

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ  
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Марија В. Мрвић

**МИКРОТАЛАСНИ ФИЛТРИ  
НЕПРОПУСНИЦИ ОПСЕГА СА  
РЕЗОНАНТНИМ ПРЕГРАДАМА У *E*- И  
*H*-РАВНИ ТАЛАСОВОДА**

Докторска дисертација

Београд, 2018.

UNIVERSITY OF BELGRADE  
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Marija V. Mrvić

**MICROWAVE BANDSTOP FILTERS  
USING RESONANT INSERTS PLACED IN  
*E*-PLANE AND *H*-PLANE OF  
WAVEGUIDE**

Doctoral Dissertation

**Belgrade, 2018.**

МЕНТОР:

Др Милка Потребих, ванредни професор  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

ЧЛАНОВИ КОМИСИЈЕ:

др Милка Потребих, ванредни професор  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Дејан В. Тошић, редовни професор  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Злата Цветковић, редовни професор  
Универзитет у Нишу – Електронски факултет

др Бранко Колунџија, редовни професор  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Наташа Нешковић, редовни професор  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Датум одбране:

---

## *Изјаве захвалности*

Желим најискреније да се захвалим свом ментору, проф. др Милки Потребих на континуираном учествовању, драгоценим саветима и подршци током мојих докторских студија од тренутка уписивања до одбране докторске дисертације. Несебично ме је научила вештинама научног истраживања и концептима на којима се заснива ова дисертација. Истрајност и спремност да помогне, уз потпуну ангажованост у свакој етапи израде дисертације су допринели да вишегодишњи рад на овако обимном истраживању протекне у позитивној атмосфери.

Посебно се захваљујем проф. др Дејану Тошићу, на усмеравањима и подстицају у домену избора најпре теме мастер рада а затим и области докторске тезе, који су осветлили правац и фокус истраживања, као и предлозима током реализације студија чијим је усвајањем ова теза написана у оваквом облику.

Неизмерну захвалност упућујем проф. др Бранку Колунџији, на свеобухватној помоћи и предусретљивости. Његови стручни савети и несебично преношење инжењерских вештина су имали велики утицај на мој професионални развој од најранијих почетака. Захваљујем се на уступљеном софтверу, који је олакшао и унапредио процес истраживања прецизним резултатима добијеним рачунарском анализом.

На почетку докторских студија, имала сам привилегију да сарађујем са проф. др Наташом Нешковић, којој се захваљујем на пруженим сугестијама, стручним питањима и саветима приликом новог, додатног сагледавања резултата истраживања.

Проф. др Злати Цветковић се захваљујем на искреној подршци и помоћи у логистици. Њена висока мотивација за сарадњу, од самог почетка мог научно-истраживачког искуства на конференцијама на Електронском факултету, обогатила је мој рад за једну нову димензију.

Велику захвалност изражавам доц. др Миодрагу Тасићу, који је несебично и ефикасно помогао око техничких појединости приликом процеса истраживања и публикавања резултата, када год се за тим указала потреба.

Посебно се захваљујем проф. др Милану Илићу, на уложеном труду током сарадње на почетку мојих докторских студија, да употпуним своја знања у домену нумеричке електромагнетике и смерницама приликом развоја софтвера за прорачун електромагнетских поља.

Највећу захвалност дугујем мојој мајци, проф. др Верици Мрвић и сестри Јелени Мрвић, мастер инжењеру електротехнике и рачунарства. Мајци, јер ми је у најранијим почецима приближила и занимљиво предочила науку и експериментално истраживање, а сестри јер је пружила велику техничку подршку и сугестије током израде дисертације када год је било потребно. Најважније, њима двома хвала на безусловној љубави, охрабрењу и подршци у намери да се посветим докторату, без којих стварање ове дисертације не би било могуће.

*Мајци Верици и сестри Јелени*

## МИКРОТАЛАСНИ ФИЛТРИ НЕПРОПУСНИЦИ ОПСЕГА УЧЕСТАНОСТИ У *E*- И *H*-РАВНИ ПРАВОУГАОНОГ ТАЛАСОВОДА

### Резиме

Предмет проучавања ове дисертације представљају минијатуризовани филтри непропусници опсега учестаности који користе резонантне преграде у *E* и *H*-равни правоугаоног таласовода. У дисертацији се полази од основне теоријске претпоставке, да се уметањем штампаног дисконтинуитета у правоугаони таласовод може реализовати филтар непропусник опсега учестаности. У складу са тим, дисконтинуитети у виду штампаног кола се позиционирају у *E*- или у *H*-раван таласовода. За базичне елементе штампаних преграда су изабрани четвртталасни и полуталасни резонатори.

Предложена тема докторске дисертације има значајно утемељење у погледу решавања проблема минијатуризације микроталасних компоненти које представљају саставни део комуникационих система. Услед непрекидног развоја комуникационих сервиса, долази до пораста експлоатације спектра где је потребно ефикасно издвојити корисни сигнал од шума. Предности филтара, имплементираних у техници таласовода у односу на планарне, се огледају у фактору доброте и снази, а недостаци у величини компоненте. Обзиром да налазе значајну примену у системима где су потребне велике снаге и мали губици, пројектовање ове класе филтара представља захтеван процес јер мора да истовремено задовољи више критеријума.

Циљ истраживања је усмерен на пројектовање компактних таласоводних филтара вишег реда, са више непропусних опсега учестаности. Резонантне преграде се постављају у *E*- или у *H*-раван правоугаоног таласовода. Упоредо, истраживање се бави развојем генерализованих еквивалентних електричних шема за сваки од ова два типа филтара. Развој еквивалентних шема је својеврстан допринос пројектовању филтара, обзиром да се помоћу симулација кола може пратити утицај избора вредности параметара кола на одзив филтра, чиме се

омогућава оптимизација филтра а да притом симулације нису временски и рачунарски захтевне као тродимензионалне електромагнетске симулације. Приликом развоја еквивалентне шеме, посебан нагласак је стављен на моделовање спрегнутих резонатора и симболичко одређивање параметара спреге.

Научни допринос докторске дисертације су нови методи пројектовања компактних микроталасних филтара вишег реда са више непропусних опсега учестаности са штампаним резонантним преградама постављеним у  $E$ -равни или  $H$ -равни правоугаоног таласовода. Окосница предложеног метода пројектовања филтара са више непропусних опсега је чињеница да не постоји нежељена спрега између резонатора који учествују у реализацији специфицираних опсега. Основни концепт постизања компактности је меандрирање штампаних водова резонатора у циљу смањења површине коју заузимају на диелектричном носачу. У погледу постизања компактности филтара, вишег реда са више непропусних опсега, технике минијатуризације се примењују у зависности од равни у којој се преграда позиционира. У циљу смањења дужине филтра, са преградом у  $H$ -равни правоугаоног таласовода, предлаже се минијатуризација инвертора. Представљене компакне имплементације карактеришу се независном контролом сваког од пројектованих опсега. Упоредна анализа карактеристика предложених нових реализација са карактеристикама решења објављених у литератури представља значајан део ове дисертације, непосредно илуструјући њен допринос.

Додатни допринос се огледа у унапређењу карактеристика филтара пропусника опсега учестаности. Традиционална имплементација која користи спрегнуте полуталасне резонаторе је значајно побољшана употребом додатних четвртталасних резонатора. У зависности од тога да ли је резонантна учестаност четвртталасног резонатора подешена на вредност из пропусног опсега филтра или ван њега, могуће остварити различите функционалности – боље потискивање у непропусном опсегу филтра и поделу широког пропусног опсега на уже подопсеге.

**Кључне речи:** микроталасни филтри, таласоводни филтар, четвртталасни резонатор, полуталасни резонатор, еквивалентна шема, спрегнути резонатори, филтри непропусници опсега, минијатуризација

**Научна област: Техничке науке, Електротехника**

**Ужа научна област: Микроталасна техника**

**УДК број: 621.3**



# MICROWAVE BANDSTOP FILTERS USING RESONANT INSERTS PLACED IN *E*-PLANE AND *H*-PLANE OF WAVEGUIDE

## Abstract

The scope of the study of the dissertation are miniaturized bandstop filters based on resonant inserts placed within *E*-plane or *H*-plane of rectangular waveguides. Starting point is the hypothesis that bandstop filter can be designed by placing discontinuities within rectangular waveguide. Accordingly, printed-circuit inserts are positioned in *E*-plane or *H*-plane of waveguide. Quarter-wave resonators and half-wave resonator are chosen as fundamental elements of considered inserts.

The topic of the dissertation has solid foundation in miniaturization of microwave components problem solving. Since the rapidly developing communications services, frequency spectrum is extensively exploited imposing efficient filtering as a requirement, so useful signals are distinguished from noise and unwanted frequency components. The advantages of the waveguide filters compared to planar filters are in quality factor and power handling capability, and major disadvantage is the size of the waveguide component. Being core devices in systems where low losses and high power levels are required, waveguide filter design is demanding process since several criteria should be satisfied.

The aim of the research is focused towards compact waveguide high order filter design with multiple stopbands. Resonating inserts are positioned in *E*-plane or *H*-plane of rectangular waveguide. Simultaneously, the research is oriented towards the development of generalized equivalent electrical circuit of the multiband bandstop filter. Development of the equivalent electrical circuit represents contribution intended for fast filter design since circuit simulations provide insight how circuit parameters affect filter response thus enhancing filter optimization, while simulations are not time and memory consuming as three-dimensional electromagnetic simulations. The main focus is towards the modelling of coupled resonators and symbolic analysis of coupling parameters.

The scientific contribution of the dissertation are novel design methods for compact microwave higher order *E*-plane or *H*-plane waveguide filters with multiple

independently controlled stopbands. The core of the proposed method for design compact higher order filter are multiple stopbands that are independently tuned, since there is no unwanted coupling between resonators intended for different stopbands. The concept behind miniaturization relies on the technique of segmentation of straight-line resonator strip based on folding, so that resonator occupies the smallest possible area. Several miniaturization techniques are considered regarding compactness of higher order filter with multiple stopbands. They extend the basic concept and are applied in accordance with the type of the filter to be implemented, whether it is *E*-plane or *H*-plane filter. With the aim of reducing the length of the *H*-plane filter, strategy of inverter miniaturization based on replacement of the conventional quarter-wave inverter by the shorter one is presented. Presented compact solutions feature flexible control of specified stopbands. Comparative analysis of proposed solutions and corresponding filters found in literature is conducted and exposed.

Additional contribution is made regarding *E*-plane bandpass waveguide filter design. Traditional implementation which use coupled half-wave resonators is outperformed by using quarter-wave resonators that exhibit bandstop characteristics. Depending whether the resonant frequency of the quarter-wave resonator is located within passband or stopband of the bandpass filter, it is possible to achieve different functionalities – advanced stopband attenuation and division of wide band to narrow sub-bands.

**Keywords:** microwave filters, waveguide filter, quarter-wave resonator, half-wave resonator, equivalent network, coupled resonators, bandstop filters, miniaturization

**Scientific area:** Technical sciences, Electrical engineering

**Specific scientific area:** Microwave engineering

**UDC number:** 621.3

# Садржај

<b>1</b>	<b>Увод.....</b>	<b>1</b>
1.1	Организација дисертације.....	4
<b>2</b>	<b>Системи за вођење .....</b>	<b>6</b>
2.1	Системи за вођење електромагнетских таласа .....	6
2.1.1	Типови таласа.....	10
2.1.2	ТЕМ таласи.....	10
2.1.3	ТЕ и ТМ таласи .....	11
2.2	Правоугаони таласовод .....	12
2.2.1	ТЕ и ТМ таласи у правоугаоном таласоводу .....	13
2.2.2	Максимална снага која се може пренети таласоводом .....	17
<b>3</b>	<b>Филтри .....</b>	<b>19</b>
3.1	Пројектовање филтара.....	19
3.1.1	Спецификација.....	20
3.1.2	Апроксимација.....	22
3.1.3	Реализација.....	24
3.1.4	Имплементација.....	25
3.1.5	Студија имперфекције.....	25
3.2	Прототип филтра .....	26
3.2.1	ABCD матрице и електрична дужина одсечка вода.....	29
3.2.2	Ричардсова трансформација .....	31
3.2.3	Куродини идентитети.....	31
3.2.4	Импедансни и адмитансни инвертори.....	33
3.3	Резонатори.....	34
3.3.1	Четвртталасни резонатори .....	35
3.3.2	Полуталасни резонатори .....	36
<b>4</b>	<b>Таласоводни филтри .....</b>	<b>37</b>
4.1	Преглед литературе .....	37
4.1.1	Таласоводни резонатори .....	38
4.1.2	Таласоводни филтри у $E$ -равни .....	39

4.1.3	Таласоводни филтри у $H$ -равни.....	42
4.1.4	Реконфигурабилни таласоводни филтри.....	44
4.1.5	Адитивна технологија производње.....	44
4.1.6	Планарни филтри.....	45
4.2	Моделовање структура.....	46
4.2.1	Анализа тродимензионалних структура.....	46
4.2.2	Естимација максималне снаге.....	48
4.2.3	Моделовање кола.....	50
4.3	Израда лабораторијског прототипа.....	50
4.3.1	Припрема за фабрикацију.....	51
4.3.2	Фабрикација и пост-фабрикацијски (контролни) поступак.....	52
4.3.3	Успостава мерног система.....	53
<b>5</b>	<b>Филтри у <math>E</math>-равни правоугаоног таласовода.....</b>	<b>56</b>
5.1	Филтри са четвртталасним резонаторима.....	56
5.1.1	Четвртталасни таласоводни резонатор.....	56
5.1.2	Еквивалентна шема таласоводног четвртталасног резонатора.....	60
5.1.3	Филтри са четвртталасним резонаторима везаним за наспрамне зидове правоугаоног таласовода.....	64
5.1.4	Филтри са четвртталасним резонаторима везаним за исти зид правоугаоног таласовода.....	71
5.2	Филтри са полуталасним резонаторима.....	93
5.2.1	Полуталасни таласоводни резонатор у $E$ -равни.....	93
5.2.2	Филтар другог реда са једним непропусним опсегом са полуталасним резонаторима.....	98
5.2.3	Филтар трећег реда са једним непропусним опсегом са полуталасним резонаторима.....	100
5.2.4	Филтар другог реда са два непропусна опсега са полуталасним резонаторима.....	102
<b>6</b>	<b>Филтри у <math>H</math>-равни правоугаоног таласовода.....</b>	<b>104</b>
6.1	Полуталасни таласоводни резонатор у $H$ -равни.....	104
6.1.1	Алгоритам пројектовања таласоводног резонатора у $H$ -равни.....	105
6.1.2	Еквивалентна шема полуталасног резонатора у $H$ -равни.....	112
6.2	Филтар непропусник опсега учестаности у $H$ -равни.....	113

6.2.1	Еквивалентна шема филтра непропусника опсега са преградама у $H$ -равни правоугаоног таласовода .....	115
6.3	Филтар трећег реда са два непропусна опсега учестаности.....	117
6.4	Компактни таласоводни филтар трећег реда са два непропусна опсега учестаности .....	118
6.4.1	Еквивалентна шема компактног филтра са два непропусна опсега учестаности у $H$ -равни .....	123
6.4.2	Експериментална верификација компактног филтра са два непропусна опсега учестаности у $H$ -равни .....	125
<b>7</b>	<b>Таласоводни филтри пропусници опсега учестаности ..</b> .....	<b>128</b>
7.1.1	Таласоводни филтри пропусници опсега учестаности реализовани са металном преградом.....	128
7.1.2	Повећање селективности филтра пропусника опсега учестаности применом четвртталасних резонатора.....	134
7.1.3	Подела пропусног опсега филтра применом четвртталасних резонатора .....	141
<b>8</b>	<b>Закључак.....</b>	<b>144</b>

## Списак слика

Слика 2.1	Фазна и групна брзина.....	8
Слика 2.2	Метални таласовод правоугаоног попречног пресека.....	12
Слика 2.3	Линије магнетског (- - -) и електричног поља (—) у правоугаоном таласоводу за: а) $TE_{10}$ б) $TE_{11}$ мод [Petr2010] .....	15
Слика 2.4	Линије магнетског (- - -) и електричног поља (—) у правоугаоном таласоводу за: а) $TM_{11}$ б) $TM_{21}$ мод [Petr2010] .....	17
Слика 2.5	Распоред критичних учестаности $TE_{mn}$ и $TM_{mn}$ модова унутар правоугаоног таласовода за који важи да је $b=a/2$ .....	17
Слика 3.1	Спецификација амплитудске карактеристике филтра који пропушта: (а) ниске, (б) високе, (в) опсег учестаности [Petr2010] .....	21
Слика 3.2	(а) <i>Butterworth</i> -ова и (б) <i>Tschebyscheff</i> -љева апроксимација [Petr2010].....	22
Слика 3.3	Апроксимације: (а) Елиптичка и (б) <i>Bessel</i> -ова .....	23
Слика 3.4	Општа шема каскадне реализације.....	24
Слика 3.5	Лествичаста реализација и могући састав грана лествичасте мреже .....	24
Слика 3.6	Лествичаста <i>LC</i> -реализација нископропусног филтра.....	26
Слика 3.7	Паралелна адмитанса, редна импеданса и одсечак вода са придруженим <i>ABCD</i> матрицама [Petr2010].....	30
Слика 3.8	Трансформација елемената прототипа у одсечак вода.....	31
Слика 3.9	Куродин идентитет за трансфигурацију редног краткоспојеног огранка у паралелни отворен огранак .....	32
Слика 3.10	Куродин идентитет за трансфигурацију паралелног отвореног огранка у редни краткоспојени огранак .....	32
Слика 3.11	Шема имитансног инвертора .....	33
Слика 3.12	Четвртталасни резонатор и еквивалентни <i>LC</i> -резонатор: а) краткоспојени резонатор и паралелна <i>LC</i> -мрежа б) отворени резонатор и редна <i>LC</i> -мрежа .....	35
Слика 3.13	Полуталасни резонатор и еквивалентни <i>LC</i> -резонатор.....	36
Слика 4.1	Функционална декомпозиција таласоводне структуре .....	47
Слика 4.2	Таласоводни филтар са преградом у <i>E</i> -равни: а) моделован у <i>Pro</i> верзији б) моделован у <i>CAD</i> верзији .....	49

Слика 4.3	Коначан изглед нацртаних резонантних преграда припремљених за фабрикацију за $E$ - и $H$ -раван .....	52
Слика 4.4	Постављање развијеног филма на материјал пред потапање у киселину .....	52
Слика 4.5	Изглед плочице моделоване у софтверу 1) софтверу за потребе комплетне анализе филтра и у 2) софтверу за CNC машину пред сечење држача.....	54
Слика 4.6	а) Одсечак WR-90 правоугаоног таласовода б) Agilent N5227A PNA векторски анализатор мреже .....	55
Слика 5.1	Тродимензионални модел четвртталасног таласоводног резонатора .....	57
Слика 5.2	Промена резонантне учестаности резонатора у зависности од промене параметра $d_1$ .....	58
Слика 5.3	Промена резонантне учестаности резонатора у зависности од промене ширине вода $c$ .....	58
Слика 5.4	Таласоводни четвртталасни меандрирани резонатор.....	59
Слика 5.5	Поређење амплитудских карактеристика меандрираног резонатора за различите вредности савијутка $m$ .....	60
Слика 5.6	Еквивалентно коло четвртталасног таласоводног резонатора. 61	
Слика 5.7	Поређење амплитудских карактеристика тродимензионалног електромагнетског модела резонатора и његове еквивалентне шеме .....	62
Слика 5.8	WIPL-D модел таласоводног четвртталасног резонатора резонантне учестаности 11 GHz .....	62
Слика 5.9	Поређење амплитудских карактеристика 3Д ЕМ модела резонатора резонантне учестаности 11 GHz и његове еквивалентне шеме.....	63
Слика 5.10	Филтар са једним непропусним опсегом на 11 GHz: а) 3Д ЕМ модел б) WIPL-D модел.....	64
Слика 5.11	Поређење амплитудских карактеристика филтра са слике 5: а) случај када се мења параметар $d_{11}$ , а остали параметри су фиксирани, б) случај када се мења ширина штампаног вода, а остали параметри су фиксирани .....	65
Слика 5.12	WIPL-D модел филтра првог реда са два непропусна опсега учестаности.....	66
Слика 5.13	Фреквенцијски одзив филтра са два непропусна опсега са слике 5.12.....	66
Слика 5.14	Филтар са два непропусна опсега учестаности: а) тродимензионални модел б) WIPL-D модел .....	68
Слика 5.15	Амплитудски одзив филтра другог реда са два непропусна опсега учестаности.....	69

