



**УНИВЕРЗИТЕТ У КРАГУЈЕВЦУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА У ЧАЧКУ**

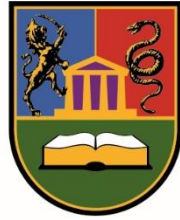
Ана М. Плазинић

**МИКРОТАЛАСНИ ПЛАНАРНИ ФИЛТРИ
РЕАЛИЗОВАНИ ПОМОЋУ РЕЗОНАТОРА СА ВИШЕ
РЕЗОНАНТНИХ УЧЕСТАНОСТИ**

Докторска дисертација

Ментор: др Милка Потребих, ванр. проф.

Чачак, 2019.



**UNIVERSITY OF KRAGUJEVAC
FACULTY OF TECHNICAL SCIENCES ČAČAK**

Ana M. Plazinić

**MICROWAVE PLANAR FILTERS WITH MULTI-MODE
RESONATORS**

Doctoral dissertation

Mentor: dr Milka Potrebić, Associate Professor

Čačak, 2019.

ИДЕНТИФИКАЦИОНА СТРАНИЦА ДОКТОРСКЕ ДИСЕРТАЦИЈЕ
I Аутор
Име и презиме: Ана Плазинић
Датум и место рођења: 26.12.1989. године, Чачак
Садашње запослење: Универзитет у Крагујевцу, Факултет техничких наука у Чачку, асистент
II Докторска дисертација
Наслов: Микроталасни планарни филтри реализовани помоћу резонатора са више резонантних учестаности
Број страница: 104
Број слика: 66
Број табела: 21
Број библиографских података: 64
Установа и место где је рад израђен: Факултет техничких наука у Чачку
Научна област (УДК): 621.37/.39
Ментор: др Милка Потребих, ванредни професор
III Оцена и одбрана
Датум пријаве теме: 28.08.2017.
Број одлуке и датум прихватања докторске дисертације: IV-04-1205/8 од 11.01.2018.
Комисија за оцену подобности теме и кандидата:
<ol style="list-style-type: none"> др Дејан Тошић, редовни професор Универзитет у Београду – Електротехнички факултет Ужа научна област: Теорија кола и система, председник др Милка Потребих, ванредни професор Универзитет у Београду – Електротехнички факултет Ужа научна област: Теорија кола и система, ментор др Јерослав Живанић, редовни професор Факултет техничких наука, Чачак, Научна област: Теоријска и општа електротехника, члан др Злата Цветковић, редовни професор Универзитет у Нишу – Електронски факултет Ужа научна област: Теоријска електротехника, члан др Аленка Миловановић, редовни професор Универзитет у Крагујевцу – Факултет техничких наука у Чачку Ужа научна област: Теоријска и општа електротехника, члан
Комисија за оцену и одбрану докторске дисертације:
<ol style="list-style-type: none"> Др Бранко Колунџија, редовни професор Универзитет у Београду – Електротехнички факултет Ужа научна област: Електромагнетика, антене и микроталаси, председник др Милка Потребих, ванредни професор Универзитет у Београду – Електротехнички факултет Ужа научна област: Теорија кола и система, ментор др Јерослав Живанић, редовни професор Факултет техничких наука, Чачак, Научна област: Теоријска и општа електротехника, члан др Злата Цветковић, редовни професор Универзитет у Нишу – Електронски факултет Ужа научна област: Теоријска електротехника, члан др Аленка Миловановић, редовни професор Универзитет у Крагујевцу – Факултет техничких наука у Чачку Ужа научна област: Теоријска и општа електротехника, члан
Датум одбране дисертације:

Захвалница

Првенствено бих желела да се захвалим др Милки Потребих, ванредном професору, за сво знање, труд, изузетну посвећеност и огромну енергију коју је уложила као ментор ове докторске дисертације. Њена подршка, смернице и несебична помоћ су ми били од огромног значаја при изради ове докторске дисертације. Захваљујући др Милки Потребих мој циљ је постао реалност, а рад на докторској дисертацији је представљао уједно и право задовољство. Веома сам јој захвална на свему што је урадила за мене и на свим саветима који се тичу мог садашњег и будућег академског рада.

Желела бих да се захвалим и проф. др Дејану Тошићу за све корисне савете које сам усвојила од њега за време основних и мастер студија и у току израде докторске дисертације. Професор др. Дејан Тошић је био упућен у све фазе истраживања везане за моју докторску дисертацију и пружио ми огромну помоћ својим искуством и знањем у развоју и публиковању нових решења до којих сам дошла током истраживања.

Затим бих се захвалила проф. др Бранку Колунџији на сарадњи и жељи да ми изађе у сусрет и омогући коришћење и примену софтвера помоћу кога сам успешно, на релативно једноставан начин, спровела највећи део истраживања.

Желела бих да се захвалим целокупној Катедри за Општу електротехнику и електронику Факултета техничких наука у Чачку, руководству факултета као и свим колегама који су били уз мене и подржавали ме све време.

На крају, желела бих да упутим огромно хвала својој породици и пријатељима који су одувек моја највећа снага и покретач. Они су ми пружали несебичну подршку на путу остварења жеље за даљим усавршавањем. Били су мој ослонац кроз целокупно школовање и инспирација при савладавању свих препрека. Од свег срца се захваљујем својим родитељима и својој сестри, који су увек ту за мене и без којих ништа не би имало смисла. Они су ми својом љубављу, пожртвованошћу и оптимизмом дали ветар у леђа када је било најтеже.

МИКРОТАЛАСНИ ПЛАНАРНИ ФИЛТРИ РЕАЛИЗОВАНИ ПОМОЋУ РЕЗОНАТОРА СА ВИШЕ РЕЗОНАНТНИХ УЧЕСТАНОСТИ

Резиме

Предмет истраживања ове докторске дисертације су микроталасни филтри пропусници опсега учестаности, реализовани помоћу резонатора са више резонантних учестаности, који су имплементирани у планарној штампаној техници. С обзиром на сталан развој бежичних технологија, као што је пета генерација мобилних мрежа, постављају се захтеви за пројектовање микроталасних компоненти за шире пропусне опсеге, на вишим учестаностима, чиме би се осварио бржи пренос података, већи капацитет мреже и боља енергетска ефикасност. Микроталасни филтри, као део нове технологије пете генерације мобилних система, представљају прави изазов за пројектанте, о чему сведоче бројне објављене публикације. Сходно све строжијим спецификацијама технологије у развоју, намеће се потреба за новим реализацијама микроталасних филтара жељених перформанси.

У циљу задовољења захтева као што су нови фреквенцијски опсези, ширина канала, примопредајници са више опсега, реконфигурабилност примопредајника, минијатуризација преносивих уређаја уз услов да не дође до нежељене спреге делова ситема, оставља се простор за даља истраживања у области пројектовања како резонатора, тако и филтара на микроталасним учестаностима.

Да би се задовољили наведени критеријуми нове технологије, у оквиру дисертације испитује се нов начин реализације резонатора са две или три резонантне учестаности. Разматра се штампање резонатора у више слојева планарне структуре у циљу смањења заузећа штампане плочице. Коришћење вишеслојане структуре доприноси минијатуризацији са једне стране самог резонатора, а са друге стране целог филтра, уз тежњу да се очува или побољша карактеристика филтра. У разматраном истраживању, вишеслојна реализација је остварена спајањем две микротракасте структуре масама, чиме се маса поставља у центар структуре.

Предложени резонатори користе се за пројектовање нове класе планарних филтара који имају један или више пропусних опсега. За сваки пропусни опсег филтра користи се по један резонатор, а спрега између суседних опсега је избегнута остављањем потребног растојања на штампаној плочици. Основни циљ нове реализације филтра је могућност независног

подешавања сваког од опсега. Сходно томе, испититује се оптимално растојања између резонатора за различите пропусне опсеге.

Због геометријске сложености предложених филтара, анализа је вршена у тродимензионалном електромагнетском софтверу. У циљу ефикаснијег испитивања карактеристика филтра и смањења потребног времена анализе, предлажу се еквивалентне електричне шеме резонатора и филтара. Уведене еквивалентне шеме омогућавају практично тренутну анализу утицаја промене појединих параметара филтра на његове фреквенцијске карактеристике. Коришћење еквивалентних шема значајно смањује време потребно за пројектовање филтара, јер омогућава оптимизацију параметара филтра на нивоу микроталасног кола.

Прво су пројектовани филтри у микротракастој техници, а затим су минијатуризовани коришћењем вишеслојне технике. Филтри су пројектовани за централне учестаности пропусних опсега од 1.6 GHz и 3.5 GHz. Поступак пројектовања је започео реализацијом појединачних филтара за сваки од опсега учестаности, а затим су појединачни филтри обједињени у један филтар са два пропусна опсега учестаности. Анализиран је положај резонатора и уводника да би се елиминисала спрега као последица минијатуризације.

Следећи корак у истраживању био је остваривање услова реконфигурабилности предложеног филтра са два пропусна опсега учестаности. Реконфигурабилност је остварена модификовањем појединачних резонатора филтра са мемристивним прекидачем. Мемристори су уведени, уместо класичних прекидача на микроталасним учестаностима, у циљу боље енергетске ефикасности и могућности тренутне измене стања мемристора при постојању РФ и микроталасног сигнала.

Основни допринос докторске дисертације је нов метод пројектовања микроталасних филтара са више пропусних опсега у вишеслојној техници. У циљу верификације предложеног метода, развијен је алгоритам пројектовања филтара са свим релевантним корацима. Прво је анализиран резонатор као основна градивна јединица филтра. Као део алгоритма развијене су еквивалентне електричне шеме филтра у циљу смањења времена потреног за пројектовање и оптимизацију направе. На крају је извршена експериментална верификација филтра са два пропусна опсега, чији је лабораторијски прототип направљен и измерен. Измерена карактеристика филтра је потврдила очекиване резултате тродимензионалних електромагнетских симулација. Имплементирани микроталасни филтри имају боље карактеристике у односу на карактеристике филтара објављених у отвореној доступној литератури. Предложени метод, као исход овог истраживања, има практичну примену за

реализацију филтара као саставног дела савремених комуникационих система који раде на микроталасним учестаностима.

Додатни допринос дисертације представља предлог реализације реконфигурабилног филтра коришћењем мемристора у циљу повећања енергетске ефикасности што је један од основних захтева нове мобилне технологије.

Кључне речи: микроталасни филтар, минијатуризација, мемристор, планарна техника, резонатор, резонатор са више резонантних учестаности, реконфигурабилност, филтар пропусник опсега учестаности, филтар са више пропусних опсега учестаности.

MICROWAVE PLANAR FILTERS WITH MULTI-MODE RESONATORS

Abstract

The scope of the research, presented in this doctoral dissertation, is the microwave bandpass filter design using multi-mode resonators implemented in planar technology. Due to the constant development of wireless technologies, such as the fifth generation of mobile networks, requirements for the microwave components design for wider pass bands are set up for higher frequencies, thereby securing faster data transfer, greater network capacity and better energy efficiency. As evidenced in numerous publications, microwave filters, as a part of the new technology of the fifth generation of mobile systems, present a real challenge for designers. In accordance with increasingly stringent technology specifications in development, the need for new microwave filter realizations of desired performance is imposed.

In order to meet requirements such as new frequency bands, channel bandwidth, multi-band transceivers, reconfigurable transceivers, portable devices miniaturization without unwanted coupling between the parts of the system, a space for further resonators and filters design research remains.

In order to satisfy the stated new technology criteria, in the framework of this dissertation, a new method of the resonator realization with two or three resonant frequencies is examined. In order to reduce the printed circuit area occupation, resonators printed in several layers of the planar structure are considered. The use of multilayer structure contributes to resonator miniaturization on one side, as well as for the entire filter, while preserving or improving the filter characteristics. In this study, the multilayer realization was achieved by combining two microstrip structures which are connected by a common ground, which is placed in the center of the structure.

The proposed resonators are used for a new class of planar filters design with one or more pass bands. One resonator is used for each pass band of the filter, and the coupling between the adjacent pass bands is avoided by leaving the required distance on the printed circuit area. The main aim of the new filter realization is the possibility to independently tune each of the pass bands. Consequently, optimal distances between the resonators for different pass bands are examined.

Due to the geometric complexity of the proposed filters, the analysis was performed in three-dimensional electromagnetic software. For more efficient filter characteristics examination and for reducing the time needed for the analysis, equivalent circuits of the resonators and filters are proposed. The introduced equivalent circuits allow analysis of changing individual filter parameters on its frequency characteristics, almost instantaneously. Using the equivalent circuits significantly reduces the time required for filter design, since it allows the optimization of filter parameters at the microwave circuit level.

First, filters are designed in microstrip technology, and then miniaturized by using multilayer technology. Filters are designed for the center frequencies of 1.6 GHz and 3.5 GHz. The design process started with the individual filter realization for each of the pass bands, and then the individual filters were combined into the one dual-band bandpass filter. In order to eliminate the coupling as a result of miniaturization, the position of the resonators and the the feed lines was analyzed.

The next step in the research was to achieve the conditions for reconfigurability of the proposed dual-band bandpass filter. Reconfigurability was achieved by modifying individual filter resonators with a memristor. Instead of classical switches at microwave frequencies, memristors were introduced, in order to improve energy efficiency and the possibility of instantaneous changes in the memristor state in the presence of RF and microwave signals.

The main contribution of the doctoral dissertation is the new method of microwave filter design with multiple pass bands in multilayer technology. In order to verify the proposed method, the filter design algorithm has been developed with all relevant steps. First, the resonator was analyzed as the basic building block of the filter. As part of the algorithm, equivalent circuits for the proposed filters have been developed in order to reduce the time required for design and device optimization. Finally, experimental verification of the dual- band bandpass filter was performed, the laboratory prototype was made and measured. The measured filter characteristics confirmed the expected results of the three-dimensional electromagnetic simulations. The implemented microwave filters have better characteristics compared to the characteristics of the corresponding microwave filters already published in the available literature. The proposed method, as the outcome of this research, has a practical application for the filter design and implementation, which is an integral part of modern communication systems operating at microwave frequencies.

An additional contribution of this doctoral dissertation is a new reconfigurable filter design concept using memristors in order to increase energy efficiency, which is one of the basic requirements of the contemporary mobile technology.

Key words: microwave filter, miniaturization, memristor, planar technology, resonator, multi-mode resonator, bandpass filter, multi-bandpass filter.

Садржај

Списак назива слика.....	xiii
Списак наслова табела.....	xvi
1. Увод.....	1
2. Појам филтра и основне величине.....	6
2.1. Основне величине филтара.....	6
2.2. Пројектовање филтара.....	9
2.3. LC-лествичаста шема и прототип филтра.....	13
2.4. Основни параметри резонатора.....	17
3. Класификација резонатора.....	19
3.1. Полуталасни и четвртталасни резонатори.....	21
3.2. Резонатори са две резонантне учестаности.....	24
3.3. Резонатори са три резонантне учестаности.....	30
3.4. Резонатори реализовани у вишеслојној техници.....	38
4. Филтар пропусник опсега учестаности.....	39
4.1. Спрегнути резонатори.....	39
4.1.1. Модел магнетске спреге између резонатора.....	39
4.1.2. Модел електричне спреге између резонатора.....	42
4.1.3. Модел мешовите спреге између резонатора.....	44
4.1.4. Општа матрица спреге два резонатора.....	45
4.2. Реализација филтра са уским пропусним опсегом-Dishal-ов метод.....	46
4.3. Анализа симетричних мрежа.....	48
4.4. Моделовање и фабрикација филтра.....	50
4.4.1. Синтеза и моделовање филтра.....	50
4.4.2. Експериментална верификација филтара.....	53
5. Филтри пропусници опсега учестаности у микротракастој техници.....	55

6. Реализација филтара пропусника опсега учестаности у вишеслојној техници.....	63
6.1. Филтри пропусници опсега учестаности у вишеслојној техници пројектовани са резонатором са две резонантне учестаности.....	63
6.2. Филтри пропусници опсега учестаности у вишеслојној техници пројектовани помоћу резонатора са три резонантне учестаности.....	68
7. Реализација филтра са два пропусна опсега у вишеслојној техници.....	74
8. Реализација реконфигурабилног вишеслојног филтра са два пропусна опсега коришћењем мемристора.....	82
8.1. Вишеслојни резонатор са две резонантне учестаности са мемристором.....	83
8.2. Вишеслојни филтар са два пропусна опсега са резонаторима са две резонантне учестаности модификованим мемристорима.....	86
9. Закључак.....	94
Литература.....	97
Биографија аутора.....	102

Списак назива слика

Слика 2.1.	Општа шема реализације филтра са два приступа.	7
Слика 2.2.	Амплитудска спецификација унетог слабљења: (а) филтара пропусника ниских учестаности, (б) филтара пропусника високих учестаности и (в) филтара пропусника опсега учестаности.	9
Слика 2.3.	Апроксимације: (а) Батервортова, (б) Чебишевљева, (в) Елиптичка, (г) Беселова.....	13
Слика 2.4.	Лествичаста шема.	14
Слика 2.5.	Трансформације елемената из прототипа филтра пропусника ниских учестаности у филтар пропусник опсега учестаности.	15
Слика 2.6.	Еквивалентна представа елемената са губицима: (а) калема, (б) кондензатора.	16
Слика 2.7.	Еквивалентна шема LC -резонатора са губицима: (а) редни резонатор, (б) паралелни резонатор.....	17
Слика 2.8.	Еквивалентно коло оптерећеног LC -резонатора: (а) редног, (б) паралелног.....	18
Слика 3.1.	Еквивалентна представа отвореног полуталасног резонатора помоћу паралелног LC кола.....	21
Слика 3.2.	Еквивалентна представа кратко спојеног четвртталасног резонатора и паралелног LC кола..	22
Слика 3.3.	Еквивалентна представа отвореног четвртталасног резонатора и редног LC кола.	22
Слика 3.4.	Полуталасни резонатор у облику правоугаоника: (а) обичан, (б) меандриран...	23
Слика 3.5.	Резонатор у облику укоснице: (а) обичан, (б) са концентрисаним кондензатором и (в) са штампаним кондензатором.	24
Слика 3.6.	Тродимензионални модел резонантне шупљине са две резонантне учестаности у микротракастој техници.	25
Слика 3.7.	Примери резонатора са две резонантне учестаности у микротракастој техници у облику: (а) кружног диска, (б) правоугаоног одсечка вода, (в) кружне петље, (г) правоугаоне петље, (д) меандриране петље.....	26
Слика 3.8.	Расподела густине струја резонатора у облику троугла у микротракастој техници: (а) непаран мод, (б) парни мод.....	27
Слика 3.9.	Нарушавање симетрије раздвајањем модова резонатора у облику троугла: (а) исецањем врха, (б) трансформацијом у једнакокраки троугао, (в) усецањем процепа.	27
Слика 3.10.	Амплитудска карактеристика при раздвајању модова за три начина модификације резонатора у облику троугла: (а) исецањем врха, (б) деформацијом у једнакокраки троугао, (в) усецањем процепа..	28
Слика 3.11.	Реализација резонатора са две резонантне учестаности у микротракастој техници добијена модификацијом полуталасног резонатора у облику правоугаоника.	28

Слика 3.12.	Еквивалентне шеме резонатора са две резонантне учестаности за анализу парног и непарног мода..	29
Слика 3.13.	Резонатор са три резонантне учестаности у планарној техници.	31
Слика 3.14.	Резонатори одштамани на горњем и доњем диелектричном слоју.	31
Слика 3.15.	Еквивалентна шема филтра добијеног помоћу резонатора са слике 3.13.	32
Слика 3.16.	Еквивалентна шема за анализу а) парног (even 0) и б) непарног (odd 0) мода резонатора са слике 3.15.	32
Слика 3.17.	Еквивалентна шема за анализу парног (even 0) мода.	32
Слика 3.18.	Еквивалентна шема за анализу непарног (odd 0) мода.	33
Слика 3.19.	Резонатори у вишеслојној реализацији спрегнути кроз отвор у заједничкој маси: (а) са електричном спрегом, (б) са магнетском спрегом..	38
Слика 4.1.	Еквивалентни приказ филтра са n спрегнутих резонатора коришћењем линеарног индуктивног трансформатора..	40
Слика 4.2.	Еквивалентна шема филтра са n капацитивно спрегнутих резонатора.	42
Слика 4.3.	Еквивалентни приказ два спрегнута резонатора са мешовитом спрегом.	45
Слика 4.4.	Симетрична мрежа са два приступа за (а) парни мод, (б) непарни мод.	48
Слика 4.5.	Цртеж за израду и лабораторијски прототип филтра.	53
Слика 4.6.	Анализатор мреже Agilent N5227A.	54
Слика 5.1.	Реализација 2ПУ резонатора у микротракастој техници модификацијом полуталасног резонатора у облику правоугаоника.	54
Слика 5.2.	Микротракасти филтар са 2ПУ резонатором, WIPL-D модел.	55
Слика 5.3.	Резонантне учестаности неоптерећеног микротракастог 2ПУ резонатора (са слике 5.2)..	55
Слика 5.4.	Приказ промене резонантних учестаности неоптерећеног микротракастог 2ПУ резонатора у функцији промене параметра a_3 (са слике 5.2).	56
Слика 5.5.	Приказ промене резонантних учестаности неоптерећеног микротракастог 2ПУ резонатора у функцији промене параметра b_3 (са слике 5.2).	57
Слика 5.6.	S -параметри микротракастог филтра са 2ПУ резонатором (са слике 5.2).	58
Слика 5.7.	(а) Скица проводника микротракастог филтра са уземљеним 2ПУ резонатором, и (б) WIPL-D модел.	59
Слика 5.8.	Резонантне учестаности неоптерећеног микротракастог 2ПУ резонатора са слике 5.7.	60
Слика 5.9.	S -параметри тродимензионалног модела микротракастог филтра (са слике 5.7).	61
Слика 6.1.	Вишеслојна реализација филтра са резонатором са две резонантне учестаности.	64
Слика 6.2.	Вије у попречном пресеку: вија 1 спаја делове резонатора са различитих диелектричних слојева, вије 2 и 3 повезују резонаторе са заједничком масом.	64
Слика 6.3.	Скица са параметрима и WIPL-D модел вишеслојног филтра са 2ПУ резонатором.	65
Слика 6.4.	Поређење S -параметара микротракастог филтра и вишеслојног филтра са 2ПУ резонатором, добијених тродимензионалном електромагнетском симулацијом.	66
Слика 6.5.	Еквивалентна електрична шема вишеслојног филтра са 2ПУ резонатором.	67

Слика 6.6.	Поређење S -параметара вишеслојног филтра са 2РУ резонатором, 3Д модел и његова еквивалентна електрична шема.	68
Слика 6.7.	Тродимензионални модел минијатуризованог филтра са 3РУ резонатором.	69
Слика 6.8.	Вије у попречном пресеку вишеслојног филтра са 3РУ резонатором: вија 1 спаја резонаторе са различитих диелектричних слојева, вије 2 и 3 повезују резонаторе са заједничком масом.	69
Слика 6.9.	Скице појединачних резонатора, са горњег и доњег диелектричног слоја, вишеслојног филтра са 3РУ резонатором..	70
Слика 6.10.	S -параметри вишеслојног филтра са 3РУ резонатором добијени тродимензионалном електромагнетском анализом.	71
Слика 6.11.	Еквивалентна електрична шема вишеслојног филтра са 3РУ резонатором.	72
Слика 6.12.	Поређење S -параметара вишеслојног филтра са 3РУ резонатором: тродимензионални модел и еквивалентна електрична шема.....	73
Слика 7.1.	Модел и скица проводника филтра са два пропусна опсега.....	75
Слика 7.2.	Поређење S -параметара вишеслојног филтра са два пропусна опсега и појединачних вишеслојних филтара са једним пропусним опсегом за централне учестаности од 1.6 GHz и 3.5 GHz.....	76
Слика 7.3.	Еквивалентна електрична шема вишеслојног филтра са два пропусна опсега... ..	77
Слика 7.4.	Поређење S -параметара вишеслојног филтра са два пропусна опсега и његове еквивалентне електричне шеме.	78
Слика 7.5.	Фотографија горње и доње стране штампане плочице лабораторијског прототипа вишеслојног филтра са два пропусна опсега.....	79
Слика 7.6.	Поређење S -параметара добијених тродимензионалном електромагнетском симулацијом и мерењем на лабораторијском прототипу вишеслојног филтра са два пропусна опсега.....	80
Слика 8.1.	Вишеслојни резонатор са две резонантне учестаности са мемристором.....	84
Слика 8.2.	Микротракасти резонатор са две резонантне учестаности модификован мемристором.....	86
Слика 8.3.	Реконфигурабилни вишеслојни филтар са два пропусна опсега модификован мемристорима.....	88
Слика 8.4.	Еквивалентна електрична шема реконфигурабилног вишеслојног филтра са два пропусна опсега који је модификован мемристорима (TL – одсечак вода, CTL2 – одсечак два спрегнута вода, CTL3 – одсечак три спрегнута вода, OC – отворени огранак вода, TLТJ – Т-спој, VIA – вија, GND – заједничка маса, Substrate – подлога RT/duroid 5880 чије су димензије дате у табели 8.3).....	89
Слика 8.5.	Графички приказ алгорита пројектовања реконфигурабилног вишеслојног филтра са резонатором са две резонантне учестаности са мемристорима.....	90
Слика 8.6.	Фреквенцијски одзив предложеног реконфигурабилног филтра са два пропусна опсега за различите режиме рада: (а) Два пропусна опсега, (б) Нижи пропусни опсег, (в) Виши пропусни опсег, (г) Непропусник опсега.....	93

Списак наслова табела

Табела 5.1.	Параметри подлоге коришћене за пројектовање микротракастог филтра са 2ПУ резонатором.....	56
Табела 5.2.	Промена више резонантне учестаности f_2 у зависности од промене параметра a_3	57
Табела 5.3.	Промена више резонантне учестаности f_2 у зависности од промене параметра b_3	58
Табела 5.4.	Параметри подлоге TLE-95-0200-CH/CH.	59
Табела 5.5.	Димензије филтра приказаног на слици 5.7 (дате у милиметрима).	60
Табела 6.1.	Димензије филтра приказаног на слици 6.3 (дате су у милиметрима).	65
Табела 6.2.	Димензије филтра приказаног на слици 6.5. дате су у милиметрима.	67
Табела 6.3.	Параметри подлоге коришћене за пројектовање филтра са 3ПУ резонатором...	68
Табела 6.4.	Димензије резонатора приказаног на слици 6.9 (дате у милиметрима).....	70
Табела 6.5.	Димензије филтра приказаног на слици 6.11 (дате у милиметрима).....	72
Табела 6.6.	Поређење карактеристика вишеслојног филтра са 3ПУ резонатором: тродимензионални модел и еквивалентна електрична шема.....	73
Табела 7.1.	Параметри подлоге TLE-95-0200-CH/CH.	74
Табела 7.2.	Димензије филтра приказаног на слици 7.1 (дате у милиметрима).	75
Табела 7.3.	Поређење карактеристика вишеслојног филтра са два пропусна опсега и појединачних вишеслојних филтара са једним пропусним опсегом..	77
Табела 7.4.	Поређење карактеристика вишеслојног филтра са два пропусна опсега и филтара са једним пропусним опсегом: WIPL-D модел и MWO модел.....	78
Табела 7.5.	Поређење карактеристика вишеслојног филтра са два пропусна опсега и решења доступних у отвореној литератури.....	81
Табела 8.1.	Параметри и карактеристике мемристора [Potr2018], [Pi2015], [Pi2016].....	84
Табела 8.2.	Режими рада реконфигурабилног вишеслојног филтра са мемристорима.....	87
Табела 8.3.	Параметри подлоге RT/duroid 5880.....	89
Табела 8.4.	Параметри филтра приказаног на слици 8.3 (димензије су у милиметрима).....	91
Табела 8.5.	Карактеристике предложеног филтра за различите режиме рада.....	92

1. Увод

Микроталасни филтри су саставни део скоро свих савремених уређаја који се примењују у комуникационим системима, сателитским системима, радарским системима, системима аутоматског управљања, рачунарској инфраструктури, навигационим системима, мобилној телефонији, бежичном Интернету, GPS, WLAN, WiMAX, WiFi и Bluetooth системима. Филтри постају саставни део хардвера и за кућне примене, као што су уређаји за мултимедијалне сервисе, телевизијски програм и управљање другим кућним апаратима. Може се слободно рећи да филтри постају виталне и неизоставне компонентне савремених електронских система. Развој савремених бежичних технологија условљава развој нових микроталасних филтара који треба да задовоље све строжије захтеве које условљава сам систем, чији су саставни делови. Последњих година, ова тема добија на значају услед све већих захтева за минијатуризацијом микроталасних склопова који представљају саставни део бежичних уређаја, односно система на микроталасним учестаностима. Реализација микроталасних филтара у вишеслојној штампаној техници је један од одговора на захтеве за минијатуризацијом.

Основна улога филтара је да сигнале на одређеним учестаностима пропусти, а на осталим учестаностима ослабе односно потисну. Развој савремених система и сервиса који раде на микроталасним учестаностима, подразумева све већу потражњу за фреквенцијским опсезима, а самим тим и планирање расподеле блиских канала везе. Филтри у овом случају играју значајну улогу у раздвајању фреквенцијских канала. Комплексност савремених система неретко намеће противречне захтеве при пројектовању, као што су висок квалитет, приступачна цена и компактна реализација. Овакви захтеви тржишта подстичу развој нових реализација микроталасних филтара.

Током протеклих неколико деценија, уз значајан раст броја бежичних сервиса, јавља се све већи број система који имају потребу за широким пропусним опсегом и великим брзинама преноса података. Због тога се пред пројектанте микроталасних филтара постављају све сложенији захтеви у погледу решавања кључних проблема као што су смањење губитака, повећање селективности, смањење трошкова производње итд. Један од најчешћих захтева при

пројектовању савремених филтара подразумева задовољење карактеристика и у фреквенцијском и у временском домену. У фреквенцијском домену задају се услови у пропусном опсегу, као што су минимално унето слабљење и прилагођење, док се при прелазу са пропусног на непропусни опсег задаје одговарајућа селективност, а у непропусном опсегу се задаје минимално слабљење. У временском домену постављају се захтеви за обликом импулсног одзива и његовим што краћим трајањем, односно концентрисаношћу у времену.

Тема ове докторске дисертације припада актуелној и значајној области микроталасне технике. О актуелности пројектовања микроталасних филтара говори и пет посебних издања реномираног часописа IEEE Microwave Magazine која су посвећена пројектовању микроталасних филтара [Focu2007], [Filt2007], [Micro2011], [Filt2012], [Filt2014]. У склопу истраживања ове докторске дисертације проучени су основни библиографски извори о пројектовању микроталасних планарних филтара, као и општа теорија синтезе филтара. Поред тога, приказан је и осврт на најновија истраживања из области реализације резонатора са две или три резонантне учестаности и филтара у планарној техници. Релевантни библиографски извори, на које се надовезују истраживања у овој дисертацији, су из области пројектовања филтара пропусника опсега у микротракастој техници са резонаторима који имају две резонантне учестаности [Goru2003], [Mans2000] и [Feng2015]. Релевантни извори за пројектовање филтара са два пропусна опсега, са резонаторима који имају једну резонантну учестаност, су [Gome2010], [Lim2010] [Lee2010]. Доступни резултати из пројектовања филтара са два пропусна опсега, са резонаторима који имају две резонантне учестаности, су објављени у [Chen2016], [Yang2014], [Goru2011], [Goru2007], [Zhou2011] и [Peng2015]. Реализација филтара пропусника опсега у вишеслојној техници, са резонаторима који имају једну резонантну учестаност, представљена је у [Hong1999], [Potr2012], док су филтри са два пропусна опсега у вишеслојној техници, са резонаторима који имају две резонантне учестаности, приказани у [Cerv2014], [Zhan2007], [Rado2014], [Plaz2015]. Објављени резултати у [Mo2009], [Bala2009], [Li2016], [Zhan2012] и [Chen2011] односе се на микротракасте филтре пропуснике опсега са резонаторима који имају три резонантне учестаности.

Основни задатак ове дисертације јесте пројектовање микроталасних филтара у планарној штампаној техници. Истраживање обухвата развој новог начина реализације резонатора, са две или три резонантне учестаности, који су штампани у више слојева планарне структуре у циљу смањења заузећа штампане плочице. Кључни допринос дисертације представља нов метод пројектовања планарних микроталасних филтара са једним или више пропусних опсега, реализованих коришћењем резонатора са две или три резонантне учестаности. Предложене

реализације су поређене са филтрима објављеним у доступној отвореној литератури. Критеријуми за поређење карактеристика филтара укључују ширину пропусног опсега, селективност амплитудске карактеристике, максимално унето слабљење у пропусном опсегу, минимално слабљење у непропусном опсегу и величину заузећа структуре. У циљу верификације, на крају је направљен лабораторијски прототип предложеног филтра чијим је мерењем потврђена испуњеност захтева спецификације.

Како би се остварили постављени циљеви истраживања, у дисертацији се полази од основне претпоставке да увођењем вишеслојне штампане технике распоред резонатора више није ограничен само на једну раван, већ се оставља већи степен слободе при пројектовању и распореду елемената на штампаној плочици. Предложено је да се резонатори или њихови делови штампају на супротним странама диелектричних слојева, док се заједничка маса налази у средини структуре. Елементи резонатора, на различитим диелектричким слојевима, се повезују вијом. Када су у питању филтри са више пропусних опсега, испитана је могућност оптималног распореда резонатора на штампаној плочици тако да нема нежељених спрега међу њима. На тај начин се постиже независно подешавање пропусних опсега филтра променом параметара сваког појединачног резонатора. Поред тродимензионалних модела, додатно су направљени еквивалентни модели филтара на нивоу микроталасног кола (еквивалентне електричне шеме) што је омогућило брже испитивање утицаја параметара филтара на фреквенцијски одзив без захтевних тродимензионалних електромагнетских симулација вишеслојне структуре. На крају, развијена је нова класа планарних реконфигурабилних филтара са два пропусна опсега, применом резонатора модификованих мемристором. Филтри су реализовани у вишеслојној техници. Детаљно је испитан фреквенцијски одзив резонатора и филтара у зависности од стања мемристора, који је коришћен као микроталасни прекидач.

Резултати ове докторске дисертације су приказани кроз девет поглавља са списком назива слика, наслова табела и списком коришћене литературе.

У другом поглављу представљени су основни појмови о филтрима. Приказују се основне величине потребне за описивање и пројектовање филтара. Описују се типови филтара. Уводе се појмови амплитудске и фазне карактеристике, појам слабљења, параметри расејања и приказују се основни кораци при класичном пројектовању филтара. Наводи се подела филтара према спецификацији амплитудског одзива. Изложене су најпознатије апроксимације и начин трансформације прототипа филтра ниских учестаности у друге типове филтара. Укратко се описује поступак синтезе лествичасте LC -мреже. Приказује се модел редног и

паралелног резонатора и дефинишу се основне величине које описују резонатор: резонантна учестаност и фактор доброте.

У трећем поглављу детаљно су представљени резонатори. Приказују се основне карактеристике следећих типова резонатора: полуталасног у облику правоугаоника или укоснице (open-loop resonator), резонатора са две резонантне учестаности, резонатора са три резонантне учестаности и резонатора реализованог у вишеслојној техници.

Четврто поглавље описује пројектовање филтара пропусника опсега учестаности. Наводе се три начина спрезања резонатора: магнетско, електрично и мешовито. За сваки од ових типова спреге дата је веза између S -параметара и матрице импеданси/адмитанси. Затим се описује Dishal-ов метод за пројектовање филтара, као општи поступак реализације филтра са уским пропусним опсегом у микротракастој техници. Дате су и практичне појединости одређивања коефицијената спреге два резонатора и Q -фактора оптерећеног резонатора.

Пето поглавље приказује реализацију филтара пропусника опсега учестаности помоћу резонатора са две резонантне учестаности у микротракастој техници. Наводе се основни појмовави и описују се кораци у поступку пројектовања филтара. Као пример је приказан филтар са резонатором са две резонантне учестаности, чија је централна учестаност 1.6 GHz. Описује се детаљан поступак пројектовања предложеног филтра у микротракастој техници. Приказани су резултати добијени тродимензионалном електромагнетском анализом.

У шестом поглављу предлаже се нов метод пројектовања филтара пропусника опсега учестаности у вишеслојној техници. Резонатори са две и три резонантне учестаности користе се као градивне јединице при пројектовању филтара. За предложене филтре развијене су еквивалентне електричне шеме помоћу којих се скоро тренутно анализира утицај промене појединих параметара филтра на фреквенцијску карактеристику.

У седмом поглављу приказан је филтар са два пропусна опсега, пројектован за централне учестаности од 1.6 GHz и 3.5 GHz. Филтар је реализован помоћу резонатора са две резонантне учестаности у вишеслојној техници. Наводе се основне идеје и циљеви у истраживању, као и предност предложеног решења. Објашњава се на који начин су реализоване разматране структуре. За предложени филтар дат је симулациони тродимензионални модел, еквивалентна електрична шема, лабораторијски прототип и одговарајући мерни резултати. Анализирају се карактеристике филтара у погледу селективности амплитудске карактеристике, максималног слабљења и прилагођења у пропусном опсегу, минималног слабљења у непропусном опсегу и површине заузећа

штампане плочице. Објашњава се поступак пројектовања и израде лабораторијског прототипа. Разматрају се практичне појединости при пројектовању направе, као што је резолуција штампе, моделовање и реализација вија и грешке при мерењу. Приказују се експериментални резултати који верификују предложено решење.

Нов поступак пројектовања вишеслојног реконфигурабилног филтра са два пропусна опсега коришћењем мемристора, изложен је у осмом поглављу. Мемристор се користи као микроталасни прекидач којим је могуће укључивати и искључивати пропусне опсега филтра.

Последње, девето поглавље, приказује доприносе докторске дисертације. У овом поглављу сажето се приказује целокупан истраживачки рад, даје закључак и предлажу се могући правци даљег истраживања.

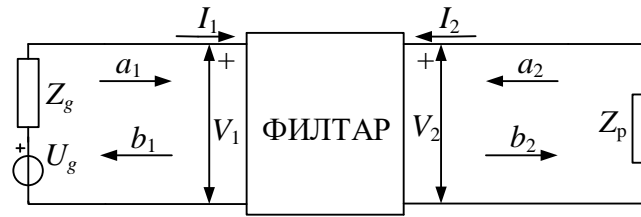
2. Појам филтра и основне величине

Пасивни микроталасни филтри су фреквенцијски селективне мреже, које могу имати најмање два приступа. Основни задатак филтара је да пропуштају све фреквенцијске компоненте сигнала у одређеном опсегу учестаности, а да све компоненте изван њега слабе. Филтри најчешће слабе сигнале рефлектујући их [Petr2010].

Постоји много начина класификације филтара (према типу коришћене апроксимације, начину израде, селективности по учестаности и слично). Филтри се према селективности по учестаности могу поделити на пропуснике ниских учестаности, пропуснике високих учестаности и пропуснике/непропуснике опсега учестаности. У зависности од типа апроксимације одређује се каква је селективност филтра, какво је групно кашњење, таласност амплитудске карактеристике у пропусном опсегу. На основу технике која се примењује при изради филтара разликују се филтри реализовани са концентрисаним елементима, филтри реализовани у планарној техници, филтри у техници коаксијалних водова, као и филтри реализовани у таласоводној техници [Petr2010], [Hong2011].

