM модел филтра са: (a) LLCC спрегом, (б) LCLC спрегом.



(a)



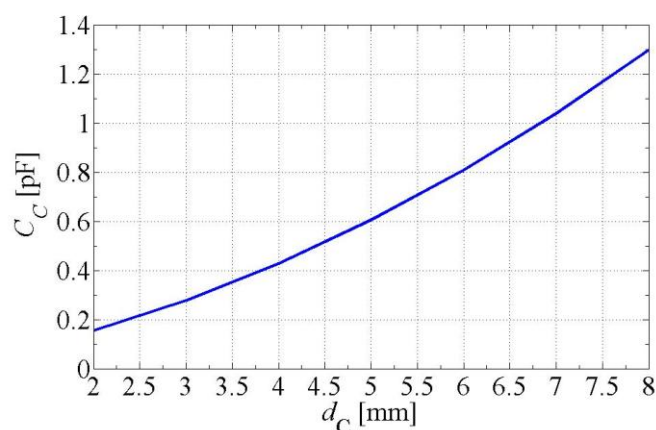
(b)

Слика 6.2. Еквивалентне електричне шеме филтра другог реда са слике 6.1.

6.2 Апроксимативне формуле и параметри елемената еквивалентне електричне шеме

Како би се анализирао и пројектовао филтар коришћењем еквивалентне електричне шеме, неопходно је успоставити релације између вредности елемената еквивалентне шеме и физичких димензија тродимензионалне структуре. У том циљу ће се користити апроксимативне формуле за израчунавање индуктивности, капацитивности, отпорности, као и софтверски пакети за налажење матричних параметара водова [46]. За имплементацију филтра ће се користити подлога RT/Duroid 5880, а вредности елемената биће прорачунате за његове карактеристике.

Капацитивност кондензатора са паралелним плочама се рачуна узимајући у обзир ивичне ефекте. Ово је изразито важно у случају када је удаљеност између плоча (дебљина супстрата) упоредива са димензијама плоча кондензатора. У том случају капацитивност се не може рачунати као за случај кондензатора са паралелним плочама јер даје мање вредности. Израз за прецизнију ефективну вредност капацитивности је дат формулом (4.5). Користећи ту формулу, на слици 6.3 је приказана капацитивност плочастог кондензатора у функцији његових спољашњих димензија.



Слика 6.3. Капацитивност плочастог кондензатора у односу на димензију d_C .

Индуктивност вије се може одредити помоћу апроксимативне формуле (4.11), као што је приказано у поглављу 4.3. За изабрани супстрат и усвојени полупречник вије ($r_{\text{vija}} = 0,15$ mm), дужина вије је $l_{\text{vija}} = h_L + h_C = 3,15$ mm. На

основу (4.11) добија се индуктивност вије $L_{\text{вија}} = 1,454 \text{ nH}$. Отпорност вије се рачуна коришћењем (4.12а и 4.12б), али се може занемарити због мале дужине вије у односу на очекиване димензије калема.

Индуктивност штапаног калема у облику правоугаоне спирале је дата апроксимативном формулом (4.1), која узима у обзир и близину проводне равни. Овај ефекат је неопходно узети у обзир у случају минијатуризације и коришћења танких супстрата. Коришћењем формуле (4.1), за задату индуктивност се налази неопходна ширина вода спирале (w_s), размак између водова (s) и спољашња димензија калема (d_L). Формула за налажење максималног броја намотаја калема за дате димензије (d_L, w_s) и размак између водова спирале (s) је

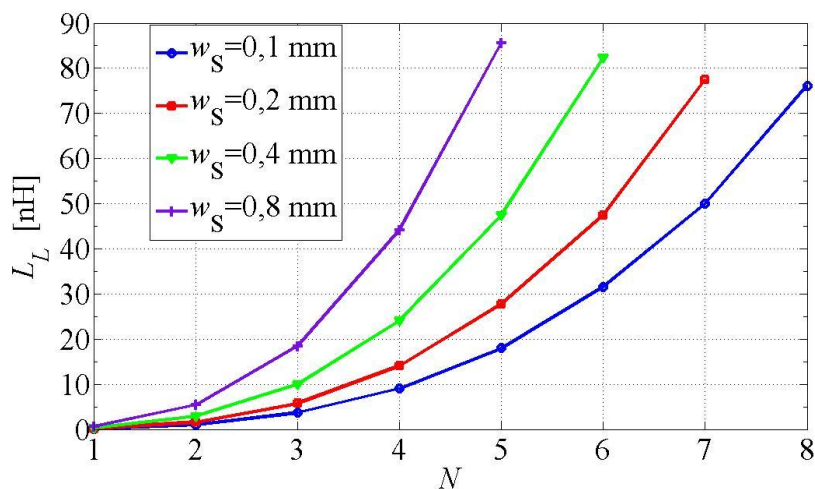
$$N_{\text{max}} = \frac{d_L}{2(s + w_s)}. \quad (6.2)$$

У овом случају фактор испуњености спирале $\rho = 1$.

Ако се формула (6.2) уврсти у (4.1) добија се формула за максимално оствариву индуктивност калема за задате димензије d_L, w_s и s

$$L_{L\text{max}} [\text{nH}] = 103,5 \frac{d_L^3}{(s + w_s)^2}. \quad (6.3)$$

У формули (6.3) ефекат близине проводне равни је занемарен. Формула (6.3) је значајна за брзу процену максимално оствариве индуктивности калема. На слици 6.4 је приказана индуктивност правоугаоног спиралног калема у зависности од броја намотаја калема N , за различите ширине вода калема и константан размак $s = 0,1 \text{ mm}$.



Слика 6.4. Индуктивност правоугаоног спиралног калема у функцији броја намотаја калема N , за $s = 0,1$ mm и $w_S = 0,1, 0,2, 0,4$ и $0,8$ mm.

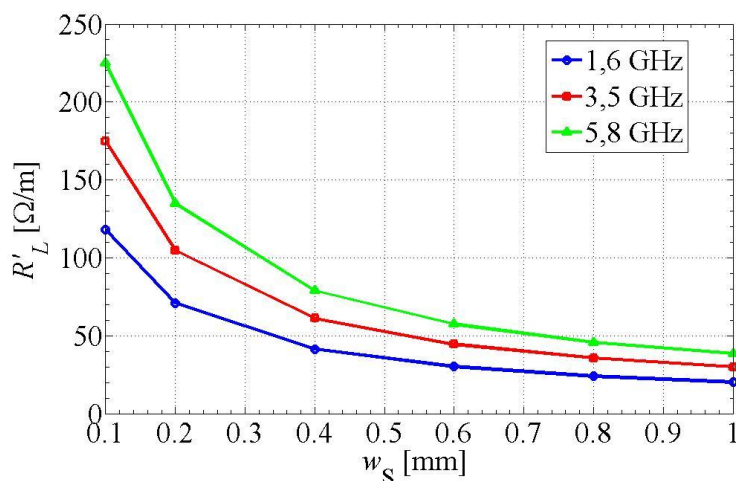
Примећује се да је могуће остварити исту вредност индуктивности са различитим димензијама калема. Калем са већим бројем намотаја и ширим водом спирале може имати исту индуктивност као калем са мањим бројем намотаја, а ужим водом спирале. Избор оптималних димензија зависи и од других параметара калема као што су капацитивност према маси, капацитивност између намотаја калема, отпорност калема, као и паразитна резонанција калема која зависи од дужине односно броја намотаја калема.

За капацитивност калема према маси се у одређеним случајевима може користити иста апроксимативна формула као и за капацитивност кондензатора (4.5) при чему се узима $d_X = d_Y = d_L$. Показује се да је ова апроксимација оправдана када је испуњеност калема велика. С обзиром да је приликом пројектовања један од примарних циљева минијатуризација, овај услов је задовољен. С обзиром да се ради о проценама, тачност овог прорачуна се показала задовољавајућом. Ако се посматра еквивалентна шема калема, капацитивност C_C је подједнако подељена на капацитивности C_{L1} и C_{L2} , односно $C_{L1} = C_{L2} = C_C/2$.

Капацитивност између намотаја калема је узрок нежељених резонанција на одређеној учестаности. Аналитички израз који даје задовољавајућу процену вредности капацитивности C_{IC} је дат са (4.3). Из формуле се уочава да

подешавање дужине калема l и размака s између водова калема, које се врши у циљу подешавања индуктивности, утиче на капацитивност C_{IC} . Из тог разлога, постоји могућност истовременог подешавања индуктивности и паразитне капацитивности између намотаја калема.

Аналитички израз за отпорност калема дат је формулом (4.2), која омогућава прорачун вредности отпорности која није функција учестаности. Уврштавањем добијених вредности у еквивалентне шеме могуће је проценити очекивано слабљење филтра. Уколико се жели урачунати и зависност од учестаности може се користити неки од програма за прорачун подужних матричних параметара вода у функцији учестаности. На слици 6.5 је приказана подужна отпорност спиралног калема за три вредности учестаности.



Слика 6.5. Подужна отпорност правоугаоног спиралног штампаног калема у функцији ширине вода калема w_s , за учестаности 1,6 GHz, 3,5 GHz и 5,8 GHz.

Међусобна индуктивност између два правоугаона спирална калема се може израчунати коришћењем методе описане у [14]. Метод се базира на прорачуну укупне међусобне индуктивности два калема, која се добија као збир међусобних индуктивности паралелно постављених сегмената два калема. На слици 6.6а су приказана два спрегнута калема, где треба уочити два сегмента означена са i на левом и j на десном калему респективно. Њихове дужине су l_i и l_j , а међусобно су удаљени D_{ij} . Међусобна индуктивност између сегмената i и j је дата са

$$M_{i,j}[\text{nH}] = 2 \cdot 10^{-4} l_e \left[\ln \left(\frac{l_e}{D_{ij}} + \left(1 + \frac{l_e^2}{D_{ij}^2} \right)^{1/2} \right) - \left(1 + \frac{D_{ij}^2}{l_e^2} \right)^{1/2} + \frac{D_{ij}}{l_e} \right] \quad (6.4)$$

при чему су све димензије у μm , а l_e је ефективна дужина између сегмената i и j . Може се сматрати да је ефективна дужина приближно једнака средњој дужини $l_e = (l_i + l_j)/2$.

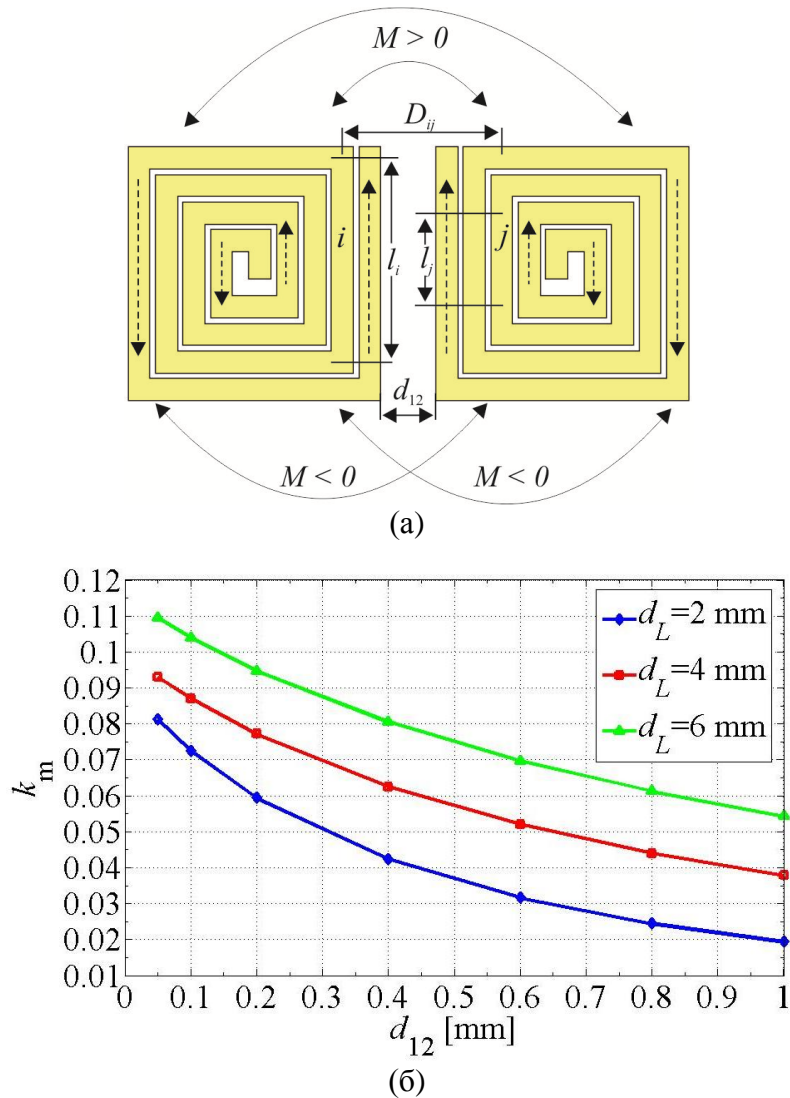
Укупна међусобна индуктивност се добија сабирањем појединачних међусобних индуктивности добијених формулом (6.4) за све комбинације паралелно постављених сегмената левог и десног калема. За сваки сегмент левог калема означен од $i = 1$ до $2N$ и сваки сегмент десног калема означеним од $j = 1$ до $2N$ налази се међусобна индуктивност. Због једноставности прорачуна усваја се да је број намотаја калема N цели број. Међусобне индуктивности сегмената постављених под правим углом се занемарују. На слици 6.6а је приказан принцип прорачуна, а за усвојене референтне смерове струја калемова означене су позитивне и негативне вредности међусобне индуктивности. Укупна међусобна индуктивност се може израчунати као

$$\begin{aligned} M_{\text{total}} &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N M_{i,j} + \sum_{i=N+1}^{2N} \sum_{j=N+1}^{2N} M_{i,j} - \sum_{i=1}^N \sum_{j=N+1}^{2N} M_{i,j} - \sum_{i=N+1}^{2N} \sum_{j=1}^N M_{i,j} = \\ &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N M_{i,j} + \sum_{i=N+1}^{2N} \sum_{j=N+1}^{2N} M_{i,j} - 2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=N+1}^{2N} M_{i,j}, \end{aligned} \quad (6.5)$$

где је M_{ij} дато са (6.4), а извршено је груписање сабирака јер је $M_{i,j} = M_{j,i}$ за $i = 1$ до N , $j = N+1$ до $2N$.