Слика 5.16	Филтар са три непропусна опсега: а) тродимензионални модел б) WIPL-D модел .....	70
Слика 5.17	Фреквенцијски одзив филтра другог реда са три непропусна опсега учестаности.....	71
Слика 5.18	Филтар другог реда на 9 GHz: а) тродимензионални модел б) WIPL-D модел .....	72
Слика 5.19	Поређење амплитудских карактеристика филтра са слике 5.18 за различите вредности растојања између резонатора .....	72
Слика 5.20	Поређење амплитудских карактеристика филтра другог реда за различите вредности ширине вода $c$ када је растојање фиксирано на $R = 8 \text{ mm}$ .....	73
Слика 5.21	Промена централне учестаности филтра другог реда у зависности од промене дужине штампаног вода када је растојање фиксирано на $R = 8 \text{ mm}$ .....	74
Слика 5.22	Модел за распрезање резонатора од приступа: а) тродимензионални модел б) WIPL-D модел .....	75
Слика 5.23	Приказ параметра $S_{21}$ за различита међусобна растојања два резонатора који су распрегнути од приступа .....	75
Слика 5.24	Филтар другог реда са централном учестаности од 11 GHz.....	76
Слика 5.25	Поређење амплитудских карактеристика филтра за различите вредности растојања између резонатора.....	77
Слика 5.26	Еквивалентна шема таласоводног филтра непропусника опсега учестаности.....	79
Слика 5.27	Еквивалентна електрична шема таласоводног филтра другог реда са једним непропусним опсегом учестаности .....	80
Слика 5.28	Поређење амплитудских карактеристика тродимензионалног електромагнетског модела таласоводног филтра непропусника опсега учестаности и његове еквивалентне електричне шеме .	82
Слика 5.29	Тродимензионални модел неминијатуризованог филтра другог реда са два непропусна опсега .....	83
Слика 5.30	Тродимензионални модел минијатуризованог филтра другог реда са два непропусна опсега .....	84
Слика 5.31	Лабораторијски прототип таласоводног филтра другог реда са два непропусна опсега учестаности .....	85
Слика 5.32	Поређење симулираних и измерених фреквенцијских одзива филтара другог реда са два непропусна опсега учестаности....	85
Слика 5.33	Еквивалентно електрично коло филтра другог реда са два непропусна опсега учестаности.....	86
Слика 5.34	Поређење фреквенцијског одзива тродимензионалног модела филтра другог реда са два непропусна опсега и његове еквивалентне електричне шеме .....	87



Слика 5.35	Ултра-компактни филтар са два непропусна опсега учестаности (приказ обе стране преграде јер су на свакој страни штампани резонатори) .....	87
Слика 5.36	Поређење амплитудских карактеристика оригиналног неминијатуризованог филтра и ултра-компактног филтра са два непропусна опсега учестаности.....	88
Слика 5.37	Расподела електричног поља унутар таласовода у случају побуде доминантним $TE_{10}$ модом.....	90
Слика 5.38	Филтар другог реда са три непропусна опсега учестаности.....	91
Слика 5.39	Амплитудска карактеристика таласоводног филтра у $E$ -равни са три непропусна опсега учестаности .....	92
Слика 5.40	Тродимензионални модел полуталасног таласоводног резонатора у $E$ -равни .....	94
Слика 5.41	Амплитудски одзив таласоводног правоугаоног резонатора са прорезом у $E$ -равни .....	94
Слика 5.42	Тродимензионални модел полуталасног правоугаоног резонатора у $E$ -равни, резонантне учестаности 11 GHz .....	95
Слика 5.43	Амплитудски одзив резонатора са слике 5.42, оригиналне и оптимизоване дужине .....	95
Слика 5.44	Могуће оријентације правоугаоног полуталасног штампаног резонатора у $E$ -равни .....	96
Слика 5.45	Амплитудски одзив полуталасног таласоводног резонатора за све оријентације прореза: а) са оригиналним дужинама б) након оптимизације дужине резонатора .....	97
Слика 5.46	Филтар другог реда са једним непропусним опсегом који користи полуталасне савијене резонаторе.....	98
Слика 5.47	Поређење амплитудских карактеристика филтра са слике 5.46 за различите вредности међусобне удаљености резонатора на прегради .....	99
Слика 5.48	Померање централне учестаности филтра подешавањем параметра дужине штампаног вода полуталасног резонатора	100
Слика 5.49	Филтар трећег реда са једним непропусним опсегом учестаности: а) тродимензионални модел б) WIPL-D модел .	101
Слика 5.50	Поређење амплитудских одзива филтра трећег реда за различите вредности растојања између полуталасних резонатора .....	101
Слика 5.51	Једна страна преграде са штампаним резонаторима филтара другог реда са два непропусна опсега.....	103
Слика 5.52	Поређење амплитудских карактеристика појединачних филтара са једним непропусним опсегом и филтра са два непропусна опсега.....	103

Слика 6.1	Тродимензионални таласоводни полуталасни резонатор који користи штампане преграде у $H$ -равни .....	106
Слика 6.2	Амплитудски одзиви таласоводног резонатора који примењује различите типове преграда.....	107
Слика 6.3	Промена резонантне учестаности у зависности од укупне дужине резонатора .....	108
Слика 6.4	Промена резонантне учестаности у зависности од помераја резонатора дуж вертикалне осе таласовода.....	110
Слика 6.5	Поређење перформанси квадратног и правоугаоног резонатора у погледу промене резонантне учестаности унутар $X$ -опсега...	111
Слика 6.6	Еквивалентно коло полуталасног таласоводног резонатора ..	112
Слика 6.7	Поређење амплитудског одзива тродимензионалног електромагнетског модела резонатора и његове еквивалентне шеме.....	113
Слика 6.8	Тродимензионални модел филтра трећег реда са једним непропусним опсегом који примењује полуталасне резонаторе.....	114
Слика 6.9	Пример филтра са помереним резонаторима ка бочном зиду таласовода: а) WIPL-D модел б) поређење одзива филтра за случај померених резонатора и одзива филтра за централно постављене резонаторе .....	115
Слика 6.10	Еквивалентна шема таласоводног филтра непропусника опсега учестаности са слике 6.8.....	116
Слика 6.11	Поређење одзива тродимензионалног електромагнетског модела таласоводног филтра, трећег реда са преградама у $H$ -равни, и његовог еквивалентног електричног кола .....	116
Слика 6.12	Тродимензионални модел таласоводног филтра, трећег реда са два непропусна опсега, који користи полуталасне резонаторе.....	117
Слика 6.13	Компактни таласоводни филтар трећег реда са два непропусна опсега учестаности.....	119
Слика 6.14	Структура за прецизно позиционирање преграда унутар таласовода.....	121
Слика 6.15	Поређење амплитудских одзива компактног филтра трећег реда са два непропусна опсега и одзива појединачних филтара трећег реда.....	121
Слика 6.16	Поређење амплитудских одзива компактног филтра и оригиналног неминијатуризованог филтра трећег реда са два непропусна опсега учестаности.....	122
Слика 6.17	Еквивалентно електрично коло компактног филтра са два непропусна опсега учестаности.....	123

Слика 6.18	Поређење адмитанских параметара тродимензионалног електромагнетског модела и еквивалентног калема.....	124
Слика 6.19	Поређење амплитудских одзива компактног филтра трећег реда са два непропусна опсега и његовог еквивалентног електричног кола.....	125
Слика 6.20	Фабриковани филтар трећег реда са два непропусна опсега учестаности.....	126
Слика 6.21	Поређење симулираног и измереног амплитудског одзива компактног филтра трећег реда са два непропусна опсега учестаности.....	127
Слика 7.1	Резонатор са функцијом пропусног опсега реализован са металном решетком: а) тродимензионални модел б) WIPL-D модел .....	129
Слика 7.2	Амплитудски одзив таласоводног резонатора са металним преградама, када је фиксиран параметар $L_1$ .....	130
Слика 7.3	Амплитудски одзив филтра са металном решетком, када је фиксиран параметар $s$ .....	131
Слика 7.4	Тродимензионални модел филтра трећег реда са металном решетком.....	132
Слика 7.5	Поређење амплитудских одзива филтра трећег реда са металном решетком за различите вредности параметра: $s, s_1, L_1, L_2$ .....	133
Слика 7.6	Филтар пропусник опсега учестаности који користи четвртталасне резонаторе у $E$ -равни за повећање потискивања у непропусном опсегу.....	134
Слика 7.7	Поређење амплитудских одзива филтра трећег реда са металном решетком и филтра који примењује четвртталасне резонаторе за побољшање селективности .....	135
Слика 7.8	WIPL-D модел филтра трећег реда који примењује металну решетку и трансверзално постављене четвртталасне резонаторе, са укљученом и искљученом симетријом.....	136
Слика 7.9	Подешавање селективности филтра трећег реда који примењује металну решетку у лонгитудиналној равни трансверзално постављеним четвртталасним резонаторима.....	138
Слика 7.10	WIPL-D модел минијатуризованог филтра трећег реда са штампаном плочицом и централном учестаности од 9 GHz..	139
Слика 7.11	WIPL-D модел минијатуризованог филтра са четвртталасним резонаторима намењеним за подешавање селективности .....	139
Слика 7.12	Поређење амплитудских одзива минијатуризованог филтра пропусника опсега учестаности са централном учестаности 9 GHz и филтра са повећаном селективности .....	141
Слика 7.13	WIPL-D модел минијатуризованог филтра трећег реда са штампаном плочицом и централном учестаности од 10 GHz	142

Слика 7.14	WIPL-D модел минијатуризованог филтра трећег реда са штампаном плочицом који има централну учестаност 10 GHz.....	142
Слика 7.15	Поређење амплитудских одзива филтра пропусника опсега учестаности и филтра који примењује четвртталасне резонаторе за поделу пропусног опсега на уже подопсеге.....	143

## Списак табела

Табела 5.1	Параметри коришћеног супстрата RT/Duroid 5880 .....	57
Табела 5.2	Димензије четвртталасног резонатора пројектованог за резонантну учестаност 9 GHz (све димензије су дате у милиметрима).....	57
Табела 5.3	Параметри амплитудских одзива тродимензионалног електромагнетског модела и његове еквивалентне шеме .....	59
Табела 5.4	Утицај промене ширине штампаног вода на параметре амплитудског одзива .....	59
Табела 5.5	Параметри амплитудских одзива тродимензионалног електромагнетског модела и његове еквивалентне шеме .....	63
Табела 5.6	Централне учестаности и ширине непропусних опсега филтра (све вредности су изражене у GHz).....	67
Табела 5.7	Централне учестаности и ширине непропусних опсега филтра (све вредности су дате у GHz) .....	68
Табела 5.8	Димензије филтра другог реда са три непропусна опсега учестаности (све димензије су дате у милиметрима) .....	70
Табела 5.9	Димензије четвртталасног резонатора пројектованог за резонантну учестаност 9 GHz (све димензије су дате у милиметрима).....	71
Табела 5.10	Промена ширине непропусног опсега у зависности од растојања између резонатора .....	73
Табела 5.11	Утицај ширине вода на параметре амплитудског одзива филтра .....	73
Табела 5.12	Коефицијент спреге ( $k$ ) у зависности од међусобног растојања резонатора .....	76
Табела 5.13	Утицај растојања између резонатора на амплитудски одзив филтра.....	77
Табела 5.14	Параметри коришћеног супстрата PTFE/резин TLE-95 .....	78
Табела 5.15	Вредности елемената еквивалентне електричне шеме филтра другог реда са једним непропусним опсегом учестаности на 9 GHz .....	81
Табела 5.16	Вредности елемената еквивалентног кола филтра другог реда са два непропусна опсега учестаности .....	86
Табела 5.17	Параметри резонатора намењени за реализацију непропусних опсега ултра-компактног филтра.....	88
Табела 5.18	Утицај геометријских параметара на одзив ултра-компактног филтра са два непропусна опсега учестаности .....	89
Табела 5.19	Параметри коришћеног супстрата.....	93
Табела 5.20	Параметри полуталасног таласоводног резонатора у $E$ -равни (све димензије су дате у милиметрима).....	93

Табела 5.21	Димензије оптимизованог резонатора (све димензије су дате у милиметрима) .....	95
Табела 5.22	Параметри амплитудског одзива полуталасног резонатора у односу на оријентацију прореза (све вредности су дате у GHz) .....	97
Табела 5.23	Параметри супстрата Rogers 4003C .....	98
Табела 5.24	Димензије резонатора резонантне учестаности 11 GHz (све вредности су изражене у милиметрима) .....	98
Табела 5.25	Димензије резонатора на прегради са слике 5.49 .....	100
Табела 5.26	Димензије резонатора резонантне учестаности 9 GHz (све димензије су дате у милиметрима) .....	102
Табела 5.27	Параметри амплитудских карактеристика појединачних филтара са једним непропусним опсегом и филтра са два непропусна опсега (све вредности су дате у GHz) .....	103
Табела 6.1	Параметри супстрата TLT-6 .....	104
Табела 6.2	Димензије полуталасних резонатора са слике 6.1 .....	106
Табела 6.3	Релативна грешка за нагиб и одсечак праве у односу на координатни почетак .....	109
Табела 6.4	Димензије штампаних водова резонатора са слике 6.8 .....	114
Табела 6.5	Вредности елемената еквивалентног кола таласоводног филтра непропусника опсега учестаности са слике 6.10 .....	116
Табела 6.6	Димензије полуталасних резонатора који учествују у реализацији непропусног опсега на 8.90 GHz (све димензије су дате у милиметрима) .....	118
Табела 6.7	Димензије компактног филтра у $H$ -равни са слике 6.13 (све димензије су дате у милиметрима) .....	120
Табела 6.8	Вредности елемената еквивалентног електричног кола .....	123
Табела 6.9	Поређење параметара одзива и дужине филтара: компактног, оригиналног неминијатуризованог и еквивалентне шеме .....	124
Табела 7.1	Параметри амплитудског одзива резонатора за различите вредности параметра $s$ .....	130
Табела 7.2	Параметри амплитудског одзива резонатора за различите вредности параметра $L_1$ .....	130
Табела 7.3	Димензије филтра трећег реда са металном решетком са слике 7.4 .....	131
Табела 7.4	Димензије филтра трећег реда са металном решетком са слике 7.6 .....	135
Табела 7.5	Димензије четвртталасних резонатора са слике 7.6 .....	135
Табела 7.6	Димензије филтра трећег реда са металном решетком на 9.65 GHz .....	136

Табела 7.7	Димензије филтра трећег реда са металном решетком са слике 7.8 (све вредности су дате у милиметрима).....	137
Табела 7.8	Димензије четвртталасних резонатора са слике 7.8 у зависности од пројектоване резонантне учестаности $f_0$ .....	137
Табела 7.9	Димензије минијатуризованог филтра трећег реда са штампаном плочицом на 9 GHz .....	139
Табела 7.10	Димензије минијатуризованог филтра трећег реда са побољшаном селективношћу .....	140
Табела 7.11	Димензије четвртталасних резонатора са слике 7.11 (све димензије су дате у милиметрима) .....	140
Табела 7.12	Димензије минијатуризованог филтра трећег реда са штампаном плочицом на 10 GHz.....	142
Табела 7.13	Димензије минијатуризованог филтра трећег реда са подељеним опсегом .....	143
Табела 7.14	Димензије четвртталасних резонатора са слике 7.14 .....	143

## Списак коришћених скраћеница

РФ	Радио фреквенције
3Д	Тродимензионални
3Д ЕМ	Тродимензионални електромагнетски
CAD	Computer Aided Design
FSS	Frequency Selective Surface
MEMS	MicroElectroMechanical Systems
SLS	Selective Laser Sintering
SLA	Stereolithography
SIW	Substrate Integrated Waveguide
SRR	Split Ring Resonator
SMA	SubMiniature version A
CSRR	Complementary Split Ring Resonator
TE	Трансверзални електрични
TEM	Трансверзални електромагнетски
TM	Трансверзални магнетски
UV	Ultraviolet
CNC	Computer Numerical Control



## **1 Увод**

Непрекидни развој информационо-комуникационих технологија, поставља нове захтеве при пројектовању компоненти које су интегрални делови система који раде на РФ и микроталасним учестаностима. РФ и микроталасна техника је усмерена према склоповима који раде у опсегу учестаности 300 MHz до 300 GHz, а пројектовани су за потребе мобилних система, земаљских и сателитских телекомуникација, радионавигације и радарске технике. Такође, налази примену у системима за надзор и контролу и системима инструментације. За системе који раде на микроталасним учестаностима, од велике је важности да се обезбеди пренос само жељених сигнала, а да се при том паразитни ефекти потисну, који могу бити последица појаве шума или нежељених спектралних компоненти. Из тог разлога, филтри чине неизоставне компоненте комуникационих система.

Електрични филтри представљају фреквенцијски селективне мреже са два или више приступа, који издвајају одређене фреквенцијске компоненте сигнала, док друге слабе. За филтре се дефинише пропусни опсег, који представља опсег учестаности за који се компоненте сигнала пропуштају са минималним дозвољеним слабљењем. Насупрот томе, непропусни опсег филтра је опсег учестаности у коме се компоненте сигнала потискују са специфицираном вредношћу слабљења. Прелазна област филтра подразумева опсег учестаности између пропусног и непропусног опсега.

Пројектовање микроталасних филтара је предмет проучавања великог броја истраживања и представља свеобухватан поступак изложен у [Luto2002; Hong2011]. Поступак пројектовања треба да задовољи захтеве спецификације, као што су минијатуризација, што једноставнији поступак фабрикације и ниска цена компоненте. У зависности од примене, планарна и таласоводна техника су најзаступљеније за имплементацију микроталасних филтара. Предности филтара имплементираних у техници таласовода, у односу на планарне, се огледају у знатно већем фактору добротe и снази која се може пренети, а недостаци у величини заузећа компоненте [Cam2007].

Таласоводни филтри представљају посебну класа микроталасних филтара чији се рад заснива на принципу убацивања дисконтинуитета у таласовод.

Суштински, таласоводи су системи за вођење електромагнетских таласа у облику шупље металне цеви које могу имати правоугаони, кружни или елипсоидни попречни пресек. Електромагнетска енергија је ограничена унутар таласовода. Таласоводне компоненте су значајни елементи система код којих је потребно обезбедити пренос велике снаге, са недостатком да компоненте које су пројектоване за рад на нижим микроталасним учестаностима имају велике димензије.

Пројектовање таласоводних филтара представља комплексан задатак, јер има за циљ да пројектовани филтар одликују мале димензије и специфициране карактеристике. Обзиром да је величина филтра, пре свега условљена величином таласовода, поступак минијатуризације правоугаоних таласовода је и даље актуелна тема.

Традиционални поступак минијатуризације таласовода подразумева испуњавање таласоводне шупљине диелектриком. На тај начин се омогућава смањење величине попречног пресека са коефицијентом  $1/\sqrt{\epsilon_r}$  ( $\epsilon_r$  је релативна пермитивност диелектрика), у поређењу са неиспуњеним таласоводом. Недостатак овог поступка се манифестује у повећању цене компоненте и губитака који су последица диелектрика.

Алтернативни приступ минијатуризацији подразумева налажење оптималних геометријских облика резонатора и планарних преграда у погледу остваривања компактности. Такође, имплементација штампаних преграда на супстрату који има већу вредност диелектричне константе омогућава већу компактност.

Предмет проучавања ове дисертације су филтри непропусници опсега учестаности који примењују резонантне преграде у  $E$ - и  $H$ -равни правоугаоног таласовода. У дисертацији се полази од основне теоријске претпоставке, да се уметањем дисконтинуитета у правоугаони таласовод може реализовати филтар непропусник опсега учестаности. У складу са тим, дисконтинуитети у виду штампаног кола се постављају у  $E$ - или у  $H$ -раван таласовода. Базични елементи штампаних преграда које се пројектују су четвртталасни и полуталасни резонатори.

Циљ истраживања је усмерен на пројектовање компактних филтара вишег реда са више непропусних опсега учестаности са преградама у  $E$ - или у  $H$ -равни правоугаоног таласовода. Истовремено, истраживање се бави развојем

генерализованих еквивалентних електричних шема за сваки од ова два типа филтара. Развој еквивалентних шема је својеврстан допринос пројектовању филтара. Обзиром да се помоћу симулација на нивоу кола може тренутно анализирати утицај промене вредности параметара на одзив филтра, то омогућава оптимизацију филтра на нивоу кола јер симулације нису временски и рачунарски захтевне као тродимензионалне електромагнетске симулације. Пројектовани микроталасни филтри треба да имају већу компактност и боље перформансе него одговарајући филтри приказани у доступној литератури.

Основни концепт постизања компактности је меандрирање штампаних водова резонатора у циљу смањења површине коју заузимају на диелектричном носачу. У погледу постизања компактности филтара, вишег реда са више непропусних опсега, технике минијатуризације се примењују у зависности од равни у којој се преграда позиционира. У циљу смањења дужине филтра, са преградом у  $H$ -равни правоугаоног таласовода, предлаже се минијатуризација инвертора.

Код филтара са више непропусних опсега, који примењују преграду у  $E$ -равни правоугаоног таласовода, разматра се оптимална реализација преграде тако да не постоји нежељена спрега између резонатора који учествују у реализацији специфицираних опсега филтара, а да је уз то задовољен услов компактности.

Код филтара пропусника опсега учестаности са преградама у  $E$ -равни, очекује се да се коришћењем додатних четвртталасних резонатора оствари жељена селективност филтра или подели пропусни опсег филтра. Додатни резонатори имају карактеристику непропусника опсега учестаности. У случају да се резонантна учестаност додатног резонатора налази ван пропусног опсега, могуће је остварити бољу селективност филтра или боље потискивање у непропусном опсегу. Подела ширих пропусних опсега на подопсеге се остварује пажљивим пројектовањем појединачних четвртталасних резонатора чије су резонантне учестаности подешене на вредности унутар пропусног опсега полазног филтра.