2.1. Основне величине филтара

Основни параметри који описују филтар су: централна учестаност филтра, ширина пропусног опсега, максимално слабљење сигнала у пропусном опсегу, минимално слабљење сигнала у непропусном опсегу, селективност, номиналне импедансе, групно кашњење итд. [Hunt2006], [Hong2011], [Coll2001]. Пасивни микроталасни филтри се по правилу описују параметрима расејања (S -параметрима), који се најчешће одређују при експерименталној верификацији карактеристика филтра [Coll2001], [Pozar2001], [Djordj2006]. На слици 2.1 приказана је општа шема реализације филтра помоћу које ће бити дефинисани основни параметри.



Слика 2.1. Општа шема реализације филтра са два приступа.

На улазу филтра са слике 2.1. налази се реални напонски генератор чија је напон U_g и импеданса Z_g , док је на излазу потрошач импедансе Z_p . Шема са слике 2.1 може се представити преко параметара расејања (S -параметара), који описују карактеристике филтра у фреквенцијском домену [Coll2001], [Pozar2001]. На приступима филтра 1 и 2 могу се дефинисати напони и струје, али је њих јако тешко измерити у реалним условима на високом учестаностима [Petr2010], [Djordj2006]. Из тог разлога се уводе променљиве које описују интензитет инцидентних таласа a_1 , a_2 и рефлектованих таласа b_1 , b_2 на приступима. Веза струје, напона и интензитета таласа на приступима је дефинисана као [Hong2011]:

$$V_n = \sqrt{Z_{0n}} (a_n + b_n), \quad I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}} (a_n - b_n), \quad n = 1, 2. \quad (2.1)$$

Параметри расејања (S -параметри) мреже са два приступа су дефинисани као

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (2.2)$$

па се мрежа може описати коришћењем матрице параметара расејања [S] као

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Параметри S_{11} и S_{22} представљају коефицијенте рефлексије, док су S_{21} и S_{12} коефицијенти трансмисије. S -параметри се директно могу мерити на микроталасним учестаностима, па су као такви погодни за описивање и мерење карактеристика филтра у фреквенцијском домену [Hong2011]. Преносна функција микроталасног филтра је параметар расејања $S_{21}(s)$, где је s комплексна учестаност ($s = \sigma + j\omega$) дефинисана у домену Лапласове трансформације. Пошто је претпоставка да су посматрани филтри реципрочне мреже, важиће $S_{12}(s) = S_{21}(s)$. У случају реализације филтра са концентрисаним елементима, његова преносна функција по s је рационална са реалним коефицијентима.

Ако преносна функција нема нуле назива се полиномска. Ред преносне функције је степен имениоца и одређује ред филтра. Преносна функција за $s = j\omega$ представља фреквенцијски одзив $S_{21}(j\omega)$. У анализи филтара, фреквенцијски одзив се најчешће представља

помоћу амплитудског одзива, $|S_{21}(j\omega)|$, и фазног одзива, $\arg(S_{21}(j\omega))$. Најчешће се амплитудска карактеристика представља у dB (децибелима) и дата је као:

$$S_{21\text{dB}}(\omega) = 20\log_{10}|S_{21}(j\omega)|, \quad (2.4)$$

док се фреквенцијска оса може представити као логаритамска или линеарна. Унето слабљење (insertion loss) се дефинише као

$$A_{21\text{dB}}(\omega) = -20\log_{10}|S_{21}(j\omega)|, \quad (2.5)$$

где се подразумева да су импедансе потрошача и генератора прилагођене на филтар.

Аргумент преносне функције, $\varphi_{21}(\omega) = \arg(S_{21}(j\omega))$, се изражава у радијанима (или у степенима), а његов график се назива фазна карактеристика.

Фазно и групно кашњење су битни параметри филтра. Ако се приступ 1 означи као улазни, а приступ 2 као излазни, тада је фазно кашњење дефинисано као

$$\tau_p = \frac{\varphi_{21}}{\omega} \quad (2.6)$$

а групно кашњење као

$$\tau_g = -\frac{d\varphi_{21}}{d\omega}. \quad (2.7)$$

У случају реципрочне мреже важи да је $S_{21}=S_{12}$, док у случају симетричне мреже важи додатна једнакост $S_{11}=S_{22}$. За пасивну мрежу без губитака важи

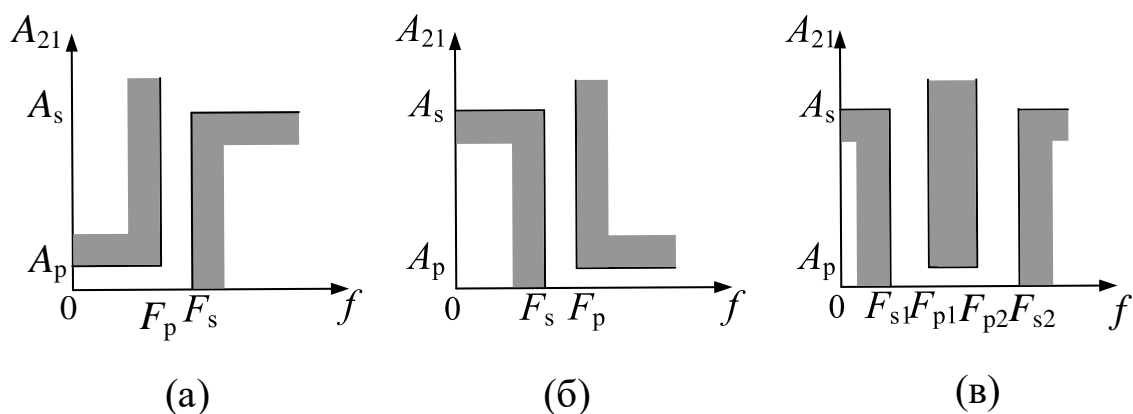
$$|S_{11}(j\omega)|^2 + |S_{21}(j\omega)|^2 = |S_{22}(j\omega)|^2 + |S_{12}(j\omega)|^2 = 1 \quad (2.8)$$

без обзира да ли је мрежа реципрочна или не [Hong2011].

2.2. Пројектовање филтара

Поступак пројектовања филтара може се преставити кроз више корака. Прво се задаје спецификација коју чине услови које филтар треба да задовољи. За задату спецификацију се налази апроксимација (преносна функција) и одређује шема филтра са идеалним елементима. Синтезу филтра чини одабрана апроксимација са изведеном шемом са идеалним елементима. У циљу добијања симулационог модела филтра, за одабрану технологију, врши се замена идеалних елемената моделима реалних компоненти. У циљу задовољења спецификације врши се оптимизација појединих или свих параметара филтра. Последњи корак представља израду физичке направе (лабораторијски прототип) и експерименталну верификацију карактеристика [Petr2010], [Luto2004].

Основна подела филтара извршена је према спецификацији амплитудског одзива, за коју се дефинише област у којој треба да се налази амплитудска карактеристика. Габарит представљају границе области у којој је дефинисана амплитудска карактеристика. Најчешће амплитудске спецификације за унето слабљење филтра су приказане на слици 2.2. Прво се одређује да ли филтар треба да пропушта ниске учестаности, високе учестаности, опсег учестаности или да не пропушта опсег учестаности. У идеалном случају филтар би требало да пропушта сигнале у пропусном опсегу без слабљења, а да бесконачно слаби сигнале у непропусном делу опсега. Реалне спецификације амплитудске карактеристике три типа филтара су приказане на слици 2.2 [Petr2010].



Слика 2.2. Амплитудска спецификација унетог слабљења филтра: (а) пропусника ниских, (б) пропусника високих и (в) пропусника опсега учестаности.

На слици 2.2 (а) приказана је спецификација филтра који пропушта ниске учестаности (lowpass). Овај филтар пропушта све фреквенцијске компоненте сигнала од нуле до задате граничне учестаности F_p , $\omega_p = 2\pi F_p$, што представља пропусни опсег у коме је највеће

дозвољено слабљење A_p . Опсег фреквенција $f > F_s$, $\omega = 2\pi F_s$, представља непропусни опсег и у њему је најмање дозвољено слабљење A_s . Ширина прелазног опсега, $F_p < f < F_s$, дефинише селективност филтра.

Слично се дефинише и филтар пропусник високих учестаности (highpass), чија је спецификација приказана на слици 2.2 (б).

Спецификација филтра пропусника опсега учестаности (bandpass) приказана је на слици 2.2 (в). Овај филтар има пропусни опсег $F_{p1} < f < F_{p2}$, $\omega_{p1} = 2\pi F_{p1}$, и $\omega_{p2} = 2\pi F_{p2}$, при чему је максимално слабљење у опсегу A_p . За непропусни опсег дефинисан са $0 < f < F_{s1}$ или $f > F_{s2}$, $\omega_{s1} = 2\pi F_{s1}$, и $\omega_{s2} = 2\pi F_{s2}$, минимално слабљење износи A_s . У овом случају селективност тј. две прелазне области су одређене опсезима $F_{s1} < f < F_{p1}$ и $F_{p2} < f < F_{s2}$. Други начин задавања спецификације подразумевао би дефинисање централне учестаности, као $f_0 = (F_{p1} + F_{p2})/2$, $\omega_0 = 2\pi f_0$, као и ширину жељеног пропусног опсега $\Delta F = F_{p2} - F_{p1}$, $\Delta\omega = \omega_{p2} - \omega_{p1} = 2\pi\Delta F$. Често се уместо ширине пропусног опсега задаје релативна ширина пропусног опсега дефинисана као $FBW = \omega_{p2} - \omega_{p1} / \omega_{p0}$ или процентуална ширина пропусног опсега $B_{\%} = 100 FBW$.

Поред наведених спецификација приказаних на слици 2.2, постоје и друге за филтар непропусник учестаности, као и пропусник свих учестаности.

Спецификација може бити изражена и помоћу нагиба карактеристике у области између пропусног и непропусног опсега. Неки од услова спецификације могу бити и габарити за карактеристику групног кашњења и фазну карактеристику.

Поред наведених услова задатих у фреквенцијском домену, спецификација може садржати и захтеве за обликом одзива у временском домену, као што је облик импулсног одзива. У спецификацију микроталасног филтра улазе и номиналне импедансе приступа (Z_{01} , Z_{02} , по правилу је $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$), циљна технологија, максимална величина филтра, као и начин оклапања.

На основу задате спецификације бира се одговарајућа апроксимација која је аналитички израз фреквенцијског одзива. Апроксимација треба да задовољи услове спецификације и да се при томе може остварити у пракси. При пројектовању филтара на микроталасним

учестаностима апроксимација се одређује као мрежа реализована од идеалних калемова и кондензатора, тј. LC -филтром.

Најчешће се апроксимација изражава у децибелима као слабљење за филтар пропусник ниских учестаности, а потом се изводе апроксимације и за остале типове филтара. Најпознатије апроксимације који се користе за микроталасне филтре су Батервортова, Чебишевљева, Елиптичка и Беселова (слика 2.3) [Petr2010], [Hong2011]. Амплитудски одзив код Батервортове (Butterworth) апроксимације је монотона функција максимално равна у координатном почетку. Чебишевљева (Chebyshev) апроксимација има осцилаторну промену амплитудског одзива у пропусном опсегу, а монотону промену у непропусном опсегу. Елиптичка или Кауерова (Cauer) апроксимација има осцилаторну промену амплитудског одзива и у пропусном и у непропусном опсегу, док Беселова (Bessel) апроксимација има максимално равномерно кашњење у пропусном опсегу.

Најједноставнија апроксимација је Батервортова. **Батервортова** (Butterworth) апроксимација се задаје преко амплитудског одзива као:

$$|G(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_{3dB})^{2n}}}, n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.9)$$

где n представља ред апроксимације, а ω_{3dB} кружну учестаност на којој је слабљење 3 dB. Апроксимација (2.9) може се изразити у виду слабљења у dB:

$$A_{dB}(\omega) = -20 \log_{10} |G(\omega)| = 10 \log_{10} \left(1 + (\omega/\omega_{3dB})^{2n} \right). \quad (2.10)$$

Слабљење Батервортове апроксимације је функција која је монотono растућа и у координатном почетку је максимално константна. У пропусном опсегу филтра (слика 2.3а), првих $2n-1$ извода квадрата амплитудског одзива (2.9) једнако је нули за $\omega = 0$.

Трансфер функција ове апроксимације је реда n , нема нула и има n полова. Због мале селективности потребан је велики ред филтра да би се постигла задовољавајућа селективност. Ред филтра се одређује према следећој формули, ако је дато минимално слабљење у непропусном опсегу L (у dB) на кружној учестаности ω :

$$n = \frac{1}{2} \cdot \frac{\log_{10}(10^{L/10} - 1)}{\log_{10}\left(\frac{\omega}{\omega_{3dB}}\right)}. \quad (2.11)$$

Чебишевљева (Chebyshev или Tschebyscheff) апроксимација описана је преко амплитудског одзива као:

$$|G(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega/\omega_\varepsilon)}}, n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.12)$$

где је ε фактор таласности којим је дефинисано максимално слабљење у пропусном опсегу, $T_n(x)$ је Чебишевљево полином прве врсте степена n , док је ω_ε гранична кружна учестаност за пропусни опсег дефинисан $0 < \omega < \omega_\varepsilon$. Ред апроксимације је n . Ако се апроксимација (2.12) представи као слабљење у dB добија се:

$$A_{\text{dB}}(\omega) = -20 \log_{10} |G(\omega)| = 10 \log_{10} (1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega/\omega_\varepsilon)). \quad (2.13)$$

Код Чебишевљеве апроксимације могуће је остварити бољу селективност по цену таласности у пропусном опсегу. У непропусном опсегу слабљење је монотона растућа функција (слика 2.3б). Највеће слабљење у пропусном опсегу је $A_{\text{dB}}(\omega_\varepsilon) = 10 \log_{10} (1 + \varepsilon^2)$. Ред филтра за дефинисано минимално слабљење у непропусном опсегу $A(\omega)$ (у dB на учестаности ω) и задато највеће слабљење у пропусном опсегу $A_{\text{dB}}(\omega_\varepsilon)$ (у dB) одређује се из:

$$n = \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{\frac{10^{A(\omega)/10} - 1}{10^{A(\omega_\varepsilon)/10} - 1}} \right)}{\cosh^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_\varepsilon} \right)}. \quad (2.14)$$

Чебишевљева апроксимација, у поређењу са Батервортовом апроксимацијом, омогућује реализацију филтара мањег реда, а боље селективности. Чебишевљево филтар је најселективнији од свих филтара истог реда, код којих је апроксимација монотона у непропусном опсегу [Hong2011], [Petr2010].

Елиптичка или Каурова (Cauer) апроксимација представљена помоћу амплитудског одзива је:

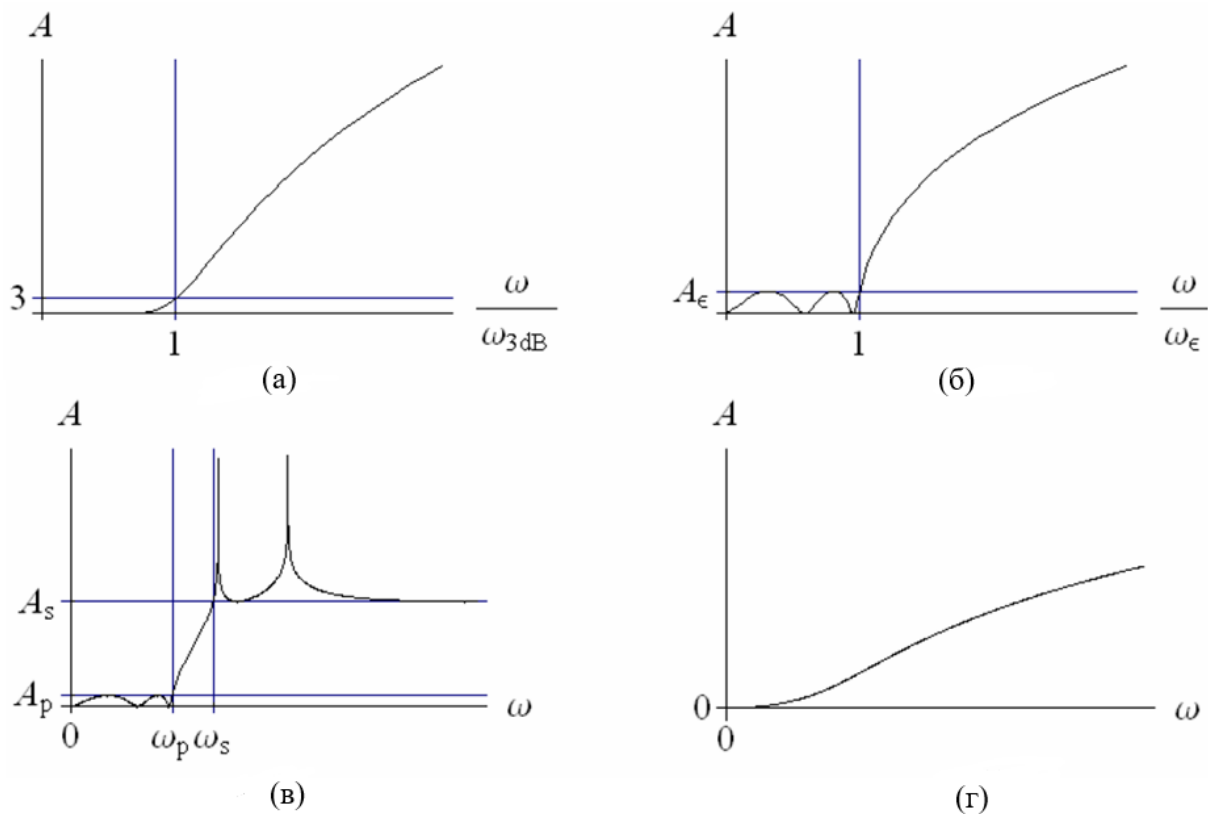
$$|G(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 R_n^2(\omega/\omega_\varepsilon, \xi)}}, n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.15)$$

где $R_n(x, \xi)$ представља елиптичку функцију која је рационална и степена n , при чему је ξ сачинитељ селективности. Граница пропусног опсега дефинисана је са кружном учестаности ω_ε . Максимално слабљење у пропусном опсегу дато је са ε [Petr2010]. Апроксимација (2.15) изражена у виду слабљења у dB дефинисана је као:

$$A_{\text{dB}}(\omega) = -20 \log_{10} |G(\omega)| = 10 \log_{10} (1 + \varepsilon^2 R_n^2(\omega/\omega_\varepsilon, \xi)). \quad (2.16)$$

Елиптичку апроксимацију карактерише осцилаторно променљиво слабљење у пропусном опсегу (слика 2.3в). Ред одговарајуће трансфер функције је n , а она има n нула и n полова. На одређеним учестаностима у непропусном опсегу вредност слабљења има бесконачне вредности. За дати ред филтра, највеће слабљење у непропусном опсегу, а и највећу селективност, има елиптичка апроксимација. Проблем елиптичке апроксимације је већа сложеност и комплекснија реализација него код филтара са полиномском апроксимацијом (Чебишевљевог и Батервортовог) [Petr2010].

Беселова (Bessel) апроксимација има максимално константно групно кашњење. Селективност Беселове апроксимације је знатно мања него Батервортова, при чему трансфер функција нема нуле као ни Батервортова (слика 2.3г). Беселова апроксимација има практично константно групно кашњење у пропусном опсегу [Petr2010].

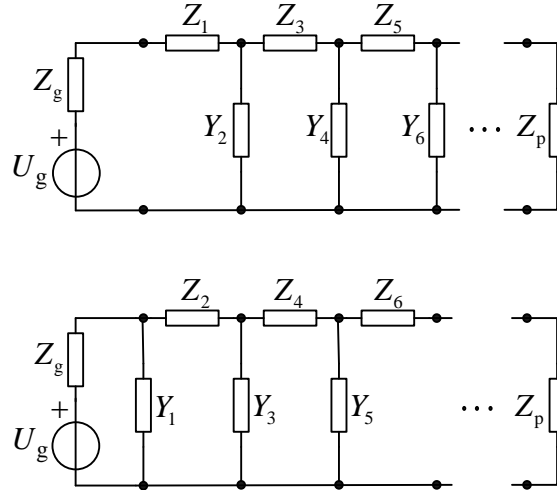


Слика 2.3. Апроксимације: (а) Батервортова, (б) Чебишевљева, (в) Елиптичка, (г) Беселова.

2.3 LC-лествичаста шема и прототип филтра

При пројектовању пасивних филтара најважније је одредити лествичасту шему која је приказана на слици 2.4. За одабрану апроксимацију формира се шема са идеалним елементима која треба да задовољи услове спецификације, при чему се користе идеални елементи као што су: кондензатор, отпорник, калем, редна или паралелна веза калема и кондензатора. Лествичаста шема је двоструко затворена, ако су импедансе потрошача и генератора

резистивне и једнаке номиналним импедансама приступа. Лествичаста LC -шема филтра је оптимална јер има најмањи број елемената. На слици 2.4 су приказане две основе реализације лествичасте мреже. Код једне се на улазу мреже прво налази редна импеданса док је код друге паралелна адмитанса [Petr2010], [Hong2011].



Слика 2.4. Лествичаста шема.

Прототип филтра се дефинише као лествичаста LC -мрежа која има идеалне елементе, и представља филтар који пропушта ниске учестаности. На граничној кружној учестаности $\omega_{p,proto} = 2\pi F_{p,proto} = 1 \text{ rad/s}$ слабљење је A_p или подразумевана вредност од 3 dB. Прототип филтра се прикључује на генератор који има унутрашњу отпорност $Z_{g,proto} = R_{g,proto} = 1 \Omega$. Код полиномске функције преноса, прототип филтра ће имати редно постављене калемове и паралелно постављене кондензаторе. У случају да постоје коначне нуле у функцији преноса, код прототипа ће се појавити паралелне и редне LC -мреже. Као елемент може се појавити кондензатор или калем, тј. паралелна или редна LC -мрежа [Petr2010].

На основу усвојене апроксимације синтетиче се лествичаста LC -мрежа са најмањим бројем елемената. За усвојену апроксимацију амплитудског одзива $|S_{21}(j\omega)|$ одређује се модул $|S_{11}(j\omega)|$. Из $|S_{11}(j\omega)|$ се одређује одговарајућа функција мреже $|S_{11}(s)|$ под претпоставком да је мрежа минималне фазе, односно да су нуле и полови $S_{11}(s)$ у левој половини s -равни. Постоје два решења за $S_{11}(s)$ тако да се добијају две дуалне мреже. Из $S_{11}(s)$ се добија улазна функција филтра (импеданса) као

$$Z(s) = R_{g,proto} \frac{1 + S_{11}(s)}{1 - S_{11}(s)}. \quad (2.17)$$

За различите трансформације, параметри елемената прототипа филтра се задају табеларно. На основу прототипа, одговарајућим фреквенцијским трансформацијама могу се

извести шеме филтара пропусника ниских учестаности, високих учестаности, пропусника опсега и непропусника опсега учестаности [Petr2010].

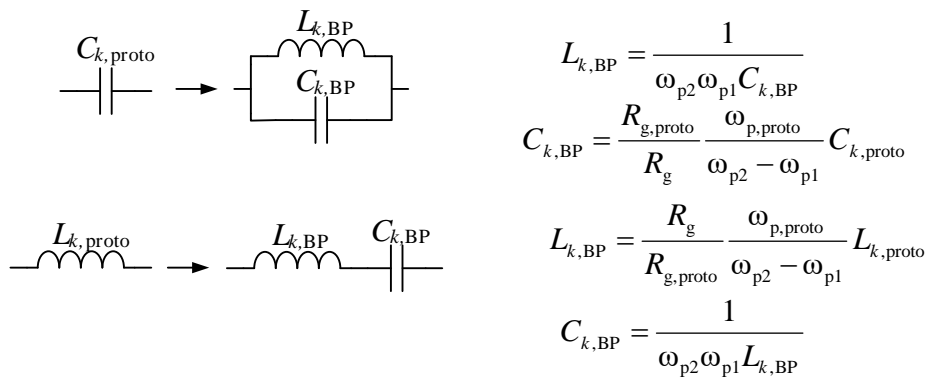
Код филтара пропусника ниских учестаности, LC -шема се добија заменом редног калема прототипа са калемом одговарајуће индуктивности, а сваки паралелни кондензатор прототипа биће замењен кондензатором одговарајуће капацитивности, што је дато следећом једначином:

$$L_{k,LP} = \frac{R_g}{R_{g,proto}} \frac{\omega_{p,proto}}{\omega_p} L_{k,proto} \quad C_{k,LP} = \frac{R_{g,proto}}{R_g} \frac{\omega_{p,proto}}{\omega_p} C_{k,proto}. \quad (2.18)$$

Код филтра пропусника високих учестаности, LC -шема се добија заменом редног калема прототипа са одговарајућим кондензатором, а сваки паралелни кондензатор прототипа биће замењен калемом, што је дато следећом једначином:

$$L_{k,HF} = \frac{R_g}{R_{g,proto}} \frac{1}{\omega_p \omega_{p,proto}} \frac{1}{C_{k,proto}} \quad C_{k,HF} = \frac{R_{g,proto}}{R_g} \frac{1}{\omega_p \omega_{p,proto}} \frac{1}{L_{k,proto}}. \quad (2.19)$$

Код филтра пропусника опсега учестаности, LC -шема се изводи заменом сваког редног калема прототипа одговарајућом редном везом калема и кондензатора, док се сваки паралелни кондензатор прототипа мења паралелном везом кондензатора и калема (слика 2.5) [Hong2011].



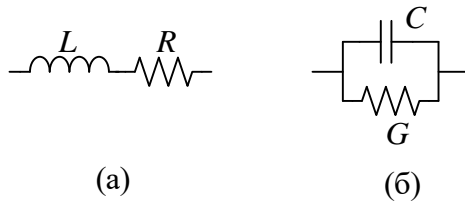
Слика 2.5. Трансформације елемената из прототипа филтара пропусника ниских учестаности у филтар пропусник опсега учестаности.

Код филтра непропусника опсега учестаности, LC -шема се изводи заменом сваког редног калема прототипа одговарајућом паралелном везом кондензатора и калема, док се сваки паралелни кондензатор прототипа мења редном везом кондензатора и калема, као у (2.20) [Hong2011].

$$L_{k,BS} = R_g \frac{1}{\omega_{p2} - \omega_{p1}} \frac{1}{C_{k,proto} \omega_{p,proto} R_{g,proto}} \quad C_{k,BS} = \frac{1}{\omega_{p2} \omega_{p1} L_{k,BS}} \quad (2.20)$$

$$L_{k,BS} = \frac{1}{\omega_{p2} \omega_{p1} C_{k,BS}} \quad C_{k,BS} = \frac{1}{R_g} \frac{1}{\omega_{p2} - \omega_{p1}} \frac{R_{g,proto}}{L_{k,proto} \omega_{p,proto}}$$

Ако елементи у лествичастој LC -шеми филтра нису идеални, неопходно је у обзир узети губитке, како би се добили тачнији резултати који одговарају реалним направама. У најпростијем случају, уводе се еквивалентне отпорности које моделују губитке, као редни отпорници калемова и паралелни отпорници кондензатора (слика 2.6).



Слика 2.6. Еквивалентна представа елемената са губицима: (а) калема, (б) кондензатора.

Дефинише се фактор добротe (Q -фактор) којим се описују губици калема и кондензатора. Q -фактор калема дефинише се као

$$Q_L = \frac{\omega L}{R}, \quad (2.21)$$

а Q -фактор кондензатора као

$$Q_C = \frac{\omega C}{G}. \quad (2.22)$$

Q -фактор је линеарна функција учестаности ако су параметри R , L , C и G константни. Полазећи од шеме са идеалним елементима конструише се физичка направа. Прво се бира жељена технологија за реализацију филтра. Потом се идеални елементи електричне шеме замењују реалним компонентама (као што су секције реалних водова или реалне концентрисане компоненте) што узрокује појаву паразитних ефеката. У циљу што веродостојније симулације рада реалног филтра формира се симулациони модел филтра. Потом се врши оптимизација елемената симулационог модела филтра како би се постигле специфициране карактеристике филтра као што су: импулсни одзив, величина филтра, жељени фреквенцијски одзив итд. Шема се даље коригује по потреби. Када се постигне задовољавајући резултат, симулациони модел са потпуним описом филтра који је потребан за његову израду представља реализацију филтра. Последњи корак представља избор адекватних елемената који ће задовољити захтеве као што су снага, димензије и слично. Коначно, врши се експериментална провера практичне реализације филтра и ако је потребно додатно се коригују елементи.

2.4. Основни параметри резонатора

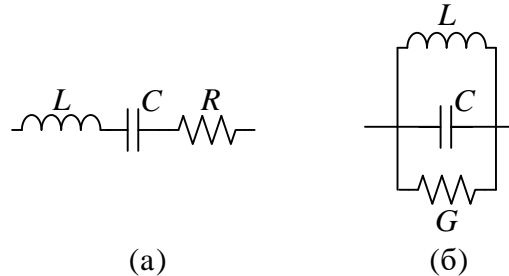
Резонатори су градивне јединице склопова као што су микроталасни филтри, осцилаторна кола и појачавачи [Camer2007], [Hong2011]. Редна или паралелна веза калема и кондензатора представља најједноставнији резонатор са концентрисаним елементима. У најпростијем случају губици се моделују тако што се резонатору дода редно или паралелно отпорник, као на слици 2.7. За резонаторе са слике 2.7 резонантна кружна учестаност у оба случаја је:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.23)$$

Фактор доброте неоптерећеног резонатора (Q -фактор), представља други основни параметар за описивање резонатора, односно филтара реализованих помоћу датих резонатора. Фактор доброте дефинисан је као

$$Q = \omega_0 \frac{W_{\text{tot}}}{P_{\text{gub}}}, \quad (2.24)$$

где је ω_0 резонантна кружна учестаност, P_{gub} средња снага губитака у току једног периода, а W_{tot} укупна енергија електромагнетског поља унутар резонатора [Petr2010].



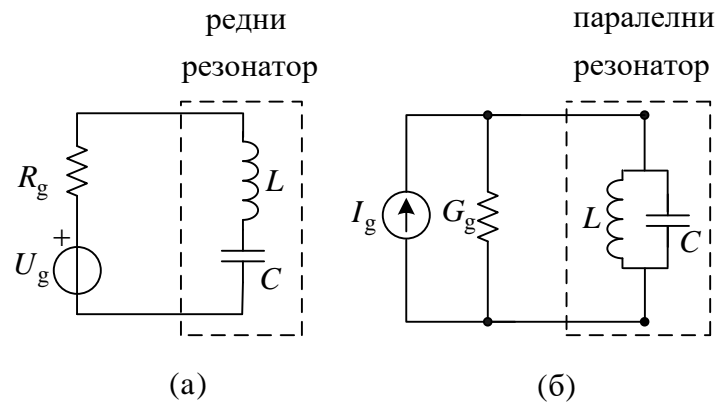
Слика 2.7. Еквивалентна шема LC -резонатора са губицима: (а) редни резонатор, (б) паралелни резонатор.

Када се резонатор прикључи на генератор резистивне унутрашње импедансе дефинише се Q -фактор оптерећеног резонатора, који узима у обзир отпорност генератора. За редни резонатор са слике 2.8а Q -фактор се дефинише формулом

$$Q_{\text{sg}} = \frac{\omega_0 L}{R_g} = \frac{1}{R_g} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.25)$$

док се у случају резонатора са слике 2.8б дефинише изразом

$$Q_{\text{pg}} = \frac{\omega_0 L}{G_g} = \frac{1}{G_g} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.26)$$



Слика 2.8. Еквивалентно коло оптерећеног LC -резонатора: (а) редног, (б) паралелног.

Фактор доброте осцилаторног кола може се изразити као

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{1}{BW_{\text{норм}}} . \quad (2.27)$$

3. Класификација резонатора

Резонатори имају примену код фреквенцијски селективних микроталасних кола, тј. филтара. У овом поглављу дат је преглед и описане су основне карактеристике следећих типова резонатора [Hong2011]:

- полуталасни резонатор у облику правоугаоника или укоснице (open-loop resonator)
- резонатор са две резонантне учестаности (dual-mode resonator)
- резонатор са три резонантне учестаности (triple-mode resonator)
- резонатор реализован у вишеслојној техници.

Резонатори спадају у основне пасивне микроталасне компоненте и представљају основни градивни елемент филтара пропусника опсега учестаности. То су елементи који могу да акумулирају електричну и магнетску енергију [Camer2007]. Најједноставнији пример је *LC*-резонатор у коме је магнетска енергија акумулирана у калему, док је електрична енергија акумулирана у кондензатору. Резонантна учестаност резонатора дефинисана је као учестаност на којој су акумулирана магнетска и електрична енергија једнаке. У идеалном случају, резонатор се може дефинисати као електромагнетски изолован део простора у коме нема губитака, па једном побуђено електромагнетско поље се у њему неограничено дуго одржава [Petr2010], [Djordj2006]. Међутим, због разних губитака (губици у проводницима, диелектрицима) и спреге са околином која је обично слаба, али ипак постоји, реални резонатор временом губи енергију. То значи да се у резонатор мора континуално улагати извесна енергија како би се надокнадили губици и одржавало побуђено простопериодично поље.

При резонанцији резонатора реактивна снага треба да буде једнака нули, а то је услов за одређивање резонантних учестаности. Овај критеријум дефинише да се под појмом резонантне учестаности сматрају резонантне и антирезонантне учестаности осцилаторних кола.

Реализација резонатора зависи од опсега учестаности у коме треба да раде. Резонатори се реализују у виду везе калемова и кондензатора, за учестаности до 1 GHz. На учестаностима од 1 MHz до око 10 GHz резонатори се реализују у виду секција водова при чему секција водова може бити кратко спојена на оба краја, отворена на оба краја или на једном крају отворена а на другом кратко спојена. На вишим учестаностима се користе коаксијални водови и водови у штампаној техници за реализацију резонатора. На учестаностима од око 1 GHz до око 100 GHz примењује се техника таласовода. Fabri - Peroovi резонатори се користе на учестаностима које одговарају милиметарском и инфрацрвеном опсегу.

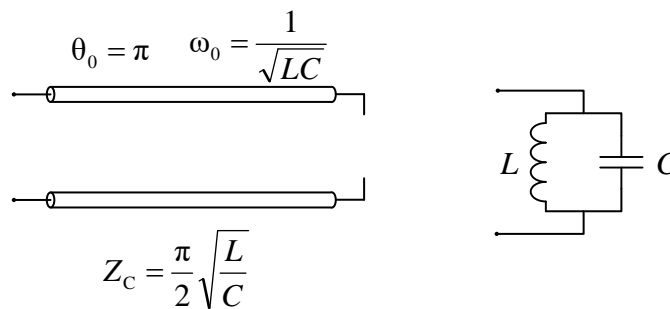
На микроталасним учестаностима, постоји више реализација резонатора: резонантна (LC) кола са концентрисаним елементима, планарни резонатори и тродимензионалне резонантне шупљине. Код резонантних (LC) кола са концентрисаним елементима, број резонантних учестаности одређен је бројем елемената кола. Код кола која имају један калем и један кондензатор постоји једна резонантна учестаност. Уколико постоји више калемова и кондензатора, добиће се већи број резонантних учестаности, који је коначан, док код резонатора израђених у техници водова и таласовода може постојати бесконачно много резонантних учестаности.

Основни параметри резонатора су димензије, фактор доброте неоптерећеног резонатора, нежељене резонанције и друго [Camer2007]. Предмет овог истраживања су резонатори реализовани у планарној техници. Код планарне технике јавља се потреба за даљом минијатуризацијом као један од главних императива у циљу реализације компактнијих уређаја. Даљи поступак минијатуризације подразумева све мање димензије резонатора што резултира све већим губицима у случају реализације у планарној техници. Мањи резонатори могу складиштити мање енергије па самим тим имају и мањи фактор доброте, што се јасно види из формуле (2.24). Услед све мањег фактора доброте јављају се већи губици у пропусном опсегу реализованог филтра помоћу разматраних резонатора. Код резонатора реализованих у микротракастој техници, који су предмет овог истраживања, неретко се у одзиву појављују нежељене резонанције. Уколико се при реализацији користе одсечци водова они се на одређеним учестаностима понашају као полуталасни и четвртталасни водови [Petr2010]. Нежељене резонанције се могу знатно потиснути уколико се резонатор реализује помоћу концентрисаних и квази-концентрисаних компоненти. Потискивање нежељених резонанција у одзиву филтра, што даље од основних резонантних учестаности, веома је важно при пројектовању филтара.

Минијатуризација је један од главних услова које пројектант микроталасних филтара треба да оствари. У наставку поглавља разматрани су резонатори који доприносе минијатуризацији, као што су: полуталасни резонатор у облику правоугаоника или укоснице (open-loop resonator), резонатор са две резонантне учестаности (dual-mode resonator), резонатор са три резонантне учестаности (triple-mode resonator) и резонатор реализован у вишеслојној техници [Hong2011].

3.1. Полуталасни и четвртталасни резонатори

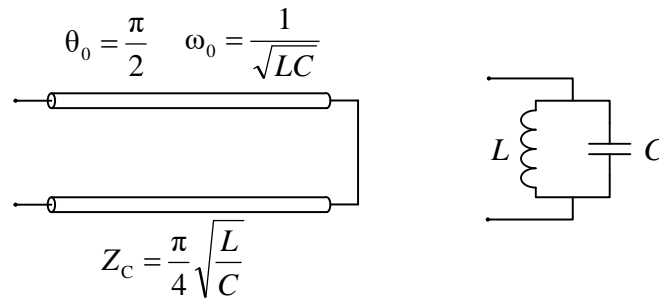
У општем случају полуталасни резонатор се узима као кратко спојен или као отворен вод који је идеалан и нема губитке, чија је електрична дужина Θ_0 једнака π , дата на радној учестаности $\omega_0 = 2\pi f_0$ [Petr2010]. У околини кружне радне учестаности ω_0 , полуталасни резонатор који је отворен, може се еквивалентно представити паралелним LC колом, као на слици 3.1 [Petr2010].



Слика 3.1. Еквивалентна представа отвореног полуталасног резонатора помоћу паралелног LC кола.

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. $f \approx nf_0, n = 2, 3, \dots$.

Под четвртталасним резонатором подразумева се огранак вода који је кратко спојен, а за који се узима да је идеалан и нема губитке. Електрична дужина (Θ_0) овог вода једнака је $\pi/2$ на радној учестаности $\omega_0 = 2\pi f_0$ [Petr2010]. У околини кружне радне учестаности ω_0 , четвртталасни резонатор који је кратко спојен се може еквивалентно представити паралелним LC колом (слика 3.2).



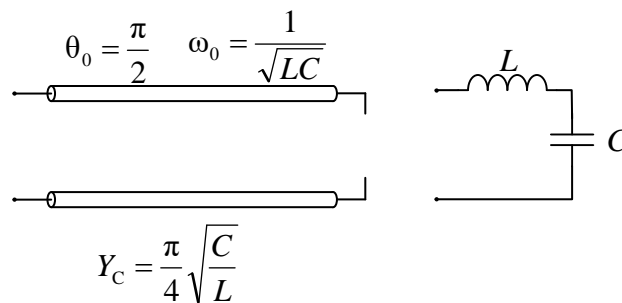
Слика 3.2. Еквивалентна представа кратко спојеног четвртталасног резонатора и паралелног LC кола.