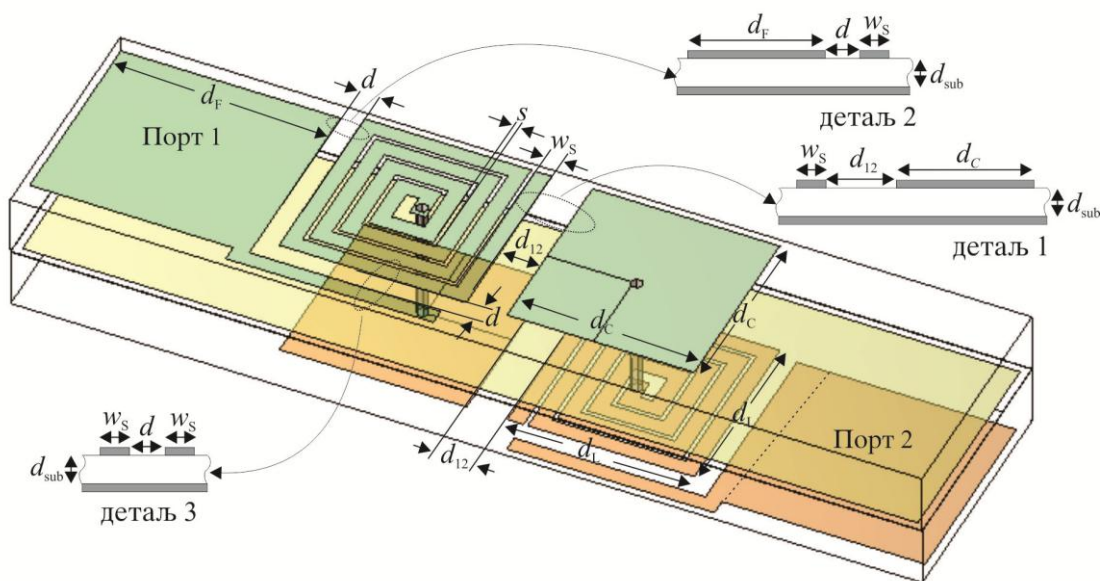
У случају асиметричне орјентације калемова и усвојеног референтног смера струје, добија се да укупна међусобна индуктивност има супротан знак у односу на вредност за симетричну орјентацију. Формула (6.5) се примарно користи за прорачун максимално оствариве вредности међусобне индуктивности. Већа спрега може довести до одређених ефеката у карактеристикама филтра, као нпр. појаву нула трансфер функције, па је важно имати информацију о максимално остваривој вредности спреге. У циљу илустрације, на слици 6.6б, је приказан

коэффициент спреге $k_m = M_{\text{total}} / L_L$ у функцији међусобне удаљености два резонатора, за неколико димензија калема и $N = 4$.



Слика 6.6. (а) Два спрегнута правоугаона спирална калема, (б) коефицијент спреге (k_m) у односу на међусобну удаљеност два калема (d_{12}), за $N = 4$ и $d_L = 2, 4, 6$ mm.

Капацитивности између резонатора и капацитивност између уводника и резонатора се налазе коришћењем софтвера за прорачун матричних параметара спрегнутих водова [46]. Овај приступ се може објаснити користећи слике 6.1 и 6.7.



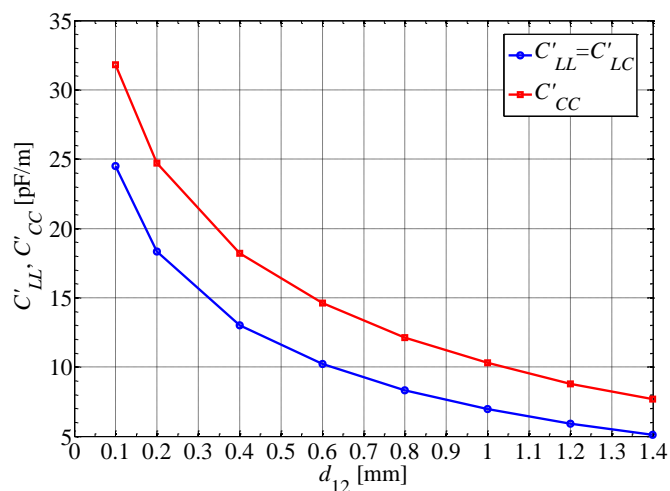
Слика 6.7. Структура филтра другог реда са издвојеним детаљима капацитивних спрега.

Капацитивност између два калема C_{LL} је једнака међусобној капацитивности (капацитивност спреге) кратке секције два спрегнута вода дужине d_L , ширине водова w_S и растојања између њих d_{12} (слика 6.1а). Капацитивност између два кондензатора C_{CC} је једнака међусобној капацитивности кратке секције два спрегнута вода дужине d_C , ширине водова d_C и растојања између њих d_{12} (слика 6.1а). Капацитивност између калема и кондензатора C_{LC} је једнака међусобној капацитивности кратке секције два спрегнута вода дужине $d_L = d_C$, ширине водова d_C и w_S , а растојања између њих d_{12} (слика 6.1б).

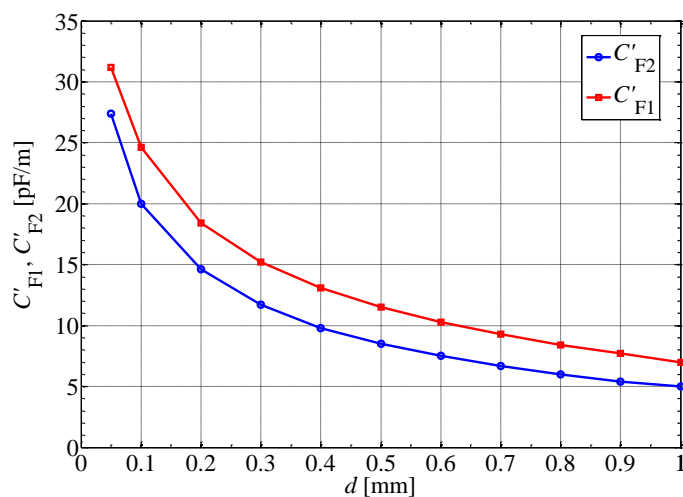
Капацитивност између уводника и калема резонатора C_U је једнака збиру вредности два кондензатора C_{F1} и C_{F2} . Капацитивност кондензатора C_{F1} је једнака међусобној капацитивности кратке секције два спрегнута вода дужине d_L , ширине водова d_F и w_S , а растојања између њих d (слика 6.7 детаљ 2). Капацитивност кондензатора C_{F2} је једнака међусобној капацитивности кратке секције два спрегнута вода дужине d_L , ширине водова w_S и растојања између њих d (слика 6.7 детаљ 3).

При практичној примени, једноставније је вредности капацитивности изразити по јединици дужине. Коначне вредности капацитивности се добијају множењем одговарајућих подужних капацитивности са дужинама штампаних водова

конкретне реализације. Вредности подужних међусобних капацитивности за димензије од интереса су приказане на слици 6.8 и 6.9.



Слика 6.8. Подужне капацитивности C'_{LL} , C'_{CC} и C'_{LC} у зависности од међусобне удаљености два резонатора d_{12} .



Слика 6.9. Подужне капацитивности C'_{F1} и C'_{F2} у зависности од међусобне удаљености уводника и калема резонатора d .

Користећи наведене апроксимативне формуле и радне криве из поглавља 5, могуће је извршити процену вредности сваког елемента еквивалентне шеме у зависности од изабраних геометријских димензија.

6.3 Утицај вредности елемената еквивалентне шеме на карактеристике филтра

Користећи еквивалентну електричну шему могуће је тренутно анализирати утицај сваког од елемената на амплитудску карактеристику филтра. Највећи утицај на резонантну учестаност филтра има промена параметара калема. На вредност резонантне учестаности највише утиче индуктивност спиралног калема L_L и паразитне капацитивности C_{IC} , C_{L1} и C_{L2} . Промена капацитивности кондензатора значајно мање утиче на централну учестаност филтра. Утицај параметара вије значајније је изражен на вишим учестаностима. Капацитивност између намотаја калема C_{IC} има значајан утицај на селективност филтра, односно положај нула трансфер функције. Повећање C_{IC} повећава селективност, али смањује централну учестаност. У поглављу 4.1 је наглашено да се повећање капацитивности C_{IC} врши повећањем броја намотаја калема и смањењем растојања између намотаја калема s .

Параметри C_{LC} , C_{CC} , C_{LL} , k_m и C_U одређују ширину пропусног опсега филтра и прилагођење.

На основу анализе добија се да је основни елемент за подешавање карактеристика филтра спирални калем. Променом параметара калема истовремено се мења резонантна учестаност и селективност филтра.

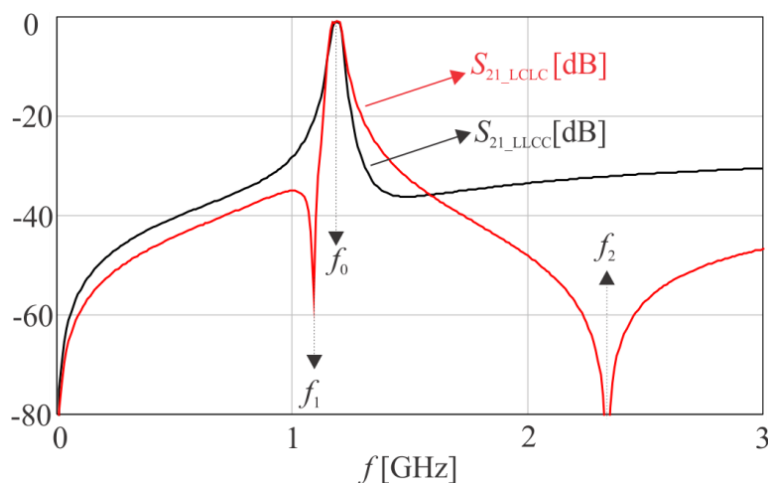
Користећи математичке алате за симболичко израчунавање могуће је доћи до аналитичког израза за централну учестаност филтра у функцији параметара кола. За један резонатор спрегнут са уводником (оптерећен резонатор, слика 6.2а са $C_{CC} = C_{LL} = 0$, $k_m = 0$, или слика 6.2б са $C_{LC} = 0$) се добија израз за централну учестаност:

$$f_0 = \sqrt{\frac{(2\pi)^{-2} L_L^{-1} (C_C + C_{L1} + C_{L2} + C_F)}{(C_C + C_{L1} + C_{IC})(C_{L2} + C_F) + (C_C + C_{L1})C_{IC}}}. \quad (6.6)$$

Даљом анализом се долази до веома важних резултата о утицају типа спреге између два резонатора на карактеристике филтра. LCLC спрега између резонатора увек има за последицу постојање нула трансфер функције, док код LLCC спреге

то није увек случај. Са LLCC спрегом, нуле трансфер функције се појављују само за велике позитивне вредности међусобне спреге два калема M_{total} (симетрична међусобна оријентација калемова) [25]. Ефекат појаве нула трансфер функције за LCLC и непостојање нула трансфер функције за LLCC тип спреге, илустрован је на слици 6.10. У случају LLCC спреге постоји електрична спрега k_e између кондензатора (преко C_{CC}) и магнетска спрега k_m између калема (преко M_{total}) супротног или истог знака. Ако електрична и магнетска спрега имају супротан знак и k_m има довољно велику вредност, могу се појавити нуле трансфер функције. Супротан знак између k_e и k_m се постиже симетричном оријентацијом калема два резонатора. Довољно велике вредности магнетске спреге k_m се могу постићи реализацијом резонатора (калем-вија-кондензатор) са уземљеним калемом и кондукционом спрегом уводника [25]. Разлог веће магнетске спреге у [25] је последица већих струја калема, а самим тим и већом магнетском спрегом.

Коришћењем предложене еквивалентне електричне шеме, налази се да је у случају LLCC спреге између резонатора неопходна вредност од $k_m > 0,15$ како би се појавиле нуле трансфер функције. Тако велика вредност не може бити остварена са предложеним типом резонатора и уводника, па се не могу реализовати нуле трансфер функције.



Слика 6.10. Амплитудска карактеристика за филтре са LLCC и LCLC спрегом са слике 6.1.

У случају LCLC спреге између резонатора, појава нула трансфер функције је узрокована другом појавом, а то је резонанција калема и кондензатора одређених

елемената филтра. У еквивалентној шеми резонатора, калем је представљен сложеним моделом. Узрок појаве нула и учестаности на којима се појављују нуле трансфер функције је могуће одредити коришћењем еквивалентне шеме и математичких алата за симболичко израчунавање [47]. Израчунате формуле за одређивање нула трансфер функције су (прорачун је дат у прилогу)

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L(C_C + C_{L1} + C_{IC} + C_{LC})}}, \quad (6.7)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L C_{IC}}}. \quad (6.8)$$

На основу формула (6.7) и (6.8) уочава се да је појава нула трансфер функције последица резонанције спиралног калема са паразитним кондензаторима, као и плочастим и спрежним кондензатором. Занимљиво је приметити да узрок појаве нула није поништавање електричних и магнетских спрега, као што је случај код сличних решења филтара са резонаторима типа калем-вија-кондензатор.