Процес истраживања ће обухватити тродимензионално моделовање и електромагнетску анализу разматраних филтара. Филтри који у току анализе задовоље спецификацију, биће представљени помоћу еквивалентних електричних шема у циљу лакшег испитивања њихових карактеристика. На крају је неопходно

извршити фабрикацију лабораторијских прототипова филтара и пост-фабрикацијска контролна мерења димензија. Мерење перформанси лабораторијског прототипа треба спровести уз помоћ векторског анализатора мрежа. Последњи корак ће бити анализа резултата мерења, у циљу верификације полазног метода и поређења са одговарајућим решењима из литературе.

## **1.1 Организација дисертације**

Дисертација је организована у седам поглавља. Прва глава представља увод. У другом поглављу је са теоријског аспекта изложено вођење електромагнетских таласа и типови таласа који се могу простирати. Обзиром да су предмет проучавања ове дисертације таласоводни филтри, посебно је изложен правоугаони таласовод као структура за вођење. Разумевање простирања таласа унутар таласовода је од изузетног значаја за пројектовање таласоводних филтара.

Треће поглавље је посвећено појмовном одређивању електричних филтара и њиховог пројектовања. Дате су дефиниције филтра и изложен је процес пројектовања микроталасних филтара, при чему је сваки од наведених корака детаљно описан. Импедансни и адмитансни инвертори су представљени као елементи неопходни за пројектовање и дате су одговарајуће реализације. Приказани су полуталасни и четвртталасни резонатори као базични резонантни елементи филтара анализираних у дисертацији.

Четврто поглавље представља коришћење програмског пакета за тродимензионалну електромагнетску симулацију са посебним освртом на моделовање, конвергенцију и тачност електромагнетске анализе. Додатно, дат је поступак припреме за процес фабрикације и мерења. Дат је детаљан преглед решења, из релевантне литературе, која се односе на таласоводне филтре и поступке минијатуризације.

Пето поглавље излаже доприносе дисертације који се односе на пројектовање филтара непротусника опсега учестаности, који примењују преграду у Е-равни. Полази се од резонатора као основног конструктивног елемента. Разматрају се филтри са два и три непротусна опсега учестаности и валидне технике

минијатуризације. Излаже се развој нове генерализоване еквивалентне електричне шеме филтра вишег реда са више непропусних опсега учестаности.

Шесто поглавље је посвећено резултатима истраживања у погледу филтара непропусника опсега, који примењују преграду у  $H$ -равни. Дата је аналитичка зависност резонантних учестаности резонатора у функцији од параметара при имплементацији. Упоредо, представља се концепт постизања компактности смањењем дужине конвенционалног инвертора. Пројектује се оптимална потпорна структура неопходна за фиксирање преграда унутар таласовода.

Седмо поглавље се бави применом резонатора, са карактеристиком непропусника опсега, у циљу побољшања карактеристика филтара пропусника опсега учестаности. Разматрају се четвртталасни резонатори чије су резонантне учестаности унутар широког пропусног опсега филтра или ван њега.

Осмо поглавље чини закључак, са прегледом најважнијих решења и резултата проистеклих из спроведеног истраживања.

## **2 Системи за вођење**

*Maxwell*-ове једначине представљају општу класичну теорију електромагнетских појава. Најважнија последица *Maxwell*-ове теорије јесте предвиђање постојања електромагнетских (ЕМ) таласа. Полазна тачка у анализи таласовода јесте решавање ових једначина, при чему систем једначина са придруженим граничним условима у потпуности одређује структуру електромагнетског поља. Обзиром да су предмет овог истраживања таласоводни филтри, у овом поглављу је изложена теорија на којој почивају таласоводи као системи за вођење таласа.

Основна намена система за вођење електромагнетских таласа јесте пренос електричне енергије и информација. Сам концепт вођења таласа подразумева да се енергија усмерава (каналише) у жељеном правцу, у овом случају дуж система за вођење. На тај начин је онемогућено растурање електромагнетске енергије. У системе за вођење ЕМ таласа спадају слободан простор, водови и таласоводи.

Микроталасна техника подразумева анализу вођених електромагнетских таласа јер димензије кола, која раде у опсегу микроталасних учестаности, нису занемарљиве у односу на таласну дужину, што проузрокује изражене ефекте простирања [Dord2006]. Приликом пројектовања уређаја, који раде на микроталасним учестаностима, потребно је адекватно повезати компоненте структурама за вођење електромагнетских таласа.

Генерална подела система за вођење таласа обухвата две велике групе: системе за вођење са савршеним и системе за вођење са несавршеним диелектриком.

### **2.1 Системи за вођење електромагнетских таласа**

Приликом анализе система за вођење таласа, од основног значаја је провера испуњености услова простирања електромагнетских таласа дуж лонгитудиналне осе структуре за вођење. Први корак анализе система за вођење подразумева проналазак решења *Maxwell*-ових једначина уз придружене граничне услове који

важе за посматрану структуру.

Структура електромагнетског поља и параметри таласа се могу одредити решавањем таласних једначина. Решење таласне једначине за систем релативно једноставног и симетричног геометријског облика (као што је случај код правоугаоних таласовода са хомогеним диелектриком) је могуће аналитички одредити. У наставку поглавља су појмовно одређени типови таласа и дата је анализа система са одговарајућим сликовним приказима, која представља део детаљне анализе система за вођење електромагнетских таласа изложене у [Petr2010].

Полазна претпоставка подразумева дугачак систем чији се попречни пресек не мења. Лонгитудинална оса за дату структуру је  $z$ -оса *Descartes*-овог координатног система, постављена нормално на попречни пресек система. Систем од интереса је начињен од идеалних проводника и линеарног изотропног део по део хомогеног диелектрика.

Таласне једначине у комплексном домену (*Helmholtz*-ове једначине) се могу формулисати користећи *Maxwell*-ове једначине, које су допуњене неопходним граничним условима:

$$\Delta \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} = 0 \quad (2.1)$$

$$\Delta \mathbf{H} + k^2 \mathbf{H} = 0, \quad (2.2)$$

$$\text{где је } k = \sqrt{\epsilon_e \mu_e}. \quad (2.3)$$

Симбол  $\epsilon_e$  означава еквивалентну комплексну пермитивност, а симбол  $\mu_e$  комплексну пермеабилност. Параметар  $\text{tg} \delta = -\frac{\text{Im}(\epsilon_e)}{\text{Re}(\epsilon_e)}$  се назива тангенс угла губитака, а у случају керамичких диелектрика се обично мери на учестаности од 10 GHz.

Од потенцијалних решења таласне једначине, од интереса су једино решења која одређују простирући раван талас у смеру  $z$ -осе, тј. решења облика:

$$\mathbf{E}(x, y, z) = \mathbf{e}(x, y) e^{-\gamma z}, \quad (2.4)$$

$$\mathbf{H}(x, y, z) = \mathbf{h}(x, y) e^{-\gamma z}, \quad (2.5)$$

где параметар  $\gamma = \alpha + j\beta$  представља комплексни коефицијент простирања. На конкретној учестаности, коефицијент простирања дефинише електромагнетски талас. Реални део  $\alpha$  се назива коефицијент слабљења и узима увек ненегативне вредности и фигурише у члану  $e^{-\alpha z}$ . Овај члан има утицај искључиво на ефективне

вредности магнетског и електричног поља таласа, које експоненцијално опадају приликом пропагације таласа. Имагинарни део  $\beta$  се назива фазни коефицијент и најчешће је ненегативан број. Изузетак су посебна врста материјала који се зову метаматеријали, код којих фазни коефицијент може имати вредност мању од нуле.

Потпуно решење за вођени талас је заправо структура електромагнетског поља одређена функцијама  $\mathbf{e}(x,y)$  и  $\mathbf{h}(x,y)$ , уз коефицијент простирања. Унутар решења фигуришу параметри геометрије структуре, њена електромагнетска својства и учестаност.

Брзина простирања фазе таласа представља брзину којом треба да се креће посматрач у правцу и смеру пропагације таласа да би увек видео исту фазу замишљене тачке простопериодичног таласа. Фазна брзина таласа је одређена формулом:

$$c_{\phi} = \frac{\omega}{\beta}. \quad (2.6)$$

Таласна дужина, везана за систем за вођење таласа, је дефинисана као минимално растојање између две еквифазне равни дуж система за вођење, и може се рачунати на основу израза:

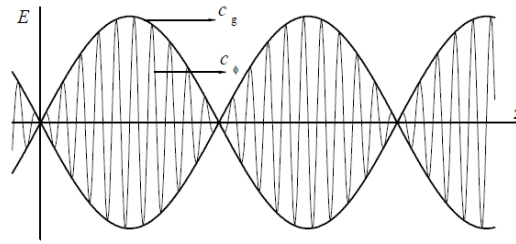
$$\lambda_g = \frac{c_{\phi}}{f} = \frac{2\pi}{\beta}. \quad (2.7)$$

Група брзина је математички уведена величина, дата у следећем облику:

$$c_g = \left( \frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1}. \quad (2.8)$$

Слика 2.1 илуструје фазну и групну брзину. У дисперзивним срединама групна брзина зависи од учестаности, а за последицу има појаву изобличавања таласног облика сигнала који се преноси. На тај начин долази до редуковања капацитета система за пренос информација.





Слика 2.1 Фазна и групна брзина

Средња снага, која се преноси таласом, се може одредити на основу реалног дела флукса *Pointing*-овог вектора кроз трансверзални пресек диелектрика система, унутар кога пропагира талас и одређена је следећим изразом:

$$P = \operatorname{Re} \int_{S_t} (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{S} = P_0 e^{-2\alpha z}. \quad (2.9)$$

Обзиром да се снага преноси кроз диелектрик, од великог је значаја да преносни систем буде добро оклопљен да не би услед физичке близине дошло до интеракције са околним компонентама.

Обзиром да је у системима за вођење на високом учестаностима површински (скин) ефекат обично изражен, приликом одређивања губитака је потребно користити пертурбациони метод. Овај метод претпоставља коришћење идеалних проводника. У даљем поступку се врши одређивање структуре поља, а накнадно се изврши прорачун губитака у проводницима и корекција коефицијента слабљења.

Површинска отпорност је параметар који доприноси губицима у проводнику и рачуна се према формули:

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi \mu_p f}{\sigma_p}}, \quad (2.10)$$

где су  $\mu_p$  и  $\sigma_p$  параметри проводника, конкретно, пермеабилност и специфична отпорност.

Површинске неравнине проводника настају као последица машинске обраде метала (резање, стругање, брушење) или електролитичким таложењем метала на подлогу сачињену од диелектрика. Уколико је у зависности од примене, од значаја да површ израђеног проводника буде глатка, примењује се поступак полирања. Додатно, будући да су сребро и злато добри проводници, на површ проводника се ставља превлака од сребра или злата, чиме се повећава отпорност на корозију и чува

проводност [Petr2010].

### 2.1.1 Типови таласа

Класификација таласа се може извршити према њиховим компонентама поља. Према томе се разликују следећи типови:

1. Трансверзални електромагнетски (ТЕМ) таласи немају компоненте дуж правца пропагације ( $H_z=0, E_z=0$ ), него једино трансверзалне компоненте магнетског и електричног поља.
2. Трансверзални електрични (ТЕ) таласи немају лонгитудиналну компоненту електричног поља ( $E_z=0$ ), али постоји лонгитудинална компонента магнетског поља ( $H_z \neq 0$ ).
3. Трансверзални магнетски (ТЕ) таласи немају лонгитудиналну компоненту магнетског поља ( $H_z=0$ ), али постоји лонгитудинална компонента електричног поља ( $E_z \neq 0$ ).

### 2.1.2 ТЕМ таласи

Вођени ТЕМ таласи поседују искључиво трансверзалне компоненте магнетског и електричног поља, али не лонгитудиналне. За овај тип таласа важи да је  $E_z=0$  и  $H_z = 0$ . Електрично и магнетско поље је одређено векторским функцијама  $\mathbf{e}_t(x,y)$  и  $\mathbf{h}_t(x,y)$ . На основу услова  $H_z=0$  је потребно да у сваком од хомогених делова диелектрика буде испуњено следеће:

$$\nabla_t \times \mathbf{e}_t = 0, \quad (2.11)$$

$$\nabla_t \cdot \mathbf{e}_t = 0. \quad (2.12)$$

Магнетско поље се може одредити користећи израз за електрично поља, одакле следи израз:

$\mathbf{h}_t = \frac{1}{Z_{\text{ТЕМ}}} \mathbf{i}_z \times \mathbf{e}_t$ , а  $Z_{\text{ТЕМ}} = \sqrt{\frac{\mu_c}{\epsilon_c}}$  представља таласну импедансу ТЕМ типа таласа. Вектори магнетског и електричног поља су међусобно нормални  $E/H = E_t/H_t = e_t/h_t = Z_{\text{ТЕМ}}$ .

У општем случају се ТЕМ талас пропагира само по водовима који имају хомоген диелектрик. Вођени ТЕМ талас поседује идентичне особености као и слободан, униформан, раван електромагнетски талас који пропагира кроз

идентичан диелектрик који је хомоген.

### 2.1.3 ТЕ и ТМ таласи

Расподела поља ТЕ таласа (који се још називају и  $H$  таласи) укључује  $\mathbf{e}_t$ ,  $\mathbf{h}_t$  и  $h_z$  компоненте поља. Компонента  $h_z$  је одређена као решење таласне једначине:

$$\Delta_t h_z + K^2 h_z = 0 \quad (2.13)$$

за гранични услов који важи на површини идеалног проводника  $H_n = 0$ , а  $K^2 = \gamma^2 + k^2$ .

Уз расподелу  $h_z(x,y)$ , решавањем једначине се долази до коефицијента  $\gamma$ , који је одређен параметрима диелектрика и геометријом таласовода.

Познајући  $h_z$  компоненту, трансверзалне компоненте електричног и магнетског поља се одређују као:

$$\mathbf{h}_t = -\frac{\gamma}{K^2} \nabla_t h_z, \quad (2.14)$$

$$\mathbf{e}_t = -Z_{TE} \mathbf{i}_z \times \mathbf{h}_t, \quad (2.15)$$

где је  $Z_{TE} = \frac{j\omega\mu_e}{\gamma}$  таласна импеданса ТЕ таласа. Као и у случају ТЕМ таласа,

трансверзалне компоненте поља су међусобно нормалне, а између њихових интензитета постоји однос који је исти у свакој тачки дуж система  $E_t/H_t = e_t/h_t = Z_{TE}$ . Пропагација таласа се одвија у смеру векторског производа  $\mathbf{e}_t \times \mathbf{h}_t$ .

Расподела поља ТМ таласа укључује  $\mathbf{e}_t$ ,  $\mathbf{h}_t$  и  $e_z$  компоненте. Компонента  $e_z$  је одређена као решење таласне једначине:

$$\Delta_t e_z + K^2 e_z = 0 \quad (2.16)$$

уз придружени гранични услов на површи идеалног проводника  $E_{\text{tang}} = 0$ ,

при чему важи да је  $K^2 = \gamma^2 + k^2$ .

Уз расподелу  $e_z(x,y)$  и решавањем једначине се долази до коефицијента простирања  $\gamma$ , који је одређен параметрима диелектрика и геометријом таласовода.

Познајући  $e_z$  компоненту, трансверзалне компоненте електричног и магнетског поља се одређују као:

$$\mathbf{e}_t = -\frac{\gamma}{K^2} \nabla_t e_z \quad (2.17)$$

$$\mathbf{h}_t = \frac{1}{Z_{TM}} \mathbf{i}_z \times \mathbf{e}_t, \quad (2.18)$$

где је  $Z_{\text{TM}} = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon_c}$  таласна импеданса ТМ таласа. Као и у случају ТЕМ таласа, трансверзалне компоненте поља су међусобно нормалне а између њихових интензитета постоји однос који је исти у свакој тачки дуж система  $E_t/H_t = e_t/h_t = Z_{\text{TE}}$ , док је пропација таласа у смеру векторског производа  $\mathbf{e}_t \times \mathbf{h}_t$ .

ТЕ и ТМ типови таласа пропацирају само дуж структура за вођење са хомогеним диелектриком и за њих важи  $\gamma = j\sqrt{\omega^2\epsilon\mu - K^2}$ , где је параметар  $K$  одређен само геометријом таласовода и типом простирућег таласа. Учестаност на којој важи да је  $\omega^2\epsilon\mu - K^2 = 0$  се назива критична учестаност за посматрани тип таласа и дата је следећом формулом:

$$f_c = \frac{K}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}}. \quad (2.19)$$

Фазна и групна брзина су дате следећим изразима:

$$c_\phi = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}, \quad (2.20)$$

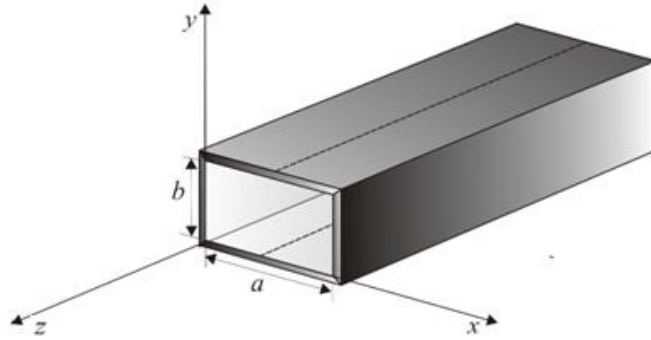
$$c_g = c\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}. \quad (2.21)$$

Таласне импедансе ТЕ и ТМ таласа се одређују на основу израза:

$$Z_{\text{TE}} = \frac{\omega\mu}{\beta} \text{ и } Z_{\text{TM}} = \frac{\beta}{\omega\epsilon}, \text{ где је } \beta = \omega\sqrt{\epsilon\mu}\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}.$$

## 2.2 Правоугаони таласовод

У овом одељку је изложена пропација електромагнетских таласа дуж металног таласовода који има правоугаони попречни пресек. Шири страница је означена симболом  $a$ , а ужа страница симболом  $b$ . Тростандионални модел правоугаоног таласовода је приказан на слици 2.2. Усвојен је координатни систем код којег је  $x$ -оса усмерена дуж хоризонталне странице таласовода,  $y$ -оса дуж вертикалне странице, док је  $z$ -оса оријентисана у смеру пропације таласа.



Слика 2.2 Метални таласовод правоугаоног попречног пресека

### 2.2.1 ТЕ и ТМ таласи у правоугаоном таласоводу

Решавањем таласне једначине за ТЕ и ТМ типове таласа, уз придружене граничне услове на зидовима таласовода, одређује се структура електромагнетског поља. Електромагнетско поље у унутрашњости таласовода мора да задовољи *Maxwell*-ове једначине које је потребно написати у следећем облику:

$$\text{rot}\mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H}, \quad (2.22)$$

$$\text{rot}\mathbf{H} = j\omega\epsilon\mathbf{E}, \quad (2.23)$$

$$\text{div}\mathbf{E} = 0, \quad (2.24)$$

$$\text{div}\mathbf{H} = 0. \quad (2.25)$$

Уколико потражимо ротор обе стране једначине, можемо је преуредити да буде следећег облика:  $\text{rot}(\text{rot}\mathbf{E}) = \text{grad}(\text{div}\mathbf{E}) - \Delta\mathbf{E}$ .

За *Laplace*-ов оператор важи  $\Delta = \nabla \cdot \nabla$ , тако да једначина постаје:

$$-\nabla^2\mathbf{E} = -j\omega\mu(\text{rot}\mathbf{H}) = \omega^2\mu\epsilon\mathbf{E}, \text{ а после прегруписања има следећи облик:}$$

$$\nabla^2\mathbf{E} + k^2\mathbf{E} = 0. \quad (2.26)$$

Параметар  $k$  се назива таласни број и има вредност  $k = \omega\sqrt{\epsilon\mu}$ . Добијена једначина се назива таласна *Helmholtz*-ова једначина за електрично поље. Аналогним поступком добија се и таласна једначина за магнетско поље

$$\nabla^2\mathbf{H} + k^2\mathbf{H} = 0. \quad (2.27)$$

Вектори  $\mathbf{E}$  и  $\mathbf{H}$  су спрегнути у таласним једначинама и могу бити представљени помоћу трансверзалне и лонгитудиналне компоненте:

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_t + E_z\mathbf{i}_z, \quad (2.28)$$

$$\mathbf{H}=\mathbf{H}_t+H_z\mathbf{i}_z. \quad (2.29)$$

Применом претходна два израза на *Maxwell*-ове једначине се добија:

$$\nabla_t \times \mathbf{E}_t = -j\omega\mu H_z \mathbf{i}_z, \quad (2.30)$$

$$\nabla_t \times \mathbf{H}_t = j\omega\varepsilon E_z \mathbf{i}_z, \quad (2.31)$$

$$\nabla_t \cdot \mathbf{E}_t - \gamma\varepsilon E_z = 0, \quad (2.32)$$

$$\nabla_t \cdot \mathbf{H}_t - \gamma H_z = 0. \quad (2.33)$$

Након што се уврсти трансверзални лапласијан у претходно написане таласне једначине, оне се сада могу преуредити у облику  $\Delta_t E_z + K^2 E_z = 0$  и  $\Delta_t H_z + K^2 H_z = 0$ .

Изражене у *Descartes*-овим координатама, таласне једначине имају облик:

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + K^2 E_z = 0, \quad (2.34)$$

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + K^2 H_z = 0. \quad (2.35)$$

Компоненте поља се у општем случају могу посматрати као збир два независна решења, и то за два случаја:

1. када је  $E_z=0$ ,
2.  $H_z=0$ .