Када се улазне адмитансе огранка ($\underline{Y}_{\text{k.s.}}$) и осцилаторног кола (\underline{Y}_{LC}) развију у ред, у околини радне угаоне учестаности ω_0 , добија се

$$\underline{Y}_{\text{k.s.}} = \frac{1}{jZ_c \operatorname{tg}\left(\frac{\pi \omega}{2 \omega_0}\right)} \approx j \frac{\pi}{2Z_c \omega_0} (\omega - \omega_0), \quad \underline{Y}_{LC} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \Big|_{\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}} \approx j2C(\omega - \omega_0), \quad (3.1)$$

$$\underline{Y}_{\text{k.s.}} = \underline{Y}_{LC} \Rightarrow Z_c = \frac{\pi}{4} \frac{1}{CZ_c} = \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

У околини радне угаоне учестаности ω_0 , отворен четвртталасни резонатор се може еквивалентно представити као редно LC коло. На исти начин као у претходном случају може се развити у ред улазна импеданса LC кола и улазна импеданса вода.

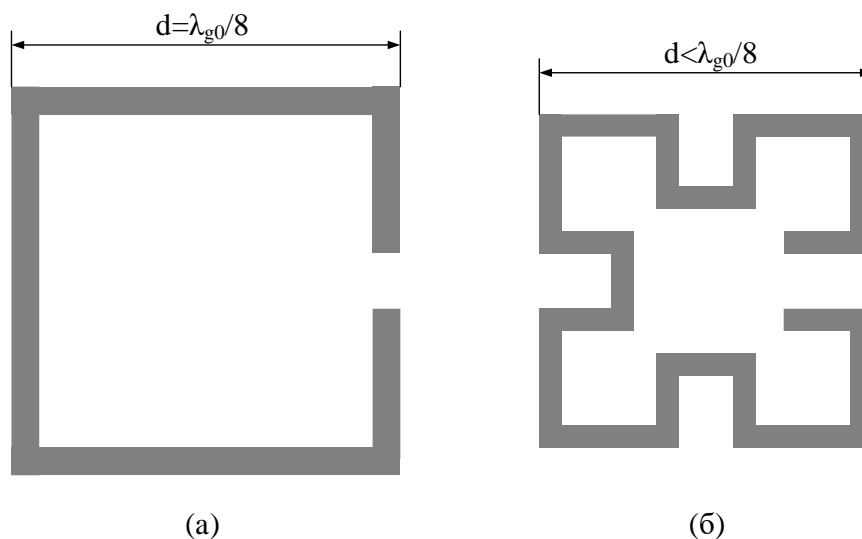


Слика 3.3. Еквивалентна представа отвореног четвртталасног резонатора и редног LC кола.

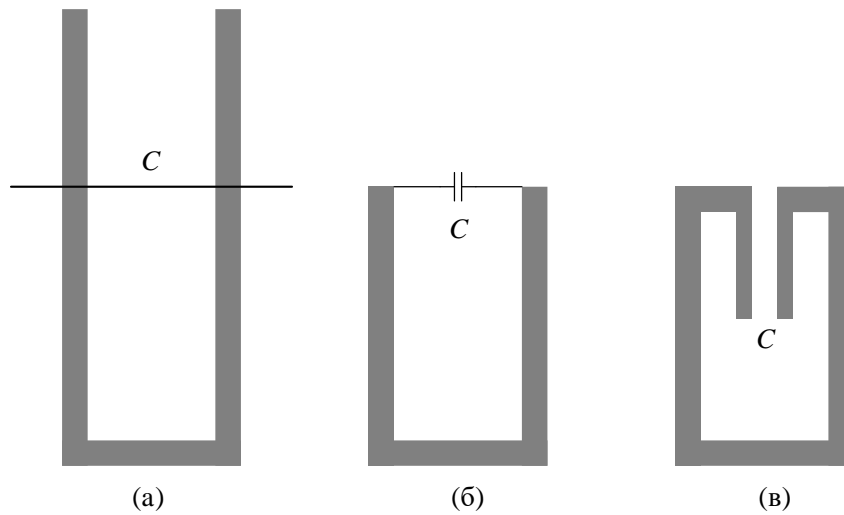
Код резонатора са расподељеним параметрима, као што је четвртталасни резонатор чија је дужина $\lambda_{g0}/4$, где је λ_{g0} вођена таласна дужина на основној резонантној учестаности f_0 , нежељене резонанције се јављају на непарним умношцима основне учестаности $f \approx (2n-1)f_0$, $n = 2, 3, \dots$.

При реализацији филтра пропусника опсега учестаности могу се користити кратко спојени или отворени четвртталасни резонатори као и отворени полуталасни резонатор.

На слици 3.4 приказан је полуталасни резонатор и једна од могућих модификација добијена меандрирањем резонатора у циљу минијатуризације (open-loop resonator) [Chu2008], [Hong1999]. Оба резонатора се састоје од полуталасног вода укупне дужине $\lambda_{g0}/2$, где је λ_{g0} представља вођену таласну дужину на централној учестаности. Са слике 3.4 се види да је резонатор у облику правоугаоника, чија је дужина једне стране резонатора $\lambda_{g0}/8$. Меандрирањем истог типа резонатора могуће је минијатуризovati структуру односно додатно смањити површину заузећа при чему се постиже да је дужина сваке стране резонатора мања од $\lambda_{g0}/8$. Минијатуризација резонатора меандрирањем се такође може применити и за случај резонатора облика укоснице приказаног на слици 3.5а. Код овог типа резонатора смањење се може постићи уколико се дужина укоснице смањи, а то се може компензовати додавањем концентрисаног кондензатора (слика 3.5б) или одсечком два спрегнута вода која су савијена и постављена унутар укоснице (слика 3.5в). Поступком меандрирања је могуће димензије резонатора смањити за око 50% [Hong2011].



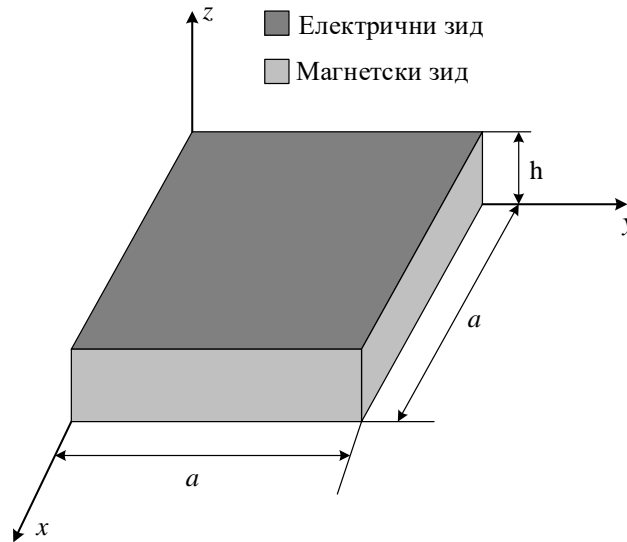
Слика 3.4. Полуталасни резонатор у облику правоугаоника: (а) обичан, (б) меандриран.



Слика 3.5. Резонатор у облику укоснице: (а) обичан, (б) са концентрисаним кондензатором и (в) са штампаним кондензатором.

3.2. Резонатори са две резонантне учестаности

Један од начина за минијатуризацију резонатора је употреба резонатора са две резонантне учестаности, односно са два мода (dual-mode resonator). Ови резонатори су коришћени при истраживању, а детаљно су описани у [Hong2011], [Athu2010]. Једна од основних карактеристика ових резонатора је што поседују две блиске резонантне учестаности. За реализацију филтра n -тог реда број неопходних резонатора се може смањити дупло у односу на резонаторе са једном резонантном учестаношћу (single-mode). Резонатор са две резонантне учестаности се заправо понаша као два спрегнута резонатора са једном резонантном учестаношћу. Коришћењем резонатора са две резонантне учестаности, у односу на реализацију резонатора са једном резонантном учестаношћу, постиже се већа компактност при реализацији. Коришћењем поменутих резонатора могуће је лакше подесити жељену селективност филтра. Још једна од предности коришћења ове реализације је добро потискивање нежељених опсега у непропусном делу филтра. Структура приказана на слици 3.6, представља тродимензионални модел резонантне шупљине са две резонантне учестаности (два мода) у микротракастој техници [Hong2011] и дата је као пример за објашњење постојања две резонанције.



Слика 3.6. Тродимензионални модел резонантне шупљине са две резонантне учестаности у микротракастој техници.

Модел са слике 3.6 је облика паралелепипеда димензија $a \times a \times h$ и састоји се од две идеалне проводне равни између којих се налази диелектрик (релативне пермитивности ϵ_r) [Hong2011]. Електромагнетско поље унутар овог модела може се описати једначинама које описују трансверзални магнетски тип таласа, тј. мод TM_{mn0}^z

$$\begin{aligned}
 E_z &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{a} y\right) \\
 H_x &= \left(\frac{j\epsilon_{\text{eff}} \omega}{k_c^2}\right) \left(\frac{\partial E_z}{\partial y}\right) \\
 H_y &= -\left(\frac{j\epsilon_{\text{eff}} \omega}{k_c^2}\right) \left(\frac{\partial E_z}{\partial x}\right) \\
 k_c^2 &= \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

где A_{mn} представља амплитуду резонантног мода, ϵ_{eff} ефективну пермитивност диелектрика, а ω угаону учестаност. Резонантна учестаност шуљине дата је као

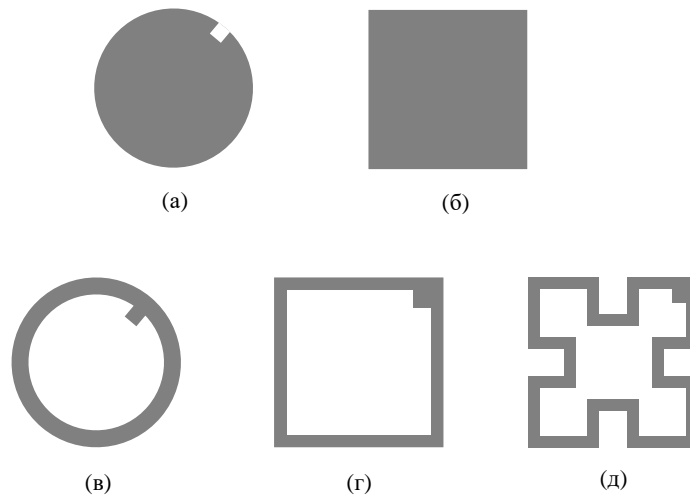
$$f_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon_{\text{eff}}}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2}. \tag{3.3}$$

На основу једначина (3.2) закључује се да постоји неограничен број различитих резонантних модова који могу постојати у резонатору. Из једначине (3.3) се уочава да постоје различити модови који имају исту учестаност и такви модови се називају дегенерисани модови

[Hong2011]. Пример дегенерисаних модова су TM_{100}^z и TM_{010}^z који имају исту резонантну учестаност:

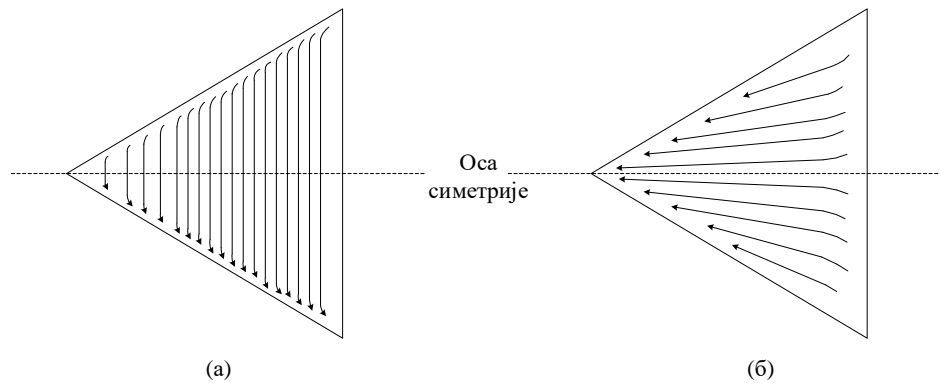
$$f_{100} = f_{010} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon_{\text{eff}}}}. \quad (3.4)$$

Из једначине (3.4) се може уочити да су поља модова TM_{100}^z и TM_{010}^z међусобно ортогонална, па да без обзира што имају исту резонантну учестаност могу истовремено постојати. Да би дошло до међусобног спрезања два мода неопходно је нарушити симетрију резонатора. Нарушавање симетрије у циљу спрезања модова најчешће се постиже одстрањивањем исечка са структуре једне проводне равни. На слици 3.7 приказано је неколико могућих начина реализација резонатора са две резонантне учестаности у микротракастој техници [Hong2011].



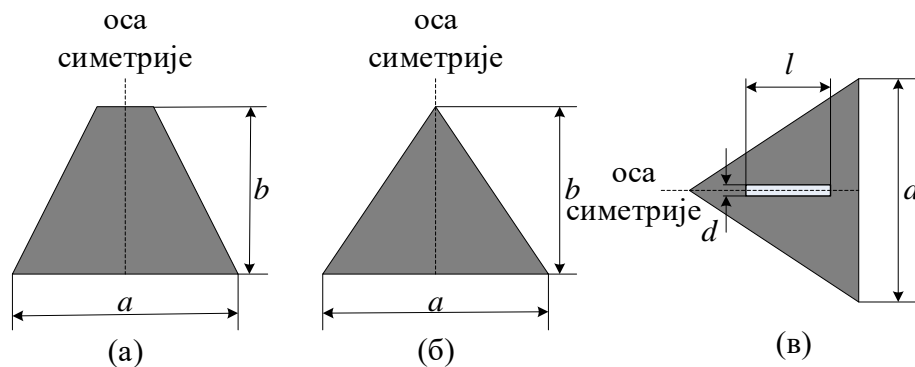
Слика 3.7. Примери резонатора са две резонантне учестаности у микротракастој техници у облику: (а) кружног диска, (б) правоугаоног одсечка вода, (в) кружне петље, (г) правоугаоне петље, (д) меандриране петље.

За случај резонатора у облику троугла, различити модови имају поред исте резонантне учестаности и исту структуру електромагнетског поља, односно идентични су, као на пример $TM_{0,1,-1}^z$, $TM_{-1,0,1}^z$ и $TM_{0,-1,1}^z$. Да би се уочило постојање два мода код резонатора троугаоног облика, посматра се расподела густине струја на троугаоном проводнику за парни и непарни мод (слика 3.8) [Hong2011].



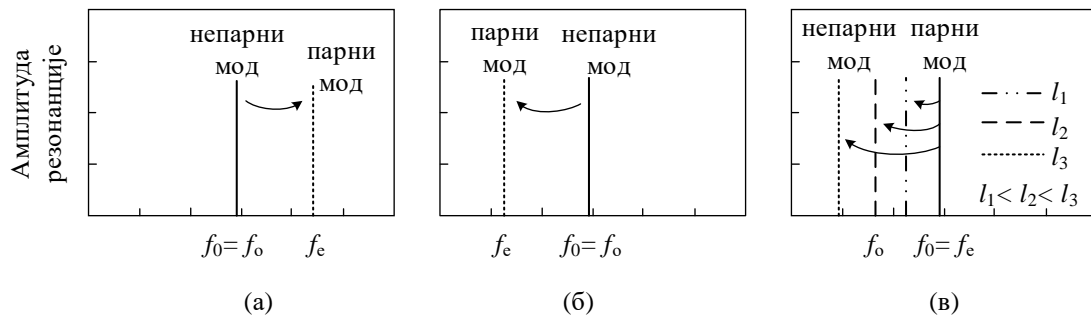
Слика 3.8. Расподела густине струја резонатора у облику троугла у микротракастој техници: (а) непаран мод, (б) парни мод.

Са слике 3.8 се уочава да расподеле струја одговарају непарном и парном моду, с обзиром да је у односу на хоризонталну осу симетрије случај расподеле струја са слике 3.8а асиметричан, а са слике 3.8б симетричан. Ове две расподеле нису ортогоналне, нити се било која од ове две расподеле може добити ротацијом друге, за неки угао, што указује на њихову међусобну независност. На слици 3.9. приказана су три начина за нарушавање симетрије структуре резонатора са циљем раздвајања модова.



Слика 3.9. Нарушавање симетрије у циљу раздвајања модова резонатора у облику троугла: (а) исецањем врха, (б) трансформацијом у једнакокраки троугао, (в) усецањем процепа.

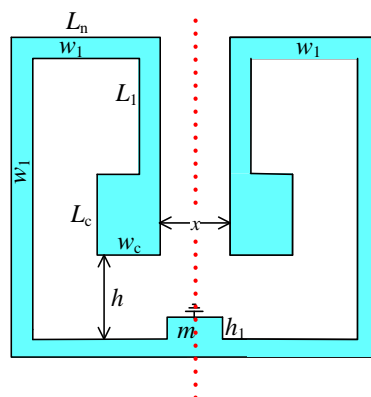
За случај резонатора у облику троугла, са слике 3.9, као последица деформација структуре јавља се промена учестаности једног мода, док учестаност другог мода остаје скоро непромењена. На слици 3.10 су приказане резонантне учестаности модова за наведена три начина модификације резонатора [Hong2011].



Слика 3.10. Амплитудска карактеристика при раздвајању модова за три начина модификације резонатора у облику троугла: (а) исецањем врха, (б) деформацијом у једнакократи троугао, (в) усецањем процепа.

На слици 3.10 је приказано раздвајање модова, тј. промена учестаности модова за случајеве модификација са слике 3.9. У првом случају, када је резонатор модификован исецањем врха, учестаност непарног мода је непромењена (слика 3.10а), док је парни мод померен ка вишим учестаностима. У другом случају, слика 3.10б, учестаност непарног мода је непромењена, а парни мод је померен према нижим учестаностима. У трећем случају, слика 3.10в, усецањем процепа у резонатор одређене дужине долази до промене непарног мода, док парни остаје непромењен. Посматрајући расподелу густине струје на слици 3.8, уочава се да ће процеп у оси симетрије утицати на непарни мод због пресецања тока струја. Утицај промене дужине процепа на непарну учестаност приказан је на слици 3.10в [Hong2011].

Један начин реализације резонатора са две резонантне учестаности добија се модификацијом полуталасног резонатора, у облику правоугаоника, који је у централном делу структуре повезан са масом, слика 3.11 [Plaz2014].



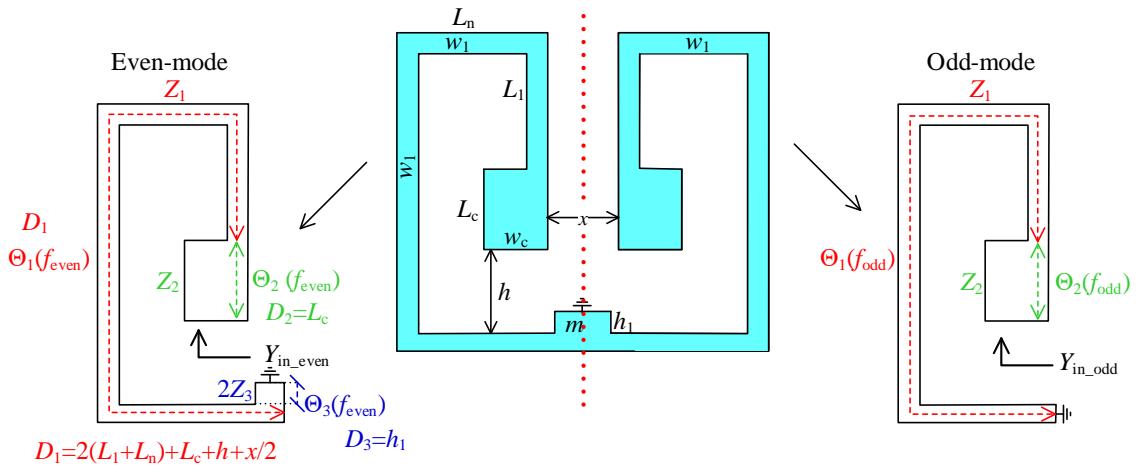
Слика 3.11. Реализација резонатора са две резонантне учестаности у микротракастој техници добијена модификацијом полуталасног резонатора у облику правоугаоника.

Прве две резонантне учестаности које се јављају код резонатора са слике 3.11 су у ствари парна и непарна резонантна учестаност (парни и непарни мод). Парна и непарна учестаност су независне и нису у међусобној спрези. У зависности од геометријских

параметара резонатора, било који од модова може имати вишу или нижу учестаност [Hong2011].

Приликом пројектовања резонатора, могуће је у великој мери независно подешавање парне и непарне резонантне учестаности, јер је дужина отворене петље приближно једнака половини таласне дужине за непаран мод, а унутрашња секција водова је спојена на средини те петље, односно у тачки виртуелне масе [Hong2011].

Основни корак при пројектовању резонатора са две резонантне учестаности је подешавање његових резонанција. Резонатор са слике 3.11 је симетричан, што га чини погодним за примену анализе парног и непарног мода (even/odd mode). Еквивалентне шеме за анализу парног и непарног мода, са одговарајућим димензијама, приказане су на слици 3.12.



Слика 3.12. Еквивалентне шеме резонатора са две резонантне учестаности за анализу парног и непарног мода.

Парна и непарна резонантна учестаност се добијају из услова да су $\text{Im}(Y_{\text{in_even}}) = 0$ и $\text{Im}(Y_{\text{in_odd}}) = 0$. Учестаност непарног мода (odd-mode) добија се из следеће једначине

$$Z_2/Z_1 = \tan(\Theta_1^{\text{odd}}) \tan(\Theta_2^{\text{odd}}), \quad (3.5)$$

где су $\Theta_1^{\text{odd}} = \beta_1^{\text{odd}} D_1 = 2\pi f_{\text{odd}} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}1}} D_1/c_0$ и $\Theta_2^{\text{odd}} = \beta_2^{\text{odd}} D_2 = 2\pi f_{\text{odd}} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}2}} D_2/c_0$. Под претпоставком да је $Z_2 < Z_1$ ($Z_2 = \alpha Z_1$, $\alpha < 1$), следи да је $\alpha = \tan(\Theta_1^{\text{odd}}) \tan(\Theta_2^{\text{odd}})$, а f_{odd} се може израчунати из једначине

$$\alpha = \tan(f_{\text{odd}} \times 2\pi \sqrt{\epsilon_{\text{reff}1}} D_1/c_0) \tan(f_{\text{odd}} \times 2\pi \sqrt{\epsilon_{\text{reff}2}} D_2/c_0) < 1, \quad (3.6)$$

где је $c_0 = 2.99792458 \cdot 10^8$ m/s, а ϵ_{reff} ефективна пермитивност диелектрика коришћене подлоге.

Уколико је електрична дужина $\Theta_3^{\text{even}} \ll 1$ и вредност карактеристичне импедансе Z_3 око 20Ω , тада се импеданса кратко спојеног вода (са слике 3.9) може представити калемом импедансе $Z_3^{\text{even}} \approx j2Z_3\Theta_3^{\text{even}}$, где је $\tan(\Theta_3^{\text{even}}) \approx \Theta_3^{\text{even}}$. Учестаност парног мода (f_{even}) може се израчунати из једначине

$$\tan(\Theta_1^{\text{even}}) \tan(\Theta_2^{\text{even}}) - \alpha + 2\beta\Theta_3^{\text{even}} \tan(\Theta_2^{\text{even}}) + 2\alpha\beta\Theta_3^{\text{even}} \tan(\Theta_1^{\text{even}}) = 0, \quad (3.7)$$

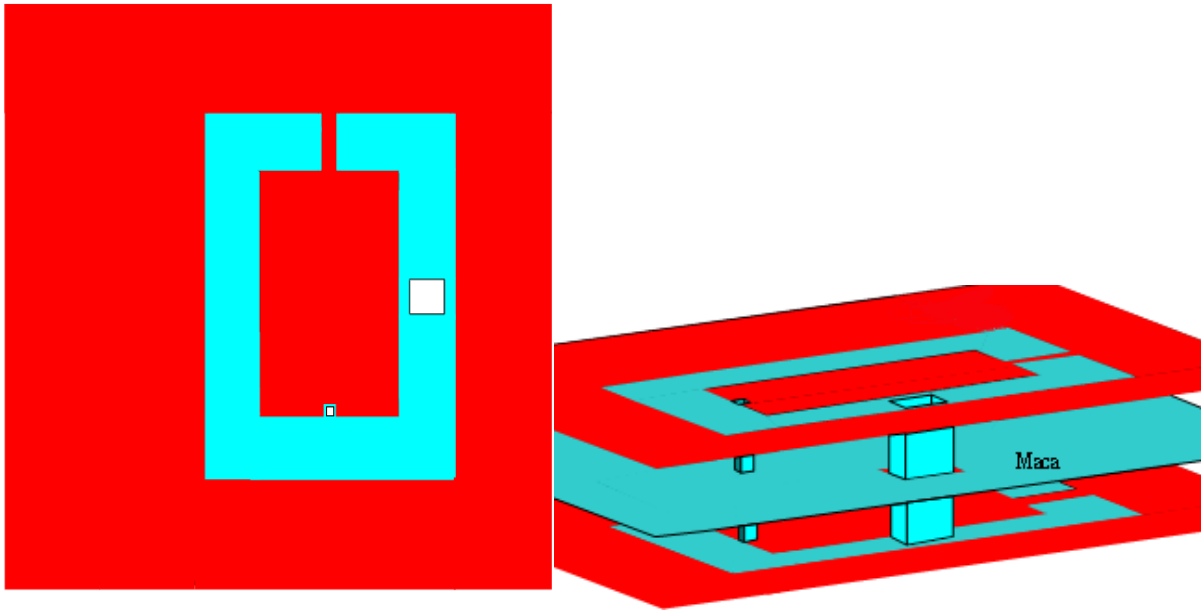
под претпоставком да су $Z_2 < Z_3 < Z_1$, $Z_2 = \alpha Z_1$, $Z_3 = \beta Z_1$, и $\alpha < \beta < 1$. Одговарајућа електрична дужина за учестаност f_{even} једнака је $\Theta_i^{\text{even}} = 2\pi f_{\text{even}} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}i}} D_i / c_0$, где је $i = 1, 2, 3$. Једначина (3.7) може се преуредити у следећу једначину

$$\begin{aligned} \tan(f_{\text{even}} \times 2\pi \sqrt{\epsilon_{\text{reff}1}} D_1 / c_0) \tan(f_{\text{even}} \times 2\pi \sqrt{\epsilon_{\text{reff}2}} D_2 / c_0) - \alpha + \\ + f_{\text{even}} \times 4\beta\pi \sqrt{\epsilon_{\text{reff}3}} D_3 / c_0 \tan(f_{\text{even}} \times 2\pi \sqrt{\epsilon_{\text{reff}2}} D_2 / c_0) + \\ + f_{\text{even}} \times 4\alpha\beta\pi \sqrt{\epsilon_{\text{reff}3}} D_3 / c_0 \tan(f_{\text{even}} \times 2\pi \sqrt{\epsilon_{\text{reff}1}} D_1 / c_0) = 0. \end{aligned} \quad (3.8)$$

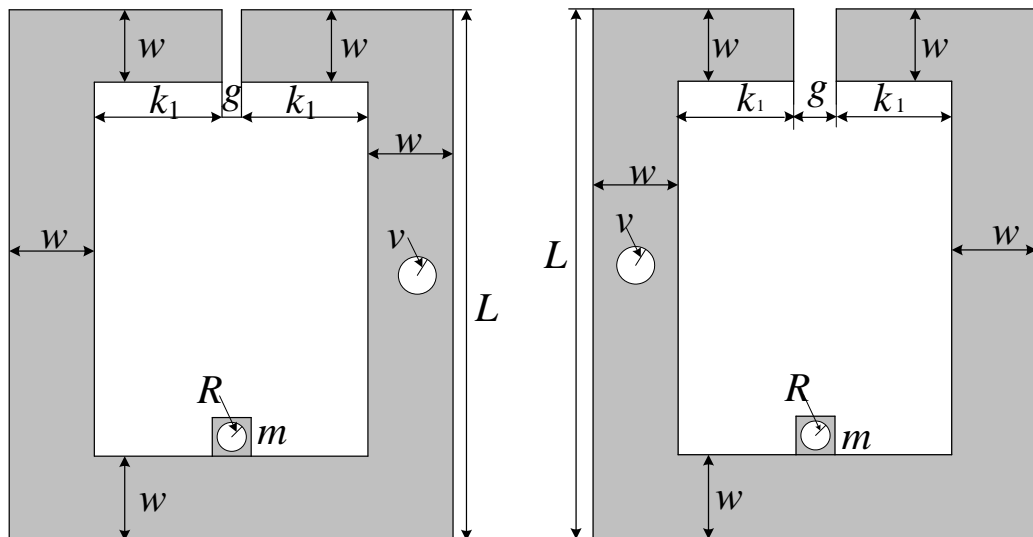
Једначине (3.6) и (3.8) користе се за пројектовање резонатора са две резонантне учестаности и одређивање одговарајућих резонанција.

3.3. Резонатори са три резонантне учестаности

У последње време резонатори који у одзиву имају три резонантне учестаности (triple-mode resonator) све више налазе примену у реализацији филтара пропусника опсега учестаности [Li2016], [Chen2011], [Mo2009]. Различити типови ових резонатора омогућавају компактност филтарских направа, посебно оних реализованих у планарној техници, који су разматрани у овој докторској дисертацији. На слици 3.13 је приказан пример резонатора са три резонантне учестаности [Plaz2017].



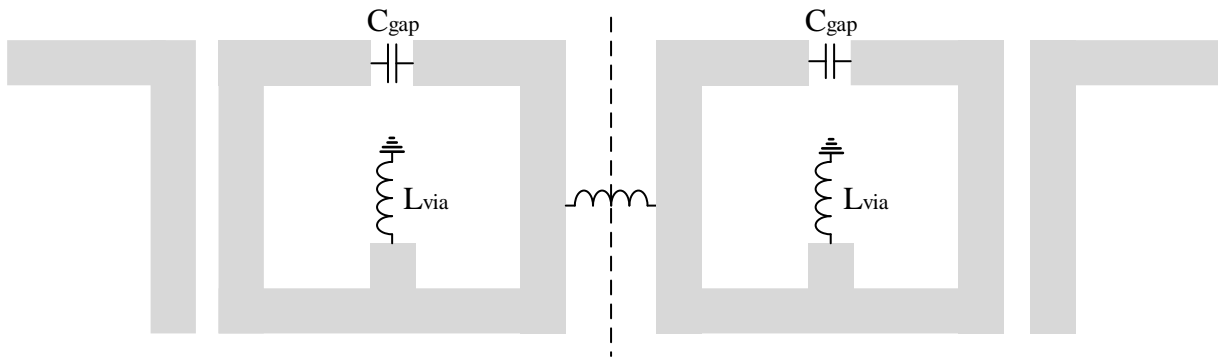
Слика 3.13. Резонатор са три резонантне учестаности у планарној техници.



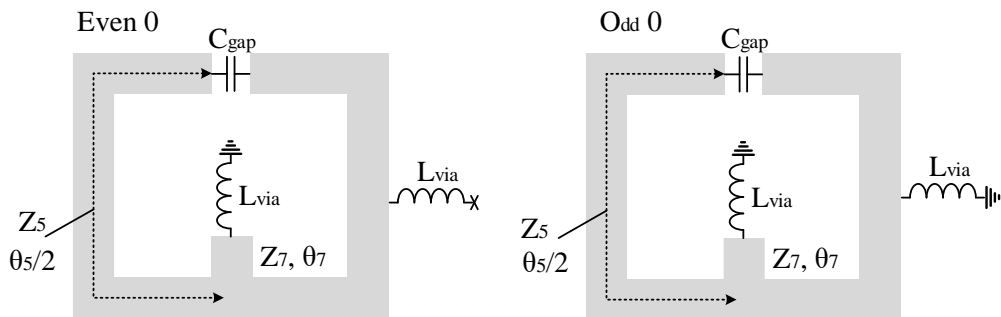
Слика 3.14. Резонатори на горњем и доњем диелектричном слоју.

Резонатор (са слике 3.13) састоји се од два идентична резонатора са две резонантне учестаности. Скица резонатора са горњег и доњег диелектричног слоја приказана је на слици 3.14. Посматрани резонатор са слике 3.13 је симетричан, што га чини погодним за анализу помоћу парног и непарног мода (even/odd mode analysis).

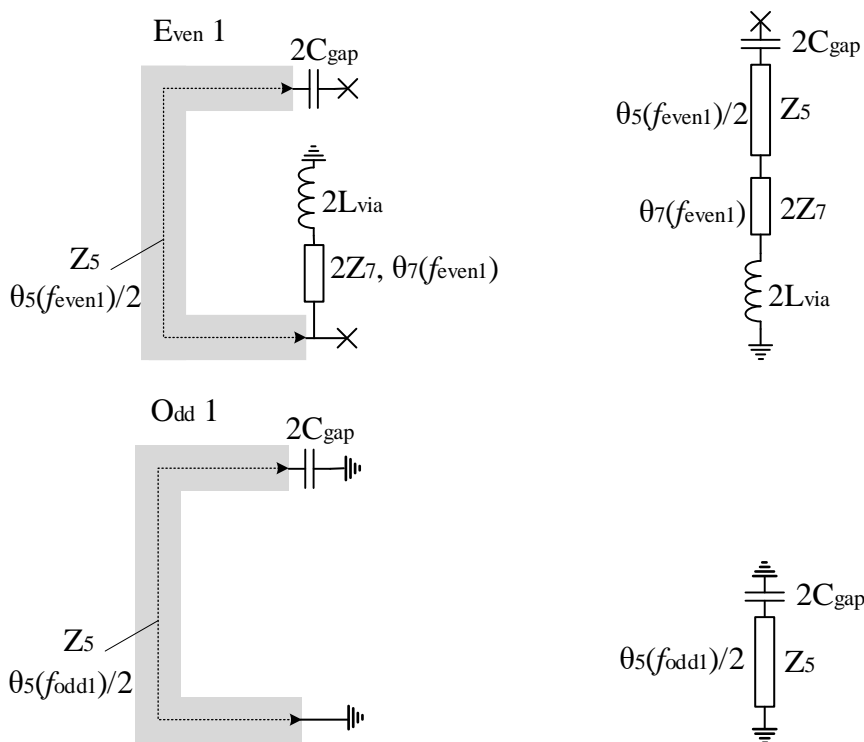
Да би се одредиле три резонантне учестаности посматраног резонатора (са слике 3.13) примењена је бисекциона теорема симетричне мреже. Еквивалентне шеме за парни и непарни мод илустроване су на сликама (3.15-3.18), где су приказани и потребни параметри резонатора.



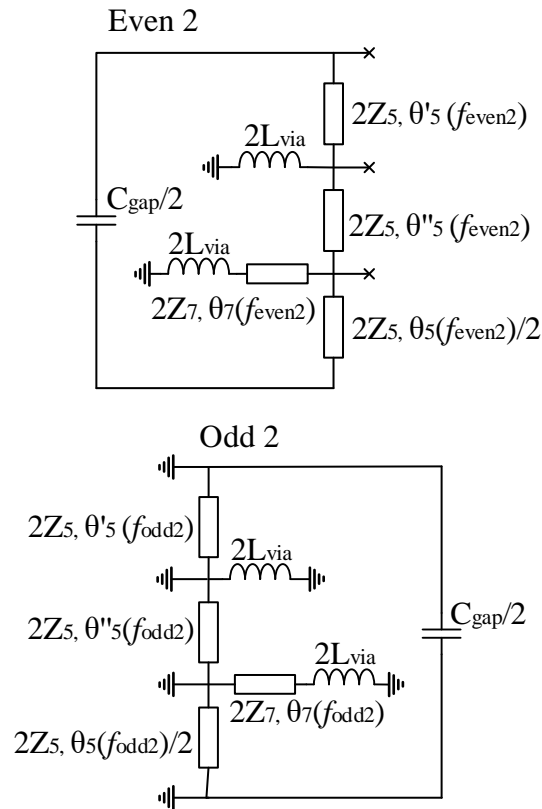
Слика 3.15. Еквивалентна шема филтра добијеног помоћу резонатора са слике 3.13.



Слика 3.16. Еквивалентна шема за анализу (а) парног мода (even 0) и (б) непарног мода (odd 0) резонатора са слике 3.15.



Слика 3.17. Еквивалентна шема за анализу парног (even 0) мода.



Слика 3.18. Еквивалентна шема за анализу непарног (odd 0) мода.

Вије резонатора, са слике 3.14, могу се еквивалентно представити калемовима одговарајуће индуктивности, док се процепи могу еквивалентирати кондензаторима одговарајућих капацитивности, слика 3.15. Када се коло са слике 3.15 „пресече“ дуж осе симетрије, добијају се два кола која одговарају парном и непарном моду (слика 3.16). Са слике 3.16а може се уочити да је добијена мрежа симетрична, па се мрежа може „пресећи“ и још једном извршити анализа за парни, односно непарни мод. Аналогно томе, уочава се и симетрија мреже приказане слици 3.16б, па се још једном за њу примењује анализа за парни и непарни мод. Еквивалентне електричне шеме резонатора, на основу којих се одређују изрази за резонантне учестаности, приказане су на сликама 3.17 и 3.18.