6.4 Пројектовање филтра пропусника опсега учестаности коришћењем еквивалентне електричне шеме

У овом поглављу биће предложен нови начин пројектовања филтра пропусника опсега учестаности коришћењем еквивалентне шеме са слике 6.2б. Биће приказан и поступак налажења вредности концентрисаних елемената и њихових физичких димензија. Предложени алгоритам се састоји од неколико корака:

- 1) У првом кораку се вредности концентрисаних елемента еквивалентне шеме подешавају како би се задовољиле усвојене вредности централне учестаности и ширине пропусног опсега. Најефикаснији начин је да се иницијално усвоје почетне димензије резонатора d_L и d_C ($d_L = d_C$ у циљу једноставности) и димензије калема w_S и s (нпр. одређено резолуцијом штампе). У овом истраживању, у циљу минијатуризације и доступне технике обраде штампаних кола [48] усвојене су димензије спиралног калема $w_S = 0,15 \text{ mm}$ и $s = 0,1 \text{ mm}$. Усвојене димензије ће дати приближне

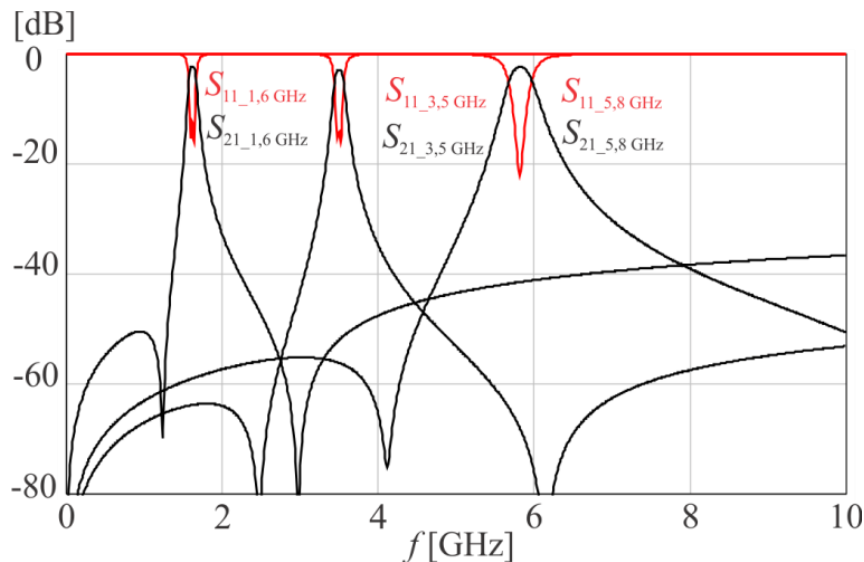
вредности кондензатора C_C , C_{L1} , C_{L2} и C_{IC} . Преостали елемент за подешавање су: L_L за централну учестаност, C_U за прилагођење; C_{LC} , C_{LL} , C_{CC} и k_m за ширину пропусног опсега. Вредности за C_U , C_{LC} , C_{LL} , k_m и C_{CC} се добијају након подешавања амплитудског одзива филтра користећи еквивалентну шему.

Током истраживања је примећено да је добијена вредност калема L_L у ствари ефективна индуктивност калема. Разлог је утицај уводника и међу-резонаторске капацитивности на калем. Реална индуктивност усамљеног калема, која нам је потребна за прорачун димензија, се добија посматрањем неоптерећеног резонатора. То значи да треба уклонити међу-резонаторске спреге (подешавањем $C_{LC} = C_{LL} = C_{CC} = 0$, $k_m = 0$ у еквивалентној шеми) и елиминисати утицај уводника (смањењем вредности C_U). Посматра се S_{11} параметар и смањује вредност C_U све док смањење нема више утицаја на резонантну учестаност. На овај начин се добија еквивалентна шема која одговара неоптерећеном резонатору. Након овога се подешава резонантна учестаност променом индуктивности калема, чиме се добија реална индуктивност усамљеног калема. Овако добијена вредност индуктивности се показала као најпрецизнија процена стварне индуктивности калема.

- 2) У другом кораку се проверава да ли су подешене вредности елемената еквивалентне шеме физички оствариве. Провера се ради уз помоћ формула и радних кривих из поглавља 4 и 6. Уколико је неопходно, први корак се понавља са другим вредностима како би се пронашло оствариво решење. У неколико итерација се долази до прве варијанте.
- 3) Трећи корак је реализација 3D ЕМ модела филтра са елементима одређеним у другом кораку, симулација помоћу 3D ЕМ симулатора и поређење добијених резултата са резултатима добијеним коришћењем електричне шеме.
- 4) У последњем кораку, у неколико итерација, врше се модификације 3D ЕМ модела и понављају симулације у циљу налажења оптималног решења са што бољим слагањем између специфицираних и симулационих карактеристика филтра.

У наставку ће се разматрати само LCLC спрега јер она омогућава постојање нула трансфер функције. LLCC спрега за постојање нула трансфер функције захтева веће вредности спреге k_m ($k_m > 0,15$), које се не могу остварити са предложеним решењем реализације филтра.

Користећи предложени алгоритам, пројектована су три филтра пропусника опсега учестаности, чије су амплитудске карактеристике приказане на слици 6.11. Филтри су пројектовани за централне учестаности од 1,6 GHz (Опсег I), 3,5 GHz (Опсег II) и 5,8 GHz (Опсег III) са ширинама пропусних опсега 4 %, 4,5 % и 7,5 % респективно. Пројектовани опсеги се користе за GPS навигацију, WiMAX приступ и WiFi респективно [49].



Слика 6.11. Амплитудска карактеристика три филтра пропусника опсега учестаности добијена симулацијама помоћу еквивалентних шема.

Усвојене димензије резонатора су $d_L^I = d_C^I = 3,2 \text{ mm}$, $d_L^{II} = d_C^{II} = 2,4 \text{ mm}$ и $d_L^{III} = d_C^{III} = 2 \text{ mm}$ (са индексима I, II и III су означени параметри за 1,6 GHz, 3,5 GHz и 5,8 GHz опсег, респективно). Одговарајуће вредности елемената еквивалентне шеме су дате у табели 6.1. Индуктивност вије и сви губици, осим отпорности калемова, су занемарени.

Коришћењем вредности из табеле 6.1, апроксимативних формула и радних кривих, налазе се физичке димензије резонатора, растојање између уводника и резонатора, као и растојање између резонатора: $N^I = 3,8$, $N^{II} = 2,4$, $N^{III} = 1,7$,

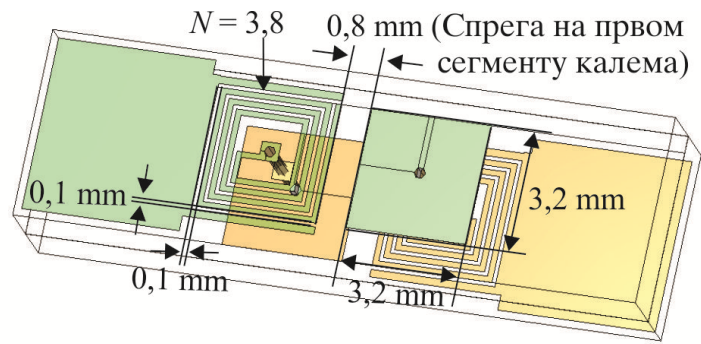
$d^I = d^{II} = d^{III} = 0,1 \text{ mm}$, $d_{12}^I = 0,8 \text{ mm}$, $d_{12}^{II} = 1,5 \text{ mm}$, $d_{12}^{III} = 1,4 \text{ mm}$. Овим се завршавају кораци 1) и 2) предложеног алгоритма пројектовања филтра.

Табела 6.1. Вредности елемената еквивалентне шеме филтра са спрегом уводника и калема и LCLC спрегом, за пројектоване одзиве приказане на слици 6.11.

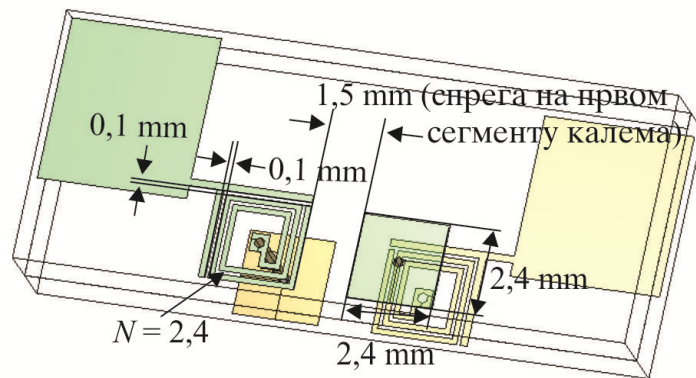
f_0 [GHz]	1,6 GHz	3,5 GHz	5,8 GHz
C_C [pF]	0,3	0,2	0,15
C_{L1}, C_{L2} [pF]	0,15	0,1	0,075
R_L [Ω]	3,5	2,4	1,7
C_{IC} [pF]	0,09	0,05	0,025
C_U [pF]	0,3	0,1	0,1
C_{LC} [pF]	0,03	0,01	0,01
L_L [nH]	30,3	11,4	5,2
	49,5 стварна	16,5 стварна	8,8 стварна

Користећи израчунате димензије, реализовани су тродимензионални електромагнетски модели (3D EM) за три филтра. Тродимензионални приказ сва три филтра и остварени резултати су дати на сликама 6.12 и 6.13 респективно. Ово представља трећи корак предложеног алгоритма. Постигнути резултати представљају добро полазно решење за даља подешавања у циљу задовољења спецификације.

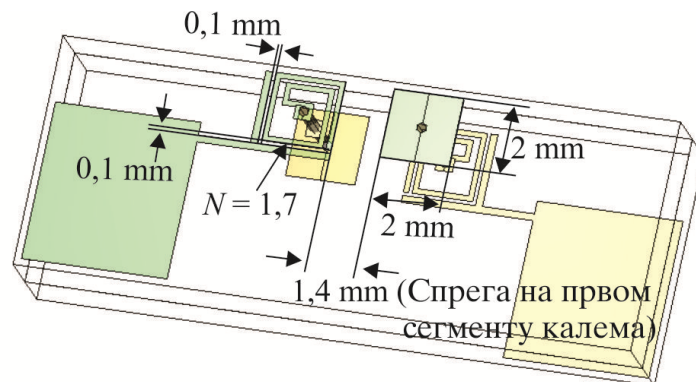
У следећем кораку (четврти корак алгоритма) је неопходно извршити додатна подешавања димензија филтара у циљу остварења специфицираних вредности централних учестаности. Ова подешавања се врше променом дужине калема. Такође се на основу одзива са слике 6.13а-в примећује да је слабљење у пропусном опсегу веће него што је очекивано. Примећује се и да је удаљеност између резонатора значајна у односу на димензије самог резонатора (слика 6.12а-в).



(а)

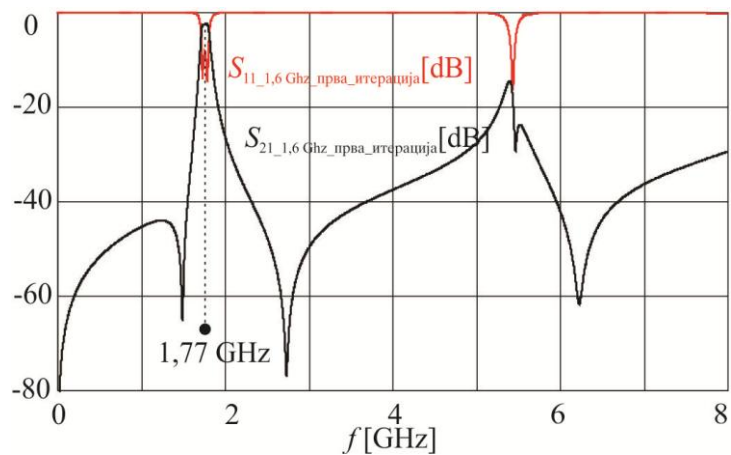


(б)

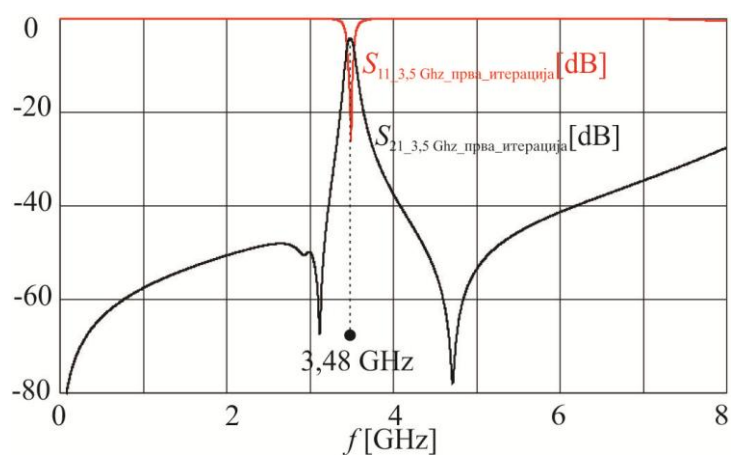


(в)

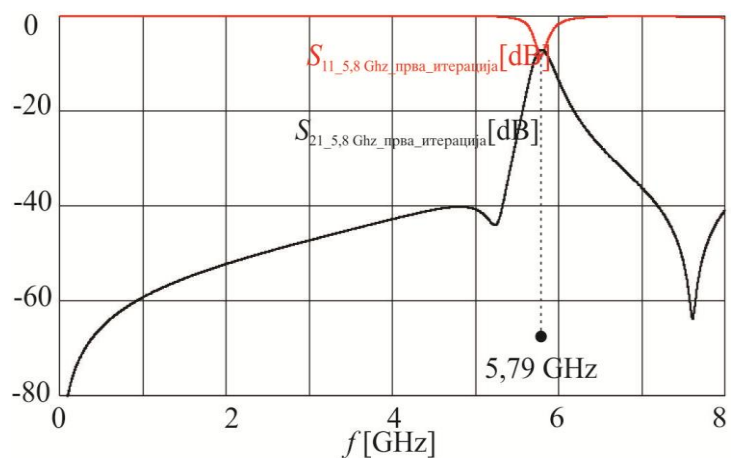
Слика 6.12. 3DEM модел три филтра након прве итерације трећег корака алгоритма: (а) опсег I, (б) опсег II, (в) опсег III.