У случају када је  $E_z=0$ , а  $H_z \neq 0$ , поље у таласоводу је у форми ТЕ таласа. Трансверзалне компоненте електричног и магнетског поља су потпуно одређене уколико познајемо лонгитудиналну компоненту магнетског поља:

$$E_x = -\frac{j\omega\mu}{K^2} \frac{\partial H_z}{\partial y}, \quad E_y = \frac{j\omega\mu}{K^2} \frac{\partial H_z}{\partial x}, \quad (2.36)$$

$$H_x = -\frac{\gamma}{K^2} \frac{\partial H_z}{\partial x}, \quad H_y = -\frac{\gamma}{K^2} \frac{\partial H_z}{\partial y}. \quad (2.37)$$

На површинама зидова тангенцијалне компоненте електричног поља морају бити:

$$E_y(0,y,z)=0, \quad E_y(a,y,z)=0 \quad \text{и} \quad E_x(x,0,z)=0, \quad E_x(x,b,z)=0.$$

Примена методе раздвајања променљивих, приликом решавања таласне једначине, резултује општим решењем за  $H_z$ :

$$H_z(x,y,z) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z}, \quad m = 0,1,2, \quad n=0,1,2. \quad (2.38)$$

Познајући компоненту  $H_z$ , одређене су и трансверзалне компоненте електричног и магнетског поља:

$$E_x(x,y,z) = \frac{j\omega\mu}{K^2} H_0 \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z}, \quad (2.39)$$

$$E_y(x,y,z) = -\frac{j\omega\mu}{K^2} H_0 \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z}, \quad (2.40)$$

$$H_x(x,y,z) = -\frac{j\beta}{K^2} H_0 \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z}, \quad (2.41)$$

$$H_y(x,y,z) = \frac{j\beta}{K^2} H_0 \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z}. \quad (2.42)$$

Параметар  $K$  је представљен изразом:

$$K^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2, \quad (2.43)$$

а коефицијент  $\beta$  је облика:

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \epsilon \mu - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}. \quad (2.44)$$

Било које решење таласне једначине пронађено за конкретне вредности параметара  $m$  и  $n$ , дефинише један мод таласа. Треба напоменути да услов простирања налаже да не могу  $m$  и  $n$  у истом тренутку бити једнаки нули.

Мономодни режим рада, када се дуж система простира само један мод, је жељени режим у највећем броју пројектованих система за вођење. У случају мултимодног режима, расподела електромагнетског поља на дисконтинуитетима се не може предвидети.

Основно својство мода јесте да простирање почиње тек од критичне учестаности за мод који се посматра, а која је дата изразом:

$$f_{cTE_{mn}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}, \quad c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}}. \quad (2.45)$$

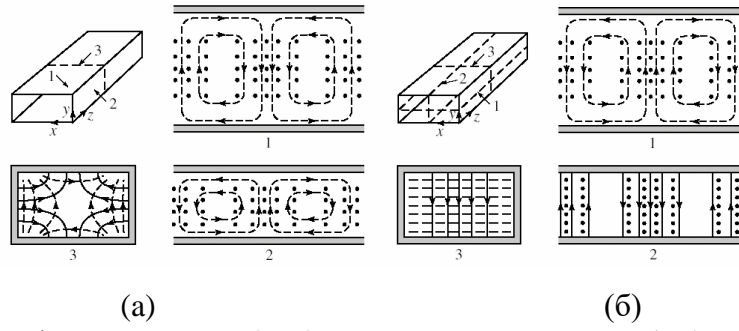
Доминантни мод је мод чија критична учестаност има најмању вредност за посматрану структуру за вођење и одређују га димензије структуре. У опсегу до наредне критичне учестаности конкретног мода, оствариво је искључиво мономодно простирање.

Вођена таласна дужина у таласоводу се може изразити као:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}, \quad (2.46)$$

при чему  $\lambda_0$  симболише таласну дужину у вакууму на учестаности  $f$ .

Линије магнетског и електричног поља за  $TE_{10}$  и  $TE_{11}$  мод дате су на слици 2.3.



Слика 2.3 Линије магнетског (---) и електричног поља (—) у правоугаоном таласоводу за: а)  $TE_{10}$  б)  $TE_{11}$  мод [Petr2010]

У случају ТМ таласа је лонгитудинална компонента магнетског поља једнака нули, тј.  $H_z = 0$ . Аналогно анализи ТЕ модова, трансверзалне компоненте електричног и магнетског поља се могу изразити преко  $z$ -компоненте електричног поља у облику:

$$E_x = -\frac{j\beta}{K^2} \frac{\partial E_z}{\partial x}, \quad E_y = -\frac{j\beta}{K^2} \frac{\partial E_z}{\partial y}, \quad (2.47)$$

$$H_x = -\frac{j\omega\epsilon}{K^2} \frac{\partial E_z}{\partial y}, \quad H_y = -\frac{j\omega\epsilon}{K^2} \frac{\partial E_z}{\partial x}. \quad (2.48)$$

Примена методе раздвајања променљивих приликом решавања таласне једначине резултује општим решењем за  $E_z$  дато у облику:

$$E_z(x,y,z) = E_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z}, \quad (2.49)$$

где је  $E_0$  комплексна константа.

Познајући компоненту  $E_z$ , одређене су и трансверзалне компоненте електричног и магнетског поља:

$$H_x(x,y,z) = \frac{j\omega\epsilon}{K^2} E_0 \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z}, \quad (2.50)$$

$$H_y(x,y,z) = -\frac{j\omega\epsilon}{K^2} E_0 \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z}, \quad (2.51)$$

$$E_x(x,y,z) = -\frac{j\beta}{K^2} E_0 \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z}, \quad (2.52)$$

$$E_y(x,y,z) = -\frac{j\beta}{K^2} E_0 \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z}, \quad (2.53)$$

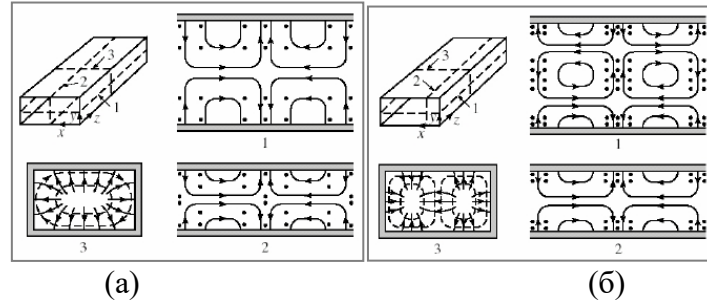
при чему су  $K$  и  $\beta$  дати помоћу (2.43) и (2.44).

За простирање ТМ таласа мора бити испуњено да су и  $m > 0$  и  $n > 0$ .

Мод са најмањом критичном учестаности је  $TM_{11}$  мод, али та учестаност има већу вредност од критичне учестаности за  $TE_{10}$  мод. Из тог разлога је код правоугаоних

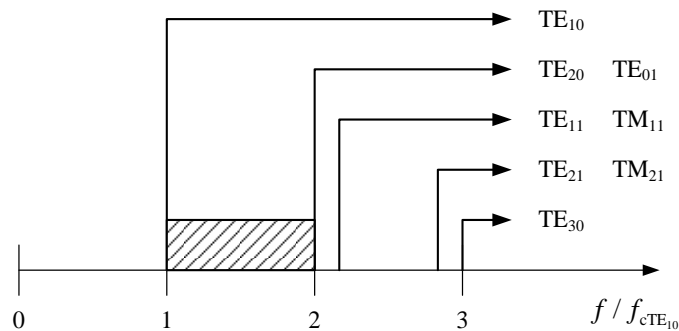


таласовода доминантан  $TE_{10}$  мод. Линије електричног и магнетског поља за  $TM_{11}$  и  $TM_{21}$  су дате на слици 2.4.



Слика 2.4 Линије магнетског (---) и електричног поља (—) у правоугаоном таласоводу за: а)  $TM_{11}$  б)  $TM_{21}$  мод [Petr2010]

На слици 2.5 приказан је распоред критичних учестаности за стандардни таласовод чије димензије попречног пресека задовољавају услов  $b = a/2$ .



Слика 2.5 Распоред критичних учестаности  $TE_{mn}$  и  $TM_{mn}$  модова унутар правоугаоног таласовода за који важи да је  $b=a/2$

### 2.2.2 Максимална снага која се може пренети таласоводом

Средња снага која се може пренети кроз таласовод се дефинише као флукс  $z$ -компоненте *Pointing*-овог вектора кроз трансверзални пресек таласовода. Снага која се преноси правоугаоним таласоводом се добија полазећи од израза:

$$P_t = \int_{y=0}^b \int_{x=0}^a (E_x H_y^* - E_y H_x^*) dx dy. \quad (2.54)$$

Након што се замене одговарајући изрази за компоненте поља и изврши процес интеграције, долази се до следећих израза:

$$\text{- за TE}_{m0} \text{ и TE}_{0n} \text{ типове таласа: } P_t = \frac{ab}{4} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} |H_0|^2, \quad (2.55)$$

$$\text{- за TE}_{mn} \text{ типове таласа (} m, n \neq 0 \text{): } P_t = \frac{ab}{4} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} |H_0|^2, \quad (2.56)$$

$$\text{- за TM}_{mn} \text{ типове таласа: } P_t = \frac{ab}{4} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} |E_0|^2, \quad (2.57)$$

где су  $|H_0|$  и  $|E_0|$  ефективне вредности.

Параметар максималне снаге, која се преноси, је условљен тиме да не сме доћи до пробоја диелектрика. То имплицира да највећи тренутни интензитет електричног поља не сме премашити вредност критичног поља. Уколико је диелектрик ваздух, узима се да је критична вредност  $E_{kr}=3 \text{ MV/m}$ .

Како би се досегла максимална вредност снаге потребно је обезбедити добро прилагођење, јер ће у супротном та вредност бити умањена:

$$P_{\max} = P_i - P_r = \frac{ab}{4Z_{TE_{10}}} (E_{i\max}^2 - E_{r\max}^2), \quad (2.58)$$

где је  $P_i$  средња снага упадног таласа,  $P_r$  је снага рефлектованог таласа,  $E_{i\max}^2$  је квадрат највеће тренутне вредности електричног поља инцидентног таласа, а  $E_{r\max}^2$  је квадрат највеће тренутне вредности рефлектованог таласа.

### **3 Филтри**

Филтри су неизоставни елементи комуникационих уређаја. Суштински, филтар је подсистем чија је намена да из спектра фреквенцијски сложеног улазног сигнала издвоји и пропусти жељене компоненте без слабљења или са минималним дозвољеним слабљењем, а потисне жељене компоненте.

У складу са опсегом учестаности које издвајају, филтри се могу класификовати на следећи начин:

- филтри пропусници ниских учестаности
- филтри пропусници високих учестаности
- филтри пропусници опсега учестаности
- филтри непропусници опсега учестаности

Сходно природи сигнала које пропуштају, могу се поделити на:

- аналогне филтре, који обрађују континуалне сигнале и
- дигиталне филтре, који обрађују временски дискретизоване (дигиталне) сигнале.

Зависно од елемената уз помоћ којих се реализују, аналогни филтри се деле на:

- пасивне, који се реализују само помоћу пасивних компоненти и
- активне, код којих се за реализацију користе и активне компоненте.

#### **3.1 Пројектовање филтара**

Класична теорија филтара служи као полазна основа при пројектовању филтара. Пројектовање филтара подразумева уређен низ дефинисаних корака које треба реализовати:

- Спецификација
- Апроксимација
- Синтеза
- Симулациони модел филтра
- Реализација
- Студија имперфекције

- Оптимизација.

Пројектовање филтара је сложен процес који је предмет великог броја обимних истраживања. Полазни корак у пројектовању филтра подразумева успостављање захтева које филтар треба да задовољи, односно дефинисање спецификације. Након тога је потребно одредити функцију преноса која задовољава постављене захтеве, и изабрати неку од познатих апроксимација. Уколико неки од постављених захтева није задовољен, неопходно је извршити корекције у реализацији или се одредити за алтернативну функцију преноса.

Трансфер функција филтра на микроталасним учестаностима представља параметар расејања  $S_{21}$ . Означена је симболом  $H(s)$  и по природи је реална и рационална функција са коначним бројем нула и полова. У изразу за трансфер функцију *Laplace*-ова комплексна променљива  $s=\sigma+j\omega$ , означава комплексну учестаност.

Фреквенцијски одзив,  $H(j\omega)$ , се добија када се комплексна учестаност  $s$  замени са  $j\omega$  у преносној функцији. Тај одзив се може представити користећи амплитудски одзив у облику  $M(\omega)=|H(j\omega)|$  и фазни одзив у облику  $\Phi(\omega)=\arg(H(j\omega))$ , па отуда произилази:

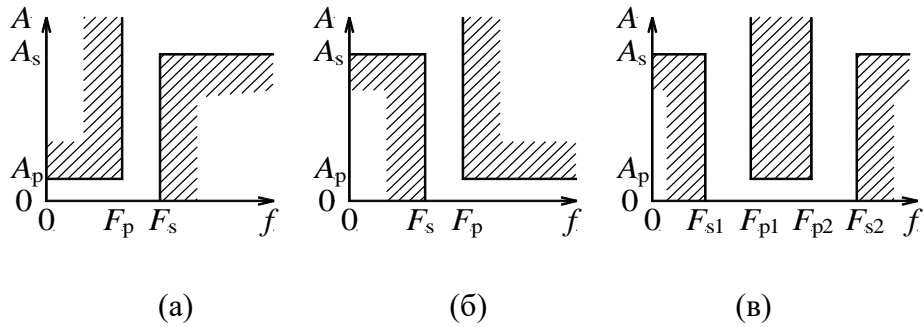
$$H(j\omega) = M(\omega) e^{j\Phi(\omega)}, \quad (3.1)$$

где је  $\omega$  угаона учестаност једнака  $\omega = 2\pi f$  изражена у [rad/s].

Графици  $M(\omega)$  и  $\Phi(\omega)$  представљају амплитудску карактеристику (најчешће изражену у dB) и фазну карактеристику, респективно. У наставку је поступно описан процес пројектовања филтара са одговарајућим сликама, које су део поглавља посвећеног филтрима из [Petr2010].

### 3.1.1 Спецификација

Задавање спецификације подразумева постављање захтева које филтар треба да задовољи. Основно је специфицирање амплитудске карактеристике, уз придружене толеранције у појединим фреквенцијским опсезима. Границе области унутар које се задаје амплитудска карактеристика чине габарит. Слика 3.1 илуструје најчешће амплитудске спецификације.



Слика 3.1 Спецификација амплитудске карактеристике филтра који пропушта: (а) ниске, (б) високе, (в) опсег учестаности [Petr2010]

Код спецификације нископропусног филтра (слика 3.1а) се у границама од нуле до  $F_p$  налази пропусни опсег, где је највеће дозвољено слабљење  $A_p$ . Изнад учестаности  $F_s$  се налази непропусни опсег унутар којег је најмање дозвољено слабљење  $A_s$ . У границама  $F_p < f < F_s$  је смештен прелазни опсег. Селективност филтра је одређена у зависности од ширине прелазног опсега.

Аналогно филтру који пропушта ниске учестаности, задаје се и спецификација филтра пропусника високих учестаности (слика 3.1б). Пропусни опсег филтра је смештен изнад учестаности  $F_p$ , са највећим дозвољеним слабљењем  $A_p$ . Непропусни опсег се простире од нуле до учестаности  $F_s$ , са слабљењем већим од вредности  $A_s$ .

Код спецификације филтра пропусника опсега учестаности (слика 3.1в), доња граница пропусног опсега је  $F_{p1}$ , а горња граница  $F_{p2}$ . Унутар пропусног опсега је највеће слабљење  $A_p$ . Непропусни опсег је смештен од нуле до  $F_{s1}$  и изнад учестаности  $F_{s2}$ , а најмање слабљење унутар непропусног опсега је  $A_s$ . Прелазни опсези се налазе у следећим границама:  $F_{s1} < f < F_{p1}$  и  $F_{p2} < f < F_{s2}$ .

У оквиру спецификације је могуће задати и додатне захтеве: стрмину карактеристике у прелазном опсегу, жељено групно кашњење, имплементациону технологију, величину заузећа фабрикованог филтра [Petr2010].

### 3.1.2 Апроксимација

Апроксимација је аналитичка представа практично остварљивог фреквенцијског одзива, који задовољава услове спецификације [Petr2010]. У почетној фази пројектовања је потребно апроксимационим методама остварити жељену амплитудску карактеристику. Неопходно је водити рачуна о томе да апроксимација испуњава услов каузалности и да је фреквенцијски селективна функција.

*Butterworth*-ова апроксимација (дата на слици 3.2а) је описана функцијом:

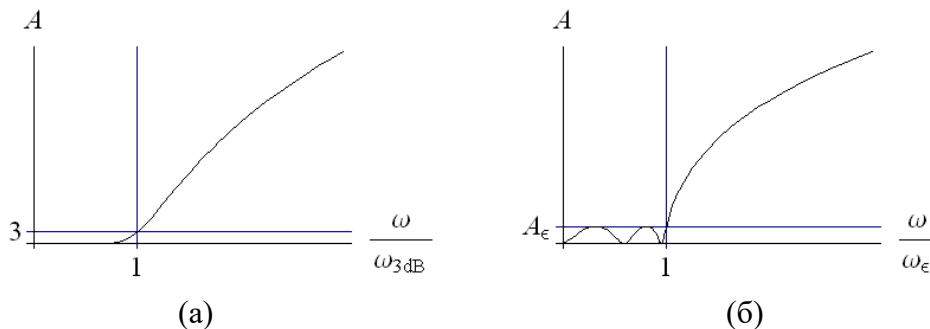
$$A_{\text{dB}}(\omega) = 10 \log_{10} \left( 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_{3\text{dB}}} \right)^{2n} \right), \quad (3.2)$$

у којој фигуришу два параметра: угаона учестаност ( $\omega_{3\text{dB}}$ ) и ред апроксимације ( $n$ ). Слабљење монотонно расте са учестаности. Преносна функција  $n$ -тог реда која одговара овој апроксимацији нема нуле али има  $n$  полова. Карактеристика није стрма, одакле следи да је потребно повећати ред филтра у циљу достизања боље селективности. Поред равне амплитудске карактеристике у пропусном опсегу, *Butterworth*-ов филтар има мању осетљивост на промене вредности елемената [Petr2010].

Најпопуларнија апроксимација је *Tschebyscheff*-љева (дата на слици 3.2б):

$$A_{\text{dB}}(\omega) = 10 \log_{10} \left( 1 + \varepsilon^2 T_n^2 \left( \frac{\omega}{\omega_\varepsilon} \right) \right), \quad (3.3)$$

где  $\omega_\varepsilon$  представља граничну угаону учестаност одговарајућег пропусног опсега  $0 < \omega < \omega_\varepsilon$ ,  $\varepsilon$  дефинише параметар таласности,  $n$  је ред апроксимације, а  $T_n(x)$  је *Tschebyscheff*-љев полином  $n$ -тог степена.



Слика 3.2 (а) *Butterworth*-ова и (б) *Tschebyscheff*-љева апроксимација [Petr2010]

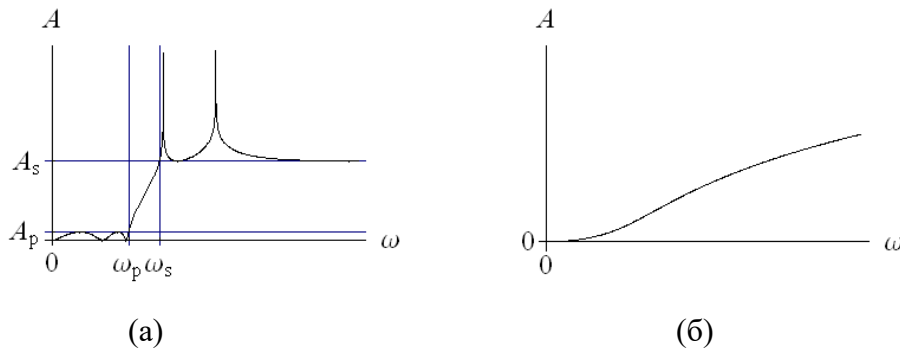
Апроксимација са најмањим редом  $n$ , за специфицирану селективност, је елиптичка или *Sauer*-ова (слика 3.3а),

$$A_{dB}(\omega) = 10 \log_{10} \left( 1 + \epsilon^2 R_n^2 \left( \frac{\omega}{\omega_\epsilon}, \xi \right) \right), \quad (3.4)$$

где  $\omega_\epsilon$  представља граничну угаону учестаност одговарајућег пропусног опсега  $0 < \omega < \omega_\epsilon$ ,  $\epsilon$  симболише максимално дозвољено слабљење у пропусном опсегу, док  $R_n(x, \xi)$  представља елиптичку рационалну функцију  $n$ -тог степена за коефицијент селективности  $\xi$ . Функција преноса је реда  $n$ , са  $n$  полова и  $n$  нула. Предности ове апроксимације се огледају у најбољој селективности за специфицирани ред филтра, с тим што је повећана комплексност имплементације [Petr2010].

Апроксимација која има максимално равно групно кашњење у пропусном опсегу је *Bessel*-ова (слика 3.3б), а унутар истог опсега се одликује скоро линеарном фазном карактеристиком. *Butterworth*-ов филтар има знатно већу селективност од *Bessel*-овог. Функција преноса не поседује нуле.