Изрази на основу којих се одређује прва резонантна учестаност - учестаност непарног мода, f_{odd1} , дате су са

$$\theta_5(f_{\text{odd1}}) = \beta_5 D_5 = \omega_{\text{odd1}} \sqrt{L_5 C_5} D_5 = 2\pi f_{\text{odd1}} \sqrt{L_5 C_5} D_5 \quad (3.9)$$

$$1 = Z_5 \cdot C_{\text{gap}} \cdot 4\pi \cdot f_{\text{odd1}} \cdot \text{tg}\left(\frac{\theta_5(f_{\text{odd1}})}{2}\right). \quad (3.10)$$

Једначине које се користе за одређивање прве резонантне учестаности парног мода, f_{even1} , дате су изразима (3.11)-(3.13)

$$\theta_5(f_{\text{even1}}) = 2\pi f_{\text{even1}} \sqrt{L_5' C_5'} D_5 \quad (3.11)$$

$$\theta_7(f_{\text{even1}}) = 2\pi f_{\text{even1}} \sqrt{L_7' C_7'} D_7 \quad (3.12)$$

$$0 = -4\pi \cdot f_{\text{even1}} \cdot L_{\text{via}} \cdot \left(\frac{1}{Z_5} \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even1}})}{2}\right) \cos(\theta_7(f_{\text{even1}})) + \frac{\sin(\theta_7(f_{\text{even1}})) \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even1}})}{2}\right)}{2Z_7} \right) - 2 \frac{Z_7}{Z_5} \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even1}})}{2}\right) \sin(\theta_7(f_{\text{even1}})) + \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even1}})}{2}\right) \cos(\theta_7(f_{\text{even1}})) \quad (3.13)$$

Једначине из којих се добија друга резонантна учетсаност парног мода, f_{even2} , дате су изразима (3.14)-(3.22)

$$\theta_5(f_{\text{even2}}) = 2\pi f_{\text{even2}} \sqrt{L_5' C_5'} D_5 \quad (3.14)$$

$$\theta_7(f_{\text{even2}}) = 2\pi f_{\text{even2}} \sqrt{L_7' C_7'} D_7 \quad (3.15)$$

$$\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2} = \theta_5'(f_{\text{even2}}) + \theta_5''(f_{\text{even2}}) \quad (3.16)$$

$$Z_x = \frac{\cos(\theta_7(f_{\text{even2}})) j 4\pi f_{\text{even2}} L_{\text{via}} + j 2Z_7 \sin(\theta_7(f_{\text{even2}}))}{\frac{j}{2Z_7} \sin(\theta_7(f_{\text{even2}})) j 4\pi f_{\text{even2}} L_{\text{via}} + \cos(\theta_7(f_{\text{even2}}))} \quad (3.17)$$

$$A = -1 + \cos(\theta_5'(f_{\text{even2}})) \left(\cos(\theta_5''(f_{\text{even2}})) \cdot \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) + j2Z_5 \sin(\theta_5'(f_{\text{even2}})) \cdot \left(\frac{1}{Z_x} \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) + \frac{j}{2Z_5} \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \right) \right)$$

$$+ j2Z_5 \sin(\theta_5'(f_{\text{even2}})) \left(\frac{1}{4\pi f_{\text{even2}} L_{\text{via}}} \left(\cos(\theta_5''(f_{\text{even2}})) \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) + j2Z_5 \sin(\theta_5'(f_{\text{even2}})) \left(\frac{1}{Z_x} \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) + \frac{j}{2Z_5} \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \right) \right) \right.$$

$$\left. + \frac{j}{2Z_5} \sin(\theta_5''(f_{\text{even2}})) \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) + \cos(\theta_5''(f_{\text{even2}})) \left(\frac{1}{Z_x} \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) + \frac{j}{2Z_5} \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \right) \right)$$

(3.18)

$$\begin{aligned}
 B = \cos(\theta'_5(f_{\text{even}2})) & \left(\left(\cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \frac{1}{j\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even}2}} + j2Z_5 \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \right) \cos(\theta''_5(f_{\text{even}2})) + \right. \\
 & \left. j2Z_5 \sin(\theta'_5(f_{\text{even}2})) \left(\frac{1}{Z_x} \left(\cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \frac{1}{j\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even}2}} + j2Z_5 \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \right) \right) \right) + \\
 & \left(+ \frac{1}{2Z_5} \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \frac{1}{\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even}2}} + \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \right) \right) \\
 j2Z_5 \sin(\theta'_5(f_{\text{even}2})) \frac{1}{4\pi L_{\text{via}} f_{\text{even}2}} & \left(\cos(\theta''_5(f_{\text{even}2})) \left(\cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \frac{1}{j\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even}2}} + j2Z_5 \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \right) \right. \\
 & \left. + j2Z_5 \sin(\theta'_5(f_{\text{even}2})) \left(\frac{1}{Z_x} \left(\cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \frac{1}{j\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even}2}} + j2Z_5 \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \right) \right) \right) \\
 & \left(+ \frac{1}{2Z_5} \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \frac{1}{\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even}2}} + \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \right) \right) \\
 & \left(+ \frac{j}{2Z_5} \sin(\theta''_5(f_{\text{even}2})) \left(\cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \frac{1}{j\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even}2}} \right) \right. \\
 & \left. + j2Z_5 \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \right) \\
 & \left(+ \frac{1}{2Z_5} \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \frac{1}{\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even}2}} + \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \right) \right) \quad (3.19)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 C = \frac{1}{2Z_5} \sin(\theta'_5(f_{\text{even}2})) & \left(\cos(\theta''_5(f_{\text{even}2})) \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \right. \\
 & \left. + j2Z_5 \sin(\theta'_5(f_{\text{even}2})) \left(\frac{1}{Z_x} \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) + \frac{j}{2Z_5} \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \right) \right) \\
 + \cos(\theta'_5(f_{\text{even}2})) & \left(\frac{1}{4\pi L_{\text{via}} f_{\text{even}2}} \left(\cos(\theta''_5(f_{\text{even}2})) \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \right. \right. \\
 & \left. \left. + j2Z_5 \sin(\theta'_5(f_{\text{even}2})) \left(\frac{1}{Z_x} \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) + \frac{j}{2Z_5} \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \right) \right) \right) \quad (3.20) \\
 + \cos(\theta'_5(f_{\text{even}2})) & \left(+ \frac{j}{2Z_5} \sin(\theta''_5(f_{\text{even}2})) \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \right. \\
 & \left. + \cos(\theta''_5(f_{\text{even}2})) \left(\frac{1}{Z_x} \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) + \frac{j}{2Z_5} \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even}2})}{2}\right) \right) \right)
 \end{aligned}$$

$$D = -1 + \frac{j}{2Z_5} \sin(\theta_5'(f_{\text{even2}})) + j2Z_5 \sin(\theta_5'(f_{\text{even2}})) \left(\cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \frac{1}{j\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even2}}} + j2Z_5 \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \right) \cos(\theta_5''(f_{\text{even2}}))$$

$$+ \frac{1}{Z_x} \left(\cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \frac{1}{j\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even2}}} + j2Z_5 \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \right) + \frac{1}{2Z_5} \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \frac{1}{\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even2}}} + \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right)$$

$$\left(\cos(\theta_5''(f_{\text{even2}})) \left(\cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \frac{1}{j\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even2}}} + j2Z_5 \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \right) + j2Z_5 \sin(\theta_5'(f_{\text{even2}})) \right)$$

$$\frac{1}{4\pi L_{\text{via}} f_{\text{even2}}} \left(\frac{1}{Z_x} \left(\cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \frac{1}{j\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even2}}} + j2Z_5 \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \right) + \frac{1}{2Z_5} \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \frac{1}{\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even2}}} + \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \right)$$

$$+ \cos(\theta_5'(f_{\text{even2}})) + \frac{j}{2Z_5} \sin(\theta_5''(f_{\text{even2}})) \left(\cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \frac{1}{j\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even2}}} + j2Z_5 \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \right)$$

$$+ \cos(\theta_5''(f_{\text{even2}})) \left(\frac{1}{Z_x} \left(\cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \frac{1}{j\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even2}}} + j2Z_5 \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \right) + \frac{1}{2Z_5} \sin\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \frac{1}{\pi C_{\text{gap}} f_{\text{even2}}} + \cos\left(\frac{\theta_5(f_{\text{even2}})}{2}\right) \right)$$

$$\tag{3.21}$$

где треба да буде задовољен услов

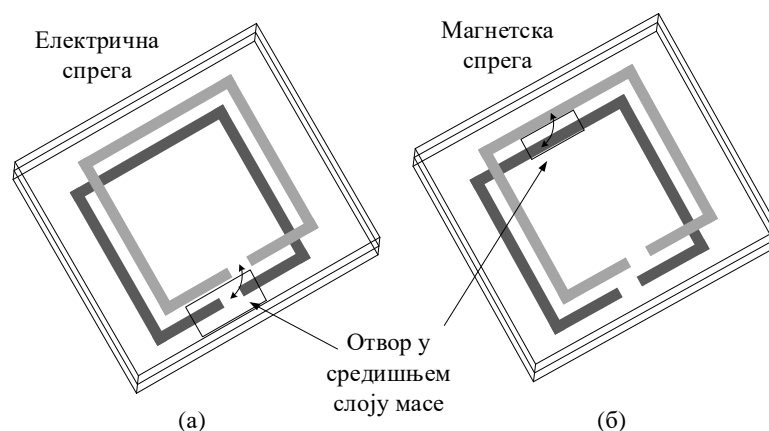
$$DA - BC = 0. \tag{3.22}$$

Резонантне учестаности резонатора са слике 3.13 су f_{odd1} , f_{even1} и f_{even2} . Учестаност непарног мода f_{odd1} добија се из једначине (3.10), док се преостале две учестаности парног мода, f_{even1} и f_{even2} , добијају из једначина (3.13) и (3.22). Учестаности f_{even1} и f_{odd1} одговарају учестаностима резонатора са две резонантне учестаности, који представља градивни елемент предложеног резонатора са три резонантне учестаности.

3.4. Резонатори реализовани у вишеслојној техници

Вишеслојна реализација неретко се користи код пројектовања микроталасних резонатора и филтара, као одговор на све строжије захтеве по питању површине заузећа и минијатуризације [Potr2012], [PlaPo2017], [Hong2011]. Употребом вишеслојне реализације распоред елемената није више ограничен на једну раван, већ се оставља већи степен слободе при пројектовању. Расподелом елемената у више равни смањује се површина заузећа штампане структуре и ствара се низ нових могућности спрезања елемената са различитих диелектричних слојева. Вишеслојна техника одговара захтевима по питању габарита и цене израде. Предмет овог истраживања су резонатори и филтри реализовани коришћењем вишеслојне технике, који ће бити детаљно описани у шестом, седмом и осмом поглављу.

На слици 3.19 је приказан један од начина за спрезање два резонатора, која су постављена са супротних страна две микротракасте подлоге, а између којих се налази заједничка маса. Спрега између два резонатора се остварује помоћу процепа на заједничкој маси. Посматрани су спрегнути полуталасни резонатори у облику правоугаоника. У зависности од положаја отвора на структури могуће је реализовати различите јачине и типове спрега (магнетска спрега је јача уколико је отвор постављен ближе средишњем делу, док је електрична спрега доминантнија ако је отвор постављен ближе крајевима резонатора).



Слика 3.19. Реализација резонатора у вишеслојној техници са спрегом оствареном кроз отвор у заједничкој маси: (а) електрична спрега, (б) магнетска спрега.

4. Филтар пропусник опсега учестаности

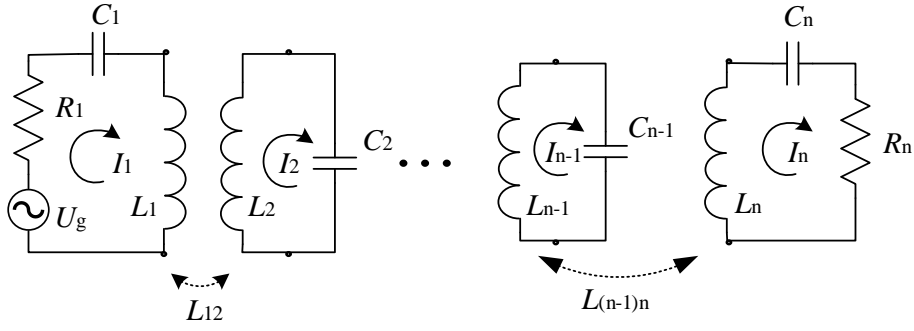
У овом поглављу дат је осврт на синтезу филтара са спрегнутим резонаторима. Биће наведени основни захтеви који се постављају приликом реализације резонатора као и ограничавајући фактори. Разматрају се различити типови спреге који се могу појавити код резонатора: магнетска, електрична и мешовита. Описује се универзалан поступак синтезе филтара (Dishal-ов метод) помоћу коефицијената спреге резонатора, Q -фактора резонатора, и централне учестаности филтра. Dishal-ов метод омогућава да се на основу претходно наведених параметара, без обзира на циљну технологију реализације, нађу све потребне геометријске димензије филтра.

4.1. Спрегнути резонатори

Спрегнути резонатори су од огромне важности при пројектовању микроталасних филтара, а најчешће се користе при реализацији филтара пропусника опсега учестаности. Спрегнути резонатори могу бити реализовани у различитим техникама као што су микротракаста, вишеслојна, таласоводна и друге [Hong2011], [Camer2007]. Спрега резонатора може бити: магнетска, електрична или мешовита [Hong2011]. У овом поглављу биће размотрена сва три типа спреге и биће приказане формуле помоћу којих је могуће израчунавање коефицијента спреге и фактора добротe оптерећеног резонатора на основу резултата добијених тродимензионалним електромагнетским симулацијама.

4.1.1. Модел магнетске спреге између резонатора

Магнетски спрегнути резонатори приказани су на слици 4.1. Ова шема у основи представља систем спрегнутих калемова који чине линеаран индуктивни трансформатор са n приступа [Hong2011]. На приступ 1 прикључује се генератор резистивне унутрашње импедансе $R_g = R_1$ и кондензатор капацитивности C_1 , на приступ n се прикључује потрошач резистивне импедансе $R_p = R_n$ и кондензатор капацитивности C_n , а на остале приступе прикључују се кондензатори капацитивности $C_i, i = 2, \dots, n-1$.



Слика 4.1. Еквивалентни приказ филтра са n спрегнутих резонатора коришћењем линеарног индуктивног трансформатора.

Ако се посматра шема са слике 4.1, може се поставити систем од n једначина по другом Кирхофовом закону за n контура. Усвајањем да је $L_{ij} = L_{ji}$, $i, j = 1..n$ добија се

$$\begin{aligned}
 \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 \right) I_1 - j\omega L_{12} I_2 - \dots - j\omega L_{1n} I_n &= U_g \\
 -j\omega L_{21} I_1 + \left(\frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 \right) I_2 - \dots - j\omega L_{2n} I_n &= 0 \\
 \vdots & \\
 -j\omega L_{n1} I_1 - j\omega L_{n2} I_2 - \dots + \left(R_n + \frac{1}{j\omega C_n} + j\omega L_n \right) I_n &= 0
 \end{aligned} \quad (4.1)$$

Систем једначина (4.1) може се представити у матричном облику као [Hong2011]:

$$\begin{bmatrix}
 R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 & -j\omega L_{12} & \dots & -j\omega L_{1n} \\
 -j\omega L_{21} & \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 & \dots & -j\omega L_{2n} \\
 \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
 -j\omega L_{n1} & -j\omega L_{n2} & \dots & R_n + \frac{1}{j\omega C_n} + j\omega L_n
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 I_1 \\
 I_2 \\
 \vdots \\
 I_n
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 U_g \\
 0 \\
 \vdots \\
 0
 \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

односно

$$[Z][I] = [U], \quad (4.3)$$

при чему је $[Z]$ матрица импеданси димензија $n \times n$.

За случај када су сви резонатори идентични, исте су резонантне учестаности и једнаке су централној учестаности филтра $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, то јест $L_1 = L_2 = \dots = L_n$ и $C_1 = C_2 = \dots = C_n$, а матрица $[Z]$ се може нормализовати и представити у облику

$$[Z] = \omega_0 L \cdot FBW \cdot \begin{bmatrix} \frac{R_1}{\omega_0 \cdot L \cdot FBW} + p & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{L_{12}}{L} \frac{1}{FBW} & \cdots & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{L_{1n}}{L} \frac{1}{FBW} \\ -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{L_{21}}{L} \frac{1}{FBW} & p & \cdots & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{L_{2n}}{L} \frac{1}{FBW} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{L_{n1}}{L} \frac{1}{FBW} & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{L_{n2}}{L} \frac{1}{FBW} & \cdots & \frac{R_n}{\omega_0 \cdot L \cdot FBW} + p \end{bmatrix} = \omega_0 L \cdot FBW [\bar{Z}], \quad (4.4)$$

где је $[\bar{Z}]$ бездимензиона нормализована матрица импеданси, $FBW = \Delta\omega/\omega_0$ је релативна ширина пропусног опсега филтра, а $p = j \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$ је чисто имагинаран бездимензиони израз.

Q -фактори доброте првог и последњег резонатора су $\omega_0 L/R_1 = Q_{e1}$ и $\omega_0 L/R_n = Q_{en}$. Коefицијент спреге два резонатора i и резонатора j , $i \neq j$, је $k_{ij} = L_{ij}/\sqrt{L_i L_j} = L_{ij}/L$. У уском пропусном опсегу око централне учестаности важи да је $\omega/\omega_0 \approx 1$ па нормализована матрица $[\bar{Z}]$ постаје

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

где су

$$q_{ei} = Q_{ei} \cdot FBW, \quad i = 1, n \quad (4.6)$$

скалирани фактори доброте оптерећених резонатора, а

$$m_{ij} = \frac{k_{ij}}{FBW}, \quad i \neq j \quad (4.7)$$

скалирани коefицијенти спреге резонатора [Hong2011].

Одговрајући S -параметри се могу израчунати из нормализоване матрице импеданси и скалираних Q -фактора као

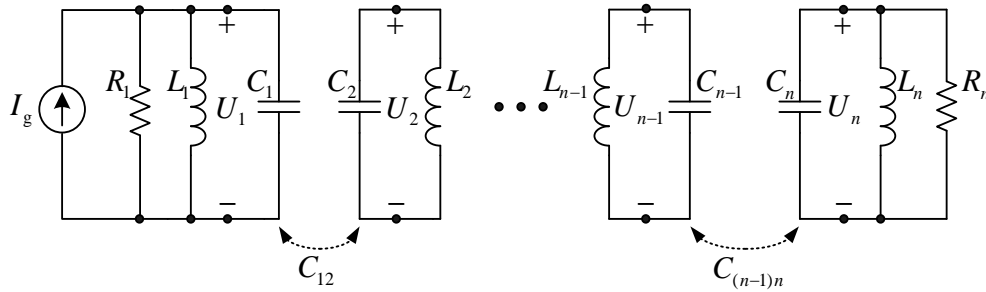
$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [\bar{Z}]_{n1}^{-1} \quad (4.8)$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Z}]_{11}^{-1}, \quad (4.9)$$

где је $[\bar{Z}]_{ij}^{-1}$ елемент у i -тој колони и j -тој врсти инверзне нормализоване матрице $[Z]$. Једначине (4.8) и (4.9) представљају основ синтезе филтара са магнетски спрегнутим резонаторима и описују у потпуности карактеристике целокупног филтра помоћу S -параметара.

4.1.2. Модел електричне спреге између резонатора

Електрична спрега је други тип спреге који се може јавити у случају спрегнутих резонатора. Као пример електрично спрегнутих резонатора посматра се еквивалентна шема филтра са n капацитивно спрегнутих резонатора приказаних на слици 4.2.



Слика 4.2. Еквивалентни приказ филтра са n капацитивно спрегнутих резонатора.

За шему са слике 4.2 може се написати систем од n једначина за n чворова по првом Кирхофовом закону [Hong2011]. Ако се усвоји да је $C_{ij} = C_{ji}, i, j = 1 \dots n$, тада је

$$\begin{aligned} \left(G_1 + \frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1 \right) U_1 - j\omega C_{12} U_2 - \dots - j\omega C_{1n} U_n &= I_g \\ -j\omega C_{21} U_1 + \left(\frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_2 \right) U_2 - \dots - j\omega C_{2n} U_n &= 0 \\ \vdots & \\ -j\omega C_{n1} U_1 - j\omega C_{n2} U_2 - \dots + \left(G_n + \frac{1}{j\omega L_n} + j\omega C_n \right) U_n &= 0 \end{aligned} \quad (4.10)$$

Систем једначина (4.10) се може представити у матричном облику као:

$$\begin{bmatrix} G_1 + \frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1 & -j\omega C_{12} & \dots & -j\omega C_{1n} \\ -j\omega C_{21} & \frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_2 & \dots & -j\omega C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j\omega C_{n1} & -j\omega C_{n2} & \dots & G_n + \frac{1}{j\omega L_n} + j\omega C_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_g \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.11)$$

што се може написати

$$[Y][U] = [I], \quad (4.12)$$

где је $[Y]$ матрица адмитанси димензије $n \times n$ [Hong2011].

Уколико су сви резонатори исти, добија се да имају идентичне резонантне учестаности које ће бити једнаке централној учестаности филтра $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, то јест $L_1 = L_2 = \dots = L_n$ и $C_1 = C_2 = \dots = C_n$, а матрица $[Y]$ се може написати у следећем облику

$$[Y] = \omega_0 C \cdot FBW \cdot \begin{bmatrix} \frac{G_1}{\omega_0 C \cdot FBW} + p & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{12}}{C} \frac{1}{FBW} & \cdots & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{1n}}{C} \frac{1}{FBW} \\ -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{21}}{C} \frac{1}{FBW} & p & \cdots & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{2n}}{C} \frac{1}{FBW} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{n1}}{C} \frac{1}{FBW} & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{n2}}{C} \frac{1}{FBW} & \cdots & \frac{G_n}{\omega_0 C \cdot FBW} + p \end{bmatrix} = \omega_0 C \cdot FBW [\bar{Y}] \quad (4.12)$$

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

Q -фактори првог и последњег резонатора су $\omega_0 C/G_1 = Q_{e1}$ и $\omega_0 C/G_n = Q_{en}$, а коефицијент спреге два резонатора $k_{ij} = C_{ij}/\sqrt{C_i C_j} = C_{ij}/C$. Ако се уведе апроксимација да је $\omega/\omega_0 \approx 1$ тада је матрица $[\bar{Y}]$ дата као

$$[\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{bmatrix}, \quad (4.13)$$

где су

$$q_{ei} = Q_{ei} \cdot FBW, i = 1, n \quad (4.14)$$

скалирани Q -фактори резонатора, а

$$m_{ij} = \frac{k_{ij}}{FBW} \quad (4.15)$$

скалирани коефицијенти спреге резонатора.

Као и код магнетски спрегнутих резонатора и у случају електрично спрегнутих резонатора може се доћи до израза за везу S -параметара мреже и нормализоване матрице адмитанси

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{ei} \cdot q_{en}}} [\bar{Y}]_{n1}^{-1} \quad (4.16)$$

$$S_{11} = \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Y}]_{11}^{-1} - 1, \quad (4.17)$$

где $[\bar{Y}]_{ij}^{-1}$ представља елемент у i -тој колони и j -тој врсти матрице $[\bar{Y}]^{-1}$. Једначине (4.16) и (4.17) се користе за пројектовање филтара са капацитивно спрегнутим резонаторима.

4.1.3. Модел мешовите спреге између резонатора

За потребе анализе резонатора са мешовитом спрегом посматра се еквивалентна електрична шема са слике 4.3. Импедансни инвертор K представља магнетску спрегу, док адмитансни инвертор J представља електричну спрегу. Еквивалентна π -шема представљена је Y параметрима, док је еквивалентна T -шема представљена Z параметрима (слика 4.3). Одговарајући Y и Z параметри су дати следећим једначинама:

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C \quad (4.18)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = j\omega C_{12} \quad (4.19)$$

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L \quad (4.20)$$

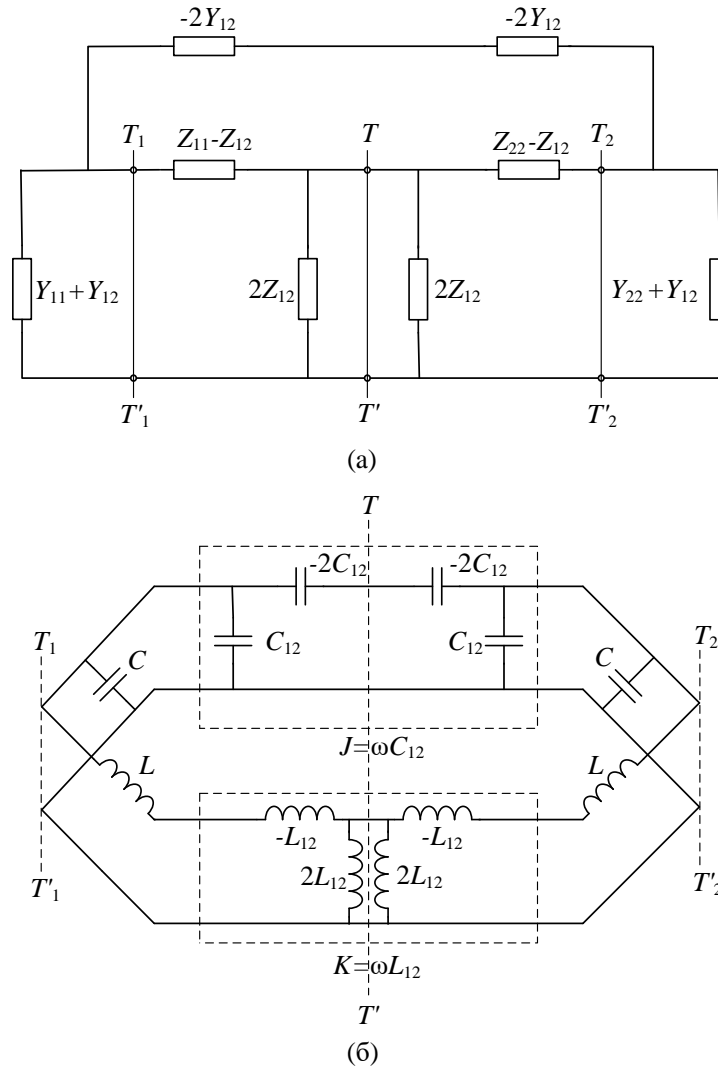
$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L_{12}, \quad (4.21)$$

где је C сопствена капацитивност резонатора, L је сопствена индуктивност резонатора, C_{12} је међусобна капацитивност спреге два резонатора и L_{12} је међусобна индуктивност спреге два резонатора (слика 4.3б). Дефинисани су импедансни инвертор $K = \omega L_{12}$ и адмитансни инвертор $J = \omega C_{12}$, који представљају магнетску и електричну спрегу, респективно.

Коришћењем бисекционе теореме и „пресецањем“ еквивалентне електричне мреже два спрегнута резонатора по оси симетрије (слика 4.3б), добијају се две карактеристичне учестаности дефинисане као

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_{12})(C-C_{12})}} \quad (4.22)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_{12})(C+C_{12})}}. \quad (4.23)$$



Слика 4.3. Еквивалентни приказ два спрегнута резонатора са мешовитом спрегом.

4.1.4. Општа матрица спреге два резонатора

Може се уочити да су изрази (4.8) и (4.9) слични са изразима (4.16) и (4.17) због идентичних нормализованих матрица импеданси и адмитанси. С обзиром да спреге између резонатора могу бити комбинација магнетске и електричне спреге, могуће је извести опше формуле које повезују S -параметре и општу матрицу спрега $[m]$ која садржи и електричну и магнетску спрегу. Комбинацијом једначина (4.8) и (4.16) као и (4.9) и (4.17) добија се

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{ei} \cdot q_{en}}} [A]_{n1}^{-1} \quad (4.24)$$

$$S_{11} = \pm \left(1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1} \right), \quad (4.25)$$

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 сви њени елементи једнаки нули осим $q_{11} = 1/q_{e1}$ и $q_{nn} = 1/q_{en}$, а $[m]$ је општа матрица спреге димензије $n \times n$ [Hong2011].

На основу задатих параметара S_{21} и S_{11} могу се одредити фактори доброте и матрица спрега [Hong2011], [Camer2007]. Постојање ненултих елемената ван главне дијагонале у матрици спреге указује на то да постоје спреге између појединих резонатора.

Значајан допринос реализацији планарних филтара дао је Hong у својој књизи [Hong2011] где су представљени бројни примери одређивања коефицијената спрега резонатора за различите геометријске облике резонатора, као и за њихов различит просторни распоред. Приказан је и детаљно описан допринос магнетске и електричне спреге на коефицијент спреге два суседна резонатора са нумеричким примерима који илуструју када се спреге суперпонирају, а када долази до њиховог поништавања. Разматран је случај када су резонатори једнаких димензија, као и случај када се димензије резонатора међусобно разликују. Приказане су и вишеслојне реализације, које су предмет овог истраживања, као и израчунавање спрега у тим случајевима. Разматран је проблем минијатуризације савремених филтара као и њихова практична примена.

4.2. Реализација филтра са уским пропусним опсегом - Dishal-ов метод

Dishal-ов метод [Dishal1951] омогућава пројектовање филтара са уским пропусним опсегом реализованих са спрегнутим резонаторима. Под филтрима са уским пропусним опсегом се подразумевају они филтри чија релативна ширина пропусног опсега није већа од 20%. Метод је предложен средином прошлог века али се примењује и данас. Поступак реализације филтара који је предложио Dishal омогућава пројектовање филтара познавањем три основна параметра: централну учестаност филтра f_0 , спрегу између суседних резонатора $k_{i,i+1}$ и фактор доброте оптерећеног првог и последњег резонатора Q_{L1} и Q_{Ln} . Овај поступак подразумева коришћење симулационих или експерименталних кривих на основу којих се одређују димензије филтра без обзира на изабрану технологију.

Сваки поступак пројектовања филтара почиње задавањем спецификације: ширине пропусног опсега филтра, неприлагођења (A_{RL}), максимално дозвољеног слабљења у пропусном опсегу и минималног слабљења у непропусном опсегу. Максимално дозвољено слабљење у пропусном опсегу се може одредити за задату вредност неприлагођења филтра на основу релације:

$$A_{LL} = 10 \log \left(1 - 10^{-\frac{A_{RL}[\text{dB}]}{10}} \right)^{-1}. \quad (4.26)$$

После одређивања апроксимације и реда филтра (n) прелази се на процену вредности минималног Q -фактора неоптерећеног резонатора, да би се задовољило специфицирано слабљење у пропусном опсегу које се задаје на централној учестаности филтра, а одређује се по формули

$$\bar{Q}_U = \frac{f_0}{\Delta f} \frac{4.343}{A_{LL}} \sum_{i=1}^n g_i (\text{dB}), \quad (4.27)$$

где је f_0 централна учестаност филтра, Δf је ширина пропусног опсега филтра и g_i је вредност елемента прототипа пропусника niskих учестаности. Како би се задовољила спецификација накнадно се могу извршити корекције реда филтра. Након одређивања одговарајућих коефицијената g_i , одређују се вредности коефицијената спреге суседних резонатора на основу формуле [Hong2011]

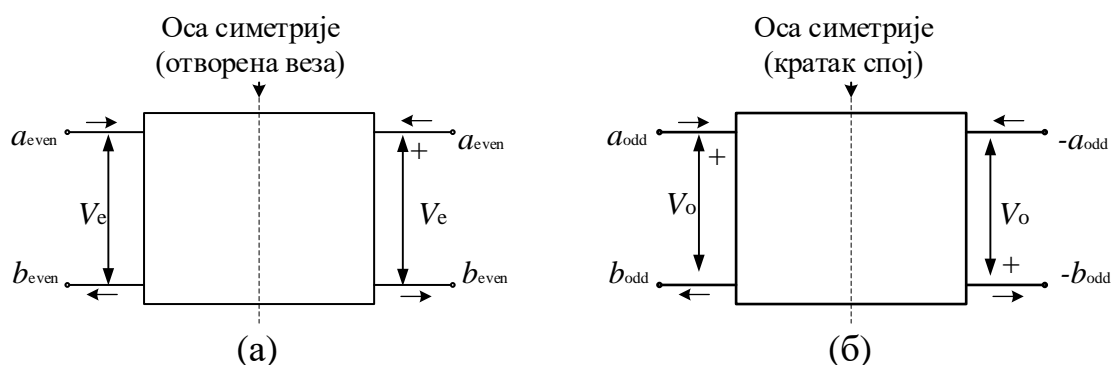
$$k_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i \cdot g_{i+1}}}, \quad i = 1, \dots, n-1. \quad (4.28)$$

Одређивање димензија оптималног резонатора врши се на основу процењене вредности Q -фактора. У том циљу се испитује зависност Q -фактора од ширине проводника резонатора. Q -фактор расте са повећањем ширине вода. Испитивање вредности спрега и Q -фактора у зависности од димензија резонатора могу се добити на основу тродимензионалних електромагнетских (3Д ЕМ) модела [Wipl2015], [Kolu2005]. Повећавање ширине вода узрокује смањење губитака у пропусном опсегу филтра, али се повећава површина заузећа штампане плочице. Због минијатуризације геометријских димензија филтра, узима се ширина вода за коју се постиже минималан Q -фактор резонатора, који задовољава спецификацију. Када се одреде оптималне димензије резонатора, прелази се на налажење осталих димензија филтра као што су растојања између резонатора и положај уводника. На основу вредности коефицијената спрега одређују се међусобна растојања резонатора, а вредност Q -фактора оптерећеног резонатора описује положај уводника у односу на резонатор са којим се спреже. На крају се налажењем геометријских димензија елемената филтра са траженим вредностима спреге и фактора добротe, завршава процес синтезе филтра помоћу Dishal-овог метода.

4.3. Анализа симетричних мрежа

При овом истраживању су коришћени резонатори са две резонантне учестаности, за пројектовање филтара пропусника опсега учестаности. Под термином резонатори са две резонантне учестаности стриктно се мисли на резонаторе који имају два мода, а који нису у међусобној спрези. Ова карактеристика резонатора са две резонантне учестаности је од великог значаја за пројектовање филтара. У циљу анализе оваквих филтара, који су симетрични, користиће се бисекциона теорема.

Филтар ћемо посматрати као мрежу са два приступа, која се може поделити дуж осе симетрије на две идентичне половине. Када постоји само парна (even) побуда, мрежа се може поделити на две једнаке мреже (са једним приступом), а по осе симетрије филтра на местима „пресека“ остаће отворена веза (слика 4.4а). За случај када постоји само непарна (odd) побуда (слика 4.4б), мрежа са два приступа се може поделити на две идентичне мреже (са једним приступом), а по осе симетрије филтра места „пресека“ биће везана на масу [Hong2011].



Слика 4.4. Симетрична мрежа са два приступа за (а) парни мод, (б) непарни мод.

С обзиром на то да се било која побуда мреже са два приступа може добити линеарном комбинацијом парне и непарне побуде, анализа се може упростити тако што се најпре уради анализа мреже са једним приступом, за случај парне и непарне побуде, а затим се одреде параметри мреже са два приступа на основу добијених резултата мрежа са једним приступом.

S -параметри мрежа са једним приступом за случај парне и непарне побуде дати су као:

$$\begin{aligned} S_{11\text{even}} &= \frac{b_{\text{even}}}{a_{\text{even}}} \\ S_{11\text{odd}} &= \frac{b_{\text{odd}}}{a_{\text{odd}}} \end{aligned} \quad (4.29)$$

где индекси *even* и *odd* означавају парни и непарни мод, респективно. За симетричну мрежу важе следеће релације

$$\begin{aligned} a_1 &= a_{even} + a_{odd} & a_2 &= a_{even} - a_{odd} \\ b_1 &= b_{even} + b_{odd} & b_2 &= b_{even} - b_{odd} \end{aligned} \quad (4.30)$$

Када се $a_2=0$ уврсти у једначине (4.29) и (4.30) добија се:

$$\begin{aligned} a_1 &= 2a_{odd}, a_{odd} = a_{even} \\ b_1 &= S_{11even}a_{even} + S_{11odd}a_{odd} \\ b_2 &= S_{11even}a_{even} - S_{11odd}a_{odd} \end{aligned} \quad (4.31)$$

Заменом добијених резултата у једначине S -параметара за мреже са два приступа добија се

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{1}{2}(S_{11even} + S_{11odd}) \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{1}{2}(S_{11even} - S_{11odd}) \\ S_{22} &= S_{11} \\ S_{12} &= S_{21} \end{aligned} \quad (4.32)$$

На основу једначине (4.32) добија се да се S -параметри мреже са једним приступом за парни и непарни мод могу изразити као:

$$\begin{aligned} S_{11even} &= S_{11} + S_{21} \\ S_{11odd} &= S_{11} - S_{21} \end{aligned} \quad (4.33)$$

а они су дефинисани и у једначини (4.29).

Закључује се да се на основу S -параметара добијених тродимензионалном електромагнетском анализом, за мрежу са два приступа, могу прорачунати параметри S_{11odd} и S_{11even} .

На основу израза

$$S_{11} = e^{j\varphi}, \quad (4.34)$$

где је $\varphi = -2\arctg(2Q_L\Delta\omega/\omega_0)$ и групног кашњења параметра S_{11odd}/S_{11even} дефинисаних као

$$\tau_{S_{11odd}/S_{11even}} = -\frac{\partial\varphi}{\partial\omega} = \frac{4Q_{e,even/odd}}{\omega_{0,even/odd}} \frac{1}{1 + (2Q\Delta\omega / (2Q_{e,even/odd}\Delta\omega/\omega_{0,even/odd}))^2}. \quad (4.35)$$

добија се да се на резонантној учестаности ($\Delta\omega = 0$) вредност фактора доброте оптерећеног резонатора може изразити као

$$Q_{e,even/odd} = \frac{\omega_{0,even/odd} \cdot \tau_{S_{11,even/odd}}(\omega_{0,even/odd})}{2}. \quad (4.36)$$

Фактор доброте за парни мод увек је већи од фактора доброте за непарни мод. То значи да је спрега између улаза и излаза непарног мода увек већа од поменуте спреге код парног мода [Hong2011].

На основу жељене вредности за релативну ширину пропусног опсега и централне учестаности могуће је описаним поступком пронаћи факторе доброте за парни и непарни мод и учестаности парног и непарног мода. Ови параметри се могу добити и из тродимензионалне електромагнетске анализе, па се на тај начин могу одредити димензије резонатора, као и филтра.

4.4. Моделовање и фабрикација филтра

4.4.1. Синтеза и моделовање филтра

За синтезу филтара у овој дисертацији коришћени су софтверски алати за реализацију микроталасних кола: WIPL-D [Wipl2015] и AWR Microwave Office [AWR2013]. У софтверском алату WIPL-D су пројектовани тродимензионални модели предложених филтара. У софтверским алатима AWR Microwave Office и WIPL-D Microwave моделоване су одговарајуће еквивалентне електричне шеме филтара на нивоу микроталасног кола. Оба наведена софтверска алата имају одговарајуће библиотеке микроталасних компоненти, што омогућава релативно једноставно пројектовање филтара, као структура од интереса. Такође, оба софтверска алата омогућавају увожење/извожење фајлова који садрже параметре који описују анализиране филтре, па је могуће извршити поређење резултата добијених тродимензионалном електромагнетском (3Д ЕМ) симулацијом, еквивалентном електричном шемом и мерењем. Коришћењем тродимензионалних модела добијају се прецизни резултати одзива филтара, али симулације сложених структура могу бити временски захтевне. Са друге стране, коришћење еквивалентних електричних шема погодна је за анализирање утицаја сваког параметра филтра на фреквенцијску карактеристику.

За прецизно моделовање и анализу планарних филтара, који су тема ове докторске дисертације, коришћен је софтвер WIPL-D [Wipl2015], помоћу којег се врше електромагнетске симулације тродимензионалних структура. Поменути софтвер омогућава коришћење великог броја променљивих и моделовање помоћу елемената као што су чворови, плоче, генератори и слично. Ефикасни нумерички прорачуни у софтверу се решавају на бази методе момената (МоМ-Method of Moments), а теоријска основа софтвера је представљена у [Kolu2005]. Софтвер пружа могућност ефикасног прорачуна мрежних параметара (S/Z/Y), расподеле

струја, блиског поља (електрично и магнетско поље), далеког поља (одређивање дијаграма зрачења), итд.