(a)



(б)



(в)

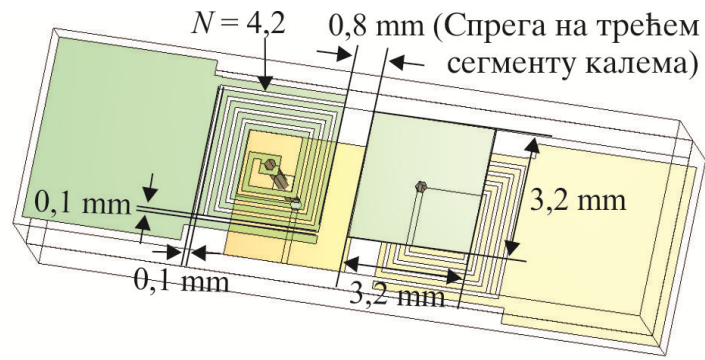
Слика 6.13. Амплитудске карактеристике три филтра са слике 6.12, након прве итерације трећег корака алгоритма, добијене 3D ЕМ симулацијама: (а) опсег I, (б) опсег II, (в) опсег III.

Слабљење у пропусном опсегу је више изражено за други и трећи опсег. Разлог овог одступања у односу на пројектоване карактеристике је последица моделовања. Предложени електрични модел подразумева да су спреге између резонатора, као и спрега између уводника и резонатора, остварене помоћу првог сегмента калема. Самим тим предложени модел је прецизнији за калем веће индуктивности (дужи калем), односно за ниже фреквентне опсеге. Међутим, за калемове мање индуктивности, односно за резонаторе пројектоване за више учестаности, настају споменута одступања. Зато је неопходно смањити међусобну удаљеност резонатора како би се смањило слабљење.

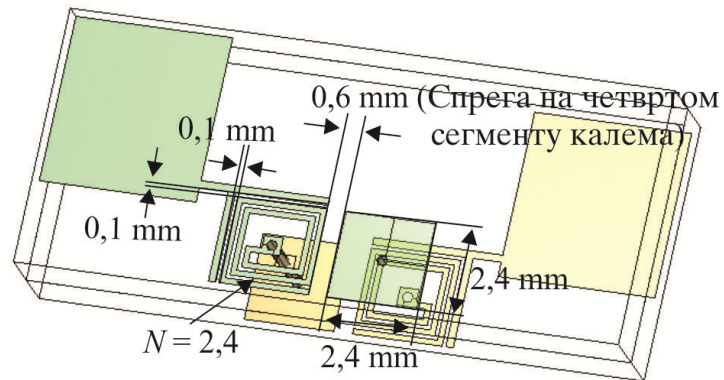
У циљу смањења димензија филтра, током овог истраживања примећено је да постоји могућност додатне минијатуризације. У поглављу 5.1.3 показано је да се иста вредност спрега може остварити ако су два резонатора спрегнута помоћу првих сегмената калема, као и у случају кад је спрега два резонатора остварена помоћу четвртог сегмента оба калема. У случају спреге помоћу четвртог сегмента калема резонатори се налазе на мањем међусобном растојању. У циљу минијатуризације усвојено је да резонатори за други и трећи опсег буду спрегнути четвртим сегментима калемова [28], [34]. Исти закључак може се применити и за први опсег учестаности, али је у овом случају изабрана спрега са трећим сегментима калема јер је уочено да је у том случају паразитна резонанција више потиснута.

Након подешавања, после неколико симулација, постигнут је задовољавајући резултат. Амплитудска карактеристика три модификована филтра и 3D ЕМ модели приказани су на сликама 6.14 и 6.15 респективно. На основу добијених одзива уочава се да су задовољавајући резултати остварени након само неколико итерација. Неопходно је нагласити да је свака од ових модификација димензија и трајање симулација захтевала значајно мање времена у поређењу са временом неопходним за пројектовање филтра ако се не користи предложени алгоритам за одређивање почетних димензија филтра.

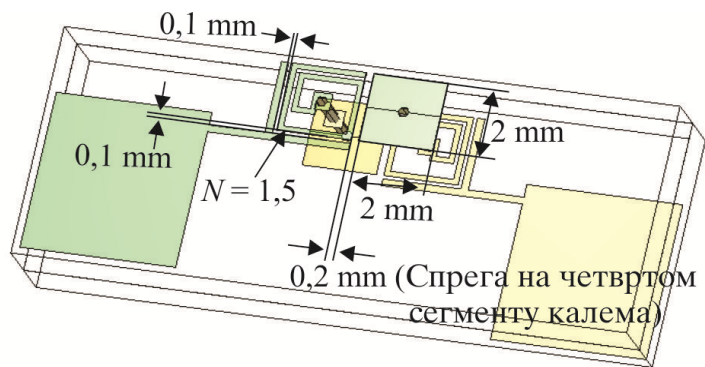
Вршећи поређење одзива са слике 6.15а уочава се одступање одзива у погледу паразитног одзива који се налази на учестаности 4,95 GHz.



(a)

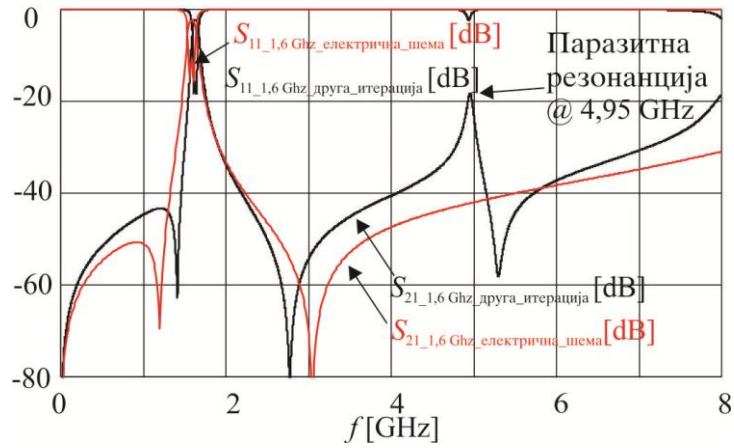


(б)

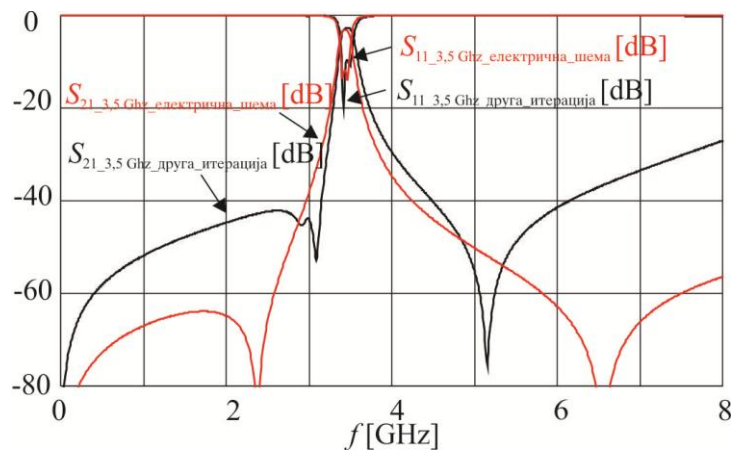


(в)

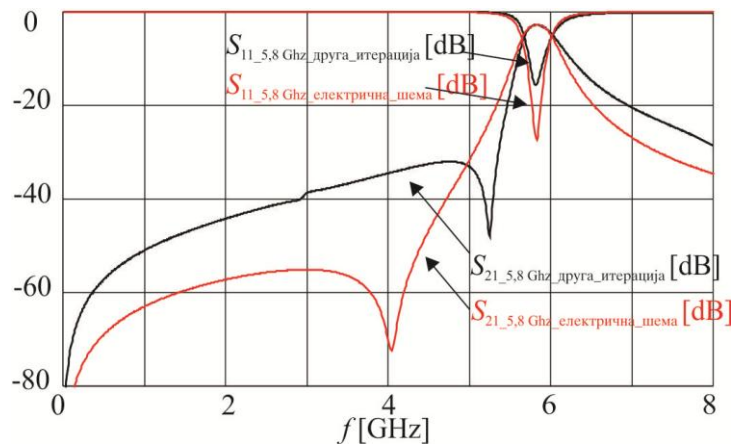
Слика 6.14. 3D EM модели три филтра након друге итерације трећег корака алгоритма: (a) опсег I, (б) опсег II, (в) опсег III.



(a)



(б)



(в)

Слика 6.15. Амплитудске карактеристике три филтара, са слике 6.14 након друге итерације трећег корака алгоритма, добијене 3D ЕМ симулацијама: (а) опсег I, (б) опсег II, (в) опсег III.

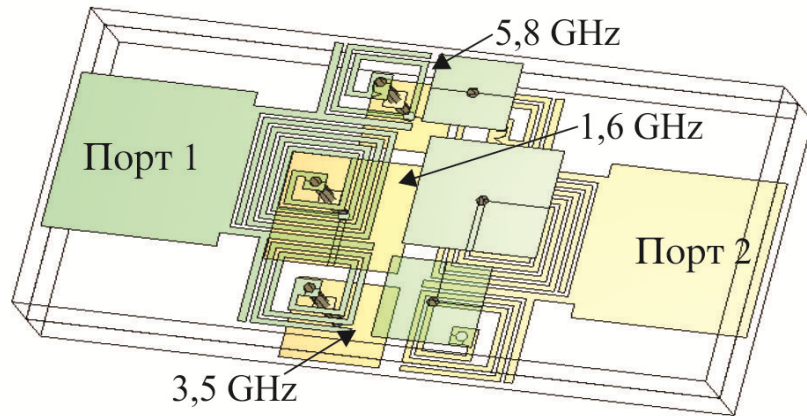
Паразитна резонанција се уочава код 3D ЕМ симулације, док не постоји у одзиву филтра реализованом помоћу еквивалентне електричне шеме. Разлог је тај

што је средња дужина овог калема око 36 mm, па је на учестаности од 4,95 GHz електрична дужина калема $3\pi/2$. Калем се на овој учестаности понаша као вод дужине $3\lambda_g/4$. Калем је отворен на другом крају. С обзиром да се отворен огранак вода, чија је дужина $(2n-1)\lambda_g/4$, $n = 1, 2, \dots$, пресликава у кратак спој на улазу огранка, улазна импеданса између чвора 3 и масе (слика 6.1) једнака је нули на посматраној учестаности (4,95 GHz), што ће резултовати паразитним резонантним одзивом. На учестаности 4,95 GHz електрично коло се своди на редну везу капацитивности кондензатора и индуктивности вије чији је крај (чвор 3) на потенцијалу масе. Појава нежељене резонанције је моделована и потврђена коришћењем еквивалентне шеме и реализацијом калема помоћу отвореног вода дужине $3\lambda_g/4$. Међутим, како би модел био максимално поједностављен овај ефекат није укључен у еквивалентну електричну шему.

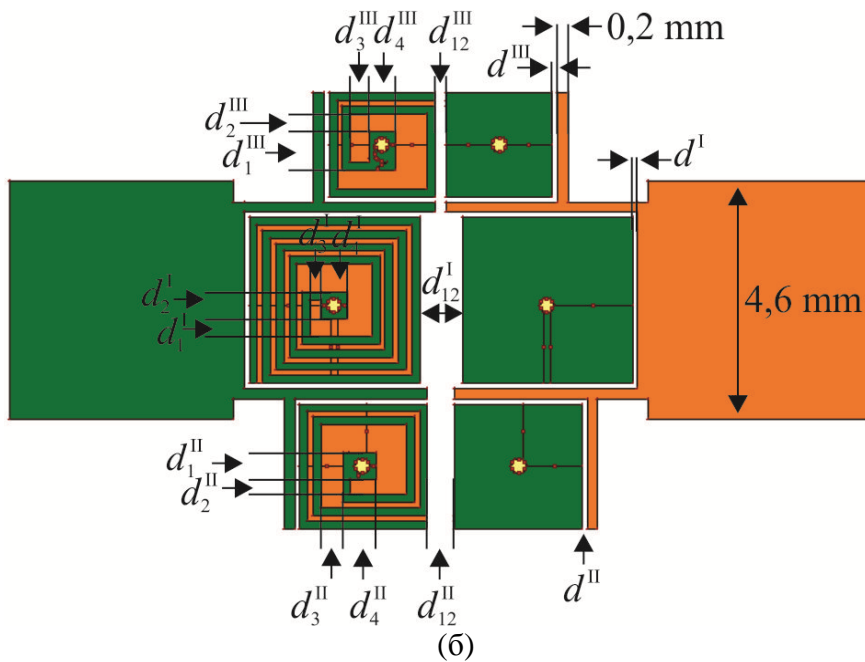
6.5 Пројектовање филтра пропусника три опсега учестаности

Поступак који ће се користити за пројектовање филтра пропусника три опсега учестаности подразумева коришћење три појединачна филтра пропусника опсега учестаности везана паралелно. Приступу су реализовани помоћу заједничког уводника модификованог за спрегу са три резонатора. Имајући за циљ реализацију филтра са три пропусна опсега, при пројектовању појединачних филтра треба пазити да су уводници за први опсег у облику слова П, а за други и трећи опсег у облику слова Г. Након интеграције три филтра, услед утицаја суседних филтра, била је потребна корекција димензија калема (скраћивање унутрашњих намотаја) како би се постигла жељена спецификација. 3D ЕМ модел филтра је приказан на слици 6.16а, док су димензије филтра приказане на слици 6.16б. Коначне димензије су $d_1^I = d_2^{II} = d_3^{II} = 0,35 \text{ mm}$, $d_1^{II} = 0,75 \text{ mm}$, $d_2^I = d_4^I = d_4^{II} = d_1^{III} = 0,5 \text{ mm}$, $d_2^{III} = 0,3 \text{ mm}$, $d_3^I = 0,2 \text{ mm}$, $d_3^{III} = 0,4 \text{ mm}$, $d_4^{III} = 0,62 \text{ mm}$.