*Gauss*-ова апроксимација има својства као и *Bessel*-ова, а одговарајућа амплитудска карактеристика има облик *Gauss*-ове расподеле.



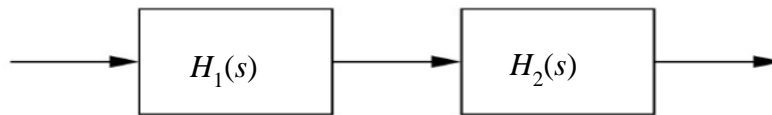
Слика 3.3 Апроксимације: (а) Елиптичка и (б) *Bessel*-ова

Апроксимација линеарне фазе има осцилаторну промену групног кашњења. Својства су јој слична *Bessel*-овој. Поред наведених, додатне апроксимације су изложене у [Matt1964].

### 3.1.3 Реализација

Реализација филтра представља процес мапирања трансфер функције у електричну шему са идеалним елементима (као што су кондензатор, калем, отпорник). Приликом поступка реализације, неопходно је успоставити топологију која је подобна за имплементирање у жељеној технологији.

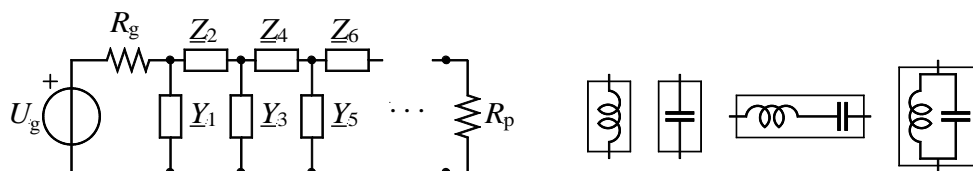
Каскадна реализација (слика 3.4) подразумева надовезивање мрежа у каскаду, где свака од мрежа из каскада чини филтар који се посебно пројектује.



Слика 3.4 Општа шема каскадне реализације

Лествичаста (верижна) реализација (слика 3.5) је најзначајнија реализација за потребе пројектовања филтра и одликује се једноставном топологијом лествице. Код ове реализације, прва грана може бити редна или паралелна. Од свих реализација, она има најмању осетљивост на модификације вредности елемената. Лествичаста мрежа спада у ред каноничких реализација, јер захтева употребу најмањег броја кондензатора и калемова за конкретни ред апроксимације при чему је број употребљених елемената исти као и ред мреже. У случају *Butterworth*-ове и *Tschebyscheff*-љеве апроксимације, одређени су аналитички изрази на основу којих се врши прорачун вредности елемената лествичасте реализације.

При пројектовању филтра је битан распон вредности елемената (односно највеће/најмање капацитивности или индуктивности). За праксу је погодно ако елементи имају поредиве вредности.



Слика 3.5 Лествичаста реализација и могући састав грана лествичасте мреже



Поред лествичасте, постоје и друге реализације. Реализација са одсечцима водова полази од лествичасте LC-реализације, а затим се концентрисани елементи замене одсечцима водова без губитака. Мешовита реализација укључује и одсечке водова и елементе са концентрисаним параметрима. Реализације које користе водове модификују задати фреквенцијски одзив, јер долази до појаве нежељених пропусних опсега који се јављају као последица периодичне промене параметара расејања водова са учестаности.

### **3.1.4 Имплементација**

Имплементација у циљној технологији подразумева шему са реалним компонентама. У циљу добијања конкретних вредности за димензије филтра, параметри имплементације се одређују на основу сложених математичких прорачуна.

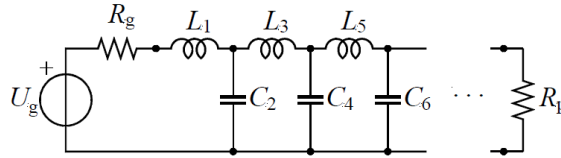
Приликом самог процеса имплементације, LC-осцилаторна кола се замењују компонентама као што су диелектрични резонатори, одсечци водова и таласоводне секције. Параметри имплементације се систематски подешавају и оптимизују како би био остварен специфицирани фреквенцијски одзив.

### **3.1.5 Студија имперфекције**

Приликом увођења реалних компоненти уместо идеалних елемената, долази до појаве паразитних ефеката који имају за последицу изобличење фреквенцијског одзива. Задатак студије имперфекције јесте да идентификује несавршености чији се утицај не сме занемарити приликом синтезе. Појава нежељених опсега приликом реализације одсечцима водова, ивични ефекти или нежељене рефлексије које су унели конектори су само неке од познатих примера којима се бави студија имперфекције. Толеранције параметара компоненти се додатно одређују статистички, користећи *Monte Carlo* симулацију.

### 3.2 Прототип филтра

Прототип филтра се дефинише као лествичаста LC-мрежа која користи идеалне елементе, а чија карактеристика представља филтар пропусник ниских учестаности (слика 3.6). Прототип има граничну угаону учестаност  $\Omega_p$  и прикључен је на генератор унутрашње отпорности  $R_g$  [Petr2010]. Прототип има редне калемове и паралелне кондензаторе, чији је укупан број једнак реду апроксимације.



Слика 3.6 Лествичаста LC-реализација нископропусног филтра

Вредности елемената прототипа који има *Butterworth*-ову апроксимацију су:

$g_0=1$ , што представља нормализовану отпорност генератора,

$$g_i=2\sin\left(\frac{2i-1}{2n}\pi\right), i = 1, 2, \dots, n, \quad (3.5)$$

$g_{n+1}=1$ , што представља нормализовану отпорност потрошача. Вредности елемената прототипа се могу одредити на основу следећих идентитета:

$$L_{k,proto}=g_k \frac{R_{g,proto}}{\Omega_{p,proto}}=g_k \cdot 1\text{H},$$

$$C_{k,proto}=g_k \frac{\Omega_{p,proto}}{R_{g,proto}}=g_k \cdot 1\text{F}, \quad (3.6)$$

$$R_{p,proto}=g_k \cdot 1\Omega.$$

Вредности елемената прототипа за *Tschebyscheff*-љеву апроксимацију су:

$$z=\ln\left(\text{cth}\frac{A_p[\text{dB}]}{17.37}\right), x=\text{sh}\left(\frac{z}{2n}\right),$$

$$a_i=\sin\left(\frac{2i-1}{2n}\pi\right), b_i=x^2+\sin^2\left(\frac{i\pi}{n}\right), i = 1, 2, \dots, n,$$

$$g_0=1,$$

$$g_1=2\frac{a_1}{x}, \quad (3.7)$$

$$g_i=4\left(\frac{a_{i-1}a_i}{b_{i-1}g_{i-1}}\right), i = 2, 3, \dots, n,$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1, & n=1,3,5\dots \\ \operatorname{cth}^2\left(\frac{z}{4}\right), & n=2,4,6\dots \end{cases}$$

Нормализована отпорност потрошача, може али и не мора да буде једнака нормализованој отпорности генератора. То је посебно изражено код филтара непарног реда, јер су у том случају једнаке нормализоване отпорности генератора и потрошача. Уколико се пројектом захтева да филтар буде парног реда, потребно је убацити мрежу за прилагођење. Вредности елемената прототипа са *Tschebyscheff*-љевом апроксимацијом се могу одредити на основу следећих идентитета:

$$\begin{aligned} L_{k,\text{proto}} &= g_k \frac{R_{g,\text{proto}}}{\Omega_{p,\text{proto}}} = g_k \cdot 1\text{H}, \\ C_{k,\text{proto}} &= g_k \frac{\Omega_{p,\text{proto}}}{R_{g,\text{proto}}} = g_k \cdot 1\text{F}, \\ R_{p,\text{proto}} &= \begin{cases} g_{n+1} R_{g,\text{proto}}, & \text{ако је последњи елемент кондензатор,} \\ \frac{1}{g_{n+1}} R_{g,\text{proto}}, & \text{ако је последњи елемент калем.} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Из прототипа се може одредити *LC*-реализација филтра пропусника ниских учестаности за жељене вредности отпорности генератора  $R_g$  и граничне угаоне учестаности филтра  $\Omega_p = 2\pi F_p$ . Параметри *LC*-реализације нископропусног филтра су дати следећим релацијама:

$$\begin{aligned} L_{k,\text{NP}} &= R_g \frac{1}{\Omega_p} L_{k,\text{proto}}, \\ C_{k,\text{NP}} &= \frac{1}{R_g} \frac{1}{\Omega_p} C_{k,\text{proto}}, \\ R_p &= R_g R_{p,\text{proto}}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

На основу прототипа се може одредити *LC*-реализација филтра пропусника високих учестаности. При томе се паралелни кондензатор прототипа замени калемом, а редни калем прототипа се замени кондензатором. Гранична учестаност остаје иста као код филтра пропусника ниских учестаности,  $\Omega_p = 2\pi F_p$ , а вредности

елемената LC-реализације филтра пропусника високих учестаности се могу одредити на основу једначина:

$$L_{k,VP} = R_g \frac{1}{\Omega_p C_{k,proto}}, \quad (3.10)$$
$$C_{k,VP} = R_g \frac{1}{\Omega_p L_{k,proto}}.$$

Из прототипа се могу извести пропусник опсега учестаности и непропусник опсега учестаности. Трансформација прототипа у пропусник или непропусник опсега учестаности, уводи проста осцилаторна кола уместо елемената прототипа, при чему сва осцилаторна кола имају исту резонантну учестаност.

За филтар пропусник опсега учестаности, код којег је пропусни опсег одређен граничним угаоним учестаностима  $\Omega_{p1}$  и  $\Omega_{p2}$ , паралелно везани кондензатор треба заменити паралелним осцилаторним колом, састављеним од калема индуктивности  $L_{kp,PO}$  и кондензатора капацитивности  $C_{kp,PO}$ . Вредности  $L_{kp,PO}$  и  $C_{kp,PO}$  се одређују помоћу следећих формула:

$$C_{kp,PO} = \frac{R_{g,proto}}{R_g} \frac{\Omega_{p,proto}}{\Omega_{p2}-\Omega_{p1}} C_{k,proto}, \quad (3.11)$$
$$L_{kp,PO} = \frac{1}{\Omega_{p1}\Omega_{p2}C_{kp,PO}}.$$

По аналогiji, сваки редни калем који представља елемент прототипа, треба заменити редним осцилаторним колом, састављеним од калема индуктивности  $L_{kr,PO}$  и кондензатора капацитивности  $C_{kr,PO}$ . Вредности  $L_{kr,PO}$  и  $C_{kr,PO}$  се одређују на основу следећих формула:

$$L_{kr,PO} = \frac{R_g}{R_{g,proto}} \frac{\Omega_{p,proto}}{\Omega_{p2}-\Omega_{p1}} L_{k,proto}, \quad (3.12)$$
$$C_{kr,PO} = \frac{1}{\Omega_{p1}\Omega_{p2}L_{kr,PO}}.$$

Приликом одређивања  $LC$ -реализације филтра непропусника опсега учестаности (чији је непропусни опсег одређен граничним угаоним учестаностима  $\Omega_{p1}$  и  $\Omega_{p2}$ ), паралелно везани кондензатор треба заменити редним осцилаторним колом, састављеним од калема индуктивности  $L_{kr,NPO}$  и кондензатора капацитивности  $C_{kr,NPO}$ . Вредности  $L_{kr,NPO}$  и  $C_{kr,NPO}$  се израчунавају помоћу израза:

$$L_{kr,NPO} = R_g \frac{1}{\Omega_{p,proto} R_{g,proto} C_{k,proto}} \frac{1}{\Omega_{p2} - \Omega_{p1}}, \quad (3.13)$$

$$C_{kr,NPO} = \frac{1}{\Omega_{p1} \Omega_{p2} L_{kr,NPO}}.$$

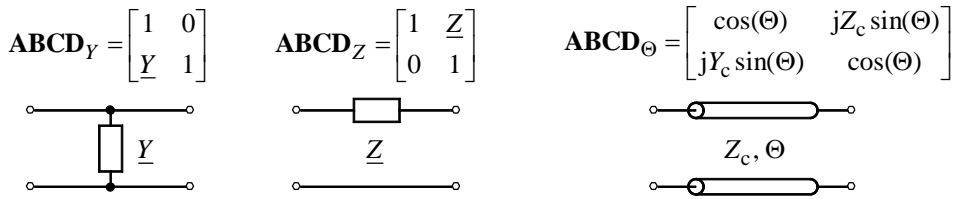
По аналогiji, сваки редни калем који представља елемент прототипа, треба заменити паралелним осцилаторним колом, састављеним од калема индуктивности  $L_{kp,NPO}$  и кондензатора капацитивности  $C_{kp,NPO}$ . Вредности  $L_{kp,NPO}$  и  $C_{kp,NPO}$  се израчунавају на основу следећих израза:

$$C_{kp,NPO} = \frac{1}{R_g} \frac{1}{\Omega_{p2} - \Omega_{p1}} \frac{R_{g,proto}}{L_{k,proto} \Omega_{p,proto}}, \quad (3.14)$$

$$L_{kp,NPO} = \frac{1}{\Omega_{p1} \Omega_{p2} C_{kp,NPO}}.$$

### 3.2.1 ABCD матрице и електрична дужина одсечка вода

Лествичаста шема је каскада две врсте мрежа, које су реализоване у виду редних импеданси и паралелних адмитанси. На одређеној учестаности је дозвољено еквивалентирати одсечак идеалног вода Т- или П-мрежом, сачињеном од концентрисаних компоненти. У циљу одређивања параметара секције вода, потребно је упоредити матрице паралелне адмитансе и редне импедансе са ABCD матрицом вода. Паралелна адмитанса, редна импеданса и одсечак вода са придруженим ABCD матрицама су дати на слици 3.7.



Слика 3.7 Паралелна адмитанса, редна импеданса и одсечак вода са придруженим ABCD матрицама [Petr2010]

У случају електрично кратког вода ( $\theta \ll 1$ ), елементи на главној дијагонали ABCD матрице вода ће имати вредности које су блиске јединици,  $\cos \theta \approx 1$ . Одсечак вода се понаша различито у зависности од карактеристичне импедансе. У случају мале импедансе ( $Z_c \ll 1$ ), вод има претежно капацитиван карактер. Понаша се као паралелна капацитивна адмитанса,  $\sin \theta \approx \theta$ ,  $Y \approx jY_c \theta$ , и може се еквивалентирати Т-мрежом са концентрисаним параметрима. У случају велике импедансе ( $Z_c \gg 1$ ), вод је претежно индуктивног карактера. Понаша се као редна индуктивна импеданса,  $\sin \theta \approx \theta$ ,  $Z \approx jZ_c \theta$  и може се еквивалентирати П-мрежом са концентрисаним параметрима.

Електрична дужина вода је дата формулом [Petr2010]:

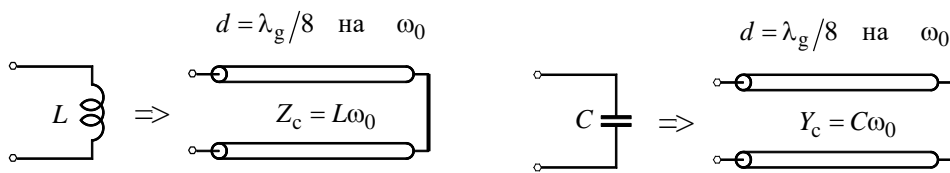
$$\theta = \beta d = 2\pi \frac{d}{\lambda_g} = \omega d \sqrt{L' C'} = \omega \frac{\theta_0}{\omega_0} = f \frac{\theta_0}{f_0}, \quad (3.15)$$

унутар које фигурише фазни коефицијент означен са  $\beta$  и дужина одсечка  $d$ . Вођена таласна дужина је означена помоћу  $\lambda_g$ . Угаона учестаност је представљена симболом  $\omega$ , која је помоћу релације  $\omega = 2\pi f$  повезана са радном учестаности  $f$ . Примарни параметри вода по јединици дужине су индуктивност ( $L'$ ) и капацитивност ( $C'$ ). Електрична дужина  $\theta_0$  је дата за угаону учестаност  $\omega_0$ .

Практично, лествичаста шема са наизменичним редним индуктивностима и паралелним капацитивностима се може заменити каскадом секција водова различитих карактеристичних импеданси. Изабрани одсечци вода имају малу електричну дужину ( $\theta < \theta_0 = \pi/4$ ). Реализација у којој се смењују водови малих и великих карактеристичних импеданси се назива *stepped-impedance* реализација.

### 3.2.2 Ричардсова трансформација

Ричардсова трансформација се заснива на идентитету  $\Omega = \tan\theta = \tan(\omega\theta_0/\omega_0)$ , а омогућава да се прототип филтра пресликава у реализацију са одсечцима водова који имају исту дужину, при чему се вредности елемената мапирају у карактеристичне импедансе одсечака. Својство једнакости имитанси одсечака вода и одговарајућих елемената са концентрисаним параметрима је испуњено на једној конкретној учестаности  $f_0$ , као што је приказано на слици 3.8.



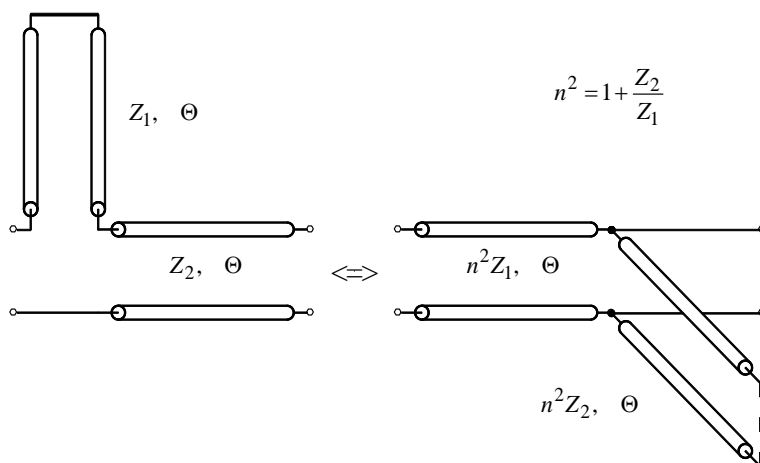
Слика 3.8 Трансформација елемената прототипа у одсечак вода

### 3.2.3 Куродини идентитети

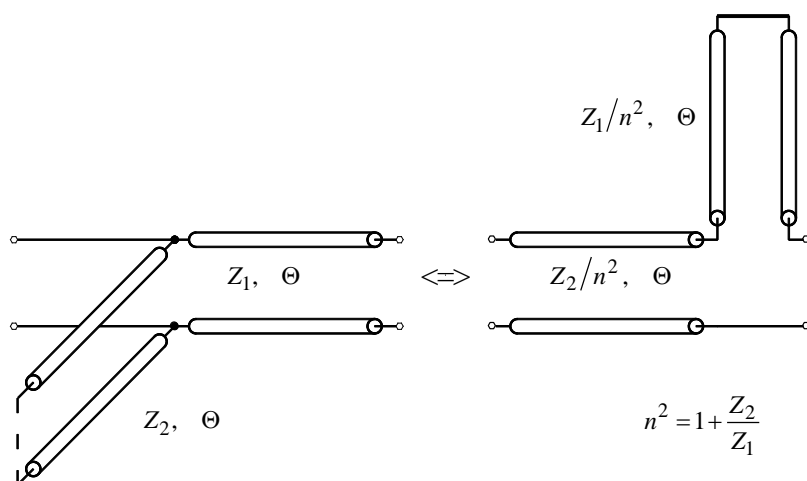
Куродини идентитети налазе примену у мрежној трансфигурацији, конкретно, за преуређивање реализације засноване на Ричардсовој трансформацији. Сам процес преуређивања се спроводи помоћу заменских шема (слика 3.9 и слика 3.10) јер су подесније за практичну имплементацију. Важно је напоменути да се идентитети могу применити на било којој учестаности, јер важе за било које електричне дужине.

Конкретно, на основу ових идентитета је могуће одвојити огранке одсечцима вода који не утичу на фреквенцијски одзив филтра, редне огранке претворити у паралелне и обрнуто.

Ако се продуже приступи филтра и на сваки од њих дода одсечак идеалног вода који има електричну дужину  $\theta_0$ , а карактеристичну импедансу једнаку номиналној импеданси приступа, овај поступак нема утицај на амплитудски одзив филтра. То је корак који се може спровести у циљу примене реорганизације огранака.



Слика 3.9 Куродин идентитет за трансформацију редног краткоспојеног огранка у паралелни отворен огранак

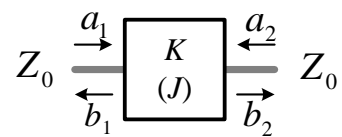


Слика 3.10 Куродин идентитет за трансфигурацију паралелног отвореног огранка у редни краткоспојени огранак



### 3.2.4 Импедансни и адмитансни инвертори

Импедансни и адмитансни инвертори се заједничким именом називају имитансни инвертори. Имитансни инвертор је линеарна, временски непроменљива, реципрочна мрежа без губитака. То је елемент са два приступа, који има својство инверзије имитансе. Особина инвертовања имитансе важи на радној учестаности  $f_0$  и у уском опсегу око ње [Petr2010]. Инвертор уноси фазни померај од  $\pm 90^\circ$ . На слици 3.11 је приказана шема имитансног инвертора.