Предмет овог истраживања су микроталасни планарни филтри, који се у софтверу WIPL-D могу моделовати помоћу различитих параметара и елемената. Коришћењем дефинисаних правила при моделовању у софтверу WIPL-D, могуће је реализовати практично сваку тродимензионалну електромагнетску структуру. Структуре је могуће дефинисати само од метала, само од диелектрика, као и композитне структуре (од метала и диелектрика). Материјали, који се користе при моделовању структуре, задају се помоћу домена. Свака структура се моделује помоћу чворова, а они се потом користе за моделовање жица, плоча, спојева и генератора, као саставних делова анализираних структуре. Графички интерфејс софтвера омогућава визуелно праћење поступка моделовања. При моделовању, метална плоча се узима као савршено проводна и бесконачно танка, а представља површ ограничену четвороугаоном линијом. Жица се, у зависности од примене, може моделовати као цилиндар, купа, диск и слично. Спој жице и плоче (junction) се моделује на бази локализованог споја тако што се крај жице спаја са ивицом плоче, са ћошком плоче или се спој јавља негде на површини плоче. Моделовање побуде у софтверу WIPL-D, зависи од типа структуре, а у овом истраживању је коришћен напонски генератор. Струје се моделују на бази EFIE једначина (Electric Field Integral Equation) [Kolu2002], тако што се врши апроксимација коначним збиром познатих функција помножених непознатим коефицијентима. Потом се ти коефицијенти одређују применом метода момената на EFIE једначине. Прецизност израчунавања врши се задавањем степена апроксимације струје у софтверу. WIPL-D софтвер пружа могућност моделовања губитака у металу (површинска отпорност - губици услед скин ефекта) и диелектрику дефинисањем параметара коришћених домена. У циљу повећања тачности прорачуна, погодно је користити ивичну поделу, односно edge манипулацију. На тај начин се постиже аутоматска сегментација (meshing) дуж ивица металних проводника и диелектрика уметањем додатних уских плоча уз критичне ивице. Овај ефекат је јако значајан код моделовања структура у техници планарних водова, која се користи у овом истраживању. Дефинисањем симбола у софтверу WIPL-D, поједностављује се моделовање и олакшава промена параметара при корекцији структуре. Још једна од погодности при моделовању је коришћење мреже (grid) где се чворови структуре аутоматски генеришу и није потребно посебно их дефинисати. Коришћењем мрежа при моделовању може се применити пресликавање (imaging), нпр. при транслацији структуре по једној координати може се задржати иста сегментација. Коришћењем ових погодности у софтверу WIPL-D постиже се значајна уштеда времена потребног за моделовање сложених структура [Wipl2015].

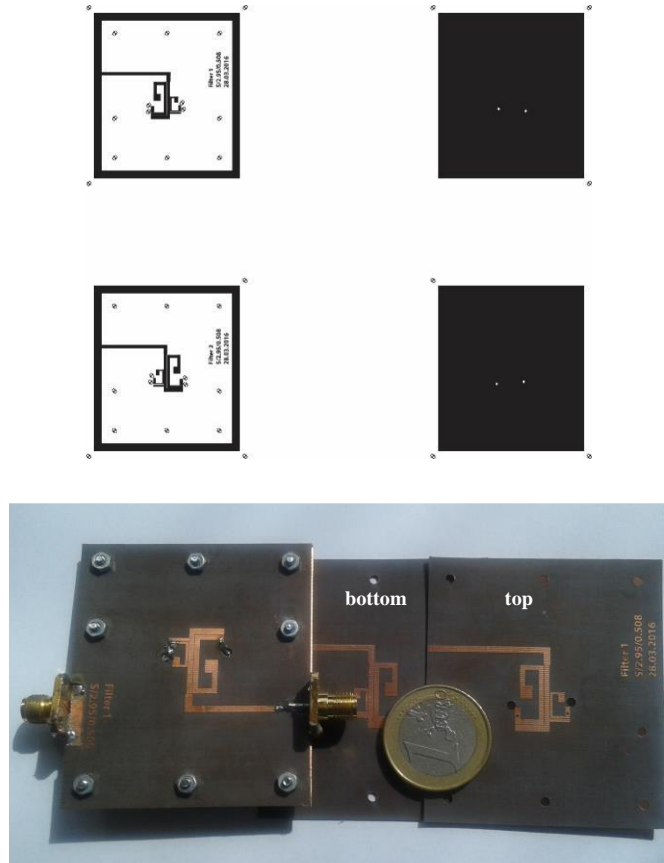
У случају моделовања планарних филтара, који представљају сложене тродимензионалне структуре, користи се велики број елемената и променљивих. Често је одзиве потребно приказати у широком опсегу или се узима велики број учестаности ради што прецизније анализе. То ће узроковати временски захтевне симулације. У том случају прибегава се коришћењу симетрије код симетричних структура, што ће смањити број коришћених променљивих, као и време трајања симулације [Wipl2015].

Наведене опције WIPL-D софтвера само су неке од могућих које софтвер пружа, а примењене су при изради модела у овој докторској дисертацији. Детаљна објашњења о свим могућностима софтвера WIPL-D дата су у пратећој документацији [Wipl2015]. Приликом моделовања разматраних микроталасних филтара, приказаних у овој дисертацији, добијене су потребне димензије направе за које је постигнут жељени фреквенцијски одзив. На крају је извршена и верификација ових симулационих резултата мерењем на лабораторијском прототипу анализираних направе.

Моделовање филтара приказаних у овом истраживању може се описати кроз неколико корака. Филтар се моделује тако што се подешавају његове димензије како би се задовољила жељена спецификација, у погледу централне учестаности, максималног слабљења у пропусном опсегу, минималног слабљења у непропусном опсегу, селективности и ширине пропусног опсега. Прво се одређују димензије резонатора као што су ширина, дужина, геометријски облик резонатора, параметри вија ако постоје у реализацији. Други корак је испитивање оптималног напајања филтра анализом реализације уводника и положаја уводника у односу на резонатор. Затим се у случају реализације филтра помоћу више резонатора испитује и начин спреге два резонатора. На крају се испитује утицај свих параметара на одзив филтра. Са једне стране, у циљу финалне верификације анализираних филтра симулира се тродимензионални електромагнетски модел, а са друге стране у циљу што бржег и ефикаснијег испитивања утицаја појединих параметара направе развијају се еквивалентне електричне шеме. Као резултат детаљне анализе добијају се параметри направе која задовољава спецификацију и која је физички остварива у циљној техници. Последњи корак представља фабрикација, односно израда лабораторијског прототипа пројектованог филтра чији се фреквенцијски одзив мери помоћу анализатора мрежа. Анализирају се резултати мерења и симулације и доноси одлука да ли се неке од димензија филтра требају кориговати или је тиме завршена верификација предложеног решења.

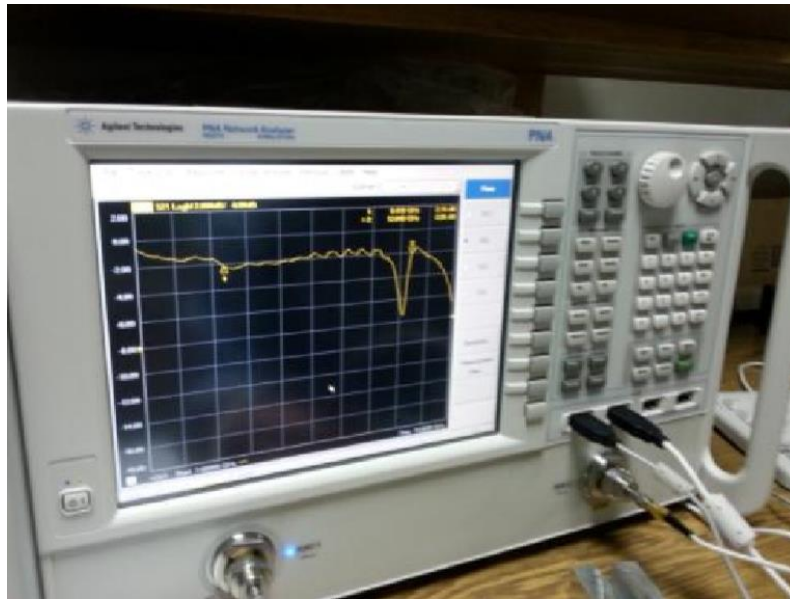
4.4.2. Експериментална верификација филтара

За реализацију предложених планарних филтара коришћена је подлога (ламинат) TLE-95-0200-CN/CN. Пре фабрикације прво је извршена припрема цртежа за израду штампане структуре за имплементацију, слика 4.5. Следећи корак је одабир начина и врсте алата за израду. Лабораторијски прототип је приказан на слици 4.5.



Слика 4.5. Цртеж за израду и лабораторијски прототип филтара.

Филтар је имплементиран у штампаној техници, помоћу машине за израду штампаних кола MITS FP-21T чија је резолуција штампе 50 μm . За експерименталну верификацију добијених резултата вршено је мерење фреквенцијских карактеристика филтара на анализатору мрежа Agilent N5227A (слика 4.6) на Електротехничком факултету у Београду. Овим анализатором мрежа могуће је вршити мерења у широком опсегу учестаности, 10 MHz-67 GHz. Спецификација анализатора мреже доступна је на [AgilUSA].

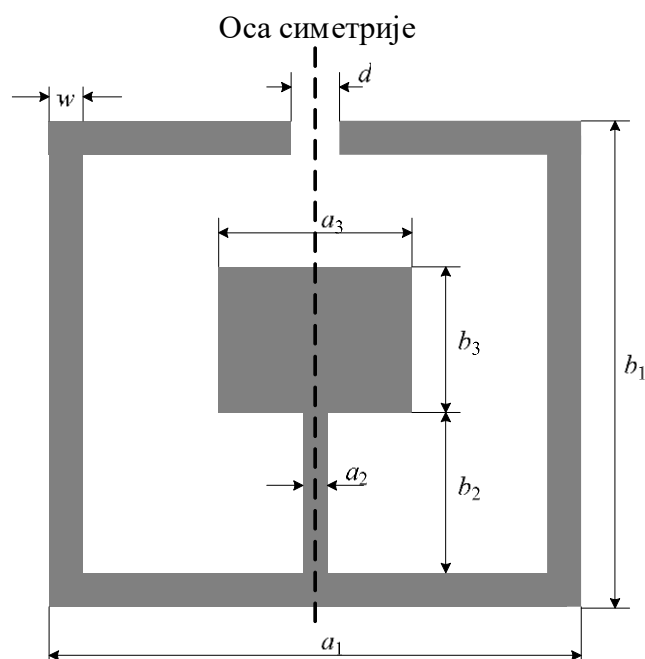


Слика 4.6. Анализатор мреже Agilent N5227A.

5. Филтри пропусници опсега учестаности у микротракастој техници

У овом поглављу приказан је преглед реализација филтара пропусника опсега учестаности у техници микротракастих водова. Резонатор са две резонантне учестаности (2РУ резонатор), који је описан у трећем поглављу, коришћен је као основни градивни елеменат за реализацију филтара. Филтар са једним n -РУ резонатором (n -модова) је n -тог реда. Приказане су реализације филтара пројектованих за централне учестаности 1.05 GHz и 1.6 GHz. Изложен је детаљан поступак пројектовања филтара са освртом на површину заузећа штампане плочице.

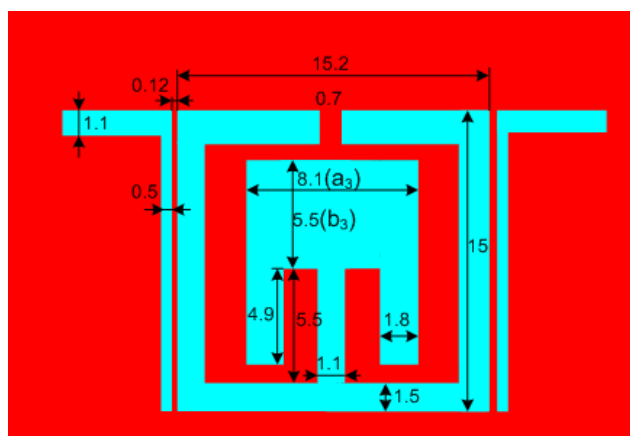
Предности при коришћењу резонатора са две резонантне учестаности су: компактна реализација, лакше подешавање селективности филтра и задовољавајуће потискивање паразитних опсега филтра у непропусном опсегу. Пример резонатора са две резонантне учестаности приказан је на слици 5.1.



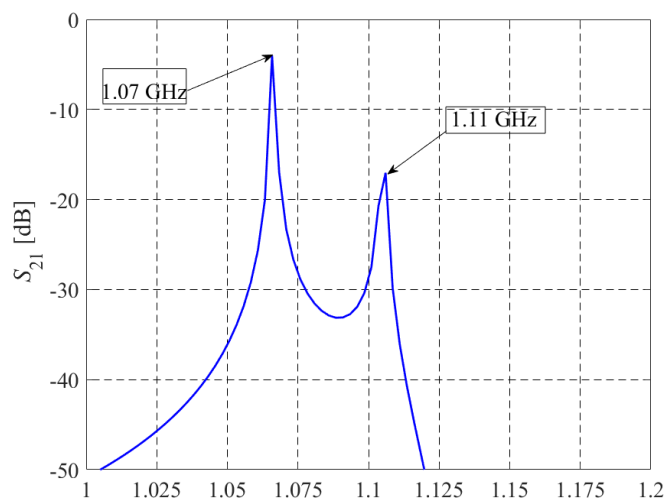
Слика 5.1. Реализација 2РУ резонатора у микротракастој техници модификовањем полугаласног резонатора у облику правоугаоника.

Приликом пројектовања овог резонатора са две резонантне учестаности, могуће је у великој мери независно подешавати учестаност парног и непарног мода. Дужина отворене петље приближно је једнака половини таласне дужине за непарни мод, односно $2(a_1 + b_1) \approx \lambda_{g, \text{непарнимод}}/2$. На оси резонатора, односно у тачки виртуелне масе, везана је секција водова (слика 5.1). Димензије водова a_2, b_2, a_3 и b_3 , незнатно утичу на карактеристике непарног мода, па се њихово подешавање користи за подешавање учестаности парног мода. Промена осталих димензија резонатора утиче на оба мода, па се прво оне подешавају при пројектовању [Hong2011].

Прво је разматран микротракасти филтар пропусник опсега учестаности пројектован у софтверу WIPL-D (слика 5.2). Као основни градивни елемент филтра коришћен је 2ПУ резонатор. Резонантне учестаности неоптерећеног филтра са слике 5.2, тј. учестаности парног и непарног мода, су приказане на слици 5.3. Димензије филтра су дате на слици 5.2, а параметри коришћене подлоге у табели 5.1.



Слика 5.2. Микротракасти филтар са 2ПУ резонатором - WIPL-D модел.



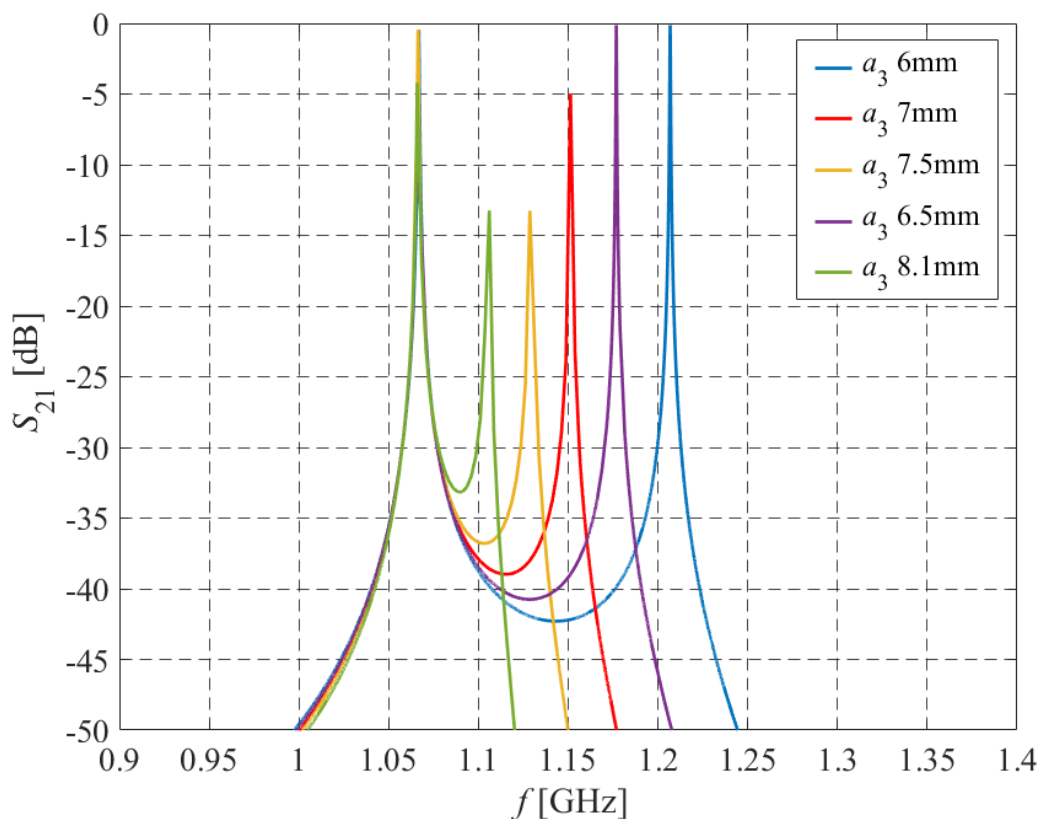
Слика 5.3. Резонантне учестаности неоптерећеног микротракастог 2ПУ резонатора (са слике 5.2).

Табела 5.1. Параметри подлоге коришћене за пројектовање микротракастог филтра са 2РУ резонатором.

Параметри	Вредност
релативна пермитивност ϵ_r	10.8
тангенс угла губитака $\text{tg}\delta$	0.001
дебљина подлоге h [mm]	1.27
дебљина метализације t [mm]	0.018

При одређивању резонантних учестаности узето је да се уводници налазе на растојању око $3h$ од посматраног резонатора, где је h дебљина микротракасте подлоге. Тада се сматра да је резонатор неоптерећен. У циљу испитивања утицаја димензија 2РУ резонатора на промену резонантних учестаности, извршен је низ симулација. За предложени резонатор испитује се утицај промене димензија a_3 и b_3 на резонантне учестаности као у [Plaz2016].

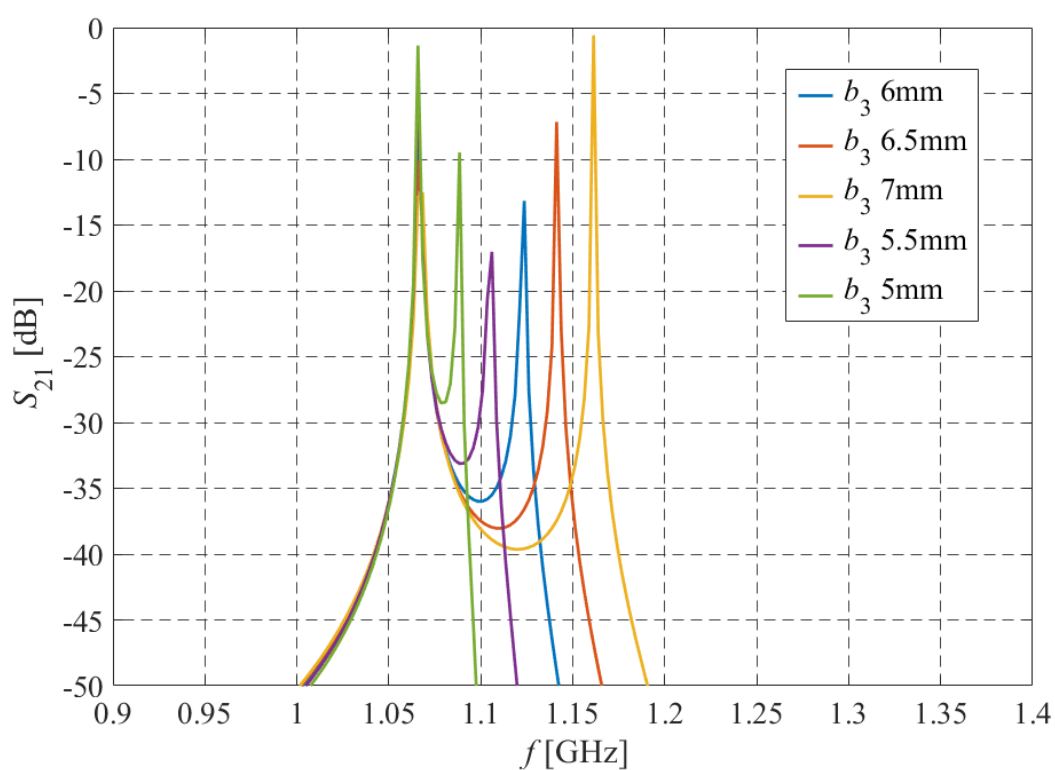
Утврђено је да променом параметара a_3 и b_3 нижа резонантна учестаност (f_1) остаје непромењена, док се виша резонантна учестаност (f_2) мења. Повећавањем вредности a_3 уочава се смањење вредности више резонантне учестаности (слика 5.4), док се повећавањем вредности b_3 вредност више резонантне учестаности повећава (слика 5.5).

**Слика 5.4.** Приказ промене резонантних учестаности неоптерећеног микротракастог 2РУ резонатора у функцији промене параметра a_3 (са слике 5.2).

Промена више резонантне учестаности f_2 , која је последица промене параметра a_3 , приказана је у табели 5.2. Променом параметра a_3 нижа резонантна учестаност f_1 се не мења и износи 1.07 GHz.

Табела 5.2. Промена више резонантне учестаности f_2 у зависности од промене параметра a_3 .

a_3 [mm]	f_2 [GHz]
6	1.21
6.5	1.18
7	1.15
7.5	1.13
8.1	1.11



Слика 5.5. Приказ промене резонантних учестаности неоптерећеног микротракастог 2РУ резонатора у функцији промене параметра b_3 (са слике 5.2).

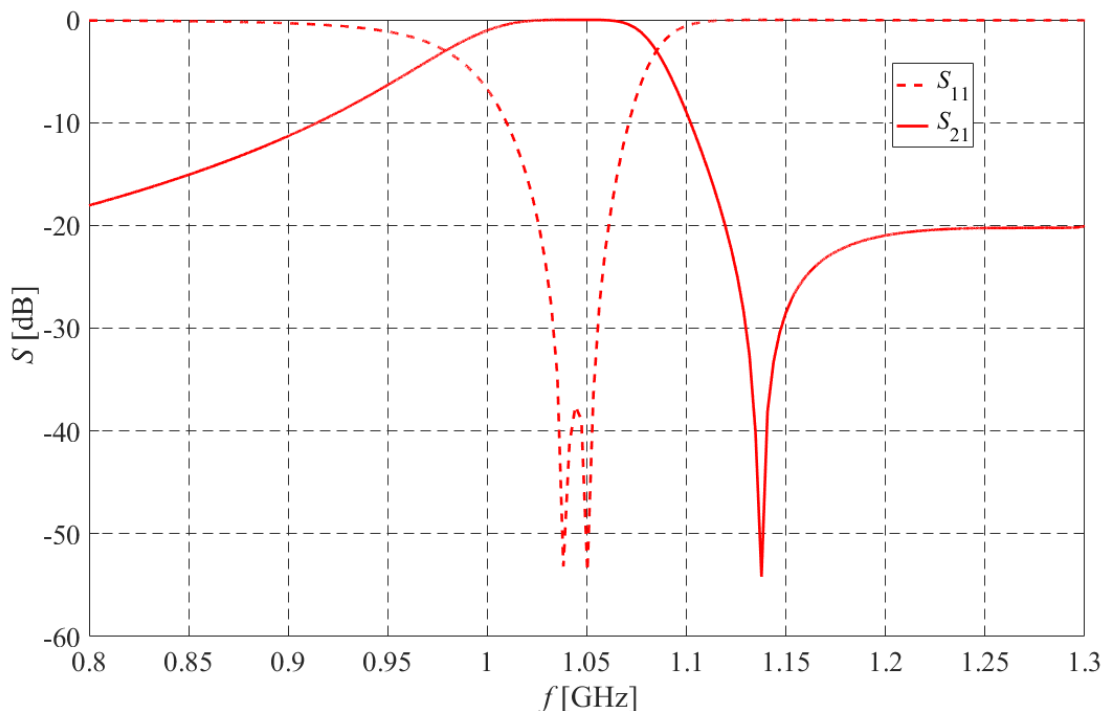
Промена више резонантне учестаности f_2 , која је последица промене параметра b_3 приказана је у табели 5.3. Променом параметра b_3 нижа резонантна учестаност f_1 се не мења и износи 1.07 GHz.

Табела 5.3. Промена више резонантне учестаности f_2 у зависности од промене параметра b_3 .

b_3 [mm]	f_2 [GHz]
5	1.09
5.5	1.11
6	1.12
6.5	1.14
7	1.16

За реализовани резонатор, пројектован је микротракасти филтар са 2PY резонатором (са слике 5.2) за централну учестаност од 1.05 GHz и ширину пропусног опсега од 120 MHz. Димензије филтра су приказане на слици 5.2. Уводници филтра реализовани су помоћу микротракастих водова, чија је ширина 0.5 mm. При моделовању је усвојено да је проводност метала $\sigma = 20 \text{ MS/m}$, како би се у обзир узели губици услед скин ефекта.

Величина заузећа пројектованог микротракастог филтра са 2PY резонатором на штампаној плочици је $15.6 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$ без уводника (односно $0.145 \lambda_g \times 0.14 \lambda_g$, где је λ_g вођена таласна дужина 50Ω вода за централну учестаност од 1.05 GHz). На слици 5.6 приказани су S -параметри филтра са слике 5.2, добијени помоћу софтвера WIPL-D.

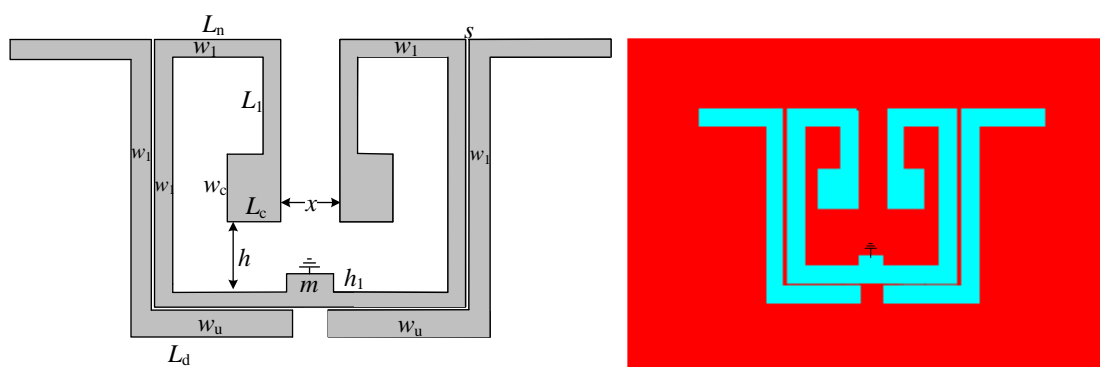
**Слика 5.6.** S -параметри микротракастог филтра са 2PY резонатором (са слике 5.2).

Даље је, у циљу минијатуризације, разматрана реализација резонатора код које је централна секција уземљена. Скица проводника филтра добијеног помоћу предложеног резонатора приказана је на слици 5.7а, док је WIPL-D модел филтра приказан на слици 5.7б.

Коришћена је подлога TLE-95-0200-CH/CH чији су параметри дати у табели 5.4. При моделовању је усвојено да је проводност метала $\sigma = 20 \text{ MS/m}$, како би се у обзир узели губици услед скин ефекта.

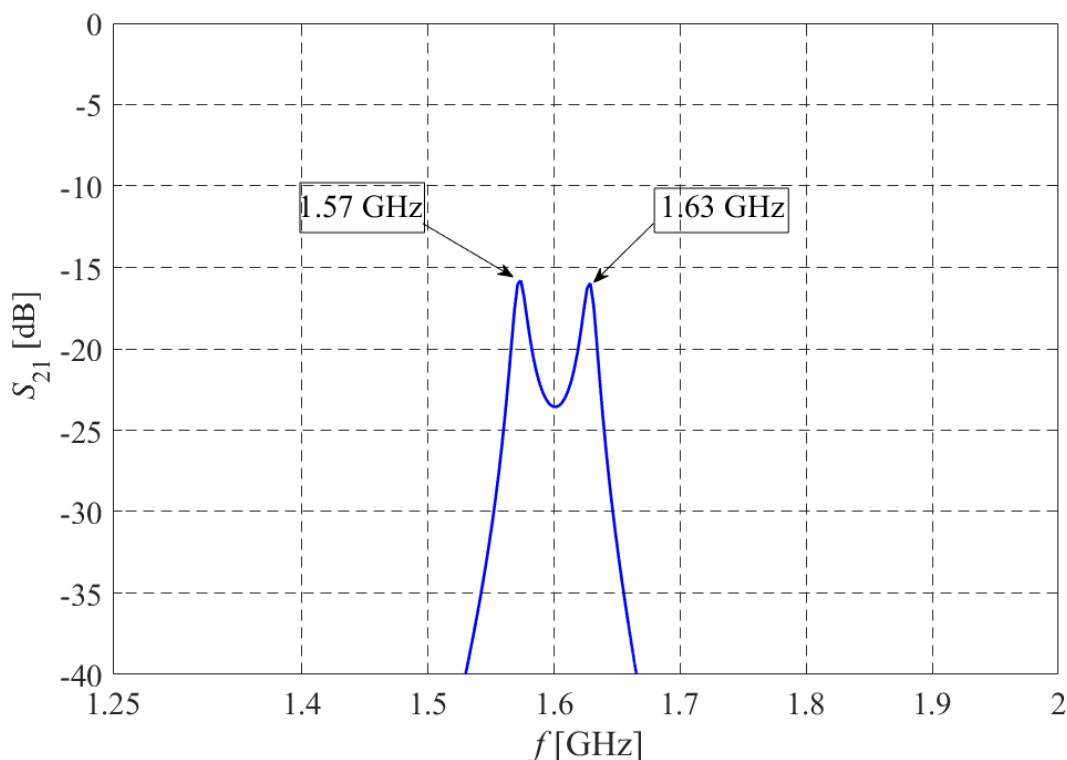
Табела 5.4. Параметри подлоге TLE-95-0200-CH/CH.

Параметри	Вредност
Релативна пермитивност, ϵ_r	2.95
Тангенс угла губитака $\text{tg}\delta$	0.001
Дебљина подлоге h [mm]	0.508
Дебљина метализације t [mm]	0.018



Слика 5.7. (а) Скица проводника микротракастог филтра са уземљеним 2ПУ резонатором и (б) WIPL-D модел.

Због симетрије 2ПУ резонатора, може се применити бисекциона теорема за анализу резонатора [Athu2010]. Модови резонатора нису спрегнути. Резонантне учестаности могу се аналитички одредити из једначина (3.6) и (3.8). Ове две резонантне учестаности одговарају парном и непарном моду и приказане су на слици 5.8.



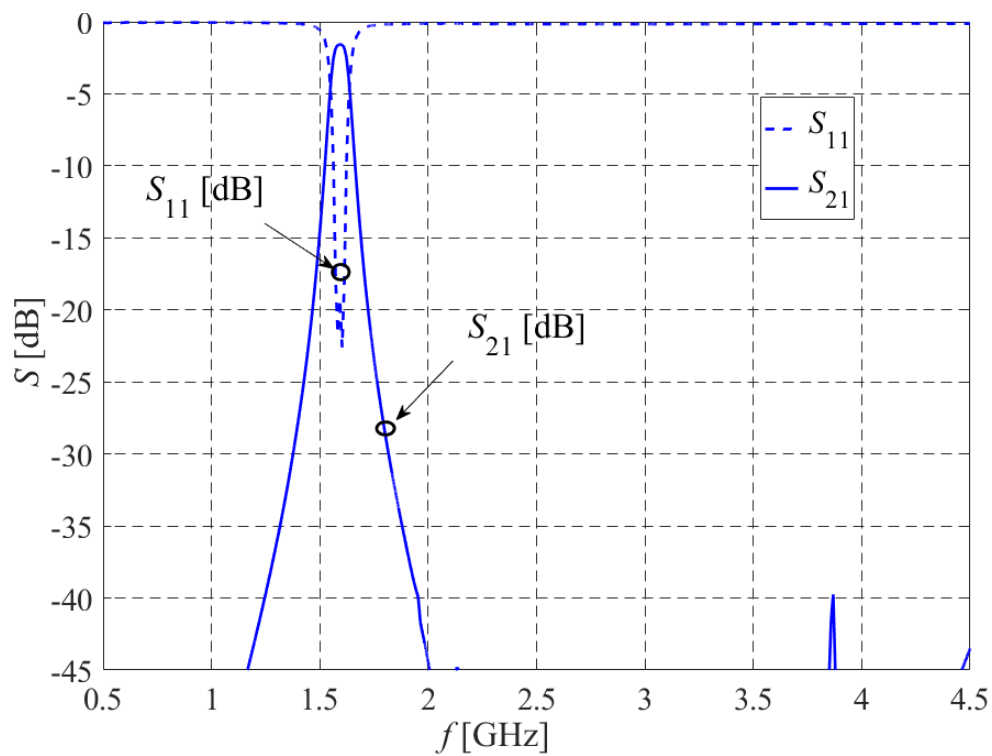
Слика 5.8. Резонантне учестаности неоптерећеног микротракастог 2ПУ резонатора са слике 5.7.

Филтар са уземљеним 2ПУ резонатором (са слике 5.7) је реализован у микротракастој техници. Резонатор је капацитивно спрегнут са уводницима. Уводници су реализовани као 50 Ω микротракасти водови ширине w_1 . Филтар је пројектован за централну учестаност од 1.6 GHz (f_0) и релативну ширину пропусног опсега (FBW) од 5.56%. Димензије микротракастог филтра, приказаног на слици 5.7, су дате у табели 5.5. Површина коју заузима филтар на штампаној плочици, без уводника, је $0.11 \lambda_g \times 0.10 \lambda_g$ (13.2 mm \times 12.6 mm), где је λ_g вођена таласна дужина 50 Ω вода за централну учестаност од 1.6 GHz.

Табела 5.5. Димензије филтра приказаног на слици 5.7 (дате у милиметрима).

w_1	S	L_n	L_d	w_c	L_c
1.1	0.1	5.1	6.28	2.7	2.85
X	w_u	m	h_1	H	L_1
2.1	1.4	1.8	0.9	4.3	3.8

На слици 5.9 приказани су S -параметри тродимензионалног модела микротракастог филтра (са слике 5.7), добијени помоћу софтвера WIPL-D.



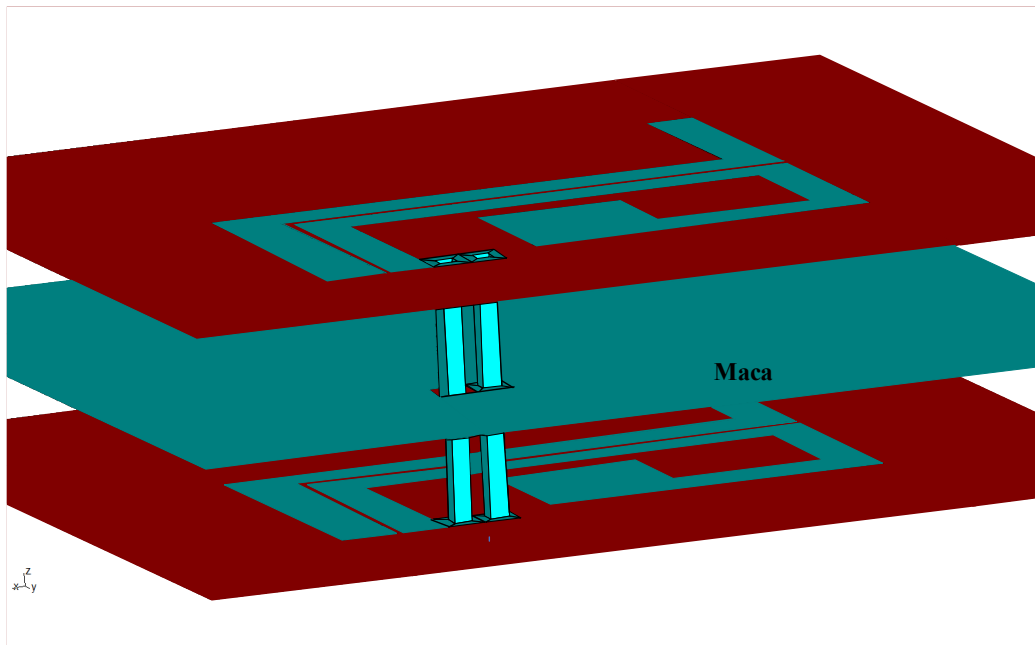
Слика 5.9. S -параметри тродимензионалног модела микротракастог филтра (са слике 5.7).

6. Реализација филтара пропусника опсега учестаности у вишеслојној техници

Један од захтева при пројектовању филтара јесте минијатуризација структуре. У овом поглављу детаљно се разматрају филтри пропусници опсега учестаности реализовани у вишеслојној техници. Предлаже се нов метод пројектовања резонатора односно филтара као и њихови могући начини минијатуризације. Као градивни елементи филтара коришћени су резонатори са више резонантних учестаности, описани у трећем поглављу. Пројектован је филтар коришћењем резонатора са две резонантне учестаности, за централну учестаност од 1.6 GHz и филтар реализован помоћу резонатора са три резонантне учестаности, за централну учестаност од 1 GHz.

6.1. Филтри пропусници опсега учестаности у вишеслојној техници пројектовани са резонатором са две резонантне учестаности

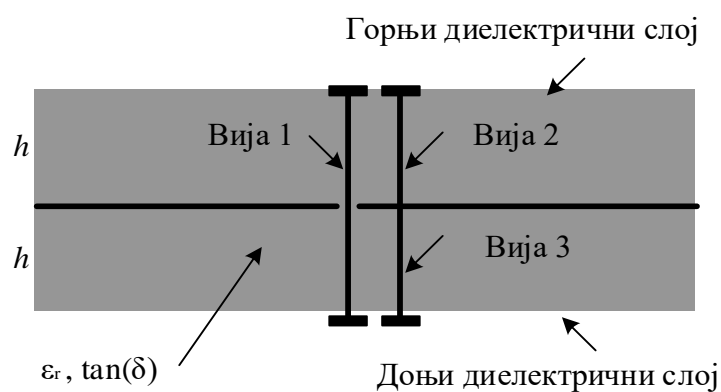
У овом поглављу, као и у [Plaz2014], предлаже се минијатуризација микротракастог филтра. Филтар који је описан у овом поглављу добијен је минијатуризацијом микротракастог филтра са резонатором са две резонантне учестаности. Полазни филтар, реализован у микротракастој техници (5. поглавље, слика 5.7 проверити), симетричан је у односу на своју централну осу. Вишеслојни филтар, настао као резултат минијатуризације, добијен је “савијањем” микротракастог филтра у два слоја дуж осе симетрије. Реализација филтра у вишеслојној техници приказана је на слици 6.1.



Слика 6.1. Вишеслојна реализација филтара са резонатором са две резонантне учестаности.

Електрична веза између половина резонатора, штампаних са супротних страна структуре, реализована је помоћу вије 1 (слика 6.2.). Вија 1, која служи за повезивање делова резонатора, нема електрични контакт са заједничком масом. То је остварено просецањем заједничке масе око вије у средишњој равни структуре.