Блок шема филтра пропусника три опсега учестаности приказана је на слици 6.17а. Амплитудска карактеристика добијена 3D ЕМ симулацијом приказана је на слици 6.17б. Примећује се да је паразитни одзив првог филтра (на учестаности 4,95 GHz означен са „P” на слици 6.17б) потиснут.



(a)

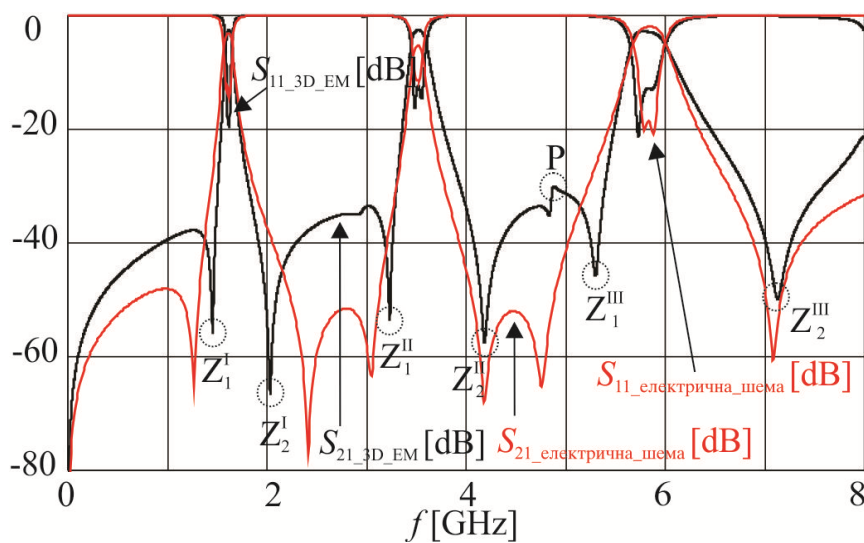
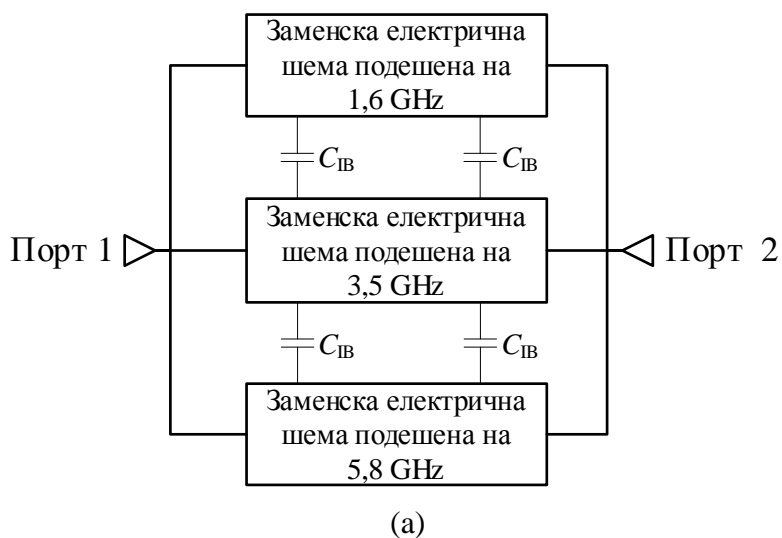


(б)

Слика 6.16. (а) Коначан 3D EM модел филтра пропусника три опсега учестаности, (б) приказ димензија.

На потискивање нежељене резонанције утицале су нуле трансфер функције другог и трећег опсега Z_2^{II} и Z_1^{III} . Горња нула другог опсега и доња нула трећег опсега су значајно потиснуле нежељену резонанцију. Нежељена резонанција је одређена димензијама калема првог резонатора. Утврђено је да је могуће променом димензија калема првог опсега, реализовати резонатор са истом основном резонантном учестаности, а различитим положајем паразитног одзива. Резултат зависи од одговарајућег избора димензија калема. То значи да је могуће

наћи одговарајуће решење које ће имати за последицу потиснуту нежељену резонанцију. Уколико би први резултати реализације филтра пропусника три опсега учестаности били неприхватљиви са становишта паразитне резонанције, могуће решење би било да се пројектује калем који има паразитну резонанцију на учестаности која се налази близу нула суседних пропусних опсега.



Слика 6.17. (а) Блок шема филтра пропусника три опсега учестаности, (б) амплитудска карактеристика филтра добијена симулацијом 3D EM модела и електричне шеме.

Вршећи поређење положаја нула трансфер функција Z_2^I , Z_2^{II} и Z_2^{III} (слика 6.15а, 6.15б, 6.15в) са положајем истих нула целог филтра (слика 6.17б) уочава се да су одговарајуће нуле трансфер функције померене према њиховим пропусним

опсезима, што повећава селективност. Појава померања положаја нула изражена је за све пропусне опсеге. Разлог је што се сваки од три филтра, довољно далеко од свог пропусног опсега, понаша доминантно као капацитивност између улазног и излазног приступа. Ова капацитивност између приступа има утицај на промену положаја учестаности нула трансфер функције суседних опсега. Овај ефекат је потврђен и симулацијама коришћењем еквивалентне електричне шеме са додатним кондензатором између приступа.

Као што је приказано, филтар пропусник три опсега учестаности пројектован је коришћењем три појединачна филтра пропусника опсега учестаности, при чему је сваки пројектован коришћењем еквивалентне електричне шеме. Осим тога, могуће је користити еквивалентну електричну шему за цео филтар са три опсега у сврху верификације његовог одзива и паразитних ефеката, а не само у поступку пројектовања. Еквивалентна шема целог филтра се добија паралелним повезивањем три еквивалентне електричне шеме и додавањем кондензатора између суседних резонатора који припадају различитим опсезима што је приказано на слици 6.17а. Подешавање вредности елемената еквивалентне шеме са слике 6.17а је извршено у односу на амплитудску карактеристику реализованог 3D ЕМ модела. Такво подешавање даје стварне вредности елемената филтра. Индуктивност калема и капацитивност између намотаја калема је подешена како би се симулирале нуле трансфер функције уз задржавање тачне резонантне учестаности. Вредности индуктивности калема су подешене на $L_L^I = 28,3 \text{ nH}$, $L_L^{II} = 9 \text{ nH}$, $L_L^{III} = 4,2 \text{ nH}$ (за појединачне филтре из поглавља 6.4: $L_L^I = 30,3 \text{ nH}$, $L_L^{II} = 11,4 \text{ nH}$, $L_L^{III} = 5,2 \text{ nH}$), а капацитивност између намотаја калема на $C_{IC}^I = 0,11 \text{ pF}$, $C_{IC}^{II} = 0,1 \text{ pF}$ и $C_{IC}^{III} = 0,07 \text{ pF}$ (за појединачне филтре из поглавља 6.4: $C_{IC}^I = 0,1 \text{ pF}$, $C_{IC}^{II} = 0,06 \text{ pF}$ и $C_{IC}^{III} = 0,025 \text{ pF}$). Додатним кондензатором C_{IB} се моделује капацитивна спрега између кондензатора C_C резонатора првог и другог опсега, а такође и између резонатора првог и трећег опсега. Вредност капацитивности кондензатора је око $C_{IB} = 0,05 \text{ pF}$.

Треба уочити да симулације помоћу еквивалентних електричних шема које су предложене моделују све битне ефекте важне за пројектовање филтра. Одступања између амплитудских карактеристика добијених помоћу еквивалентних електричних шема и 3D ЕМ модела је уочено на вишим учестаностима. Постоје два разлога за то одступање. Први разлог је што је предложени модел базиран на концентрисаним елементима чије вредности не зависе од радне учестаности, што у реалности није случај. Други разлог је што модел еквивалентне електричне шеме подразумева да је спрега уводника и калема резонатора, као и спрега два резонатора, остварена првим сегментом калема што није најпрецизнији модел ако су калемови мале дужине.

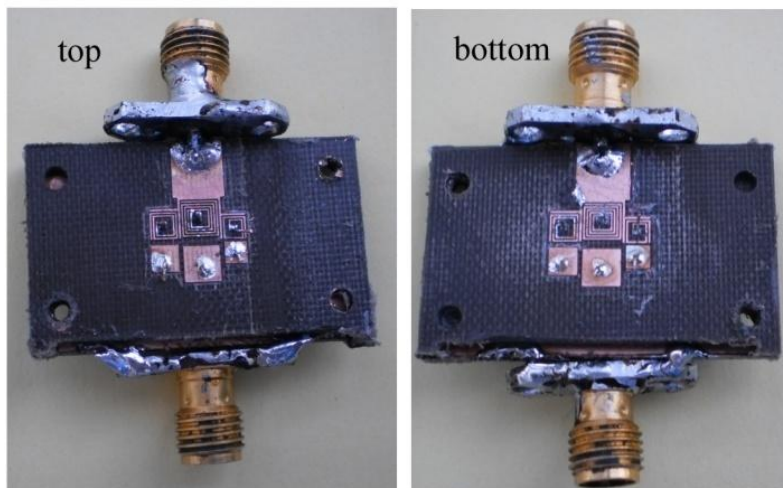
6.6 Имплементација и резултати мерења филтра пропусника три опсега учестаности

У циљу верификације предложеног алгоритма направљен је одговарајући филтар пропусник три опсега учестаности. За имплементацију филтра је коришћена подлога RT/Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2,2$, $\text{tg}\delta = 0,001$, $h = 1,575 \text{ mm}$ и $t = 18 \mu\text{m}$).

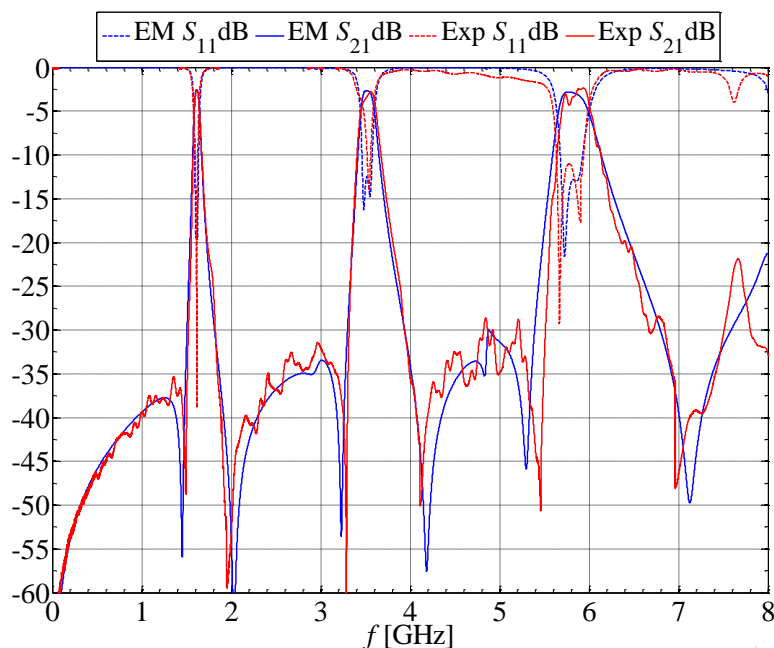
Коначне димензије филтра (слика 6.16б) који је направљен су: $d_{12}^I = 0,8$, $d_{12}^{II} = 0,5$, $d_{12}^{III} = 0,2$, $d^I = d^{II} = d^{III} = 0,1$, $d_3^I = 0,2$, $d_1^{II} = 0,75$, $d_2^{III} = 0,3$, $d_3^{III} = 0,4$, $d_4^{III} = 0,62$, $d_2^I = d_4^I = d_4^{II} = d_1^{III} = 0,5$, $d_1^I = d_2^{II} = d_3^{II} = 0,35$ (све димензије су у mm). Фотографија направљеног филтра је приказана на слици 6.18. Димензије филтра су $0,053\lambda_g \times 0,062\lambda_g$ ($7,2 \text{ mm} \times 8,4 \text{ mm}$ не укључујући уводнике) где је λ_g таласна дужина за 50Ω микротракасти вод на учестаности $1,6 \text{ GHz}$ (први фреквентни опсег).