Слика 3.11 Шема имитансног инвертора

Ако се импедансни инвертор на једном приступу затвори импедансом  $Z_2$ , онда је импеданса која се види на другом приступу једнака:

$$Z_1 = \frac{K^2}{Z_2}, \quad (3.16)$$

где је  $K$  реалан број и симболише карактеристичну импедансу инвертора.

Такође, уколико се адмитансни инвертор на једном приступу затвори адмитансом  $Y_2$ , онда је адмитанса која се види са другог приступа једнака:

$$Y_1 = \frac{J^2}{Y_2}, \quad (3.17)$$

где је  $J$  реалан број и симболише карактеристичну адмитансу инвертора.

Основна замисао примене инвертора су реализације са паралелним или редним осцилаторним колима, где су осцилаторна кола само у редним гранама или само у паралелним гранама [Petr2010]. Замисао се темељи на особини лествичасте мреже филтра, пропусника и непропусника опсега учестаности са концентрисаним елементима, код које је производ вредности индуктивности и капацитивности гране константан. Од посебног интереса је да производ буде исти у свим гранама јер то имплицира конструисање резонатора на истој резонантној учестаности.

Четвртталасни одсечак вода је реализација имитансног инвертора елементима са расподељеним параметрима. Постоје и друге реализације инвертора као што су реализација са концентрисаним елементима и са спрегнутим водовима.

### 3.3 Резонатори

Резонатор је ограничен, електромагнетски изолован део простора у којем се остварују осцилације електромагнетског поља. Резонатор се може представити помоћу осцилаторног кола на микроталасним учестаностима. Просто осцилаторно коло је састављено од отпорника (мале, коначне отпорности  $R$ ), калема индуктивности  $L$  и кондензатора капацитивности  $C$ . Елементи могу бити везани серијски (у редном осцилаторном колу) или паралелно (у паралелном осцилаторном колу). Резонанција представља стање у колу приликом којег је укупна реактанса у колу једнака нули. Реактансе калема и кондензатора су једнаке али супротног знака, одакле следи да се међусобно потиру у изразу за имагинарни део импедансе кола. Резонантна учестаност је конкретна учестаност на којој је наступила резонанција и одређена је релацијом:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.18)$$

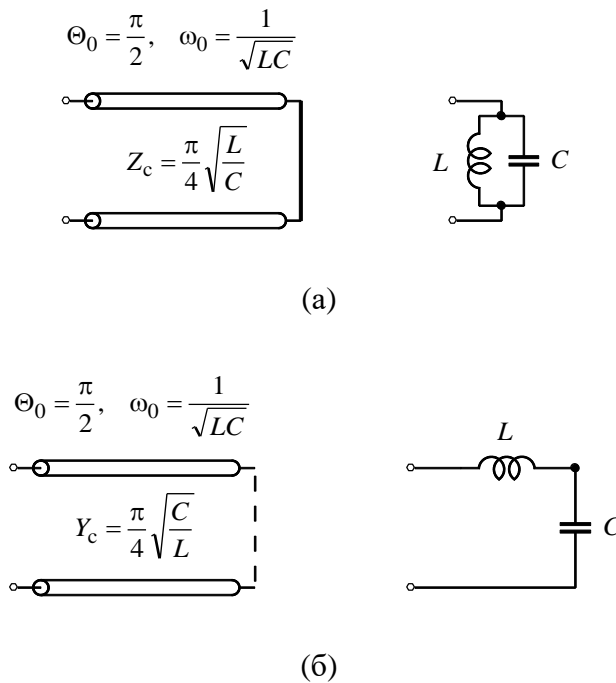
Поред резонантне учестаности, фундаментални параметар резонатора је фактор добротe ( $Q$ -фактор). Генерално,  $Q$ -фактор је функција учестаности, али се најчешће одређује при резонантној учестаности. То је бездимензиони параметар, задат следећом формулом:

$$Q = 2\pi \frac{W_{UK}}{W_G} \quad (3.19)$$

где је  $W_{UK}$  укупна енергија садржана у резонатору (енергија у реактивним елементима резонантног кола) при резонантној учестаности, а  $W_G$  енергија која се претвори у топлоту у току једног периода. Са порастом  $Q$ -фактора, резонантно коло је селективније и има ужи пропусни опсег.

### 3.3.1 Четвртталасни резонатори

Четвртталасни резонатор је одсечак идеалног вода који има електричну дужину  $\theta_0 = \pi/2$  на учестаности  $\omega_0$ . Понашање краткоспојеног четвртталасног резонатора, у близини учестаности  $\omega_0$ , је слично паралелном осцилаторном колу (слика 3.12а). До овог закључка се може доћи развојем улазне адмитансе краткоспојеног одсечка и паралелног осцилаторног кола у околини  $\omega_0$  [Petr2010]. Аналогно, понашање отвореног четвртталасног резонатора, у близини угаоне учестаности  $\omega_0$ , је слично редном осцилаторном колу (слика 3.12б).

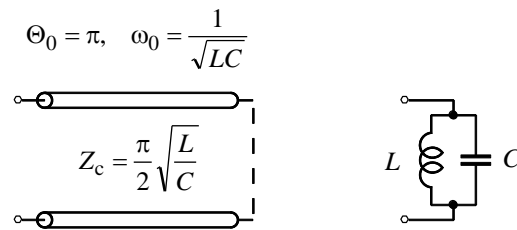


Слика 3.12 Четвртталасни резонатор и еквивалентни LC-резонатор: а) краткоспојени резонатор и паралелна LC-мрежа б) отворени резонатор и редна LC-мрежа

Овакав резонатор налази примену приликом реализовања филтра пропусника опсега коришћењем инвертора. Том приликом се уместо LC-резонатора у редним гранама користе отворени четвртталасни резонатори, а у паралелним гранама краткоспојени резонатори [Petr2010].

### 3.3.2 Полуталасни резонатори

Полуталасни резонатор је одсечак идеалног вода чија је електрична дужина  $\theta_0 = \pi$  при кружној учестаности  $\omega_0 = 2\pi f_0$ . Понашање отвореног полуталасног резонатора у близини угаоне учестаности  $\omega_0$  је слично паралелном осцилаторном колу (слика 3.13). До овог закључка се долази када се развије улазна адмитанса одсечка вода и *LC*- резонатора [Petr2010].



Слика 3.13 Полуталасни резонатор и еквивалентни *LC*-резонатор

Овакав резонатор налази примену приликом реализовања филтра пропусника опсега, који користи инверторе, где се постављају уместо *LC*-резонатора у паралелним гранама [Petr2010].

## **4 Таласоводни филтри**

Принцип рада таласоводних филтара, који представљају предмет ове дисертације, заснива се на убацивању дисконтинуитета у унутрашњост правоугаоног таласовода. Дисконтинуитети су постављени у виду резонантних преграда, које могу имати различите геометријске облике. Последњих година, истраживања су усмерена према полуталасним резонаторима са прорезом, комплементарним полуталасним резонаторима са прорезом и четвртталасним резонаторима. Наведени резонатори су се због својих димензија, облика и електромагнетских својстава показали као изузетно погодни за примену приликом имплементације таласоводних филтара.

У оквиру овог поглавља, дат је преглед решења таласоводних филтара из доступне литературе са посебним освртом на проблем минијатуризације. Затим је детаљно описан процес електромагнетског моделовања свих компоненти које су изложене у дисертацији. У односу на функционалности WIPL-D софтвера, приказан је општи приступ моделовању тродимензионалних структура и њихових еквивалентних репрезентација на нивоу кола. Након моделовања и симулације филтра, изложени су следећи процеси: припрема оптималног филтра за фабрикацију, пост-фабрикацијски поступци и мерење фреквенцијског одзива лабораторијског прототипа.

### **4.1 Преглед литературе**

У овом одељку ће бити изложен преглед релевантне литературе из области таласоводних филтара и досадашњих решења. Дат је приказ најновијих истраживања посвећених изолованим резонаторима у ваздуху и штампаним на диелектрику, јер су ови резонатори коришћени као основни градивни елемент таласоводних филтара. Даље, дата је анализа филтара који примењују резонаторе са и без прореза, при чему су резонатори постављени у низу или појединачно, у Е-равни или Н-равни правоугаоног таласовода. Додатно, изложен је кратак осврт на

филтре имплементирани у планарној технологији. Наведена су истраживања из области реконфигурабилних таласоводних филтара и изложена решења израђена користећи технологију тродимензионалне (3Д) штампе.

#### **4.1.1 Таласоводни резонатори**

Детаљна електромагнетска анализа полуталасних резонатора са прорезом (*split ring resonator*, SRR) и комплементарних полуталасних резонатора са прорезом (*complementary split ring resonator*, CSRR), који имају облик кружног прстена са малим процепом је изложена у [Ваена2005]. У оквиру истог истраживања, аутори су успоставили еквивалентну шему ових резонатора, користећи елементе са концентрисаним параметрима. Истакнуто је да је могуће еквивалентно репрезентовати таласоводни резонатор помоћу паралелне везе отпорника, калема и кондензатора.

Аналитичка формулација резонантних учестаности кружних полуталасних резонатора је дата у [Syd2009], са нагласком да је за прорачун укупне капацитивности резонатора потребно узети у обзир допринос површинске капацитивности и капацитивности прореза. У циљу повећања тачности приликом израчунавања капацитивности SRR, аутори су у [Warn2012] представили модел овог резонатора помоћу танких жица и нумерички одредили корективни фактор за капацитивност прореза. У [Mrvi2014b] је пројектован полуталасни таласоводни резонатор са посебним освртом на утицај оријентације прореза штампаног вода на одзив таласоводног резонатора. Компаративна анализа различитих електрично малих планарних резонатора је изложена у [Dur2012], заједно са њиховим еквивалентним репрезентацијама. Приликом истраживања су коришћени кружни резонатори са прорезом, који су постављени један унутар другог, формирајући јединичну ћелију. Истраживање обухвата низ јединичних ћелија, а елиптички филтар пропусник ниских учестаности и антена за два опсега учестаности (*dual-band antenna*) су пројектовани у циљу верификације концепта. Електромагнетско понашање појединачних полуталасних резонатора са прорезом и резонатора постављених у низу унутар таласовода је истражено у [Gay2002]. Закључак тог истраживања је да резонантна учестаност зависи од броја елемената низа и њиховог

међусобног растојања, као и да конвергира за осам елемената. Таласоводни резонатор са две учестаности који примењује преграде у  $E$ - и  $H$ -равни правоугаоног таласовода су изложени у [Mrvi2014a].

#### **4.1.2 Таласоводни филтри у $E$ -равни**

Традиционална имплементација филтра у  $E$ -равни је приказана у [Kon1974] и подразумева периодичне металне индуктивне преграде убачене дуж лонгитудиналне осе таласовода. Такву имплементацију одликују једноставност и ниска цена производње. Недостатак ове имплементације се огледа у дужини филтра, нарочито уколико се повећава број металних индуктивних преграда. Решења која су уследила имала су за циљ унапређење перформанси традиционалне имплементације. Својеврсно унапређење у виду смањења дужине филтра и повећања ширине тродецибелског опсега су добијене коришћењем додатних меандрираних полуталасних резонатора између металних индуктивних преграда, и то резонатора у облику слова  $S$  [Sunt2009] и у облику слова  $T$  [Bud2011]. Интеграција додатног резонатора између металних индуктивних преграда је подесила положај нула преносне функције на свакој страни пропусног опсега, што је резултовало бољом селективношћу филтра [Jin2013]. Пројектовање филтра петог реда са четвртталасним резонаторима постављеним између металних индуктивних преграда је приказано у [Gus2009], при чему су четвртталасни резонатори причвршћени за горњи и доњи зид таласовода и постављени једни насупрот других. У истом истраживању је испитан утицај минијатуризације резонатора на  $Q$ -фактор неоптерећеног резонатора. У [Shel2006] је приказан метални уметак у виду решетке, састављен од периодичних индуктивних преграда и полуталасних резонатора, постављен у  $E$ -раван правоугаоног таласовода. На тај начин је остварен значајан допринос у погледу компактности филтра непропусника опсега. Ултра-компактан филтар је пројектован у [Moh2013], тако што су за горњи зид таласовода причвршћена три четвртталасна резонатора између металних индуктивних преграда.

Истраживање посвећено филтрима са металним преградама у  $E$ -равни је изложено у докторској дисертацији [Lop2012]. Примерак филтра непропусника

опсега учестаности користи металну преграду са периодичним прорезима које имају идентичну дужину, а сама преграда се налази у доњој половини таласовода. То оставља простор за уметање преграде у горњој половини на основу чега је омогућено пројектовање филтра са два непропусна опсега. Засецање бочних страна штампане плочице, према приступима, је извршено у циљу смањења рефлексије, чиме је остварено боље прилагођење у пропусном опсегу.

Истраживање спроведено у [Jith2006] укључује низ јединичних ћелија на FR-4 диелектричној подлози, од којих се свака ћелија састоји од два SRR у облику кружног прстена са прорезом. Унутар сваке ћелије су дијаметрално постављени прорези сваког од прстена, при чему су прорези усмерени ка приступима таласовода. Анализа фреквенцијског одзива је извршена у односу на број јединичних ћелија које се налазе на штампаној прегради. На основу резултата анализа је истакнуто, да се са повећањем броја ћелија на подлози, тј. повећањем дужине низа резонатора, уједно остварује шири непропусни опсег и боље потискивање. Друге анализе фреквенцијског одзива су спроведене да би се испитао утицај удаљености штампане преграде од ужег зида таласовода на пропусни опсег филтра. Најшири непропусни опсег је могуће остварити постављањем преграде дуж лонгитудиналне осе таласовода, на једнакој удаљености од латералних зидова таласовода. Њеним померањем ка бочним зидовима таласовода се смањује и ширина опсега филтра. Аутори су у [Bar2010] спровели сличну анализу, с тим што је низ јединичних ћелија садржао прстенове код којих су прорези дијаметрално постављени, али ка горњем и доњем зиду таласовода.

Ускопојасни филтар са два непропусна опсега [Sun2014] примењује преграду са два пара кружних SRR, при чему су елементи сваког од парова штампани на различитим страна преграде, а њихови прорези су међусобно заротирани. Испитан је утицај близине парова резонатора, са посебним освртом на случај када су постављени уз ивицу преграде, тј. уз горњи и доњи зид металног таласовода.

У оквиру истраживања [Rajo2009] представљена су четири решења резонантних преграда, које у зависности од потребе могу бити насумично поређане унутар таласовода. На свакој прегради је штампан низ од девет резонатора идентичног полупречника и ширине водова. Две преграде садрже резонаторе идентичних полупречника, а друге две преграде садрже резонаторе већег, односно



мањег полупречника од поменуте две истоветне преграде. Описани поступак има за циљ да омогући различите комбинације централних учестаности непропусних опсега, при чему је наглашено да су пројектовани опсези међусобно независни.

Као допринос минијатуризацији таласоводних филтара, предложен је филтар у [Kehn2007], где су у таласовод убачене две преграде са два низа SRR, који су наизменично постављени тако да је сваки други резонатор намењен за специфицирани непропусни опсег. На тај начин је пројектован филтар са четири непропусна опсега, али је уочена спрега између резонатора намењених за суседне опсеге.

Одговарајућа комбинација резонатора у облику грчког слова  $\Omega$  је штампана у низу на прегради, која се инкорпорира у таласовод у циљу реализације филтра пропусника ниских учестаности [Bass2015]. Погодно решење за смањење дужине таласоводног филтра је предложено пуњењем таласовода слојевима различитих диелектрика. С циљем верификације концепта је пројектован филтар пропусник опсега са карактеристиком која има равномерно таласање у пропусном опсегу [Khal2006].

Ново решење које користи пар савијених четвртталасних резонатора је приказано у [Stef2015], а исто истраживање обухвата и анализу филтра са постављеним полуталасним резонатором између два резонатора, при чему полуталасни резонатор има улогу спрежног елемента.

Флексибилно подешавање нула преносне функције и њихов утицај на поправку селективности пропусног опсега и потискивање у непропусном опсегу је истражено у [Jin2015], а сам концепт пројектовања је верификован филтром са преградом у Е-равни на којој су штампани савијени полуталасни резонатори у облику слова С.

Додатно савијање ка унутрашњости резонатора је омогућило да се више резонатора штампа на краћој прегради, доприносећи тиме смањењу дужине филтра, што је и показано на примерима филтара пројектованих у [Jin2016]. Оба филтра имају два непропусна опсега, а намењени су за рад у Ка-опсегу и W-опсегу. Додатно, филтар за рад у Ка-опсегу омогућава независно подешавање сваког од опсега јер су резонатори за исти опсег груписани и постављени на довољном

растојању од резонатора за суседни опсег, тако да нема спреге између резонатора суседних опсега.

### **4.1.3 Таласоводни филтри у Н-равни**

Компактно решење кружног комплементарног полуталасног резонатора је приказано у [Ort2005], са посебним нагласком на потенцијал примене ових таласоводних резонатора у Н-равни за пројектовање компактних филтара. У [Bage2013] су анализирани филтри који примењују једну преграду, где су на прегради штампани резонатори облика троугла, четвороугла, петоугла и шестоугла, са посебним освртом на утицај савијања резонатора (у циљу добијања жељеног облика) на карактеристику филтара. Показано је да се са повећањем броја савијених сегмената резонатора драстично смањује тродецибелски непропусни опсег. Што се тиче филтара који примењују преграде у Н-равни правоугаоног таласовода, најједноставније решење са два непропусна опсега је приказано у [Fall2009]. Посматрани филтар примењује само једну резонантну преграду са два штампана полуталасна резонатора са прорезом. У [Stef2015] су дате карактеристике филтара који примењују такође једну преграду, али коришћене преграде садрже два или три штампана четвртталасна резонатора. На тај начин су добијени филтри са два, односно три непропусна опсега. У истом истраживању је демонстрирано да се аналогним поступком са новим комплементарним полуталасним резонаторима (*new complementary split ring resonators* - N-CSRR) могу остварити филтри са два пропусна опсега. У оба наведена истраживања су коришћени резонатори који имају правоугаони облик. Филтар другог реда, реализован убацивањем две преграде у Н-раван таласовода, је приказан у [Shel2007]. Свака преграда се састоји од две резонантне ћелије, на којима су по два полуталасна резонатора са прорезом, штампана са обе стране диелектричне преграде. Филтар другог реда, са четири пропусна опсега, примењује преграде на којима су штампана четири кружна полуталасна резонатора један унутар другог [Bage2018a].

CSRR су искоришћени за реализацију *Tschebyscheff*-љевог филтра трећег реда и филтра са максимално равном карактеристиком у пропусном опсегу који користи

четири преграде [Bah2007]. Уочено је да *Tschebyscheff*-љев филтар остварује значајно шири пропусни опсег користећи резонаторе истих димензија као и филтар са максимално равном карактеристиком у пропусном опсегу. Филтар пропусник опсега трећег реда, који примењује преграде са по три полуталасна резонатора, приказан је у [Bage2018b]. Компактни филтри трећег реда, пропусници и непропусници опсега учестаности, пројектовани су у [Bah2008; Fall2010], респективно. Оба истраживања имају за циљ минијатуризацију филтара смањењем таласоводне секције, која има улогу инвертора. Прво истраживање је резултовало смањењем од 66%, а друго од 50%, користећи модификоване четвртталасне трансформаторе.

Значајан део истраживања који је изложен у [Stef2015], посвећен је филтрима који примењују преграду у *H*-равни таласовода. Пројектован је филтар трећег реда са два непропусна опсега који користи редуковане диелектричне преграде са штампаним полуталасним резонаторима. Филтар је ефикаснији у односу на остала решења која примењују преграде димензија трансверзалног попречног пресека таласовода. Представљена је структура која омогућава прецизно позиционирање овако редукованих трансверзално постављених преграда. Додатно, у истраживању је испитан утицај параметара фабрикации на одзив филтра.

Као додатни приступ минијатуризацији приказана је употреба преграда у таласоводу, где резонантни елементи имају фрактални облик. Филтри пропусници опсега учестаности су пројектовани користећи преграде са прорезима у облику *Koch* [Olo2009] и *Sierpinski* [Lot2013] фракталних крива. Аутори као посебну предност у односу на преграде са штампаним резонаторима са правоугаоним прорезима истичу могућност остваривања значајно ширег непропусног опсега.

У предложеним решењима [Ohir2005a; Ohir2005b; Li2007; Ohir2010; Ohir2011] таласоводних филтара су истражене фреквенцијски селективне површине (*frequency selective surfaces* - FSS) као резонантни елементи и истакнута је могућност добијања компактних и лаких филтара који су једноставни за фабрикацију. Еквивалентно коло различитих конфигурација код FSS елемената је дато у [Maj2014].

#### **4.1.4 Реконфигурабилни таласоводни филтри**

Решење таласоводног филтра који има могућност подешавања централне учестаности је дато у [Park2013], при чему је подешавање фреквенције остварено помоћу металног или феритног шрафа. Високо квалитетни реконфигурабилни таласоводни филтри, пројектовани у [Peli2011; Peli2012], користе MEMS компоненту и намењени су за рад у Х- и К-опсегу. У [Moh2014] је пројектован реконфигурабилни таласоводни резонатор, који користи прекидач начињен од графена. Електричне особине графена омогућавају да се његова електрична проводност може контролисати у одређеном опсегу вредности. Анализа спроведена у [Plić2016] демонстрира могућности примене таласоводног резонатора, који користи графен у милиметарским и суб-милиметарским апликацијама.