За уземљење структуре коришћене су две вије, вија 2 и вија 3 (слика 6.2.). Ове вије служе за повезивање делова резонатора са горњег и доњег диелектричног слоја са заједничком масом.

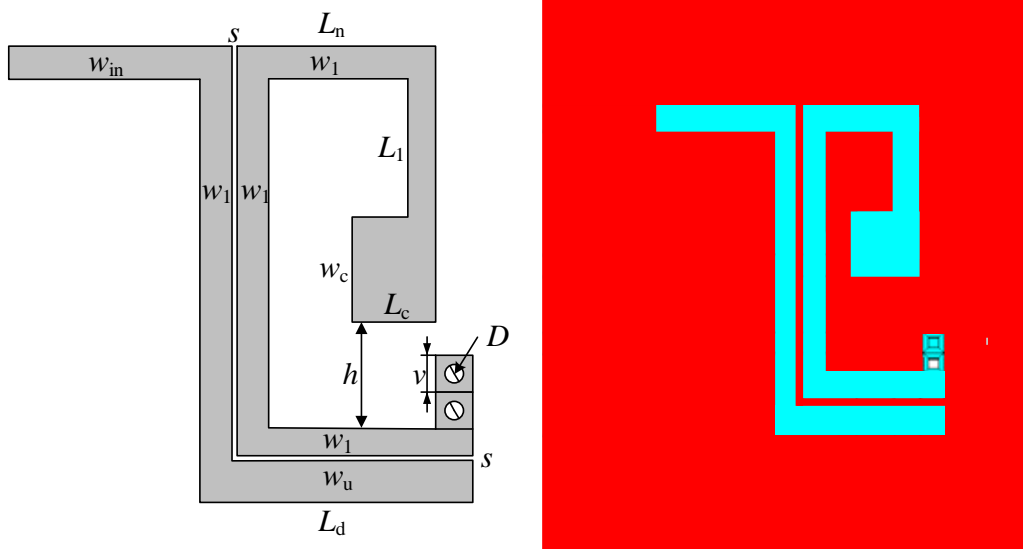


Слика 6.2. Вије у попречном пресеку: вија 1 спаја делове резонатора са различитих диелектричних слојева, вије 2 и 3 повезују резонаторе са заједничком масом.

На слици 6.3. приказан је филтар пројектован за централну учестаност од 1.6 GHz и ширину пропусног опсега од 90 MHz, реализован у софтверу WIPL-D. Као градивни елемент је коришћен 2РУ резонатор. Филтар је реализован у вишеслојној техници, коришћењем две

микротракасте подлоге (диелектрична слоја) које су раздвојене проводном равни (заједничком масом). Предложена вишеслојна реализација, приказана на слици 6.1, остварена је штампањем резонатора у два слоја чиме се постиже смањење површине заузећа штампане плочице од око 50% у односу на реализацију филтара у микротракастој техници, описану у петом поглављу (слика 5.7). Уводници филтара реализовани су као 50 Ω микротракасти водови. Коришћена је подлога TLE-95-0200-CH/CH чији су параметри дати у петом поглављу у табели 5.4.

Предложен филтар и скица његових проводника са одговарајућим параметрима приказани су на слици 6.3, док су одговарајуће димензије филтара дате у табели 6.1. Предложеним поступком минијатуризације, задовољен је један од основних захтева при пројектовању штампаних филтара, а то је остваривање што компактнијих направа.



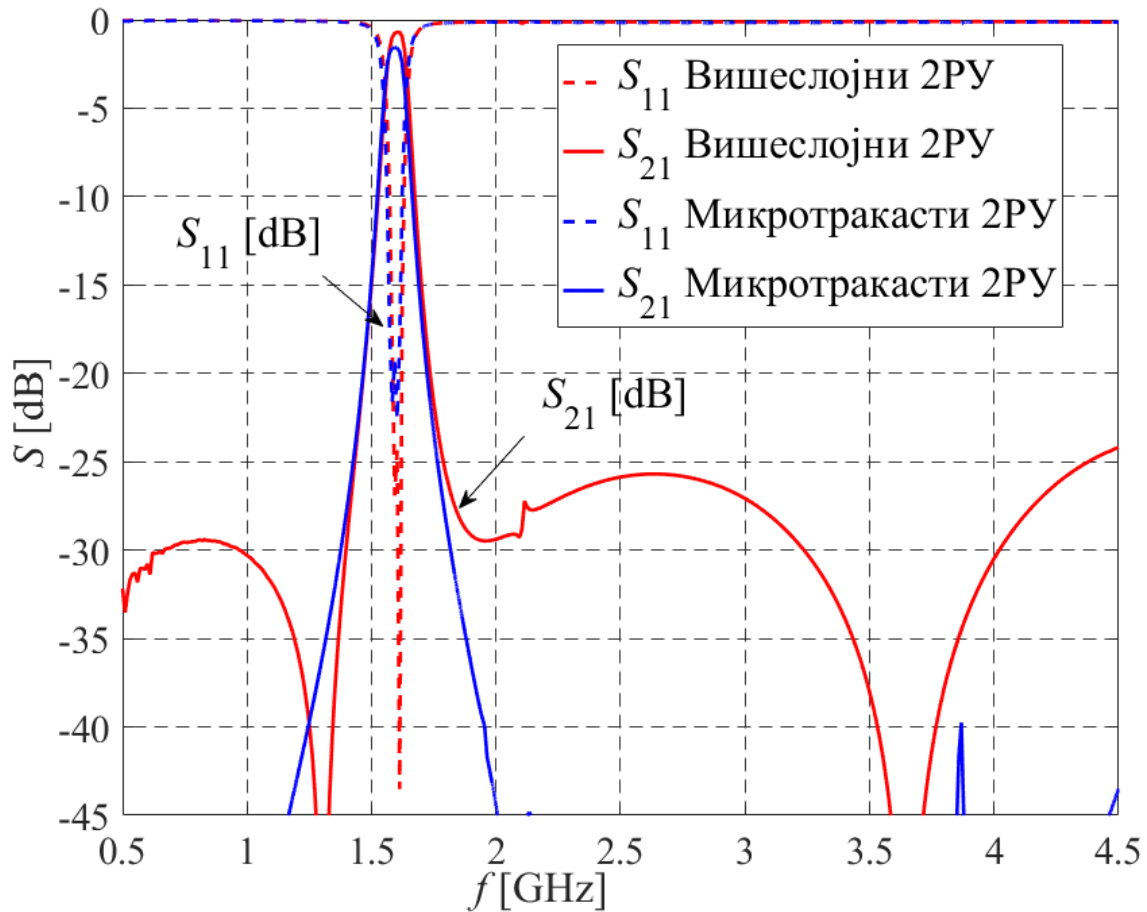
Слика 6.3. Скица са параметрима и WIPL-D модел вишеслојног филтара са 2ПУ резонатором.

Табела 6.1. Димензије филтара приказаног на слици 6.3 (дате су у милиметрима).

w_1	S	L_n	L_d	w_{in}	L_c
1.1	0.1	5.1	6.28	1.1	2.85
D	w_u	v	w_c	h	L_1
0.5	1.4	1.0	2.7	4.3	3.8

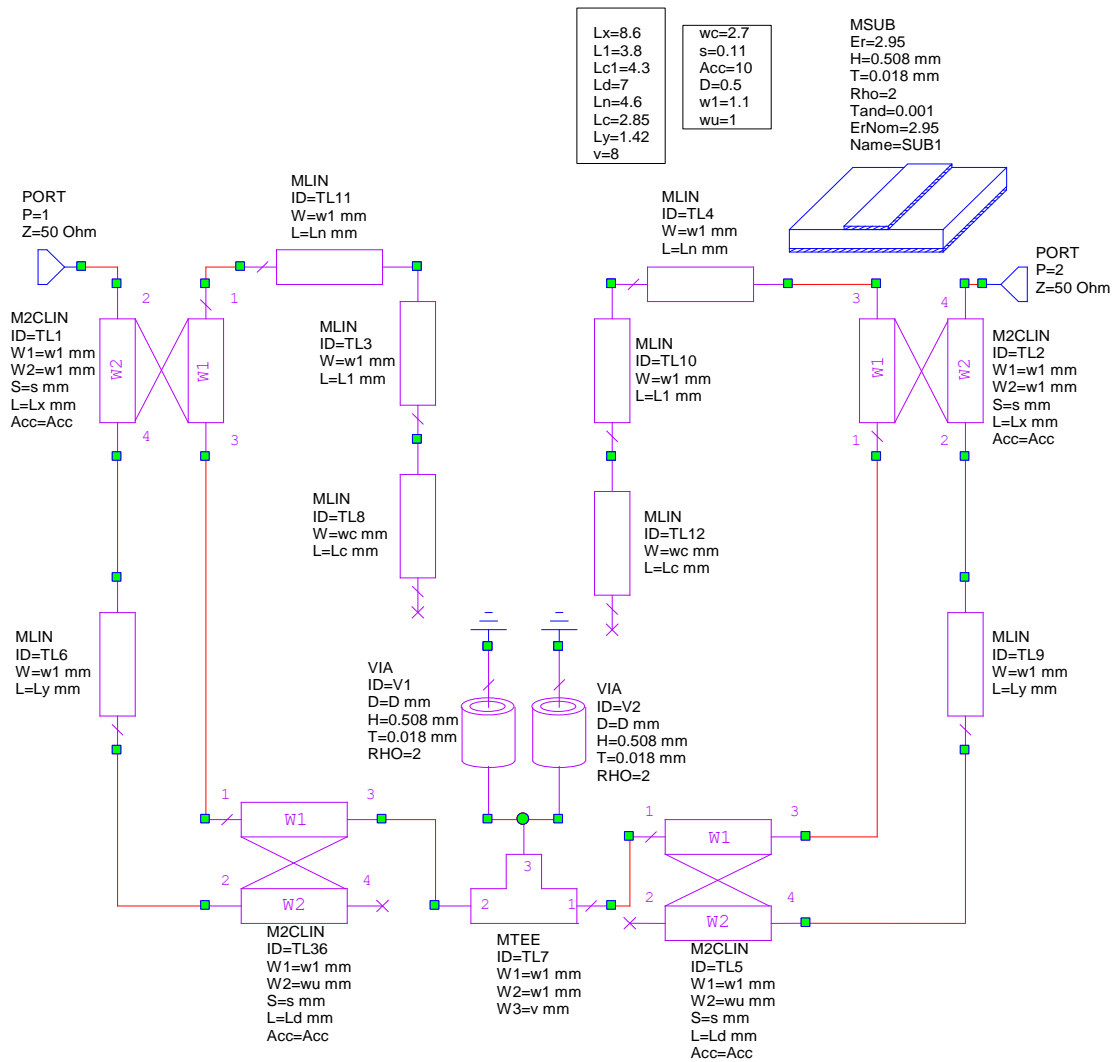
На слици 6.4. приказано је поређење S -параметара добијених тродимензионалном електромагнетском симулацијом, у софтверу WIPL-D, за микротракасти филтар са 2ПУ резонатором приказан у петом поглављу (слика 5.7), и његове минијатуризоване реализације пројектоване коришћењем вишеслојне технике (слика 6.3). На основу приказаних резултата уочава се задовољавајуће поклапање S -параметара у пропусном опсегу филтара, чиме се

потврђује валидност предложеног поступка минијатуризације коришћењем вишеслојне технике.



Слика 6.4. Поређење S-параметара микротракастог филтра и вишеслојног филтра са 2ПУ резонатором, добијених тродимензионалном електромагнетском симулацијом.

Даље је за предложену реализацију вишеслојног филтра са 2ПУ резонатором реализована еквивалентна електрична шема на нивоу микроталасног кола, у софтверу AWR Microwave Office [AWR2013] која је приказана на слици 6.5. Испитивање утицаја промене параметара филтра на фреквенцијску карактеристику, на нивоу микроталасног кола, знатно је брже у односу на дуготрајне тродимензионалне електромагнетске анализе сложених структура. Димензије еквивалентне електричне шеме, вишеслојног филтра са 2ПУ резонатором, дате су у табели 6.2.

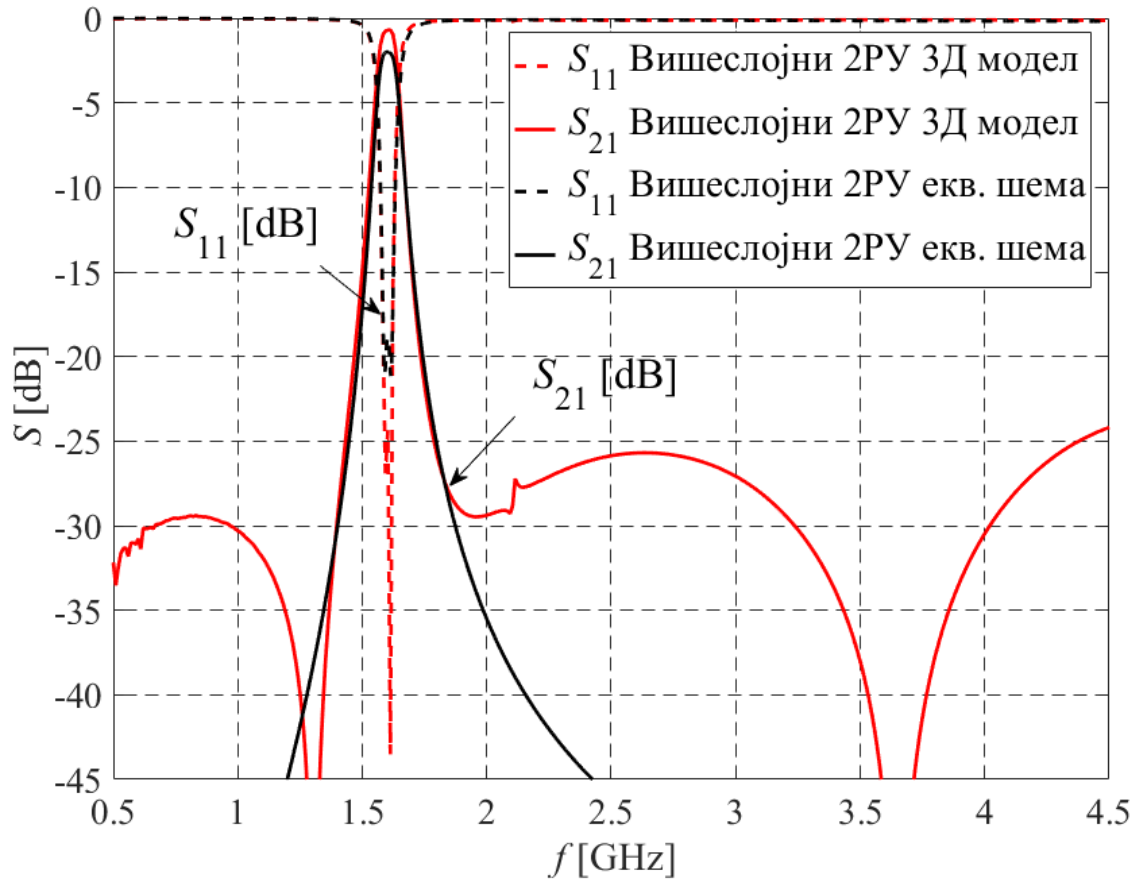


Слика 6.5. Еквивалентна електрична шема вишеслојног филтра са 2ПУ резонатором.

Табела 6.2. Димензије филтра приказаног на слици 6.5 (дате су у милиметрима).

w_1	S	L_n	L_d	w_{in}	L_c
1.1	0.11	5.1	6.28	1.1	2.85
D	w_u	v	w_c	L_x	L_1
0.5	1	8	2.7	8.6	3.8

На слици 6.6 је приказано поређење S -параметара, вишеслојног филтра са 2ПУ резонатором, добијених у софтверима AWR Microwave Office и WIPL-D. На основу добијених одзива може се уочити задовољавајуће поклапање резултата у пропусном, али и непропусном опсегу.



Слика 6.6. Поређење S -параметара вишеслојног филтра са 2РУ резонатором: 3Д модел и његова еквивалентна електрична шема.

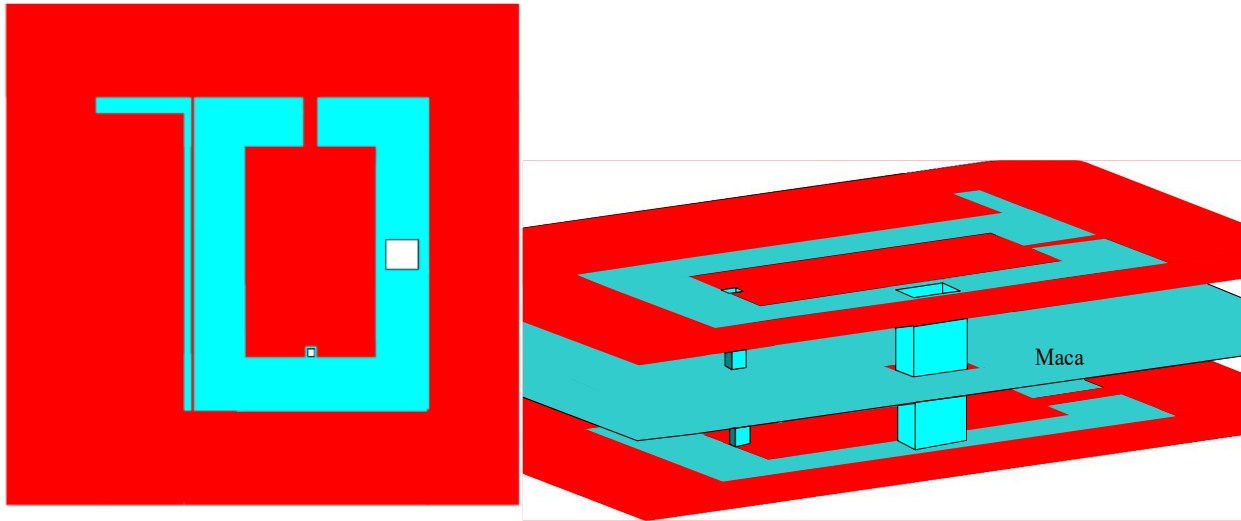
6.2. Филтри пропусници опсега учестаности у вишеслојној техници пројектовани помоћу резонатора са три резонантне учестаности

Даље је у овом поглављу приказан поступак пројектовања филтра у вишеслојној техници, где је као градивни елемент коришћен резонатор са три резонантне учестаности (ЗРУ резонатор) [Zhan2012], [Bala2009], [Mo2009]. Вишеслојни филтар трећег реда пројектован је за централну учестаност од 1 GHz и релативну ширину пропусног опсега (FBW) од 20%. Коришћена је подлога чије су карактеристике дате у табели 6.3.

Табела 6.3. Параметри подлоге коришћене за пројектовање филтра са ЗРУ резонатором.

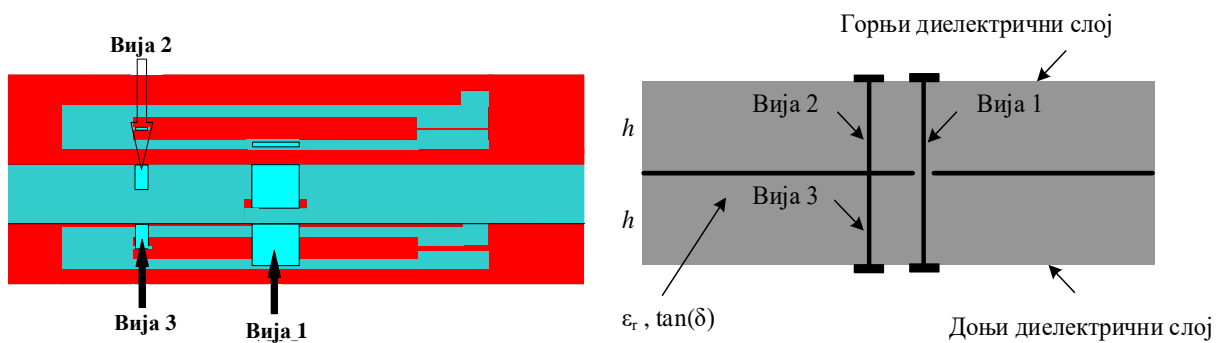
Параметри	Вредност
Релативна пермитивност, ϵ_r	10.8
Тангенс угла губитака $\text{tg}\delta$	0.001
Дебљина подлоге h [mm]	1.27
Дебљина метализације t [mm]	0.018

Предложени филтар у вишеслојној техници са ЗРУ резонатором, реализован у софтверу WIPL-D приказан је на слици 6.7 [Plaz2017].



Слика 6.7. Тродимензионални модел минијатуризованог филтара са ЗРУ резонатором.

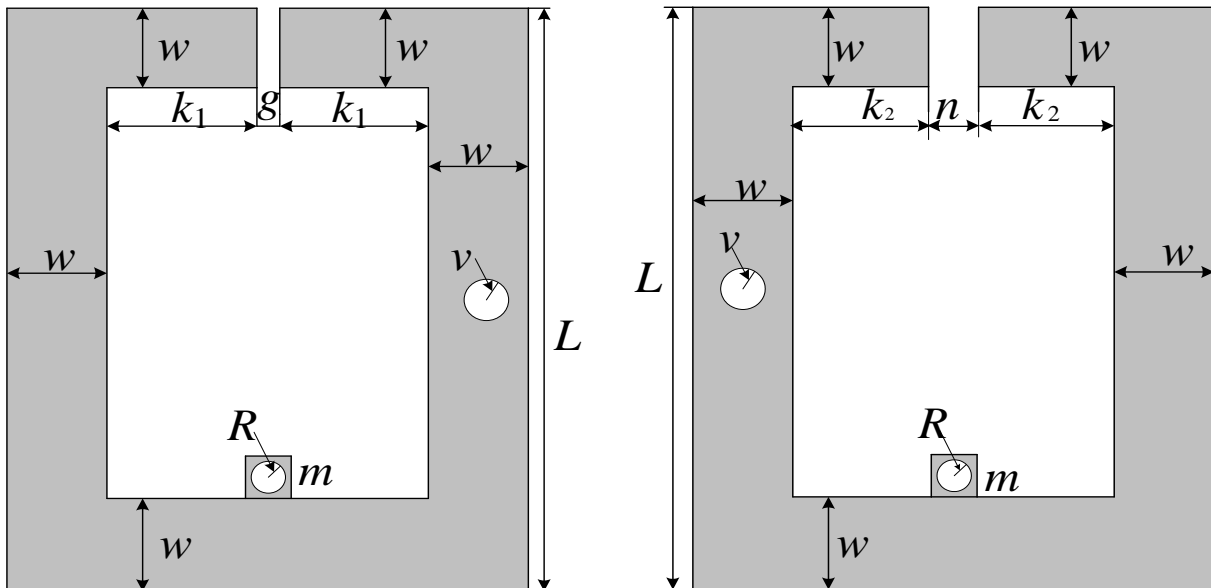
ЗРУ резонатор састоји се од два 2РУ кондукционо спрегнута резонатора. Кондукциона спрега остварена је преко вије што је приказано на слици 6.8. Два 2РУ резонатора постављена су са различитих страна диелектричних слојева, један испод другог, чиме су задовољени захтеви за минијатуризацију структуре.



Слика 6.8. Вије у попречном пресеку вишеслојног филтара са ЗРУ резонатором: вија 1 спаја резонаторе са различитих диелектричних слојева, вије 2 и 3 повезују резонаторе са заједничком масом.

Вија 1 нема електрични контакт са заједничком масом, док се вије 2 и 3 користе за уземљење резонатора што је приказано на слици 6.8.

Скице појединачних резонатора, са горњег и доњег диелектричног слоја вишеслојног филтара (са слике 6.7) су приказане на слици 6.9.



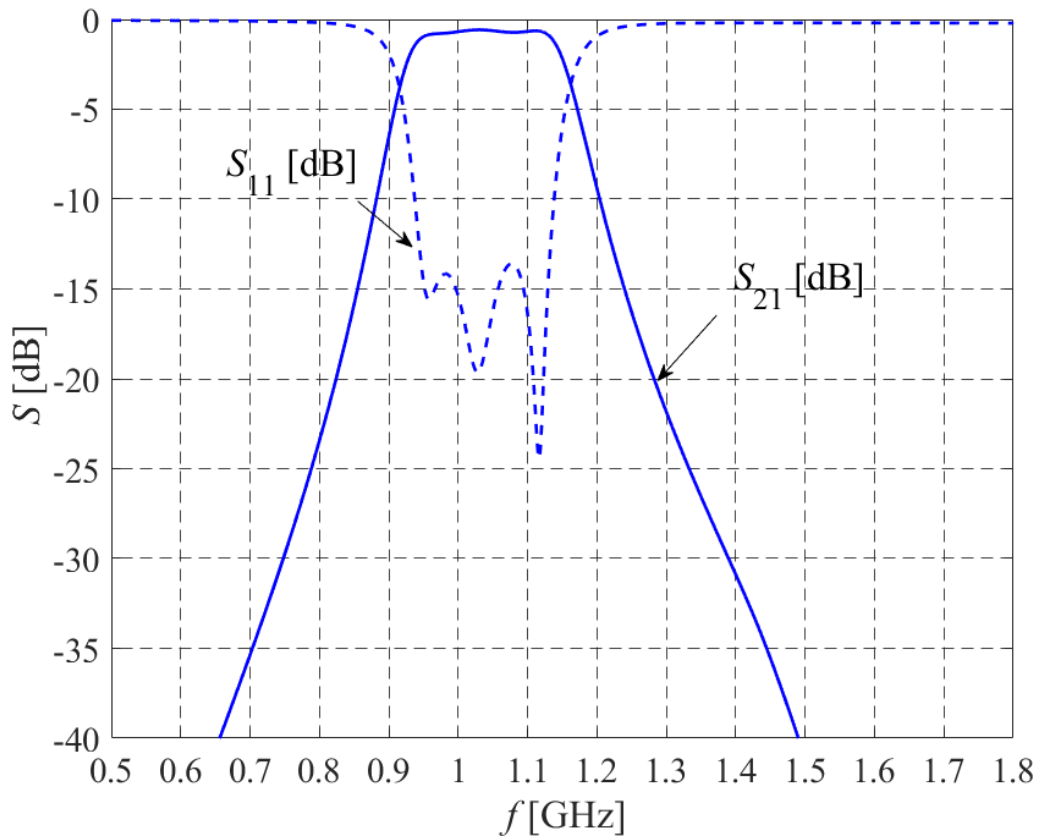
Слика 6.9. Скице појединачних резонатора, са горњег и доњег диелектричног слоја, вишеслојног филтара са ЗРУ резонатором.

У табели 6.4 дате су димензије резонатора вишеслојног филтара, са горњег и доњег диелектричног слоја (слика 6.9).

Табела 6.4. Димензије резонатора приказаног на слици 6.9 (дате у милиметрима).

Горњи резонатор				Доњи резонатор			
w	L	k_1	g	w	k_2	n	L
3	15	3.35	0.3	3	2.9	1.7	15
Вије				v	R	m	
				0.225	0.12	0.5	

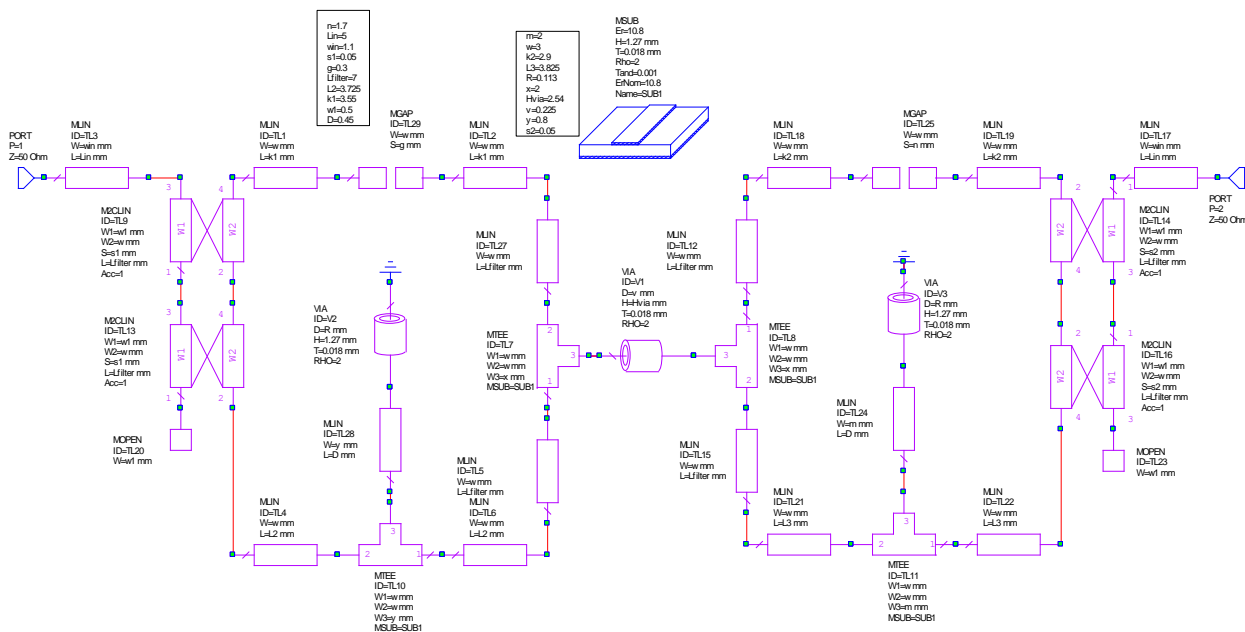
На слици 6.10 приказани су S -параметри вишеслојног филтара са ЗРУ резонатором, добијени тродимензионалном електромагнетском анализом.



Слика 6.10. S -параметри вишеслојног филтра са ЗРУ резонатором добијени тродимензионалном електромагнетском анализом.

Површина заузећа филтра је $0.12 \lambda_g \times 0.13 \lambda_g$ ($13 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$), не укључујући уводнике, где је λ_g вођена таласна дужина 50Ω микротракастог вода за централну учестаност од 1 GHz.

За предложени модел вишеслојног филтра са ЗРУ резонатором, реализована је еквивалентна електрична шема у софтверу AWR Microwave Office [AWR2013], приказана на слици 6.11.

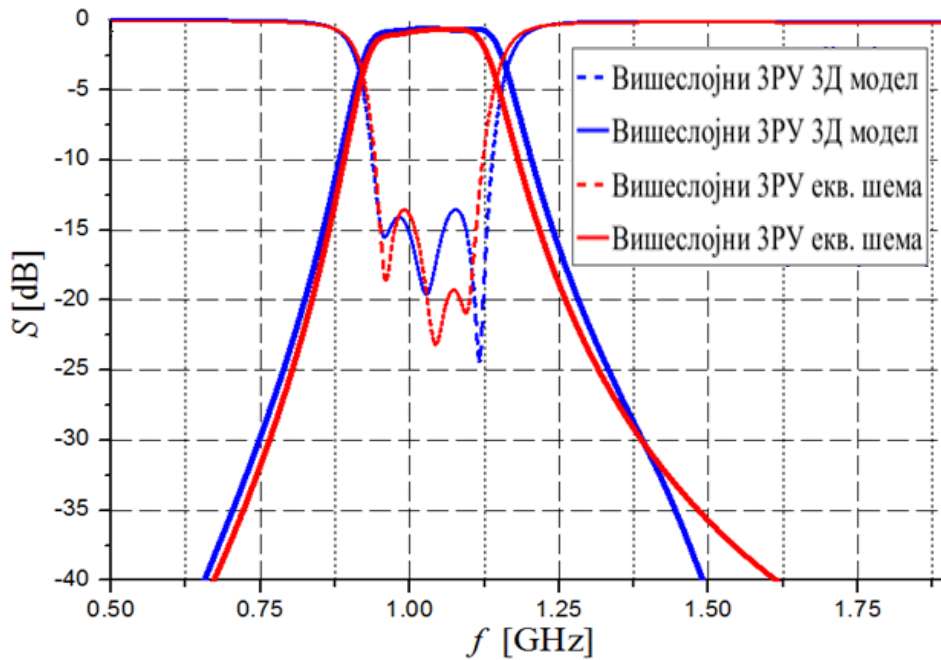


Слика 6.11. Еквивалентна електрична шема вишеслојног филтра са ЗРУ резонатором.

У табели 6.5 приказане су вредности параметара добијене еквивалентне електричне шеме вишеслојног филтра са ЗРУ резонатором. На слици 6.12 је приказано поређење S -параметара вишеслојног филтра са ЗРУ резонатором, добијених у софтверима AWR Microwave Office и WIPL-D. Може се уочити задовољавајуће поклапање у пропусном, али и непропусном делу опсега.

Табела 6.5. Димензије филтра приказаног на слици 6.11 (дате у милиметрима).

Горњи резонатор						Доњи резонатор			
W	L_{filter}	k_1	g	s_1	L_2	k_2	n	s_2	L_3
3	7	3.555	0.3	0.05	3.725	2.9	1.7	0.05	3.825
Уводници			Вије						
L_{in}	W_{in}	w_1	x	y	H_{via}	v	R	D	m
5	1.1	0.5	2	0.8	2.54	0.225	0.113	0.45	2



Слика 6.12. Поређење S -параметара вишеслојног филтара са ЗРУ резонатором: тродимензионални модел и еквивалентна електрична шема.

У табели 6.6 приказано је поређење карактеристика вишеслојног филтара са ЗРУ резонатором у пропусном опсегу, и то тродимензионалног модела и његове еквивалентне електричне шеме.

Табела 6.6. Поређење карактеристика вишеслојног филтара са ЗРУ резонатором: тродимензионални модел и еквивалентна електрична шема.

Вишеслојни ЗРУ филтар	f_0 [GHz]	S_{21} [dB]	B_{3dB} [MHz]
3Д модел (WIPL-D)	1	-0.6	200
Електрична шема (AWR)	1	-0.7	197

Из табеле 6.6 се може уочити задовољавајуће поклапање добијених резултата, тако да се предложена еквивалентна електрична шема може усвојити као релевантна представа тродимензионалног модела вишеслојног филтара са ЗРУ резонатором.

7. Реализација филтра са два пропусна опсега у вишеслојној техници

У овој глави је изложен нов метод пројектовања филтара са више пропусних опсега, коришћењем резонатора са две резонантне учестаности. За реализацију филтра је одабрана вишеслојна техника, јер омогућава већу компактност. Филтар са више пропусних опсега добија се интеграцијом појединачних филтара, пројектованих за по један пропусни опсег. Основна претпоставка при пројектовању је да између филтара који одговарају суседним опсезима нема спреге. У циљу верификације предложеног метода, у дисертацији је приказан поступак за пројектовање филтара са два пропусна опсега.

При пројектовању филтра са два пропусна опсега, као градивни елемент се користи вишеслојни филтар пропусник опсега учестаности приказан у шестом поглављу (слика 6.3). Користи се подлога TLE-95-0200-CH/CH чије су карактеристике дате у табели 7.1.

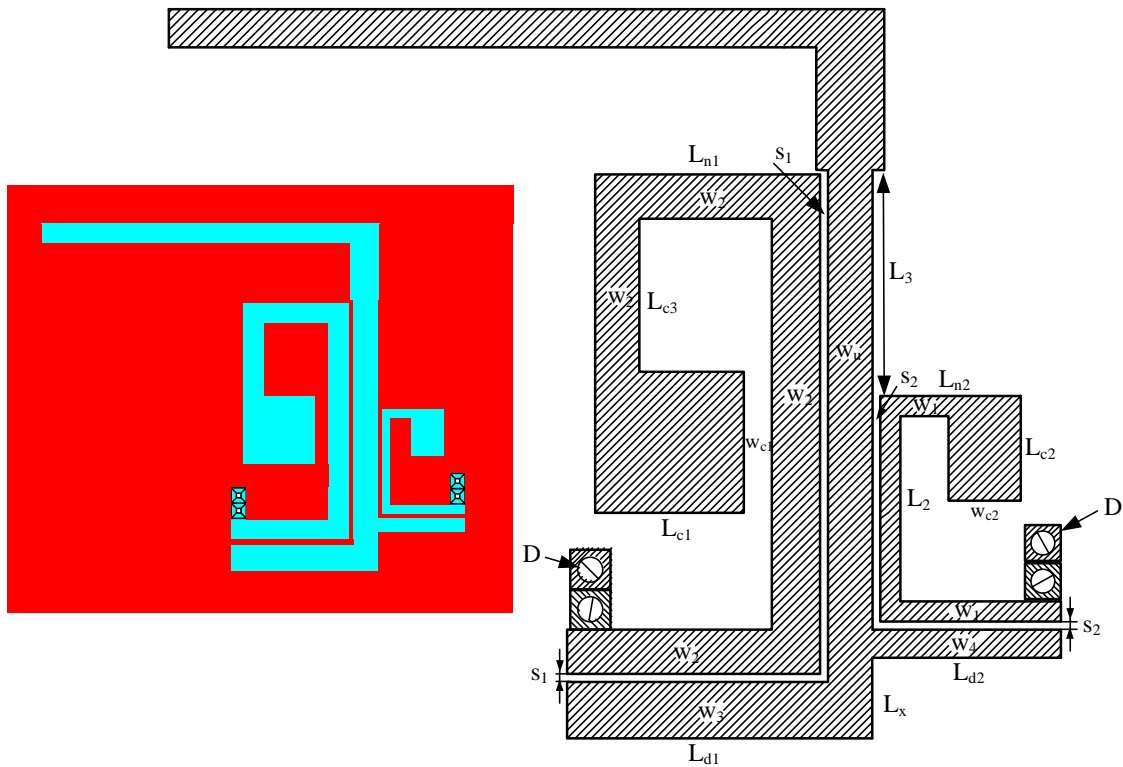
Табела 7.1. Параметри подлоге TLE-95-0200-CH/CH.

Параметри	Вредност
Релативна пермитивност, ϵ_r	2.95
Тангенс угла губитака $\text{tg}\delta$	0.001
Дебљина подлоге h [mm]	0.508
Дебљина метализације t [mm]	0.018

Предложени филтар пројектован је за централне учестаности од 1.6 GHz (први/нижи опсег) и 3.5 GHz (други/виши опсег) и релативне ширине пропусних опсега, FBW , од 6.8% (први/нижи опсег) и 7.14% (други/виши опсег). Поменути опсежи се користе за телекомуникационе сервисе као што су GPS и WiMAX, респективно.

Вишеслојни филтар са два пропусна опсега реализован је помоћу два паралелно везана 2РУ резонатора. Сваки од резонатора је коришћен за пројектовање појединачних опсега филтра. Положаји резонатора, у оквиру вишеслојног филтра, изабрани су тако да се подешавањем сваког резонатора може независно контролисати одговарајући опсег.

Скица проводника и модел филтра са два пропусна опсега су приказани су на слици 7.1. Модел је реализован у софтверу WIPL-D.



Слика 7.1. Модел и скица проводника филтра са два пропусна опсега.