Минијатуризацијом је постигнуто да величина заузећа штампане плочице лабораторијског прототипа буде мања од реализација доступних у литератури. У случају пројектовања коришћењем једнослојне подлоге, у [50] је приказан преглед заузећа реализација филтара пропусника три опсега учестаности, са најмањом површином заузећа од $11,2 \text{ mm} \times 9,3 \text{ mm}$ ($0,108\lambda_g \times 0,09\lambda_g$). Остварени резултат потврђује оправданост примене вишеслојне технике. Предложено решење је боље у поређењу са сличним решењима са двослојном подлогом $31 \text{ mm} \times 29 \text{ mm}$

($0,37\lambda_g \times 0,34\lambda_g$) [51] и $31,4\text{mm} \times 29\text{mm}$ ($0,285\lambda_g \times 0,264\lambda_g$) [52]. Делимично бољи резултати у погледу минијатуризације приказани су у [53], а димензије прототипа филтра са три пропусна опсега учестаности су $2,9\text{mm} \times 2,4\text{mm}$ ($0,0527\lambda_g \times 0,0436\lambda_g$).



Слика 6.18. Фотографија лабораторијског прототипа филтра пропусника три опсега учестаности.



Слика 6.19. Амплитудска карактеристика филтра пропусника три опсега учестаности добијена 3D ЕМ симулацијом и мерењем на лабораторијском прототипу филтра.

Међутим решење [53] користи додатни слој супстрата и проводне равни, резултујући са укупно три слоја супстрата ($\epsilon_r = 2,2$) и четири проводне равни.

Амплитудска карактеристика прототипа филтра мерена је анализатором мрежа Agilent N5227A PNA. Одзив добијен мерењем лабораторијског прототипа филтра приказан је на слици 6.19 заједно са резултатима добијеним 3D ЕМ симулацијом.

Резултати добијени мерењем на лабораторијском прототипу имају врло добро поклапање са резултатима симулације. Централне учестаности сва три опсега су реализоване у складу са спецификацијом. Нуле трансфер функције прототипа филтра занемарљиво одступају од учестаности добијених симулацијом, као и ширине три пропусна опсега и прилагођење у пропусном опсегу. Нуле трансфер функције се налазе на учестаностима 1,5, 1,9, 3,3, 4,1, 5,5 и 7 GHz. Измерене 3 dB ширине пропусних опсега су 4%, 4,6% и 7,5%, слабљења су 2,56, 2,68 и 2,85 dB, а прилагођења су 15, 14 и 12 dB на учестаностима од 1,6, 3,5 и 5,6 GHz респективно.

Потискивање нежељених одзива је веће од 30 dB између пропусних опсега и веће од 20 dB изнад трећег пропусног опсега. Највећа разлика између резултата мерења и симулације је код трећег пропусног опсега, где се уочава већа таласност него што је очекивано. Разлог за одступање се може приписати процесу фабрикациије током ког су вије реализоване помоћу одсечака жице којим су повезани спирални калемови и кондензатори. Прецизнија машинска израда штампане плочице и вија би сигурно резултовала још мањим одступањем карактеристика.

7 Закључак

Циљ ове докторске дисертације био је истраживање могућности нових реализација и начина пројектовања микроталасних филтара пропусника опсега учестаности реализованих са квази-концентрисаним елементима. У циљу пројектовања микроталасних филтара за мобилне персонализоване комуникационе системе изабран је одговарајући опсег учестаности и величина заузећа направе. Разматрани су следећи опсези учестаности: мобилне телефоније (900 MHz, 1,8 GHz, 1,9 GHz, 2,1 GHz), GPS (1,6 GHz), WiMAX (2,4 GHz и 3,5 GHz) и WiFi (5,8 GHz) сервиса. Као допринос тезе, предложен је нов метод реализације резонатора и филтара у односу на решења приказана у доступној литератури. Такође је предложен нов алгоритам пројектовања филтара коришћењем еквивалентних електричних шема које се користе као еквивалент сложеним тродимензионалним електромагнетским моделима. Приказано је неколико начина реализације филтара пропусника једног опсега учестаности и реализација филтра пропусника три опсега учестаности са предложеним резонаторима. У свим реализацијама тежило се смањењу површине заузећа филтра.

У циљу смањења површине заузећа, нови предложени метод користи вишеслојну штампану технику са три проводна слоја и два слоја диелектрика. Резонатори су реализовани као калем-вија-кондензатор структура. На супротним проводним слојевима реализовани су квази-концентрисани елементи у две равни у виду спиралног калема и плочастог кондензатора. Предложени метод распореда елемената омогућио је независно подешавање параметара калема и кондензатора, што омогућује промену резонантне учестаности у широком опсегу учестаности до реда неколико GHz. Као додатна предност, овакав просторни распоред омогућио је велики комбинаторни простор за реализацију узајамне спреге два резонатора. Истражене су све могућности спрезања и вредности спрега два резонатора. Идентификоване су и анализиране суштинске разлике између два основна типа спреге два резонатора у погледу утицаја на карактеристике филтра. Утврђено је да се са одговарајућим распоредом елемената (LCLC спрега) остварују две нуле

трансфер функције око пропусног опсега. Испитане су и потврђене полазне претпоставке о флексибилности при реализацији спрега између резонатора.

Примењена је капацитивна спрега између уводника и елемената резонатора. Како би се оствариле жељене вредности Q -фактора оптерећеног резонатора, разматране су могућности за повећање спреге између уводника и резонатора. Предложено је неколико реализација спреге уводника и резонатора 1) „Г” спрега уводника и калема, 2) интердигитална спрега уводника и калема и 3) интердигитална спрега уводника и кондензатора. Приказане су велике могућности у погледу реализације спрега између уводника и резонатора, односно Q -фактора оптерећеног резонатора. Остварене вредности Q -фактора омогућиле су реализацију филтара другог реда са ширином пропусног опсега до 11%.

У циљу верификације предложеног метода, пројектована су три филтра пропусника опсега учестаности применом Dishal-овог метода. Предложена решења имала су различит приступ у смислу одабира типа спреге између резонатора и типа спреге између уводника и резонатора. За два филтра направљени су лабораторијски прототипови, а резултати симулације верификовани су мерењима. Показана је велика флексибилност и могућност примене предложених решења реализације спрега уводника и резонатора као и самих резонатора. Димензије реализованог филтара другог реда су мање или упоредиве са другим решењима приказаним у доступној литератури. Степен остварене минијатуризације био је одређен и доступном техником машинске обраде штампане плочице односно резолуцијом штампе од 50 μm . Остварено слабљење у пропусном опсегу, потискивање у непропусном опсегу, селективност и могућност реализације нула трансфер функције омогућавају примену овог решења за раније наведене опсеге учестаности комуникационих система.

Уобичајене методе за пројектовање филтара користе временски веома захтевне 3D ЕМ симулације. У овој тези предложен је нов метод пројектовања филтара коришћењем еквивалентних електричних шема. Извршено је моделовање сваког елемента резонатора, спреге између елемената и целог филтара концентрисаним елементима и еквивалентним електричним шемама. Употреба предложених еквивалентних шема омогућила је тренутну анализу утицаја

појединачних елемената на карактеристике филтра. Установљене су везе између вредности елемената еквивалентне електричне шеме и физичких димензија елемената, уводника и филтра. Постигнут је основни циљ о реализацији што једноставније еквивалентне шеме довољне прецизности. Предложени алгоритам који користи еквивалентне електричне шеме омогућио је значајно смањење времена потребног за пројектовање планарних филтара јер се 3D ЕМ симулације користе само у последњем кораку за фино подешавање жељене спецификације.

Предложени алгоритам коришћен је за пројектовање три филтра пропусника опсега учестаности. Њиховим спајањем у паралелну структуру формиран је филтар пропусник три опсега учестаности на 1,6 GHz, 3,5 GHz и 5,8 GHz. Пројектовани филтар показао је одличне резултате у погледу карактеристика и заузећа штампане плочице. Уочено је да је опсег употребљивости предложеног решења одређен нежељеним резонантним учестаностима елемената. Првенствено се мисли на нежељену резонанцију штампаног калема, када је дужина калема једнака четвртини таласне дужине за централну учестаност првог опсега. Направљен је лабораторијски прототип филтра са три пропусна опсега. Карактеристике филтра, добијене симулацијом, у складу су са експерименталним резултатима добијеним мерењима на лабораторијском прототипу. Филтар је имплементиран са машином чија је резолуција штампе 50 μm , а кратки спојеви су ручно реализовани, па се може рећи да су остварени резултати добијени мерењем задовољавајући.

Помоћу предложеног метода и алгоритма остварени су резултати који показују да је могуће постићи даља побољшања у процесу пројектовања филтра, како у смислу постигнутих карактеристика тако и у смислу уштеда у времену пројектовања. Део резултата приказаних у овој тези објављен је у часописима од међународног значаја, домаћим часописима, као и на међународним и националним конференцијама. Предложена решења могу наћи своју примену у персоналним мобилним комуникацијама, а остварени резултати дају основу и мотив за даља побољшања.

Током истраживања уочене су могућности за даље истраживање предложене класе филтара. Могу се издвојити следећи правци могућих истраживања

- реализација предложеног типа резонатора на подлогама веће пермитивности чиме ће се омогућити даља минијатуризација;
- реализација предложеног типа резонатора коришћењем других техника машинске израде што ће омогућити даљу минијатуризацију;
- реализација филтара пропусника опсега учестаности вишег реда;
- реализација кондукционе спреге уводника и резонатора;
- испитивање употребе електрично контролисаног кондензатора у циљу реализације филтра са подесивом централном учестаношћу, ширином пропусног опсега и селективношћу,
- реализација филтара непропусника опсега учестаности.

Литература

- [1] WIPL-D Pro 11.0, 3D Electromagnetic Solver, WIPL-D d.o.o., Belgrade, Serbia, 2013. [online] <http://www.wipl-d.com>
- [2] B. M. Kolundžija, J. S. Ognjanović, T. K. Sarkar, D. S. Šumić, M. M. Paramentić, B. B. Janić, D. I. Olcan, D. V. Tošić, and M. S. Tasić, *WIPL-D Microwave: Circuit and 3D EM Simulation for RF & Microwave Applications*. Norwood, MA: Artech House, 2005.
- [3] IE3D-Full-Wave EM Simulation, Optimization, and Synthesis Package, Zeland Software, Inc., Fremont, CA, USA, 2007.
- [4] I. Hunter, *Theory and design of microwave filters*. London: The Institution of Engineering and Technology, 2006.
- [5] R. E. Collin, *Foundations for microwave engineering*. New York: McGraw-Hill, 1992; reprinted by John Wiley - IEEE Press, 2001.
- [6] D. M. Pozar, *Microwave and RF wireless systems*. New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [7] V. V. Petrović, D. V. Tošić, A. R. Đorđević, *Mikrotalasna pasivna kola*. Beograd: Elektrotehnički fakultet, elektronsko izdanje, 2010.
- [8] A. R. Đorđević, D. V. Tošić, *Mikrotalasna tehnika*. Beograd: Akademska misao, 2006.
- [9] J.-S. Hong, *Microstrip filters for RF/microwave applications*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2011.
- [10] M. D. Lutovac, D. V. Tošić, B. L. Evans, *Filter design for signal processing using MATLAB and Mathematica*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001; translated in Chinese, Publishing House of Electronics Industry, PHEI, Beijing, P. R. China, 2004.
- [11] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, R. R. Mansour, *Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2007.
- [12] M. V. Gmitrović, *Sinteza mreža I deo*. Niš: Elektronski fakultet, 2000.

- [13] G. L. Mattaei, L. Young, E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures*. New York: McGraw-Hill, 1964; reprinted by Artech House, Norwood, MA, 1980.
- [14] I. J. Bahl, *Lumped elements for RF and microwave circuits*. Norwood: Artech House, MA, USA, 2003.
- [15] R. J. Cameron, “General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 4, pp. 433–442, 1999.
- [16] M. Dishal, “Alignment and adjustment of synchronously tuned multiple-resonant-circuit filters”, *Proceedings of the IRE*, vol. 39, no. 11, pp. 1448–1455, 1951.
- [17] D. G. Swanson, “Narrow-band microwave filter design”, *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 5, pp. 105–114, 2007.
- [18] J. S. Wong, “Microstrip tapped-line filter design”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, no. 1, pp. 44–50, 1979.
- [19] Q.-X. Chu, H. Wang, “A compact open-loop filter with mixed electric and magnetic coupling”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 2, pp. 431–439, 2008.
- [20] J.-S. Hong, M. J. Lancaster, “Aperture-coupled microstrip open-loop resonators and their applications to the design of novel microstrip bandpass filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 9, pp. 1848–1855, 1999.
- [21] J.-S. Hong, M. J. Lancaster, “Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 12, pp. 2358–2365, 1997.
- [22] L. Athukorala, D. Budimir, M. Potrebic, “Design of open-loop dual-mode microstrip filters”, *Progress in Electromagnetics Research Letters*, vol. 19, pp. 179–185, 2010.
- [23] A. Djaiz, T. A. Denidni, “A new compact microstrip two-layer bandpass filter using aperture-coupled SIR-hairpin resonators with transmission zeros”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 5, pp. 1929–1936, 2006.