#### **4.1.5 Адитивна технологија производње**

Поред предности таласоводне технологије у погледу високо квалитетних компоненти и велике снаге која се може пренети, недостатак ове технологије се огледа у тежини фабрикованих компоненти. Последњих година се адитивна технологија показала као погодна за фабрикацију лаких таласоводних компоненти. Адитивна технологија је поступак производње који пружа могућност израде структуре директно из CAD модела, са посебним нагласком на могућност израде врло комплексних облика и детаља које није могуће израдити класичним поступцима производње. Као посебна предност је истакнута да трошкови фабрикации зависе од запремине структуре, а не од комплексности. Делове начињене овим поступком одликује тачност и брзина израде прототипова. У [Gete2013] су приказане различите могућности примене адитивних технологија за израду таласоводних компоненти које раде на високим учестаностима.

Стереолитографија (*stereolithography* - SLA) је први комерцијални поступак у области 3Д штампе који се заснива на процесу фотополимеризације. Уз помоћ UV зрака се у посебној кади врши осветљавање слоја фотополимерне смоле с циљем повезивања молекула у чврсту материју, и тај процес учвршћивања се понавља за све слојеве док се не изради цео CAD модел.

Селективно ласерско синтеровање (*selective laser sintering* - SLS) је поступак сличан стереолитографији, с тим што се уместо каде са фотополимером користи прашкасти материјал (пластика, керамика, метал), а уместо UV зрака ласерски сноп.

Филтри пропусници опсега учестаности четвртог и петог реда су представљени у [Guo2015; Guo2016], а израђени су коришћењем процеса стереолитографије и накнадно обложени бавром. Приликом имплементације филтра, коришћени су сферични резонатори који имају изузетно високе  $Q$ -факторе. Представљени филтар је до десет пута лакши од бакарног филтра са истим перформансама и има веома мало слабљење у пропусном опсегу.

Филтар представљен у [Shang2018] је пројектован за рад на централној учестаности  $f_0=90$  GHz. Фабрикован је користећи микро ласерско синтеровање и то је тренутно највиша централна учестаност за коју постоји решење произведено адитивном технологијом.

#### **4.1.6 Планарни филтри**

Планарни филтри имплементирани у микротракастој технологији коришћењем SRR су пројектовани у [Bon2005a; Bon2006]. Поступак синтезе филтара пропусника опсега са спрегнутим полуталасним резонаторима је изложен у [Hong2011]. Компактни микротракасти филтар непропусник опсега учестаности је приказан [Gupt2013], при чему је истакнуто да се слабљење у непропусном опсегу повећава са бројем штампаних резонатора. Филтар деветог реда са изузетно широким пропусним опсегом је пројектован у [Bon2005b], а CSRR је коришћен као основни резонантни елемент. Филтар који примењује SRR, имплементиран помоћу таласовода у подлози (*substrate integrated waveguide* - SIW), дат је у [Sen2012]. Елиптички филтар пропусник ниских учестаности је пројектован у [Moу2013]. Филтар користи квадратне SRR резонаторе са прорезом и имплементиран је у техници копланарних таласовода.

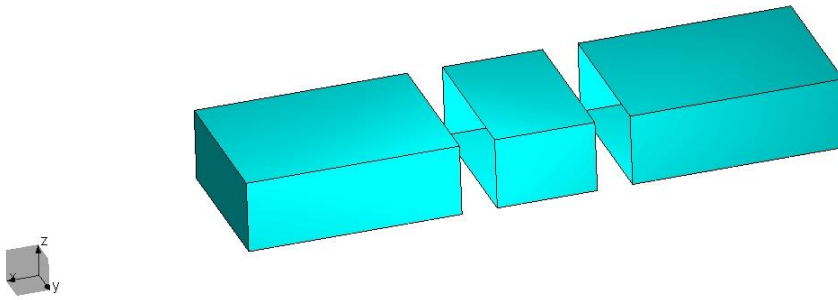
## **4.2 Моделовање структура**

У оквиру истраживања представљеног у дисертацији, коришћен је WIPL-D софтвер [WIPL-DPro], за потребе електромагнетске анализе. Конкретно, током истраживања су спроведени различити поступци над разматраним филтарским структурама, као што су: тродимензионална електромагнетска анализа, естимација снаге и анализа еквивалентног електричног кола. За сваку од поменутих анализа је коришћен одговарајући модул WIPL-D софтвера. У складу са тим, најзаступљенији су били микроталасни програми за симулацију тродимензионалних структура и моделовање микроталасних кола и система. У наставку овог одељка је описан начин моделовања структура које се разматрају у дисертацији.

### **4.2.1 Анализа тродимензионалних структура**

За анализу филтарских структура је коришћен централни модул софтвера, тродимензионални електромагнетски симулатор у фреквентном домену. Овај модул омогућава тродимензионално моделовање део по део хомогених, линеарних и изотропних домена. Сам процес моделовања се спроводи у две етапе, и то кроз моделовање геометрије (које задаје корисник) и моделовање струја (које извршава софтвер).

Све разматране таласоводне структуре су моделоване на исти начин и могу се, функционалном декомпозицијом, раставити на три интегрална дела (слика 4.1). Централни део подразумева одсечак таласовода у који се убацују различите металне преграде или плочице са штампаним резонаторима, а два додатна дела са обе стране одсечка представљају таласоводне приступе.



Слика 4.1 Функционална декомпозиција таласоводне структуре

Одсечак таласовода је моделован тако да димензионо одговара WR-90 таласоводу, обзиром да је X-опсег од интереса за анализу. Софтвер подржава концепт билинеарних површи (површ која се може формирати кроз било које четири тачке). На тај начин су моделовани одсечци таласовода, користећи неколико металних плоча. Свака од њих је састављена од четири чвора, који су просторно постављени тако да формирају облик четвороугла (најчешће правоугаоника, трапеза или квадрата). Одсечак је у случају са најмањим бројем плоча састављен од четири плоче које се у софтверу третирају као да су сачињене од савршено проводног материјала (*perfect electric conductor* - PEC). Уколико две плоче имају два заједничка чвора, онда су оне електрично повезане (код жица је потребно да имају један заједнички чвор да би биле електрично повезане).

Уколико је неки од зидова таласовода у додиру са неком диелектричном подлогом, потребно је адекватно извршити сегментацију плоче којом се тај зид таласовода моделује, како би се унутар софтвера третирао случај раздвојне површи две средине различите пермитивности (два домена у софтверу). За сваки од чворова је неопходно унети све три просторне координате.

Таласоводни приступи представљају одсечке таласовода који су кратко спојени на једном крају и имају улогу напојних таласовода, јер је унутар њих смештена сонда. Идентичног су попречног пресека као и централни део структуре. Антена којом се побуђује структура је лоцирана на удаљености од зида таласовода једнакој једној четвртини вођене таласне дужине у таласоводу за учестаност која се налази на средини опсега у коме се посматра карактеристика филтара. Преостали део напојног таласовода је дужине једнаке половини вођене таласне дужине у таласоводу за учестаност на средини посматраног опсега. Између напојног и

одсечка са резонантном преградом, налази се један кратки одсечак максималне дужине једне осмине вођене таласне дужине у таласоводу за највишу учестаност опсега који се посматра.

Побуда може бити реализована као полуталасни дипол или четвртталасни монопол. За потребе истраживања, побуда је реализована као четвртталасни монопол, моделована у виду споја танке жице и идеалног напонског генератора. У случају када се реализује полуталасним диполом, на месту генератора је неопходно дефинисати жице са заједничким чвором, али генератор увек припада једној жици. Треба напоменути да танка жица подразумева да је полупречник жице много мањи од њене таласне дужине. У геометријском смислу, жица је зарубљени засечени конус, који се може модификовати у облик цилиндра код ког полупречници основа имају исте димензије. Подразумевано је да струја постоји доминантно дуж жице, док се струја по обиму жице може занемарити. Постоји само аксијална компонента струје, која зависи само од аксијалне координате, док циркуларна компонента струје не постоји.

Додатне погодности које софтверски пакет WIPL-D омогућава значајно утичу на тачност анализе. Њихова ефикасност се огледа у анализи ивичног ефекта и мануелног подешавања реда полиномске апроксимације расподеле струја и тачности интеграције.

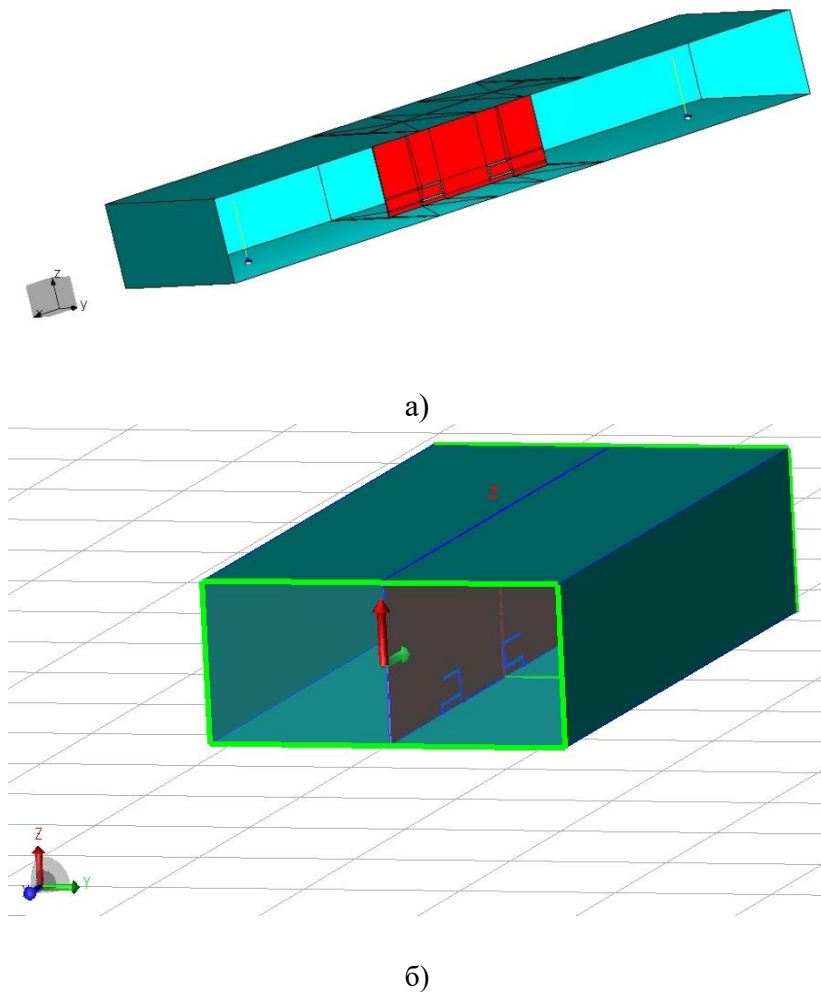
#### **4.2.2 Естимација максималне снаге**

За естимацију максималне снаге која може да се пренесе таласоводним филтром (*power handling capability*) коришћене су погодности CAD формата софтверског пакета. CAD верзија се разликује у односу на Pro верзију, пре свега по начину моделовања. Док се у Pro верзији моделује тзв. методом „чвор по чвор“, у оквиру CAD верзије су доступне различите геометријске фигуре које корисник може да увезе у простор. Потребно их је позиционирати адекватно у координатном систему и одредити фигуре жељених димензија.

Поређења ради, посматрани таласоводни филтар је моделован у две верзије софтвера, у Pro (слика 4.2a) и у CAD верзији (слика 4.2б). У Pro верзији модел је начињен помоћу великог броја металних плоча. У CAD верзији, значајно је



смањено време моделовања и један правоугаони таласовод је могуће моделовати одабиром квадрa жељених димензија. Друго, у оквиру Pro верзије је потребно извршити побуду филтра моделовањем четвртталасног монопола или полуталасног дипола постављеног на одређеном растојању од зида таласовода, док је у CAD верзији заступљен концепт портова на којима је само потребно дефинисати улазну снагу инцидентног таласа.



Слика 4.2 Таласоводни филтар са преградом у  $E$ -равни: а) моделован у Pro верзији  
б) моделован у CAD верзији

### **4.2.3 Моделовање кола**

За моделовање и анализу микроталасних кола коришћен је симулатор WIPL - D Microwave Pro [WIPL-DMw]. Посматрани филтри који су по структури тродимензионални електромагнетске компоненте, могу се репрезентовати на нивоу микроталасног кола. Поново, сваки од разматраних филтара је функционалном декомпозицијом растављен на базичне делове, који се могу моделовати одговарајућим елементима. У симулатору кола постоји палета елемената које репрезентују таласоводне компоненте. Између осталих, идентификован је одсечак таласовода као један од елемената из палете, који је описан дужином и импедансом. Еквивалентна шема сваког од коришћених резонатора се остварује помоћу пасивних компоненти са концентрисаним параметрима. Ове компоненте су подржане унутар софтвера, као основне компоненте, што изузетно олакшава процес пројектовања и оптимизације микроталасног филтра на нивоу кола.

### **4.3 Израда лабораторијског прототипа**

Фабрикација лабораторијског прототипа представља један од саставних корака приликом пројектовања филтара. У циљу верификације новог метода пројектовања изложеног у дисертацији, неопходно је фабриковати лабораторијске прототипове на основу пројектованог оптималног филтра. На тај начин се извршава потврда резултата добијених електромагнетским симулацијама. Сам процес верификације резултата је унутар одељка подељен у неколико фаза од којих је свака детаљно описана у наставку овог одељка:

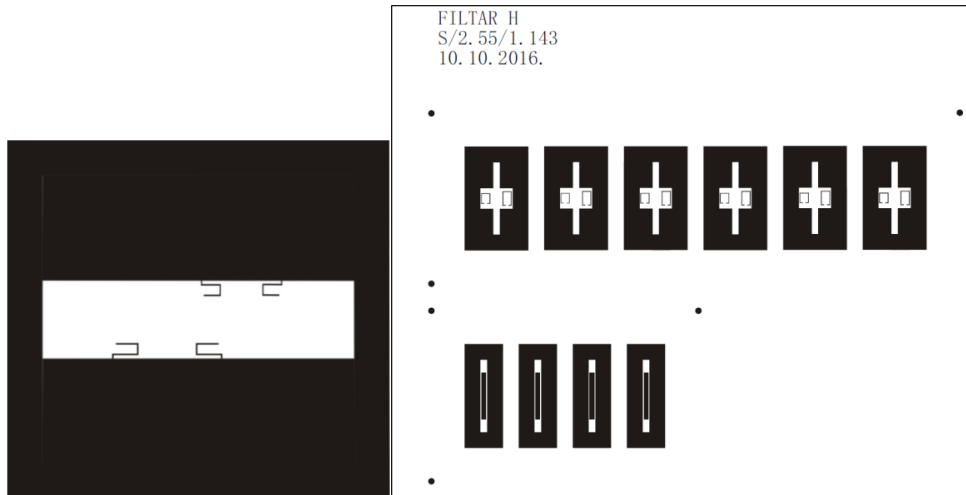
- Припрема за фабрикацију
- Процес фабрикације и пост-фабрикацијски (контролни) поступак
- Успостава мерног система.

#### **4.3.1 Припрема за фабрикацију**

Припрема за штампу подразумева прављење одговарајућег филма, који ће се користити у процесу ецовања. Пре свега је, у алату за цртање, потребно прецизно нацртати „слику“ резонантне преграде. Цртање не представља једноставан поступак обзиром да су преграде од интереса структуре милиметарских димензија. Уколико постоје ликови са обе стране преграде, потребно је направити кружне маркере у оквиру габарита плочице, како би се приликом израде уклопиле позиције резонатора са обе стране супстрата. Потребно је нацртати адекватне ликове према облику резонантних елемената. Сваки од резонатора је, приликом цртања, потребно фиктивно проширити за 5, 10 или 20 микрона у зависности од његове иницијалне (симулиране) ширине.

Након што је су нацртани ликови на резонантним преградама, потребно је оивичити преграду рамом одговарајуће дебљине. Рам је потребан због постављања граница приликом сечења плочице тако да њене коначне димензије одговарају моделованим димензијама. Коначан изглед нацртаних резонантних преграда, припремљених за фабрикацију за *E* и *H*-раван, је нацртан у софтверу CorelDraw [Corel] (слика 4.3).

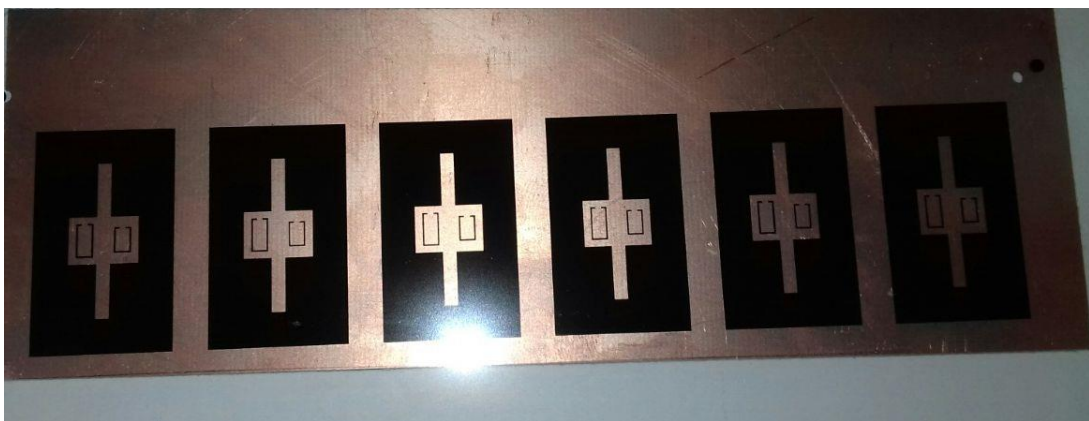
Обзиром да су преграде пројектоване у току истраживања, користиле резонаторе штампане само са једне стране, било је потребно нацртати само ликове од интереса. Из тог разлога је потпуно одстрањена метализација са друге стране супстрата у процесу потапања у средство за нагризање.



Слика 4.3 Коначан изглед нацртаних резонантних преграда припремљених за фабрикацију, намењених за уметање у *E* или *H*-раван таласовода

#### 4.3.2 Фабрикација и пост-фабрикацијски (контролни) поступак

Ецовање је процес уклањања металizacione са супстрата помоћу киселине. То је поступак приликом којег се плочице потопе у водени раствор средства за нагризање, при чему се нагризање врши подједнако у свим правцима. На слици 4.4 је приказана поставка развијеног филма на део супстрата, пре потапања у киселини у циљу нагризања, тј. скидања металizacione.



Слика 4.4 Постављање развијеног филма на материјал пред потапање у киселину

Након што фабрикована плочица добије жељени изглед, потребно је извршити контролу димензија ликова. Помоћу визомата, апарата који је у основи микроскоп, могуће је премерити димензије добијених ликова. Неопходно је да се фабриковане димензије подударају са симулираним, уз евентуална одступања од  $\pm 5 \mu\text{m}$ , колика је грешка мерења визомата. Након фабрикације, сваку од дискрепанци димензија фабрикованог прототипа је потребно унети у симулације, извршити додатне анализе и по потреби, поновити фабрикацију.

### **4.3.3 Успостава мерног система**

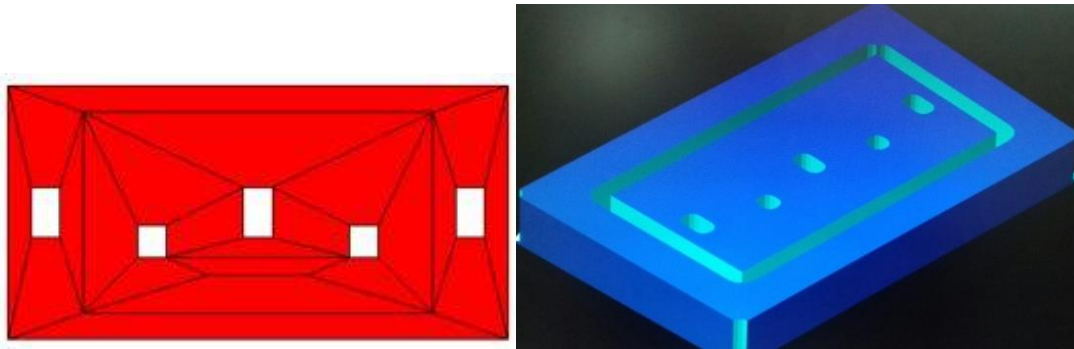
Фабриковану преграду је потребно поставити у правоугаони таласовод. Обзиром да су у овој дисертацији фабриковани филтри који имају преграде у *E*- и у *H*-равни таласовода, за различите равни су коришћени различити начини фиксирања резонантних преграда. Сваки од механизма причвршћивања резонантне преграде ће бити описан у наставку.

Код филтара са преградом у *E*-равни, сама преграда је имплементирана користећи изузетно танку диелектричну подлогу, која је занемарљиво дебља од металне фолије, тако да је омогућено несметано шрафљење половина одсечка таласовода у циљу њиховог спајања. То имплицира да са аспекта фабрикације, филтри са преградом у *E*-равни имају додатну олакшицу. Електрични контакт, који је потребно остварити са зидом таласовода, реализован је продужавањем штампане плочице, тако да она залази у горњи и доњи зид таласовода. Из тог разлога, није постојала потреба за реализацијом конкретне структуре за позиционирање.