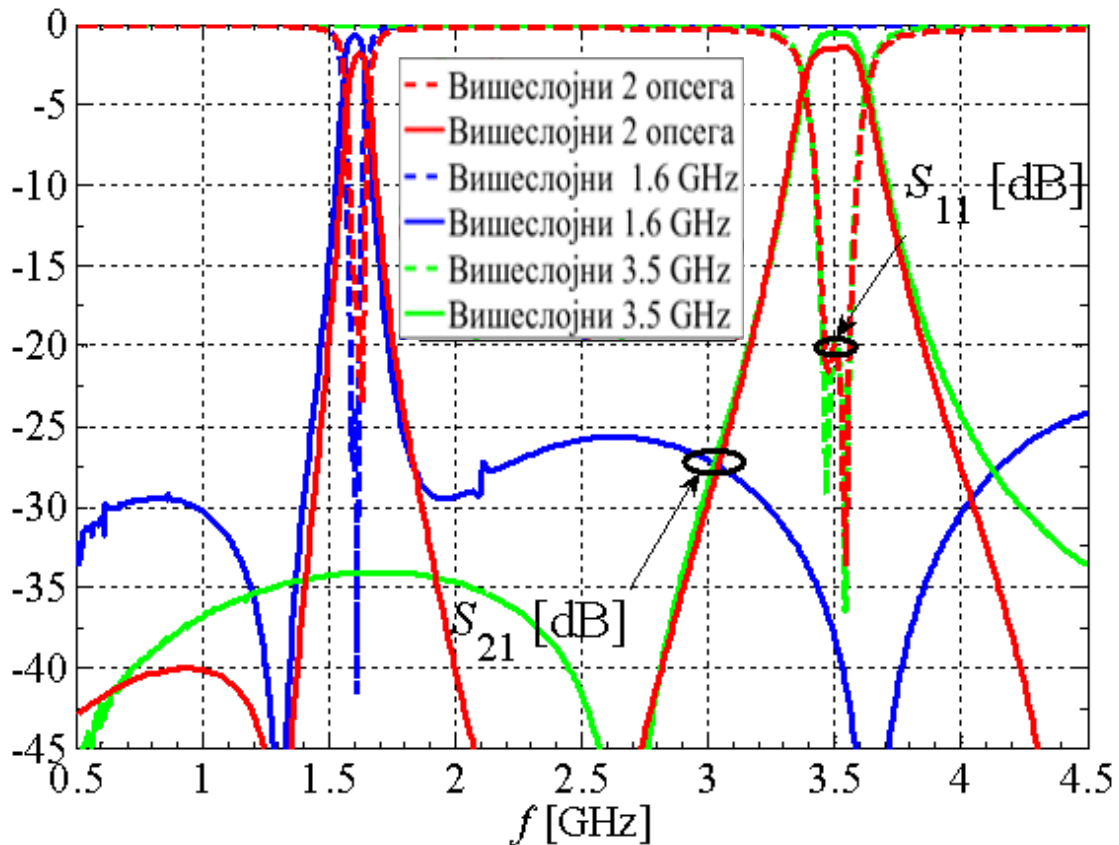
Сваки од филтара (резонатора) је спрегнут са уводником. Уводник на горњем диелектричном слоју спрегнут је са горњим делом сваког резонатора, док је уводник филтра на доњем диелектричном слоју спрегнут са доњим делом сваког резонатора (слика 7.1).

У табели 7.2 приказане су димензије филтра са слике 7.1. Димензије резонатора су подешене тако да се реализују специфициране централне учестаности од 1.6 GHz и 3.5 GHz.

Табела 7.2. Димензије филтра приказаног на слици 7.1 (дате у милиметрима).

Први опсег	w_2	1.1	Други опсег	w_1	0.5
	s_1	0.13		s_2	0.11
	L_{d1}	6.28		L_{d2}	4.8
	L_{n1}	4.6		L_{n2}	2.8
	w_{c1}	2.7		w_{c2}	1.45
	L_{c1}	2.85		L_{c2}	1.72
	L_{c3}	3.8		L_2	3.25
	w_3	1.4		w_4	0.7
Остале димензије					
L_x	2.02	D	0.5	w_{in}	1.1
L_3	5.55	v	1.0	Δw_{in}	1.46

На слици 7.2 приказано је поређење S -параметара, добијених тродимензионалном електромагнетском анализом, вишеслојног филтра са два пропусна опсега и појединачних вишеслојних филтара са једним пропусним опсегом. Уочава се задовољавајуће поклапање одзива у пропусном опсегу за анализирани филтре, а њихове централне учестаности су 1.6 GHz и 3.5 GHz.



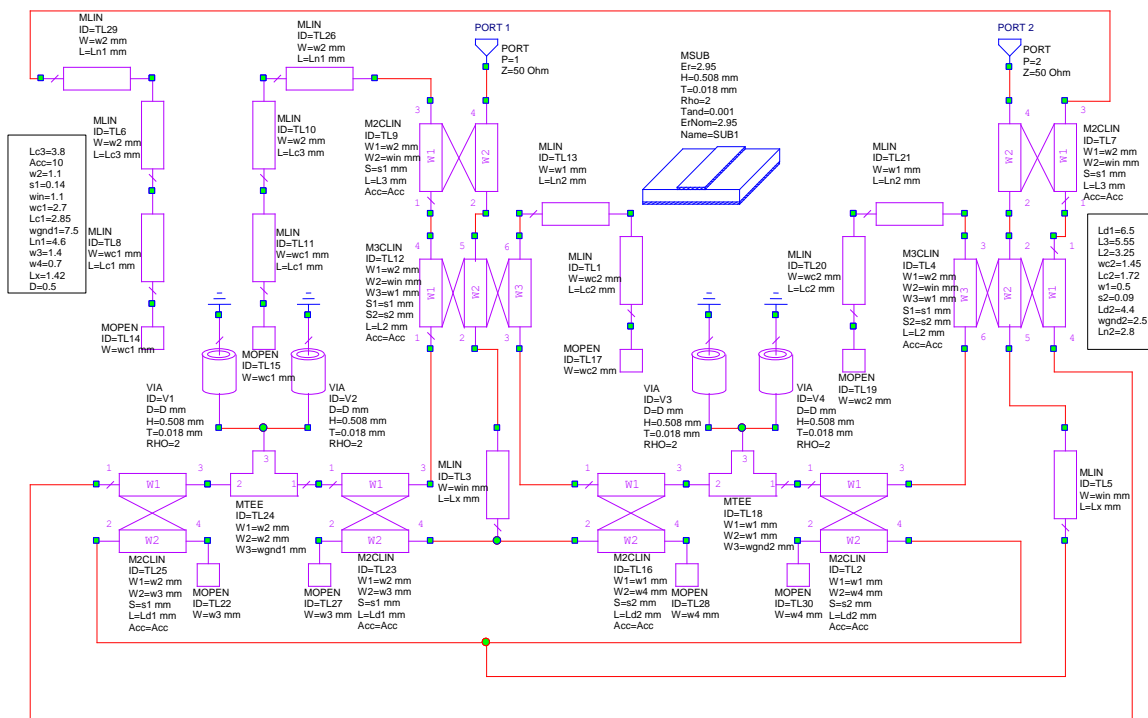
Слика 7.2. Поређење S -параметара вишеслојног филтра са два пропусна опсега и појединачних вишеслојних филтара са једним пропусним опсегом за централне учестаности од 1.6 GHz и 3.5 GHz.

У табели 7.3 дато је поређење карактеристика вишеслојног филтра са два пропусна опсега и појединачних вишеслојних филтара са једним пропусним опсегом. Уочава се задовољавајуће слагање по питању ширина 3 dB пропусних опсега и централних учестаности филтара.

Табела 7.3. Поређење карактеристика вишеслојног филтра са два пропусна опсега и појединачних вишеслојних филтра са једним пропусним опсегом.

Тип филтра	f_0 [GHz]	B_{3dB} [MHz]
Вишеслојни - 2 пропусна опсега	1.6	90
Вишеслојни - 2 пропусна опсега	3.5	260
Вишеслојни - 1 пропусни опсег	1.6	89
Вишеслојни - 1 пропусни опсег	3.5	260

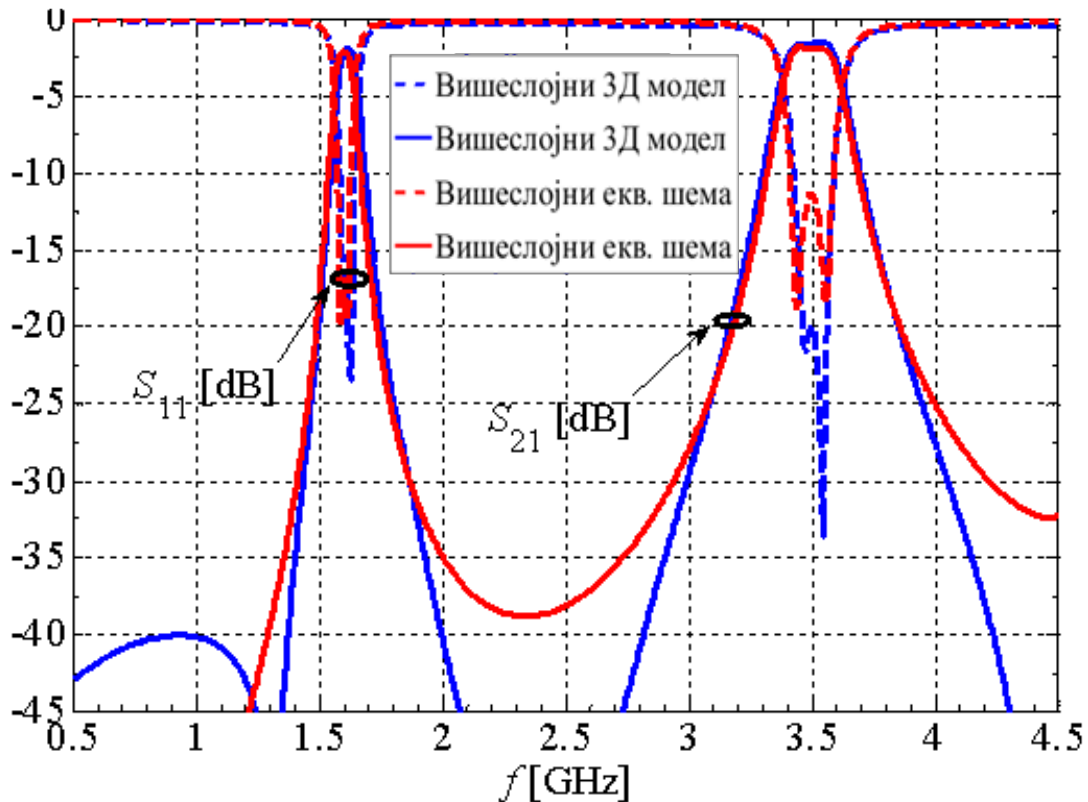
За тродимензионални модел вишеслојног филтра са два пропусна опсега предложена је еквивалентна електрична шема на нивоу електричног кола у софтверском алату AWR Microwave Office, која је приказана на слици 7.3. Подешавање параметара елемената еквивалентне шеме је извршено у односу на одзив тродимензионалног модела реализованог у софтверу WIPL-D.



Слика 7.3. Еквивалентна електрична шема вишеслојног филтра са два пропусна опсега.

Поређење S -параметара вишеслојног филтра са два пропусна опсега и његове еквивалентне електричне шеме приказано је на слици 7.4. На основу добијених резултата примећује се задовољавајуће слагање одзива, што је детаљније приказано у табели 7.4.

Анализирани су случајеви за тродимензионалне електромагнетске моделе (WIPL-D) и еквивалентне електричне шеме (AWR Microwave Office).

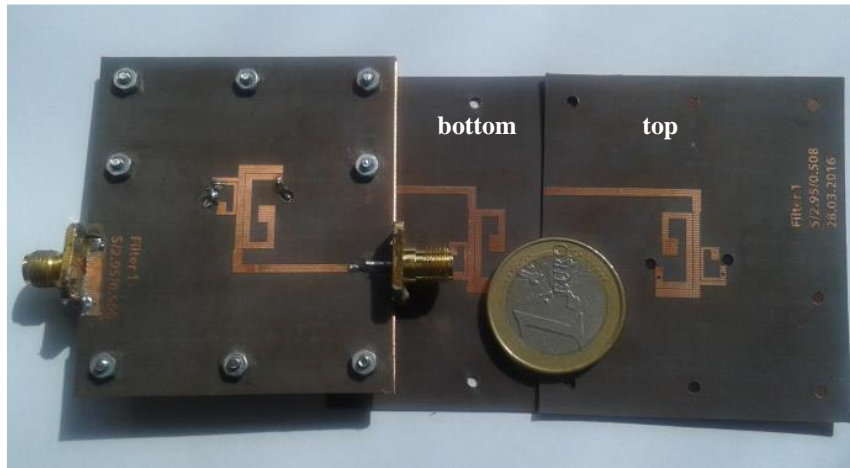


Слика 7.4. Поређење S -параметара вишеслојног филтра са два пропусна опсега и његове еквивалентне електричне шеме.

Табела 7.4. Поређење карактеристика вишеслојног филтра са два пропусна опсега и филтра са једним пропусним опсегом: WIPL-D модел и MWO модел.

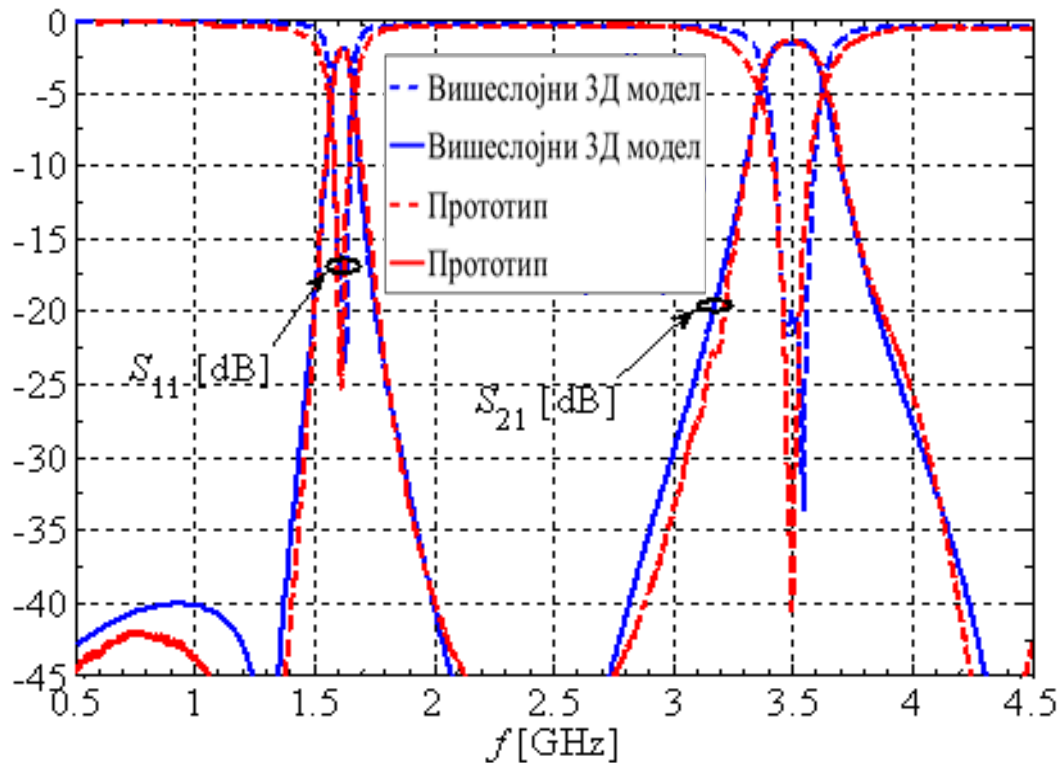
Тип филтра	f_0 [GHz]	MWO		WIPL-D	
		S_{21} [dB]	B [MHz]	S_{21} [dB]	B [MHz]
Вишеслојни 1 пропусни опсег	1.6	-1.9	90	-0.6	90
	3.5	-1.3	245	-1.2	260
Вишеслојни 2 пропусна опсега	1.6	-1.9	90	-1.8	89
	3.5	-1.8	244	-1.52	260

Након финог подешавања димензија тродимензионалног модела добијени су задовољавајући резултати и направљен је лабораторијски прототип пројектованог филтра. Фотографија лабораторијског прототипа филтра је приказана на слици 7.5.



Слика 7.5. Фотографија горње и доње стране штампане плочице лабораторијског прототипа вишеслојног филтра са два пропусна опсега.

Резултати тродимензионалне електромагнетске симулације и одзива добијеног мерењем на лабораторијском прототипу приказани су на слици 7.6. Одзив лабораторијског прототипа филтра измерен је коришћењем Agilent N5227A PNA анализатора мрежа [AgilUSA]. Уочава се задовољавајуће поклапање симулираних резултата и резултата добијених мерењем на лабораторијском прототипу. Добијени резултат представља верификацију спроведене анализе и предложеног метода при пројектовању филтра.



Слика 7.6. Поређење S -параметара добијених тродимензионалном електромагнетском симулацијом и мерењем на лабораторијском прототипу вишеслојног филтра са два пропусна опсега.

Величина вишеслојног филтра са два пропусна опсега је $0.09 \lambda_g \times 0.09 \lambda_g$ ($11.08 \text{ mm} \times 11.1 \text{ mm}$), не укључујући уводнике, где је λ_g вођена таласна дужина 50Ω микротракастог вода за централну учестаност првог опсега од 1.6 GHz. Заузеће штампане плочице је знатно мање (око 50%) у односу на једнослојне реализације филтара, што је један од циљева употребе вишеслојне реализације [PlaPo2017].

Измерена централна учестаност првог опсега је 1.62 GHz (пројектована 1.6 GHz), док је измерена централна учестаност другог опсега 3.5 GHz (пројектована 3.5 GHz). Разлог одступања измерене централне учестаности у односу на пројектовану је последица несавршености процеса фабрикације. Измерена релативна ширина пропусног опсега лабораторијског прототипа се поклапа са пројектованом вредношћу. Релативна ширина првог (нижег) пропусног опсега филтра је $B_{3\text{dB}}=6.8\%$, док за други (виши) пропусни опсег она износи $B_{3\text{dB}}=7.14\%$.

Измерено слабљење на лабораторијском прототипу, за централну учестаност првог опсега филтра износи 1.85 dB (пројектовано је 1.8 dB за централну учестаност 1.6 GHz), док је измерено слабљење за централну учестаност другог опсега филтра 1.31 dB (пројектовано је

1.52 dB за централну учестаност 3.5 GHz). Слабљење је последица губитака у диелектрику и проводницима (металу).

Одступање у одзивима филтара, добијених мерењем и симулацијом, последица је процеса фабрикације током ког се за реализацију вија користе одсечци жица који служе за повезивање делова резонатора штампаних са различитих страна диелектричних слојева или повезивање резонатора са заједничком масом. Прецизнијом израдом прототипа предложених филтара омогућило би се потпуно елиминисање одступања између мерених и симулираних резултата.

Као што је приказано, вишеслојни филтар са два пропусна опсега пројектован је коришћењем два вишеслојна филтра пропусника опсега учестаности, који су везани паралелно. При пројектовању је за сваки филтар реализован тродимензионални модел и еквивалентна електрична шема. Коришћењем вишеслојне технике омогућена је минијатуризација чиме се постиже мања величина заузећа штампане плочице лабораторијског прототипа од филтара са сличном реализацијом доступном у отвореној литератури (табела 7.5). Оствареним резултатима, добијеним у овом истраживању, потврђује се оправданост употребе вишеслојне технике уз очување карактеристика филтара задатих спецификацијом.

Табела 7.5. Поређење карактеристика вишеслојног филтра са два пропусна опсега и решења доступних у отвореној литератури.

Број референце	Први опсег			Други опсег			Величина заузећа штампане плочице
	f_0 [GHz]	FBW [MHz]	IL [dB]	f_0 [GHz]	FBW [MHz]	IL [dB]	
[Góme2010] II filter	2.08	457	1.1	3.89	397	2.7	$1.347 \lambda_g \times 0.42 \lambda_g$
[Görü2011] filter C	1.794	119	1.38	2.825	140	2.1	$0.22 \lambda_g \times 0.22 \lambda_g$
[Zhan2007] filter I	1.4	140	0.9	2.15	71	1.9	$0.25 \lambda_g \times 0.25 \lambda_g$
[Rado2014]	2.45	146	1.45	3.55	279	1.3	$0.43 \lambda_g \times 0.43 \lambda_g$
[Lee2010]	2.4	197	1.6	5.2	210	2.5	$0.74 \lambda_g \times 0.18 \lambda_g$
[Chen2016]	2.12	324	0.92	3.91	215	2.11	$0.24 \lambda_g \times 0.18 \lambda_g$
[Yang2014]	1.84	350	0.43	2.65	205	0.65	$0.17 \lambda_g \times 0.21 \lambda_g$
Ова дисертација	1.62	90	1.85	3.5	266	1.31	$0.09 \lambda_g \times 0.09 \lambda_g$

8. Реализација реконфигурабилног вишеслојног филтра са два пропусна опсега коришћењем мемристора

Мемристор, као четврта основна компонента електричног кола, могао би наћи примену за побољшање карактеристика многих РФ/микроталасних подсистема, као што су филтри. У овом истраживању, испитана је потенцијална могућност примене мемристора као прекидача за пројектовање реконфигурабилног микроталасног филтра. Мотив за примену мемристора, уместо традиционалних микроталасних компоненти, лежи у чињеници да мемристор није потребно једносмерно напајање при радном режиму, а не поседује ни покретне механичке делове као неке од традиционалних компоненти.

Савремени трендови у пројектовању микроталасних уређаја, чији су филтри саставни део, имају за циљ смањење величине, тежине, снаге, а истовремено побољшање перформанси и могућност подесивости. Ови захтеви доводе до бројних нових решења који укључују и употребу мемристора [Vaid2017]. Потенцијалне примене мемристора у микроталасним пасивним колима приказане су у [Potr2015], [Potr2017], [PotrII2017]. Код пројектовања микроталасних филтара, мемристори се могу користити за остваривање реконфигурабилности [Xu2014], [Potr2018]. Реализација дигиталног померача фазе коришћењем мемристора објављена је у [Mark2018]. Вишеслојни компактни филтри, реализовани помоћу резонатора са две и три резонантне учестаности ([PlaPo2017], [Plaz2017]), који су приказани у шестом и седмом поглављу ове дисертације представљају још један пример где мемристори могу наћи примену [PlaPo2018].

Реконфигурабилност је једно од важних својстава савремених комуникационих и радарских системима, јер омогућава смањење броја потребних компоненти. Због тога су микроталасни прекидачи једни од кључних елемената имплементације реконфигурабилних и подесивих примопредајника. Да би се превазишли недостаци традиционалних прекидача на микроталасним учестаностима, у овом поглављу је представљена употреба мемристора као подесиве нано компоненте. Мемристор има два стања: отворен (- стање, OFF) и затворен (+ стање, ON) [Pi2015]. Мемристор се може програмирати применом краткотрајног импулса за подешавање мемристансе, и при радном режиму не треба му једносмерни напон за напајање,

што га чини енергетски ефикасном компонентом. На микроталасним учестаностима мемристор се може еквивалентно представити линеарним кондензатором кад је отворен и линеарним отпорником кад је затворен. Први мемристор на РФ/микроталасним учестаностима имплементиран је 2015. године о чему сведоче публикације [Pi2015], [Pi2016]. Најновија истраживања из области РФ прекидача на бази мемристора објављена су у [Kim2018].

У овој дисертацији приказан је нов метод пројектовања вишеслојног филтра са два пропусна опсега коришћењем мемристора, који је погодан за реализацију реконфигурабилних вишеслојних филтара. Основна градивна јединица овог филтра је резонатор са две резонантне учестаности модификован мемристором. Коло за подешавање мемристансе је пројектовано тако да се његов утицај може занемарити на одзив филтра.

8.1. Вишеслојни резонатор са две резонантне учестаности са мемристором

За реализацију реконфигурабилног вишеслојног филтра коришћен је резонатор са мемристором, слика 8.1. Променом стања мемристора врши се промена резонантне учестаности. Мемристивни прекидач има два различита стања, то јест када је отворен и када је затворен. Место где се мемристор везује за резонатор је одабрано тако да не уноси паразитне ефекте у одзив филтра. Када је мемристор отворен, резонатор има две резонантне учестаности у одзиву, које су једнаке учестаностима неоптерећеног резонатора (парни и непарни мод). Кад је мемристор затворен, обе резонантне учестаности су потиснуте у пропусном опсегу филтра, односно потиснут је сам пропусни опсег.

На основу истраживања приказаног у [Pi2015], на микроталасним учестаностима, отворен мемристор је еквивалентно представљен помоћу кондензатора капацитивности $C_{OFF} = 1.37 \text{ fF}$, а када је затворен помоћу отпорника отпорности $R_{ON} = 3.6 \text{ } \Omega$ (параметри мемристора су дати у табели 8.1). Коло за подешавање мемристансе је реализовано као редна веза отпорника отпорности $R = 10 \text{ k}\Omega$ и напонског извора, док је РФ пригушница моделована као калем индуктивности $L_{choke} = 30 \text{ nH}$. У овом истраживању није разматрана детаљна реализација електричног кола за подешавање мемристансе, већ се само анализира утицај елемената кола за подешавање на одзив филтра у опсегу од интереса.

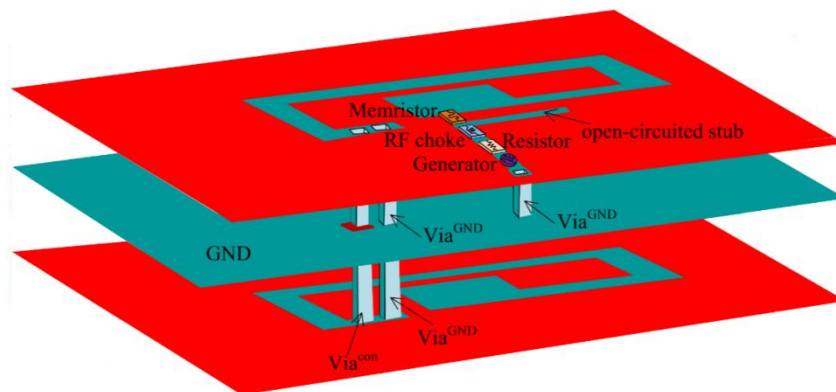
При пројектовању микроталасног кола треба обратити пажњу да и ако је мемристор нано компонента, за потребе мерења његових карактеристика у [Pi2015] се предлаже постављање мемристора на уводнике реализоване у техници копланарног таласовода. При мерењу се добија да је укупна површина заузећа мемристора $320 \text{ } \mu\text{m} \times 300 \text{ } \mu\text{m}$.

Табела 8.1. Параметри и карактеристике мемристора [Potr2018], [Pi2015], [Pi2016].

Параметри и карактеристике мемристора	Вредности
Фреквенцијски опсег	РФ и микроталасне учестаности
Једносмерни напон напајања	Не
Промена стања при РФ сигналу	Да
Енергија при промени стања	око pJ
Брзина промене стања	мања од ns
Интеграција са CMOS технологијом	Да
Максимални број промена стања	око 10^{12} циклуса
Максималан напон при програмирању затвореног стања	3 V
Минималан напон при програмирању отвореног стања	-0.4 V
Однос проводности при затвореном/отвореном стању	до 10^{12}
Унето слабљење измерено на 40 GHz – затворен	0.3 dB
Изолација измерена на 40 GHz – отворен	30 dB
Еквивалентни модел када је затворен	линеарни отпорник (R_{ON})
Еквивалентни модел када је отворен	линеарни кондензатор (C_{OFF})
Минимална, средња и максимална вредност за R_{ON} [Ω]	2.1, 3.6, 6.9
Минимална, средња и максимална вредност за C_{OFF} [fF]	1, 1.37, 1.6
Максимална дисипација	34 dBm- $20\log_{10}R_{ON}$

Предложени резонатор (са слике 8.1) има један додати отворени огранак вода, електричне дужине око 90° на централној учестаности пропусног опсега филтра који се пројектује.

Електрична веза између делова резонатора на горњем и доњем диелектричном слоју, остварена је употребом вија, означених са Via^{con} , при чему вија нема електрични контакт са заједничком масом, која се налази у средини структуре. За уземљење резонатора коришћене су вије, означене са Via^{GND} , које су везане за масу.



Слика 8.1. Вишеслојни резонатор са две резонантне учестаности са мемристором.

У случају реализације када се промена стања мемристора врши при искљученом РФ/микроталасном сигналу – „хладно“ подешавање, могу се издвојити два режима рада филтра: 1) подешавање мемристансе и 2) пренос РФ/микроталасног сигнала. При програмирању мемристансе отворени огранак се приближно понаша као отворена веза, тако да нема утицаја на мемристансу. За други режим рада, РФ/микроталасни режим, улазна импеданса отвореног огранка је приближно једнака нули, што значи да је један крај мемристора директно везан на виртуелну масу, а други крај мемристора је везан на резонатор.

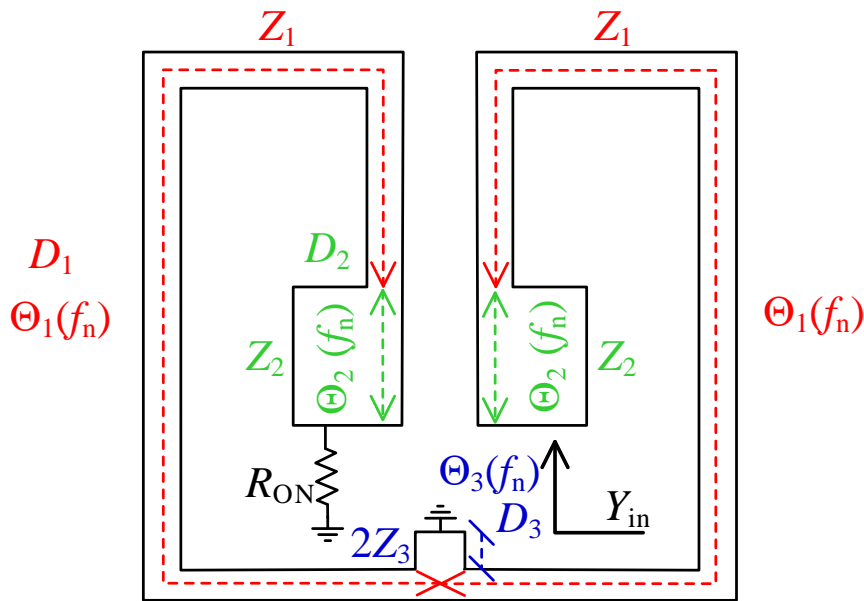
За случај када је затворен, мемристор се еквивалентира отпорником отпорности R_{ON} која је везана за резонатор, као на слици 8.2. Резонантне учестаности резонатора се тада добијају на основу израза (8.1) под претпоставком да $R_{ON} \rightarrow 0$:

$$\alpha \sin(2\Theta_1) \left(\frac{1}{2} - \cos^2(\Theta_2) \right) + \left(\frac{\sin(2\Theta_2)}{2} \right) \left(\sin^2(\Theta_1) - \alpha^2 \cos^2(\Theta_1) \right) + \Theta_3 \left(\sin(2\Theta_1) \sin(2\Theta_2) \left(\alpha^2 \beta / 2 + \beta / 2 \right) - \alpha \beta \cos(2\Theta_1) \cos(2\Theta_2) \right) = 0 \quad (8.1)$$

где су, Θ_1 , Θ_2 , Θ_3 електричне дужине делова резонатора, под претпоставком да је $Z_2 = \alpha Z_1$, $Z_3 = \beta Z_1$ и $\alpha < \beta < 1$. Учестаности које се појављују у одзиву филтра значајно су потиснуте, што је било циљ модификације резонатора са мемристором. У овом истраживању оптималан положај мемристора је приказан на слици 8.2.

Мемристори имају могућност програмирања мемристансе док је укључен РФ/микроталасни сигнал у колу, такозвано „врुће“ пребацивање, што је једна од важних предност у односу на класичне микроталасне прекидаче.

Анализирана је промена резонантних учестаности резонатора, у функцији промене параметара R_{ON} и C_{OFF} . Извршен је низ симулација за случај када је резонатор неоптерећен, тј. слабо спрегнут са уводницима. За случај када је мемристор отворен, резонантне учестаности су практично непромењене, за $C_{OFF} = 1, 1.37, 1.6$ fF. За случај када је мемристор затворен, резонанције у одзиву су значајно потиснуте за $R_{ON} = 2.1, 3.6, 6.9 \Omega$.



Слика 8.2. Микротракасти резонатор са две резонантне учестаности модификован мемристором.

8.2. Вишеслојни филтар са два пропусна опсега са резонаторима са две резонантне учестаности модификованим мемристорима

У наставку овог поглавља представљена је реализација реконфигурабилног филтра са два пропусна опсега у вишеслојној техници. Прво је реализован филтар за нижи опсег чија је централна учестаност 1.6 GHz (Н-ПО) и филтар за виши опсег чија је централна учестаност 3.5 GHz (В-ПО). Код оба филтра релативне ширине пропусних опсега (FBW) су око 7%. Пројектовани фреквенцијски опсези се користе у комуникационим сервисима као што су GPS и WiMAX.

Пројектовани филтар са два пропусна опсега је реализован као паралелна веза два филтра пропусника опсега учестаности. Сваки од појединачних филтара пропусника опсега је пројектован коришћењем резонатора са две резонантне учестаности модификованих мемристорима (слика 8.1). Мемристивни прекидачи (M_L за нижи фреквенцијски опсег и M_H за виши фреквенцијски опсег) омогућавају реконфигурабилност филтра са 4 могућа стања:

- 1) Филтар пропусник нижег опсега учестаности са централном учестаношћу од 1.6 GHz (Н-ПО)
- 2) Филтар пропусник вишег опсега учестаности са централном учестаношћу од 3.5 GHz (В-ПО)

- 3) Филтар са два пропусна опсега (2-ПО)
- 4) Филтар непропусних опсега са слабљењем већим од 30 dB до учестаности 7.5 GHz (НПО).

Реконфигурабилни филтар је приказан на слици 8.3 (WIPL-D модел), а његова еквивалентна електрична шема је дата на слици 8.4. Претходно описани режими рада се постижу употребом мемристора M_L и M_H и приказани су у табели 8.2.

Табела 8.2. Режији рада реконфигурабилног вишеслојног филтра са мемристорима.

M_L	M_H	Режим рада
-	+	Нижи пропусни опсег (Н-ПО)
+	-	Виши пропусни опсег (В-ПО)
-	-	Два пропусна опсега (2-ПО)
+	+	Непропусник опсега (НПО)

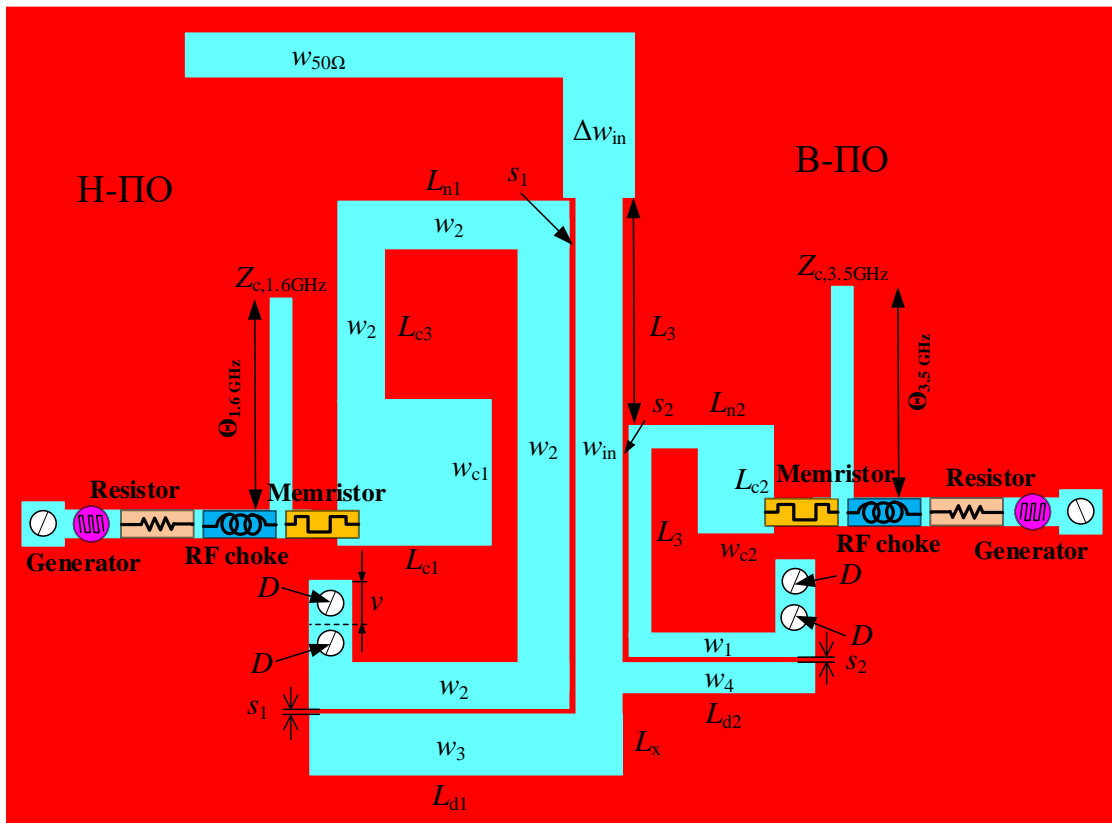
За сваки од пропусних опсега могуће је независно подешавати резонаторе, јер је њихов положај изабран тако да се елиминише међусобна спрега. Коришћена је вишеслојна техника у циљу минијатуризације чиме је смањена површина заузећа на штампаној плочици за око 50 % у односу на реализацију у микротракастој техници.