- [24] M. Potrebčić, D. V. Tošić, “A novel design of a compact multilayer resonator using double-sided microstrip”, *Optoelectronics and Advanced Materials - Rapid Communication*, vol. 6, no. 3–4, pp. 441–445, 2012.
- [25] S.-C. Lin, C.-H. Wang, C. H. Chen, “Novel patch-via-spiral resonators for the development of miniaturized bandpass filters with transmission zeros”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 1, pp. 137–146, 2007.
- [26] C.-H. Chen, C.-H. Huang, T.-S. Horng, S.-M. Wu, J.-Y. Li, C.-C. Chen, C.-T. Chiu, C.-P. Hung, “Very compact stacked LC resonator-based bandpass filters with a novel approach to tune the transmission zeros”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 5, pp. 293–295, 2009.
- [27] X. Luo, J.-G. Ma, E.-P. Li, “Compact high selectivity and wide stopband bandpass filter using dual-layer structure,” in *Proceedings of the 41st European Microwave Conference (EuMC '11)*, 10-13 October 2011, Manchester, UK, pp. 460–463.
- [28] J.-S. Hong, M. J. Lancaster, ”Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 11, pp. 2099–2109, 1996.
- [29] D. Deslandes, K. Wu, ”Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form,“ *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 68–70, 2001.
- [30] J. H. Lee, S. Sarkar, S. Pintel, J. Papapolymerou, J. Laskar, M. M. Tentzeris, “3D-SOP millimeter-wave functions for high data rate wireless systems using LTCC and LCP technologies“, in *Proceedings of the 55th Electronic Components and Technology Conference*, 31 May–3 June, 2005, Lake Buena Vista, FL, USA, pp. 764–768.
- [31] R. Melati, A. Hamid, L. Thierry, M. Derkaoui, “Design of a new electrical model of a ferromagnetic planar inductor for its integration in a micro-converter”, *Mathematical and Computer Modelling*, vol. 57, no. 1–2, pp. 200–227, 2013.
- [32] M. Hosseini, G. Zhu, Y.-A. Peter, “A new formulation of fringing capacitance and its application to the control of parallel-plate electrostatic micro actuators”,

- Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 53, no. 2–3, pp. 119–128, 2007.
- [33] M. E. Goldfarb, R. A. Pucel, “Modeling via hole grounds in microstrip”, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 1, no. 6, pp. 135–137, 1991.
- [34] D. Miljanović, M. Potrebić, D. V. Tošić, Z. Stamenković, ”Design of miniaturized bandpass filters using quasi-lumped multilayer resonators”, *Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 23, no. 6, pp. (1450083) 1–21, 2014.
- [35] RT/Duroid 5880, Rogers Corporation – Advanced Circuit Materials Division, Chandler, AZ, USA.
[online] <http://www.rogerscorp.com/documents/606/acm/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.pdf>
- [36] Agilent Technologies Network Analyzer N5227A, Keysight Technologies, Santa Rosa, CA, USA.
[online] <http://www.keysight.com/en/pd-2001997-pn-N5227A/pna-microwave-network-analyzer?cc=RS&lc=eng>
- [37] A.R. Đorđević, M. D. Đurić, D. V. Tošić, T. K. Sarkar, “On compact printed-circuit transmission lines”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no.11, pp. 2706–2709, 2007.
- [38] D. Miljanović, M. Potrebić, D. V. Tošić, Z. Stamenković, ”Feeder realization for quasi-lumped multilayer resonators with low Q-factor”, in *Proceedings of the 11th WSEAS International Conference on Circuits, Systems, Electronics, Control & Signal Processing (CSECS '12)*, Montreux, Switzerland, December 29–31, 2012, pp. 63–68.
- [39] Microwave Office 10.0, Applied Wave Research Inc., National Instruments AWR Design Environment, El Segundo, CA, 2013.
[online] <http://www.awrcorp.com>
- [40] D. Miljanović, M. Potrebić, D. Tošić, “Mikrotalasni filter realizovan u višeslojnoj tehnici sa kapacitivno spregnutim uvodnikom”, *Zbornik XII međunarodnog naučno-stručnog simpozijum INFOTEH-JAHORINA 2013*, Jahorina, Bosna i Hercegovina, Mart 20–22, 2013, vol. 12, str. 434–438.
- [41] D. Miljanović, M. Potrebić, D. Tošić, “Zamjenske šeme spregnutih mikrotalasnih kvazi-koncentrisanih rezonatora”, *Zbornik XIII međunarodnog*

naučno-stručnog simpozijuma INFOTEH-JAHORINA 2014, Jahorina, Bosna i Hercegovina, Mart 19–21, 2014, vol. 13, str. 471–475.

- [42] B. D. Popović, *Elektromagnetika*. Beograd: Nauka, 1997.
- [43] L.-Y. Ren, “Tri-band bandpass filters based on dual-plane microstrip/DGS slot structure,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 8, pp. 429–431, 2010.
- [44] R. Dhakal, N.-Y. Kim, “A compact symmetric microstrip filter based on a rectangular meandered-line stepped impedance resonator with a triple-band bandstop response”, *The Scientific World Journal*, vol. 2013, article ID 457693, 7 pages, 2013.
- [45] D. Miljanović, M. Potrebić, D. V. Tošić, ”Design of microwave multibandpass filters with quasilumped resonators”, *Mathematical Problems in Engineering*, Hindawi Publishing Corporation, vol. 2015, article ID 647302, 14 pages, 2015, DOI: 10.1155/2015/647302,
[online] <http://www.hindawi.com/journals/mpe/2015/647302/cta/>
- [46] A. R. Đorđević, M. B. Baždar, R. F. Harrington, and T. K. Sarkar, *LINPAR for Windows: Matrix Parameters for Multiconductor Transmission Lines*, Version 2.0, (Software and User’s Manual). Boston: Artech House, 1999.
- [47] Mathematica 9, Wolfram Research Inc., The Wolfram Centre, Oxfordshire, United Kingdom, 2013. [online] <http://www.wolfram.com/mathematica>
- [48] PCB Prototyping machine MITS FP21-T Precision, MITS Electronics, Tokyo, Japan. [online] http://www.mitspcb.com/edoc/fp21t_p.htm
- [49] The European table of frequency allocations and utilisations covering the frequency range 9 kHz to 275 GHz, Lisboa January 2002 - Dublin 2003 - Turkey 2004 - Copenhagen 2004.
[online] http://www.onlineconversion.com/downloads/european_frequency_allocations
- [50] H.-W. Liu, Y. Wang, X.-M. Wang, J.-H. Lei, W.-Y. Xu, Y.-L. Zhao, B.-P. Ren, X.-H. Guan, “Compact and high selectivity tri-band bandpass filter using multimode stepped-impedance resonator”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 10, pp. 536–538, 2013.

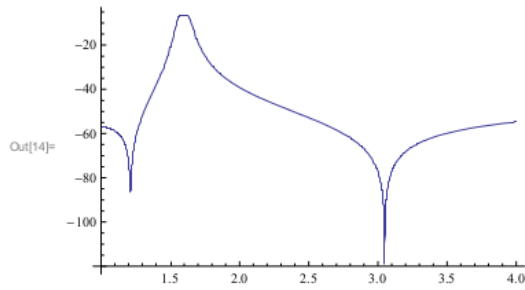
- [51] Y.-F. Chen, S.-H. Huang, H.-W. Wu, H.-Y. Lee, “Design of compact tri-band bandpass filter using multilayer substrate technique”, in *Proceedings of the 2013 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC '13)*, 5–8 November, 2013, Seoul, South Korea, pp. 527–529.
- [52] P.-Y. Hsiao, R.-M. Weng, “A tri-band bandpass filter using 2T4L2C-pattern multi-layer structure”, in *Proceedings of the 2009 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC '09)*, 7–10 December, 2009, Singapore, pp. 1416–1418
- [53] C.-H. Chen, C.-H. Huang, T.-S. Horng, S.-M. Wu, “Highly miniaturized multiband bandpass filter design based on a stacked spiral resonator structure”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 5, pp. 1278–1286, 2012.

Прилог

Одређивање нула трансфер функције еквивалентне електричне шеме у софтверском пакету *Mathematica*.

```
In[1]= jedinice = {pF → 10-12, nH → 10-9, GHz → 109}
Out[1]= {pF →  $\frac{1}{1000000000000}$ , nH →  $\frac{1}{1000000000}$ , GHz → 1000000000}
In[2]= YC = CC * s + GC; Zvia = Lvia * s + Rvia; YL1 = CL1 * s + GL1;
YL2 = CL2 * s + GL2; ZL =  $\frac{(L * s + RL) * \frac{1}{CL * s}}{(L * s + RL) + \frac{1}{CL * s}}$ ;
In[3]= bezGubitaka = {GC → 0, Rvia → 0, GL1 → 0, GL2 → 0, RL → 0}
Out[3]= {GC → 0, Rvia → 0, GL1 → 0, GL2 → 0, RL → 0}
In[4]= gubici = {GC → 10-5, Rvia → 10-6, GL1 → 10-5, GL2 → 10-5, RL → 10-6}
Out[4]= {GC →  $\frac{1}{100000}$ , Rvia →  $\frac{1}{1000000}$ , GL1 →  $\frac{1}{100000}$ , GL2 →  $\frac{1}{100000}$ , RL →  $\frac{1}{1000000}$ }
In[5]= PiMreza = Solve[{I1 = YC * V1 +  $\frac{V1 - V3}{Zvia}$ ,  $\frac{V3 - V1}{Zvia}$  + YL1 * V3 +  $\frac{V3 - V2}{ZL}$  = 0,  $\frac{V2 - V3}{ZL}$  + YL2 * V2 = I2},
{I1, I2}, {V3}] // First // Together;
In[6]= Y11 = I1 /. PiMreza /. {V1 → 1, V2 → 0}; Y12 = I1 /. PiMreza /. {V1 → 0, V2 → 1};
Y21 = I2 /. PiMreza /. {V1 → 1, V2 → 0}; Y22 = I2 /. PiMreza /. {V1 → 0, V2 → 1}; Y21 = Y12
Out[6]= True
In[7]= odziv = Solve[{I1 = Y11 * V1 + Y12 * V2, I2 = Y21 * V1 + Y22 * V2,
I1p = Y11 * V1p + Y12 * V2p, I2p = Y21 * V1p + Y22 * V2p, I2port = I1 + I2p,
I1port = I2 + I1p, (V2p - V1) * CLC * s = I1, (V2 - V1p) * CLC * s = I1p,
V1port - V2 =  $\left(Z0 + \frac{1}{Cu * s}\right)$  I1port, 0 - V2p =  $\left(Z0 + \frac{1}{Cu * s}\right)$  I2port},
{I2port}, {I1, I2, V1, V2, I1p, I2p, V1p, V2p, I1port}] // First;
In[8]= Hs = -Z0 * I2port /. odziv /. V1port → 1;
In[9]= Hs0 = (Hs /. bezGubitaka /. {Lvia → 0, CL2 → CL1}) // Together;
In[10]= vrednosti = {CC → 0.3 pF, CL1 → 0.15 pF, CL2 → 0.15 pF, Cu → 0.3 pF,
CL → 0.09 pF, CLC → 0.03 pF, L → 30.3 nH, Z0 → 50, Lvia → 0} /. jedinice
Out[10]= {CC → 3. × 10-13, CL1 → 1.5 × 10-13, CL2 → 1.5 × 10-13, Cu → 3. × 10-13,
CL → 9. × 10-14, CLC → 3. × 10-14, L → 3.03 × 10-8, Z0 → 50, Lvia → 0}
In[11]= ucestanost = {s → i * 2 * π * f * GHz} /. jedinice
Out[11]= {s → 2000000000 i f π}
In[12]= Hf = Hs /. gubici /. vrednosti /. ucestanost; Hf /. f → {1.21285, 3.04637}
Out[12]= {-0.0000549385 - 0.0000197215 i, -7.79588 × 10-7 - 3.68226 × 10-6 i}
In[13]= Mf = Abs[Hf]; Mf12 = Mf /. f → {1.21285, 3.04637}; 20 Log[10, Mf12]
Out[13]= {-84.6761, -108.487}
```

```
In[14]= Plot[20 Log[10, Mf], {f, 1, 4}, PlotRange -> All, PlotPoints -> 64]
```



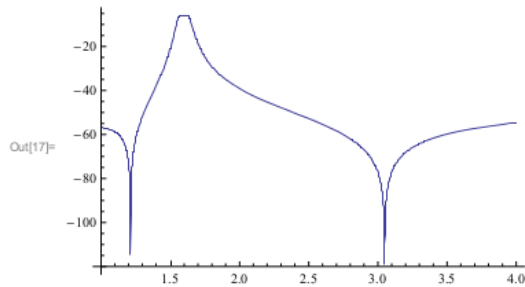
```
In[15]= Hf0 = Hs /. bezGubitaka /. vrednosti /. ucestanost; Hf0 /. f -> {1.21285, 3.04637}
```

```
Out[15]= {-7.16024 × 10-6 - 0.0000308395 i, -7.96184 × 10-7 - 3.68024 × 10-6 i}
```

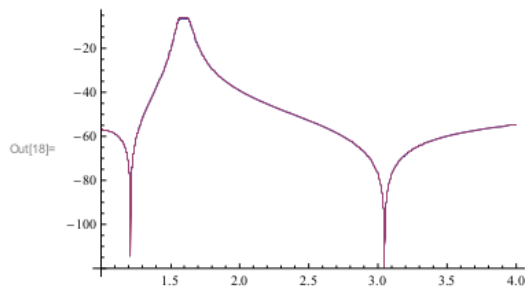
```
In[16]= Mf0 = Abs[Hf0]; Mf012 = Mf0 /. f -> {1.21285, 3.04637}; 20 Log[10, Mf012]
```

```
Out[16]= {-89.9898, -108.484}
```

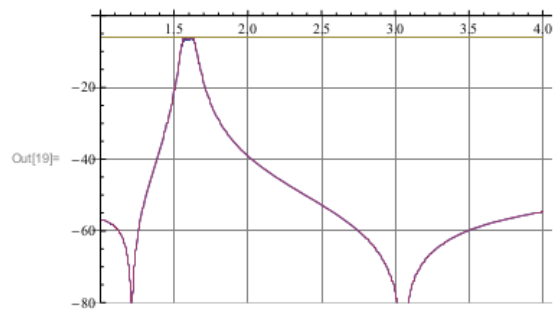
```
In[17]= Plot[20 Log[10, Mf0], {f, 1, 4}, PlotRange -> All, PlotPoints -> 64]
```



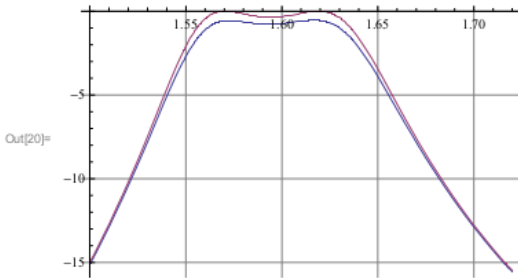
```
In[18]= Plot[{20 Log[10, Mf], 20 Log[10, Mf0]}, {f, 1, 4}, PlotRange -> All, PlotPoints -> 64]
```



```
In[19]= Plot[{20 Log[10, Mf], 20 Log[10, Mf0], -6}, {f, 1, 4},  
PlotRange -> {All, {-80, 0}}, PlotPoints -> 64, GridLines -> Automatic]
```



```
In[20]= Plot[{20 Log[10, 2 Mf], 20 Log[10, 2 Mf0]},
  {f, 1.5, 1.72}, PlotPoints -> 64, GridLines -> Automatic]
```



```
In[21]= numHs0 = Numerator[Hs0]
```

```
Out[21]= 2 CLC Cu2 s (1 + CL L s2) (1 + CC L s2 + CL L s2 + CL1 L s2 + CLC L s2) Z0
```

```
In[22]= zfHs0 = Solve[numHs0 == 0 /. s -> i * 2 * π * f, f]
```

```
Out[22]= {{f -> 0}, {f -> -\frac{1}{2\sqrt{CL}\sqrt{L}\pi}}, {f -> \frac{1}{2\sqrt{CL}\sqrt{L}\pi}},
  {f -> -\frac{1}{2\sqrt{CC L + CL L + CL1 L + CLC L}\pi}}, {f -> \frac{1}{2\sqrt{CC L + CL L + CL1 L + CLC L}\pi}}}
```

```
In[23]= zfHs0 /. vrednosti
```

```
Out[23]= {{f -> 0}, {f -> -3.04774 × 109}, {f -> 3.04774 × 109}, {f -> -1.21105 × 109}, {f -> 1.21105 × 109}}
```

```
In[24]= Select[f /. zfHs0 /. vrednosti, Positive] // Sort
```

```
Out[24]= {1.21105 × 109, 3.04774 × 109}
```

```
In[25]= $Assumptions = {CC > 0, CL > 0, CL1 > 0, CLC > 0, L > 0}
```

```
Out[25]= {CC > 0, CL > 0, CL1 > 0, CLC > 0, L > 0}
```

```
In[26]= zfHs0p = Select[f /. zfHs0, Refine[Positive[#]] &] // Simplify
```

```
Out[26]= {\frac{1}{2\sqrt{CL L}\pi}, \frac{1}{2\sqrt{(CC + CL + CL1 + CLC) L}\pi}}
```

```
In[27]= typo =
```

```
{CL -> Subscript[Style["C", Italic], "CL"], CL1 -> Subscript[Style["C", Italic], "CL1"],
  CC -> Subscript[Style["C", Italic], "C"], CLC -> Subscript[Style["C", Italic], "CLC"]}
```

```
Out[27]= {CL -> CCL, CL1 -> CCL1, CC -> CC, CLC -> CCLC}
```

```
In[28]= Framed[Style[Subscript[f, 0] = zfHs0p /. typo, 24], FrameStyle -> Cyan] // TraditionalForm
```

```
Out[28]/TraditionalForm=
```

$$f_0 = \left\{ \frac{1}{2\pi\sqrt{L}C_{CL}}, \frac{1}{2\pi\sqrt{L}(C_{CL} + C_{CL1} + C_{CLC} + C_C)} \right\}$$

Биографија аутора

Дејан М. Миљановић рођен је 3.1.1977. године у Добоју, где и тренутно живи. Ожењен је и отац је једног детета. Основну и средњу школу завршио је у Добоју са одличним успехом.

Електротехнички факултет Универзитета у Београду уписао је школске 1995/1996. године, а због одслужења војног рока у Бања Луци студирање почиње школске 1996/1997.

2001. године је дипломирао на Електротехничком факултету Универзитета у Београду на Одсеку за електронику, телекомуникације и аутоматику (смер Телекомуникације) са просечном оценом 8,14. Дипломски рад „Вероватноћа грешке код 2DPSK модулације“ одбранио је са оценом 10.

2002. године је уписао постдипломске студије на смеру Дигитални пренос информација под менторством проф. др Гроздана Петровића. 2008. године је одбранио магистарску тезу под називом „Једно решење заштите VoIP сервиса”.

2013. године је одобрена тема докторске дисертације на Универзитету у Београду. Научно-истраживачки рад је подразумевао проучавање резултата у доступној литератури, разумевање теоријске основе истраживања, постављање полазних хипотеза, издвајање општих метода пројектовања микроталасних филтара, утврђивање могућих доприноса докторске дисертације и постављање плана истраживања и структуре рада. У циљу постизања резултата неопходно је било познавање различитих области Микроталасне технике као што су микроталасна пасивна кола и РФ и микроталасни филтри.

Био је учесник националних и међународних конференција. Објавио је неколико радова из области Микроталасне технике и Телекомуникација као аутор и коаутор. Три рада су саопштена на скуповима међународног значаја, а пет радова на скуповима националног значаја. Један рад је објављен у часопису националног значаја. Један рад је објавио у међународном часопису категорије M23, а један рад у међународном часопису категорије M22.

Дејан М. Миљановић је добио награду Фондације професора Мирка Милића за најбољи научно-стручни рад из области Теорије електричних кола, штампан у часопису или Зборнику конференција, односно научних скупова у претходној школској години, за рад:

D. Miljanović, M. Potrebić, D. V. Tošić, Z. Stamenković, “Design of miniaturized bandpass filters using quasi-lumped multilayer resonators”, *-Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 23, no. 6, pp. (1450083) 1–21, 2014. (IF₂₀₁₃=0.330) (DOI: 10.1142/S0218126614500832, Print ISSN: 0218-1266, Online ISSN: 1793-6454), M23, [online] <http://www.worldscientific.com/doi/abs/10.1142/S0218126614500832>

Од 2002. године до данас је запослен у M:tel, ИЈ Добој. Радио је као инжењер у служби преносних система на пословима имплементације, надзора и одржавања преносних система. Од 2005. године обавља функцију шефа одељења преносних система вршећи организацију рада, контролу извршавања послова, израду планова одржавања и планова инвестиција. Врши надзор при извођењу радова, предлоге планова развоја, израду техничких решења, пројектних задатака и пројеката, контакте са трећим лицима, техничке пријеме изграђених телекомуникационих капацитета. Редован је и активан учесник националних и међународних семинара, презентација, обука из области Телекомуникација.

Објављени радови

Категорија M22:

1. **D. Miljanović**, M. Potrebić, D. V. Tošić, “Design of microwave multibandpass filters with quasilumped resonators”, -*Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2015, article ID 647302, 14 pages, 2015, (**IF₂₀₁₃=1.082**) (DOI: 10.1155/2015/647302, Print ISSN: 1024-123X, Online ISSN: 1563-5147).
[online] <http://www.hindawi.com/journals/mpe/2015/647302/cta/>

Категорија M23:

2. **D. Miljanović**, M. Potrebić, D. V. Tošić, Z. Stamenković, “Design of miniaturized bandpass filters using quasi-lumped multilayer resonators”, -*Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 23, no. 6, pp. (1450083) 1–21, 2014. (**IF₂₀₁₃=0.330**) (DOI: 10.1142/S0218126614500832, Print ISSN: 0218-1266, Online ISSN: 1793-6454),
[online] <http://www.worldscientific.com/doi/abs/10.1142/S0218126614500832>

Категорија M52:

1. **D. Miljanović**, M. Potrebić, D. V. Tošić, “Projektovanje filtra propusnika opsega učestanosti sa kvazi-koncentrisanim rezonatorima korišćenjem zamjenske šeme”, - *Tehnika*, vol. 69, no. 3, pp. 459–465, 2014. (ISSN: 0040-2176, UDC: 621.372.544).
[online] <http://www.sits.org.rs/include/data/docs1093.pdf>

Категорија M33:

1. S. Grković, **D. Miljanović**, S. Stefanovski, M. Potrebić, D. V. Tošić, “WIPL-D modelovanje višeslojnog filtra sa interdigitalno spregnutim uvodnicima”, -*Proc. 21st Telecommunications Forum (TELFOR 2013)*, Belgrade, Serbia, November 26–28, 2013, pp. 900–903. (DOI: 10.1109/TELFOR.2013.6716376, Print ISBN: 978-1-4799-1419-7)
[online] <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&arnumber=6716376&queryText%3D10.1109%2FTELFOR.2013.6716376>

2. **D. Miljanović**, M. Potrebić, D. V. Tošić, Z. Stamenković, “Feeder realization for quasi-lumped multilayer resonators with low Q -factor”, -*Proc. 11th WSEAS International Conference on Circuits, Systems, Electronics, Control & Signal Processing (CSECS '12)*, Montreux, Switzerland, December 29–31, 2012, pp. 63–68. (ISBN: 978-1-61804-146-3)
[online] <http://www.wseas.us/e-library/conferences/2012/Montreux/ACSAM/ACSAM-09.pdf>
3. **D. Miljanović**, M. Potrebić, D. V. Tošić, “Faktor dobrote kvazi-koncentrisanog višeslojnog rezonatora sa induktivnim uvodnikom”, -*Proc. 20th Telecommunications forum (TELFOR 2012)*, Belgrade, Serbia, November 20–22, 2012, pp. 1139–1142. (DOI: 10.1109/TELFOR.2012.6419412, Print ISBN: 978-1-4673-2983-5)
[online] <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&arnumber=6419412&queryText%3D10.1109%2FTELFOR.2012.6419412>

Категорија М63:

1. **D. Miljanović**, M. Potrebić, D. V. Tošić, “Zamjenske šeme spregnutih mikrotalasnih kvazi-koncentrisanih rezonatora”, -*Zbornik XIII međunarodnog naučno-stručnog simpozijuma INFOTEH-JAHORINA 2014*, Jahorina, Bosna i Hercegovina, Mart 19–21, 2014, vol. 13, str. 471–475. (ISBN: 978-99955-763-3-2)
[online] <http://infotech.etf.unssa.rs.ba/zbornik/2014/radovi/KST-3/KST-3-1.pdf>
2. **D. Miljanović**, M. Potrebić, D. V. Tošić, “Realizacije uvodnika za višeslojni rezonator sa širokim opsegom vrijednosti Q -faktora”, -*Zbornik 57. konf. ETRAN*, Zlatibor, Srbija, 3–6 jun, 2013, str. MT 3.5. 1–4. (ISBN: 978-86-80509-68-6)
[online] <http://etran.etf.rs>
3. **D. Miljanović**, M. Potrebić, D. V. Tošić, “Mikrotalasni filter realizovan u višeslojnoj tehnici sa kapacitivno spregnutim uvodnikom”, -*Zbornik XII međunarodnog naučno-stručnog simpozijum INFOTEH-JAHORINA 2013*, Jahorina, Bosna i Hercegovina, Mart 20–22, 2013, vol. 12, str. 434–438. (ISBN: 978-99955-763-1-8)
[online] <http://infotech.etf.unssa.rs.ba/zbornik/2013/radovi/KST-3/KST-3-3.pdf>
4. Đ. Mirković, **D. Miljanović**, M. Potrebić, D. V. Tošić, “Modelovanje mikrotalasnog filtra sa kvazi-koncentrisanim rezonatorima u softveru WIPL-D”, -*Zbornik 56. konf. ETRAN*, Zlatibor, Srbija, 11–14 jun, 2012, str. MT2.6. 1–4. (ISBN: 978-86-80509-67-9) [online] <http://etran.etf.rs>
5. **D. Miljanović**, “Sigurnost VoIP-a, opasnosti, mjere i rješenja”, in *Proc. 20th Telecommunications forum (TELFOR 2006)*, Belgrade, Serbia, November 21– 23, 2006. pp. 103-106.

Прилог 1.

Изјава о ауторству

Потписани-а _____ Дејан Миљановић _____

број индекса _____ по старом програму _____

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом:

Микроталасни филтри са квази-концентрисаним елементима

- резултат сопственог истраживачког рада,
- да предложена дисертација у целини ни у деловима није била предложена за добијање било које дипломе према студијским програмима других високошколских установа,
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

Потпис докторанда

У Београду, 29.12.2014. године

Дејан Миљановић

Прилог 2.

Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора Дејан Миљановић

Број индекса _____ по старом програму

Студијски програм Микроталасна техника

Наслов рада Микроталасни филтри са квази-концентрисаним елементима

Ментор доцент др Милка Потребих, Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

Потписани/а Дејан Миљановић

Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла за објављивање на порталу **Дигиталног репозиторијума Универзитета у Београду**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

Потпис докторанда

У Београду, 29.12.2014. године

Дејан Миљановић

Прилог 3.

Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

Микроталасни филтри са квази-концентрисаним елементима

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

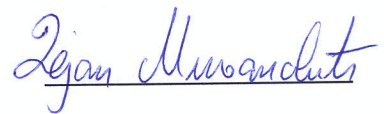
Моју докторску дисертацију похрањену у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство
2. Ауторство - некомерцијално
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима
5. Ауторство – без прераде
6. Ауторство – делити под истим условима

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци, кратак опис лиценци дат је на полеђини листа).

Потпис докторанда

У Београду, 29.12.2014. године



1. Ауторство - Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.

2. Ауторство – некомерцијално. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.

3. Ауторство - некомерцијално – без прераде. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.

4. Ауторство - некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.

5. Ауторство – без прераде. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.

6. Ауторство - делити под истим условима. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.