Алгоритам пројектовања вишеслојног реконфигурабилног филтра је приказан на слици 8.5. Први корак представља пројектовање резонатора са две резонантне учестаности у микротракастој техници, приказан у петом поглављу (слика 5.7). У циљу минијатуризације филтра, други корак у пројектовању представља коришћење вишеслојне технике. Затим трећи корак подразумева модификацију вишеслојног резонатора са две резонантне учестаности додавањем једног мемристора. Затим се у четвртном кораку пројектују филтри пропусници опсега: 1) филтар са пропусним опсегом на нижим учестаностима (Н-ПО) и 2) филтар са пропусним опсегом на вишим учестаностима (В-ПО). Матрица спреге ($[m]$) за филтар пропусник опсега учестаности приказана је на слици 8.5 у четвртном кораку [Hong2011]. Уводници филтра су спрегнути са резонатором, што је представљено коефицијентима матрице m_{s_1} , m_{s_2} , m_{L_1} и m_{L_2} . Резонантне учестаности (за мод 1 и мод 2) нису међусобно спрегнуте. Једначине за израчунавање фактора добротe оптерећеног резонатора и резонантних учестаности су приказане у четвртном кораку на слици 8.5. Последњи, пети корак, је пројектовање реконфигурабилног вишеслојног филтра са два пропусна опсега као паралелне

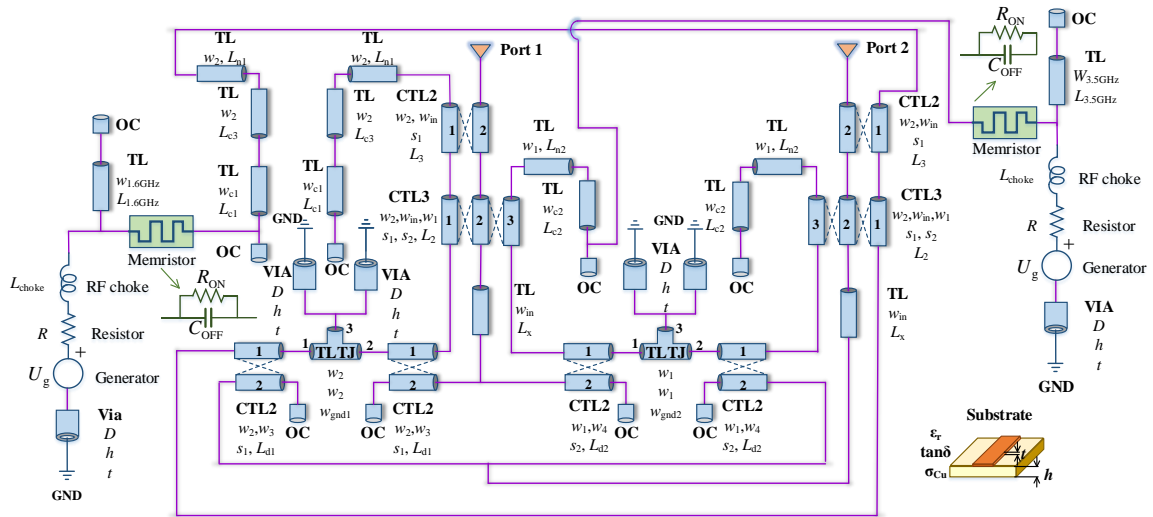
везе појединачних вишеслојних филтара пропусника опсега учестаности. Матрица спреге за филтар са два пропусна опсега дата је као:

$$[m]^{\text{dual-band}} = \begin{bmatrix} 0 & m_{S_1} & m_{S_2} & m_{S_3} & m_{S_4} & 0 \\ m_{S_1} & m_{L_1} & 0 & 0 & 0 & m_{L_1} \\ m_{S_2} & 0 & m_{L_2} & 0 & 0 & m_{L_2} \\ m_{S_3} & 0 & 0 & m_{L_3} & 0 & m_{L_3} \\ m_{S_4} & 0 & 0 & 0 & m_{L_4} & m_{L_4} \\ 0 & m_{L_1} & m_{L_2} & m_{L_3} & m_{L_4} & 0 \end{bmatrix}, \quad (8.2)$$

где је спрега између два резонатора занемарљива. Постоји једино спрега између уводника (извор и потрошач) и резонатора (слика 8.5). Извршена је оптимизација димензија филтара (табела 8.4) да би се задовољила матрица спреге.



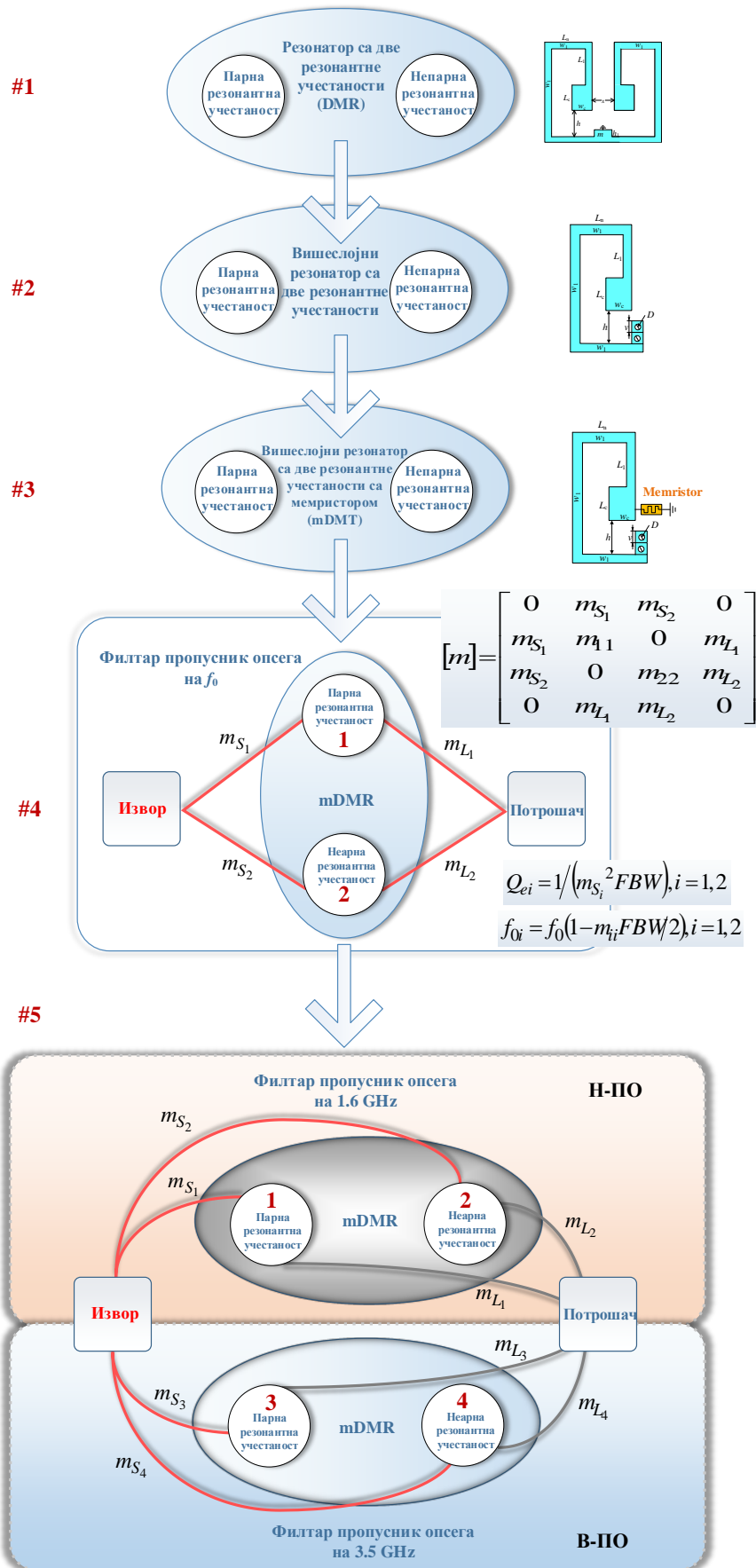
Слика 8.3. Реконфигурабилни вишеслојни филтар са два пропусна опсега модификован мемристорима.



Слика 8.4. Еквивалентна електрична шема реконфигурабилног вишеслојног филтра са два пропусна опсега који је модификован мемристорима (TL – одсечак вода, CTL2 – одсечак два спрегнута вода, CTL3 – одсечак три спрегнута вода, OC – отворени огранак вода, TLTJ – Т-спој, VIA – вија, GND – заједничка маса, Substrate – подлога RT/duroid 5880 чији су параметри дати у табели 8.3).

Табела 8.3. Параметри подлоге RT/duroid 5880.

Параметри	Вредност
Релативна пермитивност, ϵ_r	2.2
Тангенс угла губитака $\tan\delta$	0.0009
Дебљина подлоге h [mm]	0.508
Дебљина метализације t [mm]	0.018
Проводност σ [MS/m]	20



Слика 8.5. Графички приказ алгоритма пројектовања реконфигурабилног вишеслојног филтра са резонатором са две резонантне учестаности и мемристором.

При пројектовању филтра са два пропусна опсега, отворени огранак вода је код оба резонатора везан за коло за подешавање мемристансе. Отворени огранак вода се користи за реализацију виртуелне масе при РФ/микроталасном режиму и за потискивање паразитних ефеката кола за подешавање мемристансе. У режиму подешавања мемристансе, отворени огранак нема никаквог утицаја на мемристансу. Након оптимизације добијени су параметри отворених огранака водова: $Z_{c,1.6\text{GHz}} = 26\Omega$, $\Theta_{1.6\text{GHz}} = 60^\circ$, $Z_{c,3.5\text{GHz}} = 63\Omega$, $\Theta_{3.5\text{GHz}} = 68^\circ$. Један од могућих начина смањења дужине отворених огранака водова је употреба каскадне везе више секција водова, чиме би потенцијално била смањена површина заузећа на штампаној плочици. Уколико је импеданса отвореног огранка вода јако мала, отворени огранак се може представити као паралелна веза два огранка вода дупло веће карактеристичне импедансе. Употреба вишеслојне технике пружа могућност распоређивања секција водова тако да се заузме што мања површина, што представља један од услова при минијатуризацији микроталасних филтара.

Табела 8.4. Параметри филтра приказаног на слици 8.3 (димензије су у милиметрима).

Нижи пропусни опсег						Виши пропусни опсег					
w_2	s_1	L_{d1}	L_{n1}	w_{c1}	L_{c1}	w_1	s_2	L_{d2}	L_{n2}	w_{c2}	L_{c2}
1.1	0.1	7.0	4.6	2.52	5.09	0.4	0.05	4.4	2.8	1.43	2.76
Остале димензије											
L_x	L_3	D	ν	w_{in}	w_{gnd1}	w_{gnd2}					
1.42	5.5	0.6	1.0	0.9	7.5	4					

Мемристор се на микроталасним учестаностима моделује као линеаран и временски непроменљив елемент у софтверу NI AWR Design Environment [AWR2013] у циљу добијања фреквенцијског одзива филтра. Анализе су вршене на основу еквивалентног модела на нивоу микроталасног кола.

Када је мемристор затворен може се представити као отпорник отпорности $R_{ON} = 3.6 \Omega$, односно као кондензатор капацитивности $C_{OFF} = 1.37 \text{ fF}$ када је отворен. Еквивалентни модел филтра са мемристором је приказан на слици 8.4. Коло за подешавање мемристансе је реализовано као редна веза отпорника отпорности $R = 10 \text{ k}\Omega$, напонског генератора и калема индуктивности $L_{choke} = 30 \text{ nH}$.

На слици 8.6 је приказан фреквенцијски одзив предложеног филтра. Карактеристике филтра за четири режиме рада су приказане у табели 8.5. Остварене ширине пропусних опсега

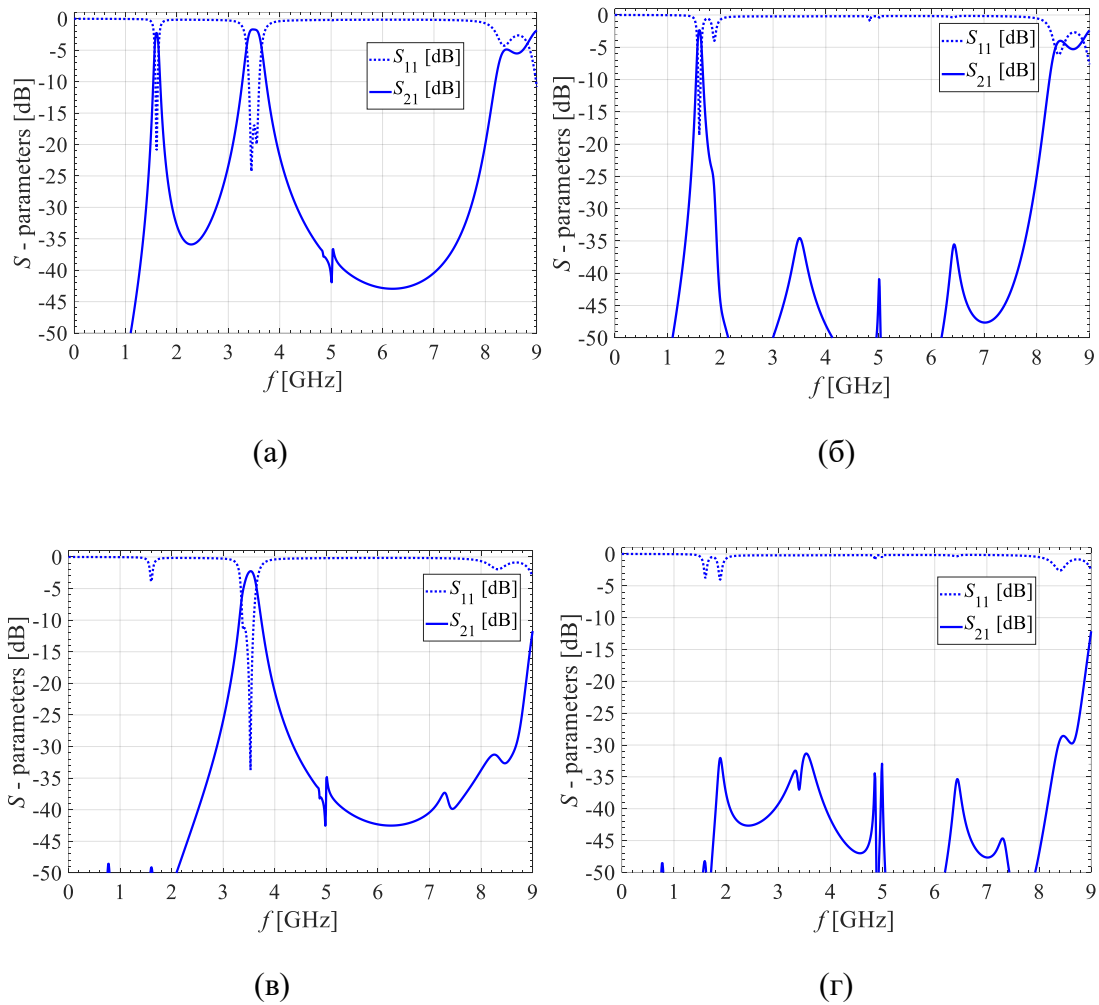
и централне учестаности, за режиме нижег пропусног опсега (Н-ПО), вишег пропусног опсега (В-ПО) и два пропусна опсега (2-ПО), одговарају спецификацији.

Табела 8.5. Карактеристике предложеног филтра за различите режиме рада.

M_L	M_H	Режим рада	Унето слабљење у пропусном опсегу	Потискивање у непропусном опсегу
-	+	Нижи пропусни опсег (Н-ПО)	2.35 dB на 1.6 GHz	
+	-	Виши пропусни опсег (В-ПО)	2.25 dB на 3.5 GHz	
-	-	Два пропусна опсега (2-ПО)	2.25 dB на 1.6 GHz 1.70 dB на 3.5 GHz	
+	+	Непропусник опсега (НПО)		>30 dB до учестаности 7.5 GHz

За приказану реализацију филтра, одређена је максимална вредност улазног сигнала када је мемристор у затвореном стању. Критично стање је кад је мемристор затворен, јер напон улазног сигнала може да промени стање мемристора и преведе га у отворено стање. Размотрена су три различита режима рада филтра: нижи пропусни опсег, виши пропусни опсег и непропусник опсега учестаности. Режим два пропусна опсега није анализиран, јер су у њему оба мемристора отворена. Критичан случај је за централну учестаност филтра од 3.5 GHz, када је мемристор резонатора за нижи пропусни опсег (M_L) затворен (други мемристор, M_H , је отворен). Максималан напон мемристора M_L је тада око 20 V што одговара максималној дисипацији мемристора од 23 dBm (када је мемристор затворен за $R_{ON} = 3.6 \Omega$).

На основу спроведене анализе, закључује се да мемристор може бити кандидат за реализацију прекидача на микроталасним учестаностима.



Слика 8.6. Фреквенцијски одзив предложеног реконфигурабилног филтра са два пропусна опсега за различите режиме рада: (а) два пропусна опсега, (б) нижи пропусни опсег, (в) виши пропусни опсег, (г) непропусник опсега.

9. Закључак

Развој савремених бежичних система, који раде на микроталасним учестаностима, условљава сталан развој компоненти као што су микроталасни филтри. Са једне стране преносиви уређаји условљавају минијатуризацију, а са друге стране нове мобилне технологије намећу захтеве као што су нови фреквенцијски опсези, шири опсези за остваривање већих протока, енергетска ефикасност, реконфигурабилност.

У циљу остваривања захтева технологије у развоју, у овој докторској дисертацији испитане су нове реализације микроталасних филтара пропусника опсега учестаности имплементираних у планарној штампаној техници.

Прво су разматрани резонатори са две или три резонантне учестаности, као основне градивне јединице филтара. Одређени су аналитички изрази за налажење резонантних учестаности, што представља основни корак при пројектовању филтара. Затим је пројектован филтар пропусник опсега учестаности у микротракастој техници, коришћењем предложених резонатора.

С обзиром да су последњих година све израженији захтеви за компактношћу микроталасних компоненти, акценат је стављен на поступак минијатуризације. Као један од главних научних доприноса ове докторске дисертације, може се издвојити нова реализација микроталасних резонатора у вишеслојној техници која је допринела минијатуризацији са једне стране резонатора, а са друге стране целог филтра, уз очување и побољшање карактеристика. Предложена је вишеслојна реализација која користи две микротракасте структуре спојене масама. Увођењем вишеслојне штампане технике, распоред резонатора није ограничен само на једну раван, већ је постигнут већи степен слободе при пројектовању и распореду елемената на штампаној плочици. Резонатори или њихови делови штампани су на супротним странама диелектричних слојева, а заједничка маса се налази у средини структуре. Коришћена је капацитивна спрега између уводника и резонатора. У свим реализацијама тежило се смањењу површине заузећа на штампаној плочици.

Следећи корак је представљао реализацију вишеслојних филтара пропусника опсега учестаности, коришћењем предложених резонатора са две или три резонантне учестаности. Филтри су штампани у више слојева планарне структуре. Реализовани филтри имају боље карактеристике у односу на реализације објављене у отвореној доступној литератури. Разматрани критеријуми поређења укључују заузеће штампане плочице, релативну ширину пропусног опсега, селективност амплитудске карактеристике, максимално слабљење у пропусном опсегу и минимално слабљење у непропусном опсегу.

Основни допринос дисертације је нов метод за пројектовање филтра са више пропусних опсега, који се реализује интеграцијом филтара за појединачне опсеге. Коришћењем појединачних вишеслојних филтара пропусника опсега учестаности, предложен је вишеслојни филтар са два пропусна опсега на централним учестаностима од 1.6 GHz и 3.5 GHz. У циљу независног подешавања пропусних опсега филтра испитана су оптимална растојања између резонатора за различите пропусне опсеге. Оптималан распоред резонатора код вишеслојног филтра, са два пропусна опсега, омогућава да нема спреге између њих. Циљ је био остварити независно подешавање сваког од пропусних опсега филтра, подешавањем параметара појединачних резонатора.

Још један од доприноса дисертације је развој еквивалентне електричне шеме посматраног филтра у вишеслојној техници, чиме је омогућена тренутна анализа утицаја промене појединачних параметара на карактеристике филтара. Еквивалентне електричне шеме су коришћене за оптимизацију димензија филтра, уместо тродимензионалних електромагнетских модела који су коришћени само за финалну верификацију модела на нивоу микроталасног кола.

У циљу верификације предложеног метода, на крају је извршена фабрикација лабораторијског прототипа филтра. Мерењем на прототипу филтра потврђено је слагање са карактеристикама добијеним симулацијом.

Последњи значајан допринос, у овом истраживању, односи се на употребу мемристора код пројектовања реконфигурабилних филтара. Мемристор представљају четврти основни елемент електричног кола, који последњих година привлачи све већу пажњу због бројних потенцијалних примена у различитим областима електротехнике. Мемристор је коришћен као прекидач са два различита стања: отворен или затворен. У дисертацији је предложена нова реализација реконфигурабилног филтра са два пропусна опсега. Филтар је намењен за бежичне системе. Пројектовани реконфигурабилни филтар има четири режима рада: када филтар има само нижи или виши пропусни опсег, два пропусна опсега и кад је филтар

непропусник опсега са слабљењем већим од 30 dB до учестаности 7.5 GHz. Филтар са два пропусна опсега добијен је паралелним везивањем два филтра пропусника опсега учестаности. Сваки од резонатора филтра модификован је додавањем мемристора чиме је постигнута реконфигурабилност. Када је мемристор отворен долази до потискивања пропусног опсега филтра. Вишеслојном реализацијом је постигнута минијатуризација структуре. На основу бројних симулација предложеног модела филтра, добијени резултати су потврдили очекивано понашање мемристора што доводи до закључка да се мемристоры могу користити као РФ/микроталасни прекидачи, а прогнозира се да ће у будућности наћи своју примену као неизоставна компонента у пројектовању микроталасних компоненти.

Део приказаних резултата у овој докторској дисертацији публикован је у часописима међународног и националног значаја, као и на међународним и националним конференцијама. Тема овог истраживања представља актуелну проблематику из области пројектовања микроталасних филтара, о чему сведоче и најновије публикације. Предност предложеног метода огледа се у једноставној реализацији која би омогућила даљу, релативно јефтину имплементацију, што представља један од императива савременог пројектовања филтара.

Закључак је да пројектовани филтри у овој дисертацији могу наћи своју примену у савременим комуникационим системима и да добијени резултати задовољавају строге спецификације и пружају могућност даљег унапређења. Предложени метод дао је резултате који остављају могућности за постизање побољшања у процесу пројектовања филтара. У току самог истраживања препознати су бројни начини даље примене и развијања метода, у смислу унапређивања пројектовања планарних филтара, као и њиховог прилагођавања новим комуникационим технологијама. Неки од будућих праваца даљег истраживања у области планарних филтара подразумевали би следеће:

- Реализација предложеног типа резонатора коришћењем других техника имплементације што би допринело даљој минијатуризацији;
- Развој разматраних филтара у другим пропусним опсезима у циљу прилагођења системима у којима могу бити примењени;
- Развој филтара непропусника опсега учестаности;
- Реализација лабораторијског прототипа реконфигурабилног филтра са више пропусних опсега који користе мемристоры.

Литература

- [AgilUSA] Agilent Technologies Network Analyzer N5227A, Keysight Technologies, Santa Rosa, CA, USA. [online] <https://www.keysight.com/en/pdx-x201878-pn-N5227A/pna-microwave-network-analyzer-67-ghz?cc=RS&lc=eng>
- [Athu2010] 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.
- [AWR2013] Microwave Office 10.0, Applied Wave Research Inc., National Instruments AWR Design Environment, El Segundo, CA, 2013. [online] <http://www.awrcorp.com>.
- [Bahl2003] I. J. Bahl, *Lumped elements for RF and microwave circuits*, Norwood: Artech House, MA, USA, 2003.
- [Bala2009] A. Balalem, A. R. Ali1, S. Amari, J. Machac, A. Omar, “Realization of a microstrip triple-mode bandpass filter using a square-loop resonator”, in *Proc. of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Boston, MA, USA, pp. 849-852, 2009.
- [Camer2007] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, R. R. Mansour, *Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications*, New Jersey: John Wiley & Sons, 2007.
- [Cerv2014] F. J. Cervera, J. Hong, “Compact self-packaged dual-band filter using multilayer liquid crystal polymer technology”, *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 62, no. 11, pp. 2618-2625, 2014.
- [Chen2011] C.-F. Chen, T.-M. Shen, T.-Y. Huang, R.-B. Wu, “Design of compact quadruplexer based on the tri-mode net-type resonators”, *IEEE Microwave and wireless components letters*, vol. 21, no. 10, pp. 534-536, 2011.
- [Chen2016] H. Chen, K. Chen, X. Chen, “Planar dual-mode dual-band bandpass filter using a modified rectangular split-loop resonator loaded by an open-circuited stub”, *Journal of Electromagnetic waves and applications*, vol. 30, no. 15, pp. 1964-1973, 2016.
- [Coll2001] R. E. Collin, *Foundations for microwave engineering*. New York: McGraw-Hill, 1992; reprinted by John Wiley-IEEE Press, 2001.
- [Chu2008] 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.
- [Desl2001] 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.
- [Dishal1951] M. Dishal, “Alignment and adjustment of synchronously tuned multiplexer-circuit filters”, *Proceedings of the IRE*, vol. 39, no. 11, pp. 1448–1455, 1951.
- [Djordj2006] A. R. Dorđević, D. V. Tošić, *Mikrotalasna tehnika*, Beograd: Akademska misao, 2006.

- [Feng2015] W. Feng, X. Gao, W. Che, Q. Xue, “Bandpass filter loaded with open stubs using dual-mode ring resonator”, IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 25, no. 5, pp. 295-297, 2015.
- [Filt2007] *All the World is a Filter*, Special issue of IEEE Microwave Mag, vol. 8, no. 5, October, 2007.
- [Filt2012] *Filters, PAs and Propagation and Refraction*, Special issue of IEEE Microwave Mag, vol. 13, no. 5, July/Aug. 2012.
- [Filt2014] *Flexible Variety of Filters*, Special issue of IEEE Microwave Mag, vol. 15, no. 5, July/Aug. 2014.
- [Focu2007] *Focus on Filters*, Special issue of IEEE Microwave Mag, vol. 8, no. 2, April 2007.
- [Gome2010] R. Gomez-Garcia, M. Sanchez-Renedo, “Microwave dual-band bandpass planar filters based on generalized branch-line hybrids”, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 58, no. 12, pp. 3760-3769, 2010.
- [Goru2003] A. Gorur, C. Karpuz, M. Akpinar, “A reduced-size dual-mode bandpass filter with capacitively loaded open-loop arms”, IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 13, no. 9, pp. 385-387, 2003.
- [Goru2007] A. Gorur, C. Karpuz, “Compact dual-band bandpass filters using dual-mode resonators”, in Proc. of 2007. IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, Honolulu, HI, USA, pp. 905-908, 2007.
- [Goru2011] A. K. Gorur, C. Karpuz, “A novel perturbation arrangement for dual-mode resonators and its dual-band bandpass filter applications”, in Proc. of the 41st European Microwave Conference, Manchester, UK, pp. 468-471, 2011.
- [Hong1999] 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.
- [Hong2011] J.-S. Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, Hoboken, NJ, Wiley, 2011.
- [Hunt2006] I. Hunter, *Theory and design of microwave filters*, London: The Institution of Engineering and Technology, 2006.
- [Jarry2008] P. Jarry, J. Beneat, *Advanced Design Techniques and Realizations of Microwave and RF Filters*, NJ, Wiley, 2008.
- [Kim2018] M. Kim, R. Ge, X. Wu, X. Lan, J. Tice, J. C. Lee, “Akinwande D. Zero-static power radio-frequency switches based on MoS₂ atomrystals”, Nat Commun; vol. 9, pp. 1-7, 2018.
- [Kolu2002] B. M. Kolundžija, A. R. Djordjević, *Electromagnetic modeling of composite metallic and dielectric structures*, Norwood, MA: Artech House, 2002.
- [Kolu2005] 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.
- [Lee2005] J. H. Lee, S. Sarkar, S. Pinel, 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.

- [Lee2010] S. Lee, Y. Lee, “A planar dual-band filter based on reduced-length parallel coupled lines”, IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 20, no. 1, pp. 16-18, 2010.
- [Li2016] M. Li, K. Xu, Y. Bai, Y. Liu, Q. H. Liu, “Planar microstrip tri-mode bandpass filter using center-stub-loaded spiral resonator”, in Proc. of 2016 IEEE/ACES International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS) and Applied Computational Electromagnetics (ACES), Honolulu, HI, USA, pp. 1-2, 2016.
- [Lim2010] J. Lim, M. Nam, H. Choi, J. Lee, “Two-port balanced dual-band bandpass filter based on stepped impedance resonators”, in Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference, Yokohama, Japan, pp. 1114-1117, 2010.
- [Luto2004] 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.
- [Mans2000] R. R. Mansour, S. Ye, S. F. Peik, V. Dokas, B. Fitzpatrick, “Quasi-dual-mode resonators”, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 48, no. 12, pp. 2476-2481, 2000.
- [Mark2018] I. Marković, M. Potrebić, D. Tošić, “Main-line memristor mounted type loaded-line phase shifter realization”, Microelectron Eng; pp. 185–186: 48–54, 2018.
- [Micro2011] *Microwave Filter Synthesis*, Special issue of IEEE Microwave Mag, vol. 12, no. 6, October, 2011.
- [Mo2009] S.-G. Mo, Z.-Y. Yu L. Zhang: “Design of triple—mode bandpass filter using improved hexagonal loop resonator”, Progress in Electromagnetics Research, Vol. 96, pp. 117–125, 2009.
- [Peng2015] H.-S. Peng, Y.-C. Chiang, “Microstrip diplexer constructed with new types of dual-mode ring filters”, IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 25, no. 1, pp. 7-9, 2015.
- [Petr2010] V. V. Petrović, D. V. Tošić, A. R. Đorđević, *Mikrotalasna pasivna kola*, Beograd: Elektrotehnički fakultet, elektronsko izdanje, 2010.
- [Pi2015] S. Pi, M. Ghadiri-Sadrabadi, J. C. Bardin, Q. Xia, “Nanoscale memristive radiofrequency switches”, Nat Commun vol. 6, pp. 1-9, 2015.
- [Pi2016] S. Pi, M. Ghadiri-Sadrabadi, J. C. Bardin, Q. Xia, “Memristors as radiofrequency switches”, In Proceedings of the 2016 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Montreal, Canada, pp. 377–380, 2016.
- [Plaz2014] A. Plazinić, M. Potrebić, D. Tošić, “Minijaturizacija filtera realizovanih pomoću rezonatora sa dve rezonantne učestanosti korišćenjem višeslojne tehnike”, Zbornik radova 58. konferencije ETRAN, Vrnjačka Banja, Srbija, pp. MT1.1.1-4, jun, 2014.
- [Plaz2015] A. Plazinić, M. Potrebić, D. V. Tošić, “Circuit model of microwave dual-band bandpass filter”, in Proc. of the 12th International Conference on Applied Electromagnetics (IEEC 2015), Niš, Serbia, pp. 81-82, 2015.
- [Plaz2016] A. Plazinić, M. Potrebić, D. Tošić, Milan Plazinić, “Minijaturizacija mikrotalasnog planarnog filtra višeg reda”, Tehnika, vol. 71, no. 4, pp. 579-584, 2016.
- [Plaz2017] A. Plazinić, M. Potrebić, D. Tošić, M. Plazinić, “Compact microwave triple - mode bandpass filter in planar technology”, Serbian Journal of Electrical Engineering, vol.14, no.2, pp. 217-228, June 2017.

- [PlaPo2017] A. Plazinić, M. Potrebić, D. Tošić, “Compact microwave multilayer dual-band bandpass filter with folded dual-mode resonators”, *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, vol. 19, no. 5-6, pp. 352–358, May–June, 2017.
- [PlaPo2018] M. Potrebić, D. Tošić, A. Plazinić, “Reconfigurable multilayer dual-mode bandpass filter based on memristive switch”, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 97, pp. 290–298, December 2018.
- [Potr2012] M. Potrebić, D. V. Tošić, “A novel design of a compact multilayer resonator using double-sided microstrip”, *Optoelectronics and advanced materials – Rapid communications*, vol. 6, no. 3-4, pp. 441-445, 2012.
- [Potr2015] M. Potrebić, D. Tošić, “Application of memristors in microwave passive circuits”, *Radioengineering*; 24(2): pp. 408–419, 2015.
- [Potr2017] M. Potrebić, D. Tošić, D. Biolek, “RF/microwave applications of memristors”, In: Vaidyanathan S, Volos C, editors. *Advances in Memristors, Memristive Devices and Systems*, Cham, Switzerland: Springer; pp. 159–185, chapter 7, 2017.
- [PotrII2017] M. Potrebić, D. Tošić, “Potential applications of memristors in microwave circuits”, In *Proceedings of the 13th International Conference on Applied Electromagnetics (PIEC)*, Niš, Serbia; I2 1-4. ISBN: 978-86-6125-185-6 (invited lecture), 2017.
- [Potr2018] M. Potrebić, D. Tošić, D. Biolek, “Reconfigurable microwave filters using memristors”, *Int J Circ Theor App*, vol. 46, pp. 113–121, 2018.
<https://doi.org/10.1016/j.aeue.2018.10.032>
- [Pozar2001] D. M. Pozar, *Microwave and RF wireless systems*, New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [Rado2014] V. Radonić, V. Crnojević-Bengin, A. Baskakova, I. Vendik, “Multilayer microwave diplexers based on dual-mode resonators for ISM/WiFi bands”, in *Proc. of the 14th Mediterranean Microwave Symposium*, Marrakech, Morocco, pp. 1-4, 2014.
- [Swan2007] D. G. Swanson, “Narrow-band microwave filter design”, *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 5, pp. 105–114, 2007.
- [Vaid2017] S. Vaidyanathan, C. Volos (Eds), “Advances in Memristors, Memristive Devices and Systems”, *Studies in Computational Intelligence* vol. 701. Cham, Switzerland: Springer; 2017.
- [Wipl2015] WIPL-D Pro 13.0, 3D Electromagnetic Solver, WIPL-D d.o.o., Belgrade, Serbia, 2015. [online] <http://www.wipl-d.com>
- [Xu2014] K. D. Xu, Y. H. Zhang, L. Wang, M. Q. Yuan, Y. Fan, W. T. Joines, “Two memristor SPICE models and their applications in microwave devices”, *IEEE T Nanotechnol*, pp. 13(3): 607–616, 2014.
- [Yang2014] S. Yang, L. Lin, J. Chen, K. Deng, C.-H. Liang, “Design of compact dual-band bandpass filter using dual-mode stepped-impedance stub resonators”, *Electronics letters*, vol. 50, no. 8, p. 611-613, 2014.
- [Zhan2007] X. Y. Zhang, Q. Xue, “Novel dual-mode dual-band filters using coplanar-waveguide-fed ring resonators”, *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 55, no. 10, pp. 2183-2190, 2007.
- [Zhan2012] R. Zhang, L. Zhu, “A new triple-mode microstrip bandpass filter using a patch-loaded cross resonator”, in *Proc. of 2012 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, Montreal, QC, Canada, pp. 1-3, 2012.

- [Zhou2011] C. Zhou, Y. Guo, S. Yan, “A compact dual-band filter based on dual-mode resonators”, in Proc. of the Asia-Pacific Microwave Conference, Melbourne, VIC, USA, pp. 1278-1281, 2011.

Биографија аутора

Ана М. Плазинић је рођена 26.12.1989. године у Чачку, Србија. Основну школу и Гимназију завршила је у Чачку са одличним успехом, као носилац Вукове дипломе и ђак генерације.

Електротехнички факултет Универзитета у Београду уписала је школске 2008/09. године. Дипломирала је на Одсеку за телекомуникације и информационе технологије у септембру 2012. године.

Мастер студије на Електротехничком факултету, на смеру за Микроталасну технику, уписала је 2012. године, а мастер рад под насловом “Микроталасни филтри реализовани помоћу планарних резонатора са две резонантне учестаности” је урадила под менторством проф. др Милке Потребих и одбранила у септембру 2013. године са највишом оценом.

Докторске студије на Факултету техничких наука у Чачку Универзитета у Крагујевцу је уписала 2013. године, на смеру Електротехничко и рачунарско инжењерство на модулу Савремени материјали и технологије у електротехници.

Од школске 2013/14. године до данас је ангажована као асистент на Катедри за општу електротехнику и електронику где изводи вежбе у оквиру предмета Основе телекомуникација, Основе електротехнике 1, Основе електротехнике 2, Практикум из основа електротехнике 2.

На предлог ментора др. Милке Потребих постала је чан истраживачког тима на пројекту ICT COST Action IC1401 Memristors - Devices, Models, Circuits, Systems and Applications (MemoCiS), 2014 - 2018. Од 7-9. маја 2016. године је присуствовала семинару 2nd MemoCiS Training School on Memristor Theory, Models and Device Technology, одржаном на Сардинији, Италија, где је оквиру постер сесије младих истраживача презентovala своје истраживање под насловом “Reconfigurable microwave filter based on memristors”.

Активно говори енглески језик, а поседује и основно знање немачког језика.

Докторске студије уписала је школске 2013/14. године на Факултету техничких наука у Чачку Универзитета у Крагујевцу, на смеру Електротехничко и рачунарско инжењерство, на модулу Савремени материјали и технологије у електротехници, где је положила све испите и урадила све обавезе предвиђене планом и програмом докторских студија. 2017. године је одобрена тема докторске дисертације на Универзитету у Крагујевцу. 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.

Била је учесник националних и међународних конференција. Објавила је неколико радова из области Микроталасне технике и Телекомуникација као аутор и коаутор. Радови чији је први аутор или коаутор прихваћени су и презентовани на међународним и домаћим конференцијама. Два рада су објављена у домаћим часописима, а два рада у међународним часописима са impact factor-ом.

Објављени радови

Радови у часописима међународног значаја са impact factor-ом:

1) **A. Plazinić**, M. Potrebić, D. Tošić, “Compact microwave multilayer dual-band bandpass filter with folded dual-mode resonators”, *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, vol. 19, no. 5-6, May–June 2017, pp. 352–358, 2017, Print ISSN: 1454-4164, Online ISSN: 1841-7132, M23.

2) M. Potrebić, D. Tošić, **A. Plazinić**, “Reconfigurable multilayer dual-mode bandpass filter based on memristive switch”, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 97, pp. 290–298, December 2018, M22. DOI: 10.1016/j.aeue.2018.10.032, ISSN: 1434-8411.

Радови у домаћим часописима:

3) **A. Plazinić**, M. Potrebić, D. Tošić, M. Plazinić, “Compact microwave triple-mode bandpass filter in planar technology”, *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol.14, no.2, pp. 217–228, June 2017, ISSN:1451-4869, M24.

4) **A. Plazinić**, M. Potrebić, D. Tošić, M. Plazinić, “Minijaturizacija mikrotalasnog planarnog filtra višeg reda”, *Tehnika*, vol. 71, no. 4, pp. 579–584, 2016. DOI: 10.5937/tehnika1604579P, UDC: 621.3.049.76, ISSN: 0040-2176, M52.

Рад саопштен на међународном научном скупу:

5) **A. Plazinić**, M. Potrebić, D. Tošić, “Circuit model of microwave dual-band bandpass filter”, in *Proceedings of the 12th International Conference on Applied Electromagnetics (ПЕС 2015)*, Niš, Serbia, August 31–September 2, 2015. ISBN: 978-86-6125-145-0, pp. 81–82, M33.

6) **A. Plazinić**, M. Potrebić, Z. Cvetković: “Microwave bandpass filter design using a triple-mode resonator”, XIV International SAUM Conference Niš, Serbia, November 14-16, 2018. (презентован рад)

Рад саопштен на међународном научном скупу штампан у изводу:

7) **A. Plazinić**, “Reconfigurable microwave filter based on memristors”, 2nd MemoCIS Training School on Memristor Theory, Models and Device Technology, Alghero, Italy, May 7-9, 2016, M34.

Радови саопштени на домаћим научним скуповима:

8) **A. Plazinić**, M. Potrebić, D. Tošić, “Miniјaturizacija filtara realizovanih pomoću rezonatora sa dve rezonantne učestanosti korišćenjem višesloјne tehnike”, Zbornik radova 58. konferencije ETRAN, Vrnjačka Banja, Srbija, 2-5 јun, 2014, pp. MT1.1.1-4. ISBN: 978-86-80509-70-9, M63.

9) **A. Plazinić**, M. Potrebić, “Kompaktan višesloјni filter sa dva propusna opsega”, Zbornik 59. konferencije ETRAN, Srebrno jezero, Srbija, 8–11 јun, 2015, pp. MT1.2 1–4. ISBN: 978-86-80509-72-3, M63.