Са друге стране, филтри који су имплементирани помоћу преграде у *H*-равни правоугаоног таласовода су донекле захтевнији у погледу фабрикације. Да би резонантни елементи били прецизно постављени унутар таласовода, потребно је направити структуру која ће их фиксирати. У овом поглављу је потпорна структура посматрана са аспекта фабрикације, а њене детаљне димензије ће бити дате у оквиру поглавља које је посвећено конкретном филтру. За потребе чврстог позиционирања потребно је одабрати диелектричну подлогу која испуњава следеће захтеве: да има неопходну дебљину тако да може да несметано „стоји“ уз зидове

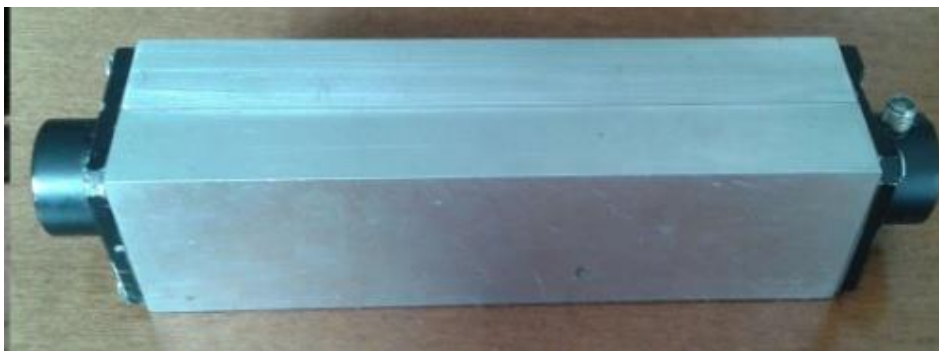
таласовода, а да буде довољно отпорна да се не ломи приликом бушења рупа у које ће бити постављени продужци резонантних преграда.

Имајући у виду да структура има само функцију држача, а форму „мердевина“, припрема за њену израду укључује само цртање плочице са симулираним габаритом и димензијама рупа. У овом случају, симулиране димензије одговарају димензијама за цртање. У процесу ецовања се потпуно скида метализација са обе стране супстрата. Таква плочица се даље сече према задатом габариту и буше се рупе на пројектованим местима помоћу (*computer numerical control* – CNC) машине. На слици 4.5 је приказан изглед плочице моделоване у: 1) софтверу за потребе комплетне анализе филтра (у циљу испитивања утицаја диелектричног држача на карактеристику филтра) и у 2) софтверу за CNC машину пред сечење држача.

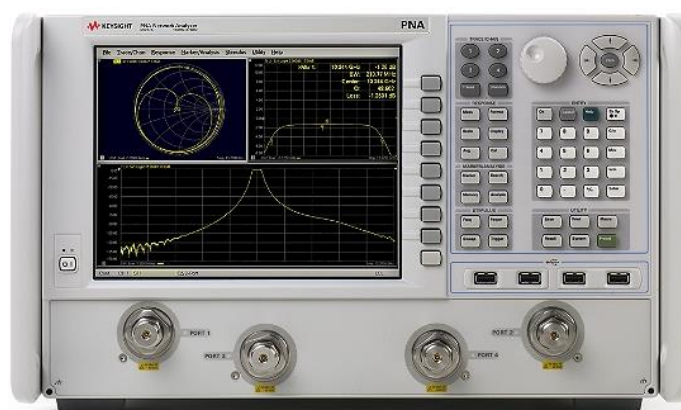


Слика 4.5 Изглед плочице моделоване у софтверу 1) софтверу за потребе комплетне анализе филтра и у 2) софтверу за CNC машину пред сечење држача

Након постављања преграде заједно са потпорном структуром у одсечак таласовода, потребно је затворити оба краја одсечка таласовода (слика 4.6а). Експериментална апаратура укључује Agilent N5227A PNA [Agilent] векторски анализатор мреже (слика 4.6б), који покрива мерни опсег од 10 MHz до 67 GHz. Прелаз је омогућен помоћу два WR-90 женска адаптера за прелаз са таласовода на 50  $\Omega$  вод. Анализатор мреже је конфигурисан тако да мери фреквенцијски одзив од 8.2 до 14.2 GHz. Пре мерења је потребно урадити калибрацију уређаја у циљу повећања тачности добијених резултата.



(а)



(б)

Слика 4.6 а) Одсечак WR-90 правоугаоног таласовода б) Agilent N5227A PNA векторски анализатор мреже

## **5 Филтри у Е-равни правоугаоног таласовода**

У овом поглављу ће бити приказани делови истраживања посвећени анализи филтара непропусника опсега учестаности, који примењују резонантну преграду у Е-равни правоугаоног таласовода. За потребе истраживања, димензије разматраних штампаних плочица су фиксирани и износе су:  $a_p=22.86$  mm и  $b_p=11.43$  mm. То имплицира да димензије плочица одговарају димензијама трансверзалног попречног пресека правоугаоног таласовода. Плочице не покривају цео попречни пресек јер нису убачене у трансверзалну раван, него су постављене у лонгитудиналној равни, паралелно са латералним зидовима таласовода. На плочицама су постављени полуталасни и четвртталасни резонатори реализовани са штампаним водовима.

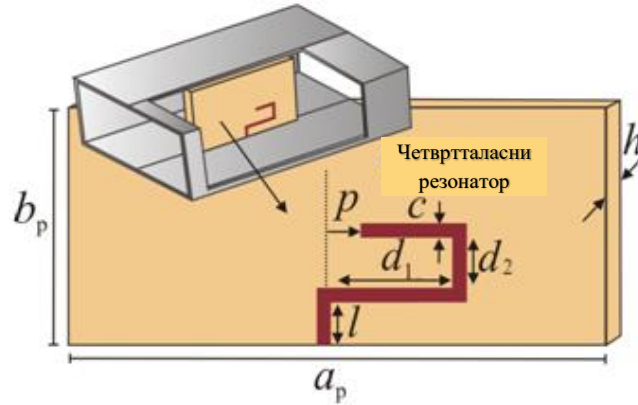
У зависности од резонатора коришћених за имплементацију филтра, унутар овог поглавља је извршена генерална подела филтара на две групе. За сваку групу је приказан поступак пројектовања филтара вишег реда са једним или више непропусних опсега учестаности. У одељку посвећеном филтрима који користе четвртталасне резонаторе, дата је упоредна анализа у погледу перформанси и укупне дужине пројектованих филтара.

### **5.1 Филтри са четвртталасним резонаторима**

#### **5.1.1 Четвртталасни таласоводни резонатор**

На слици 5.1 је приказан тродимензионални модел четвртталасног таласоводног резонатора, који је везан за доњи зид таласовода. Посматрани резонатор је пројектован за резонантну учестаност  $f_0=9$  GHz.





Слика 5.1 Трoдимензионални модел четвртталасног таласоводног резонатора

Посматрани резонатор је реализован као штампано коло на супстрату RT/Duroid 5880, чији су параметри дати у табели 5.1. Приликом моделовања, узета је у обзир проводност метала од 20 MS/m. Диелектрик унутар самог таласовода је ваздух.

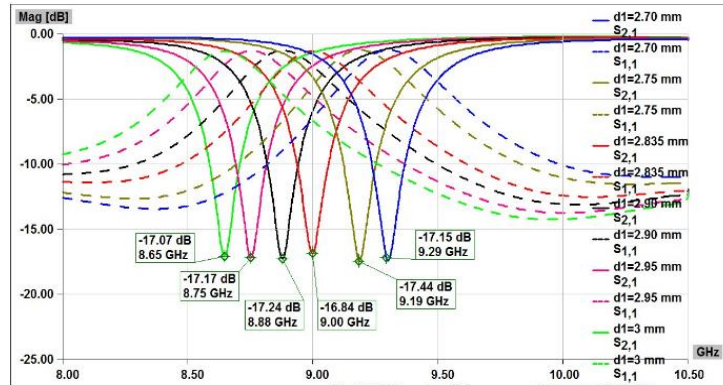
Табела 5.1 Параметри коришћеног супстрата RT/Duroid 5880

Параметар	Вредност
Диелектрична константа	2.55
Тангенс угла губитака	0.0019
Дебљина супстрата [mm]	1.143
Дебљина метализације [mm]	0.018

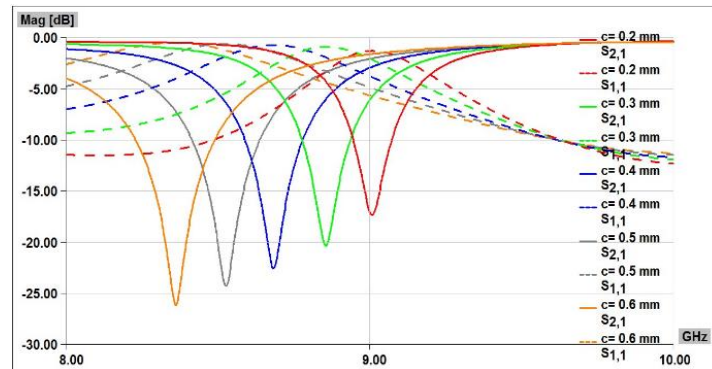
Димензије диелектричне плочице на којој се налази штампани резонатор су  $a_p = 22.86 \text{ mm}$  и  $b_p = 11.43 \text{ mm}$ . Резонатор је тако димензионисан (табела 5.2) да остварује резонантну учестаност  $f_0 = 9 \text{ GHz}$ . Амплитудски одзив посматраног резонатора је анализиран у зависности од промене параметара, као што су дужина штампаног вода ( $d_1$ ) и његова ширина  $c$ .

Табела 5.2 Димензије четвртталасног резонатора пројектованог за резонантну учестаност 9 GHz (све димензије су дате у милиметрима)

$d_1$	$d_2$	$c$	$p$	$l$
2.835	1.3	0.2	0.45	0.5



Слика 5.2 Промена резонантне учестаности резонатора у зависности од промене параметра  $d_1$



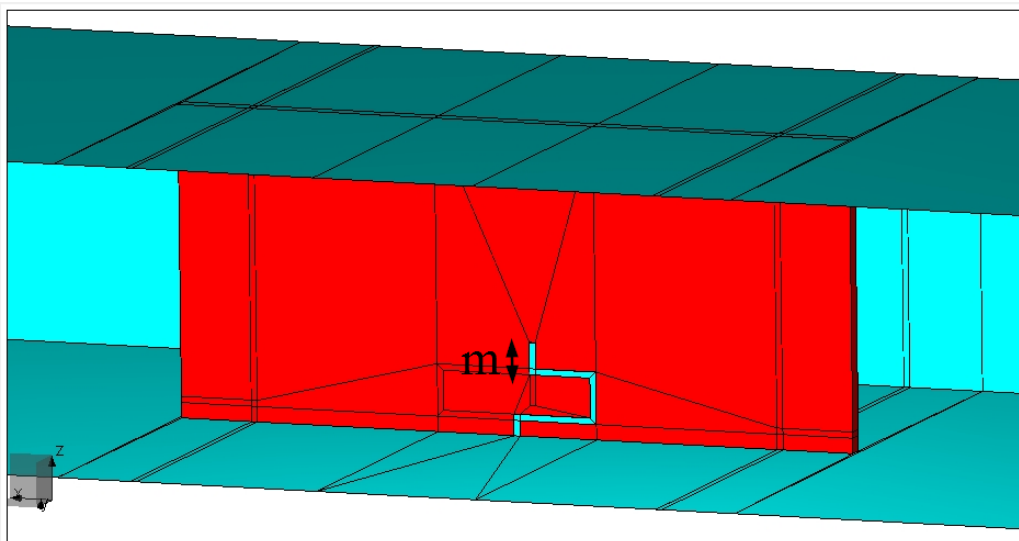
Слика 5.3 Промена резонантне учестаности резонатора у зависности од промене ширине вода  $c$

На основу резултата са слике 5.2 и слике 5.3 се уочава да промена параметара  $d_1$  и  $c$  условљава промену резонантне учестаности. Приликом повећања дужине штампаног вода, конкретно параметра  $d_1$ , долази до померања резонантне учестаности ка нижим учестаностима, али се не примећује битна промена ширине непропусног опсега. Промена ширине вода четвртталасног резонатора  $c$  утиче на оба параметра амплитудског одзива, на промену резонантне учестаности и на ширину непропусног опсега. У случају кад се повећава само параметар  $c$ , а остали параметри се не мењају, смањује се резонантна учестаност, а знатно се повећава непропусни опсег ( $B_{3dB}$ ) (табела 5.3). Погодним избором два разматрана параметра може се удвостручити ширина непропусног опсега, а да вредност резонантне учестаности остане непромењена.

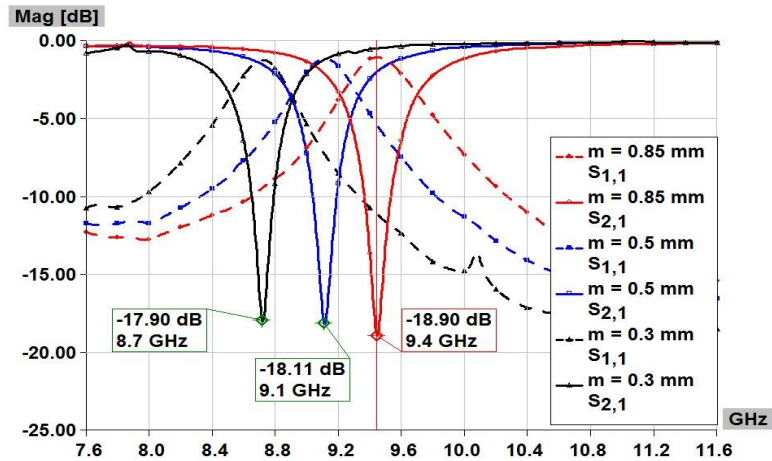
Табела 5.3 Утицај промене ширине штампаног вода на параметре амплитудског одзива

$c$ [ $\mu\text{m}$ ]	200	300	400	500	600
$f_0$ [GHz]	9.0	8.86	8.65	8.52	8.35
$B_{3\text{dB}}$ [GHz]	0.38	0.53	0.62	0.75	0.895

Као алтернатива претходно приказаном резонатору, пројектован је таласоводни четвртталасни резонатор чији је вод савијен у правцу горњег зида таласовода (слика 5.4). Овакав резонатор има облик меандра и његова главна предност се огледа у заузећу на плочици. Конкретно, за исту резонантну учестаност резонатора, није неопходно модификовати његову дужину у правцу хоризонталне осе таласовода, већ је довољно контролисати савијени део вода у правцу вертикалне осе таласовода, означен параметром  $m$ . Слика 5.5 илуструје промену резонантне учестаности у зависности од промене овог параметра.



Слика 5.4 Таласоводни четвртталасни меандрирани резонатор



Слика 5.5 Поређење амплитудских карактеристика меандрираног резонатора за различите вредности савијутка  $m$

### 5.1.2 Еквивалентна шема таласоводног четвртталасног резонатора

За пројектовани четвртталасни модел резонатора приказана је еквивалентна шема (слика 5.6). Еквивалентно коло четвртталасног резонатора је представљено паралелном везом отпорника, калема и кондензатора. Усвојено је да импедансе приступа одговарају таласној импеданси за  $TE_{10}$  тип таласа, на одговарајућој резонантној учестаности и одређене су из [Dord2012]:

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu/\epsilon}}{\sqrt{1-(f_c/f)^2}} \quad (5.1)$$

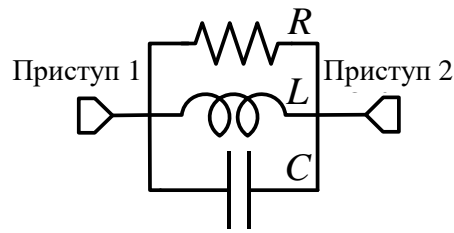
У конкретном случају, за  $TE_{10}$  талас и резонантну учестаност од 9 GHz, добија се вредност импедансе приступа  $Z_0 = 551 \Omega$ . Вредности концентрисаних елемената су добијене на основу једначина из [Stef2015]:

$$R = \frac{|S_{11}(j\omega_0)|Z_0}{1-|S_{11}(j\omega_0)|} \quad (5.2)$$

$$L = \frac{2B_{3dB}|S_{11}(j\omega_0)|Z_0}{\omega_0^2} \quad (5.3)$$

$$C = \frac{1}{2B_{3dB}|S_{11}(j\omega_0)|Z_0} \quad (5.4)$$

где је  $\omega_0$  резонантна угаона учестаност у [rad/s],  $B_{3dB}$  је тродецибелска ширина непропусног опсега у [rad/s],  $S_{11}(j\omega_0)$  вредност параметра  $S_{11}$  на посматраној резонантној учестаности.



Слика 5.6 Еквивалентно коло четвртталасног таласоводног резонатора

Вредности параметара наведених у формулама се могу прочитати са графика одзива тродимензионалног електромагнетског модела. Након њихове замене у формулама, добијене су следеће вредности елемената које су унете у симулатор кола WIPL-D Microwave Pro:  $R = 6646 \Omega$ ,  $L = 0.7047 \text{ nH}$ ,  $C = 0.4437 \text{ pF}$ . У циљу потпуне репрезентације тродимензионалног резонатора на нивоу микроталасног кола, приликом анализе у симулатору кола су узети у обзир и одсечци таласовода, чија је дужина једнака растојању четвртталасног резонатора од приступа таласовода. Поређење амплитудског одзива тродимензионалног електромагнетског модела резонатора и његове еквивалентне шеме је дато на слици 5.7. Уочава се веома добро поклапање резултата у погледу резонантне учестаности и ширине непропусног опсега, а нумеричко поређење параметара одзива је дато у табели 5.4.

Табела 5.4 Параметри амплитудских одзива тродимензионалног електромагнетског модела и његове еквивалентне шеме

Модел	$f_0$ [GHz]	$B_{3\text{dB}}$ [MHz]
Тродимензионални електромагнетски	9.00	380
Еквивалентна шема	9.0	385

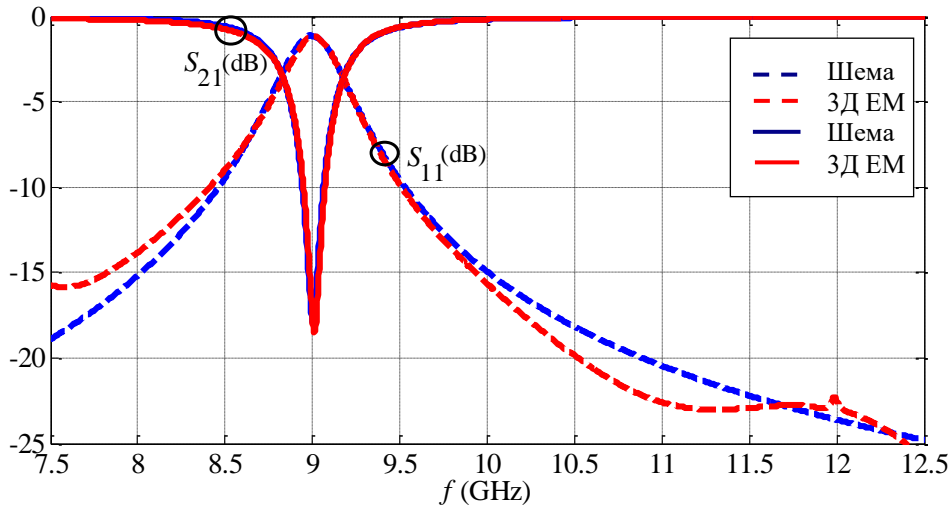
$Q$ -фактор је значајан параметар микроталасног резонатора. Из тог разлога је, користећи технику екстракције  $Q$ -фактора оптерећеног резонатора  $Q_L$ , израчуната вредност помоћу формуле дате у [Guss2011]:

$$Q_L = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{3\text{dB}}}, \quad (5.5)$$

где је  $\Delta\omega_{3\text{dB}}$  ширина тродецибелског непропусног опсега резонатора.  $Q$ -фактор неоптерећеног резонатора је израчунат на основу формуле:

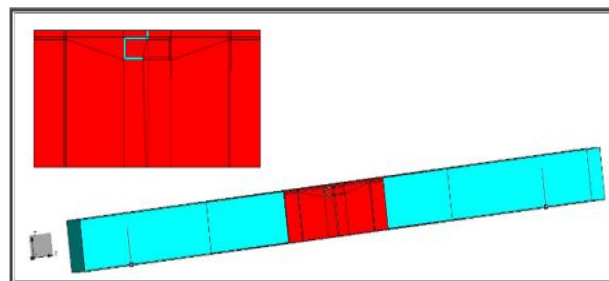
$$Q_U = \frac{Q_L}{1-|S_{21}(\omega_0)|}, \quad (5.6)$$

где је  $S_{21}(\omega_0)$  вредност  $S_{21}$  параметра на резонантној учестаности. У посматраном случају, вредности  $Q$ -фактора оптерећеног и неоптерећеног резонатора су  $Q_L=22.5$  и  $Q_U = 158.34$ , респективно.



Слика 5.7 Поређење амплитудских карактеристика тродимензионалног електромагнетског модела резонатора и његове еквивалентне шеме

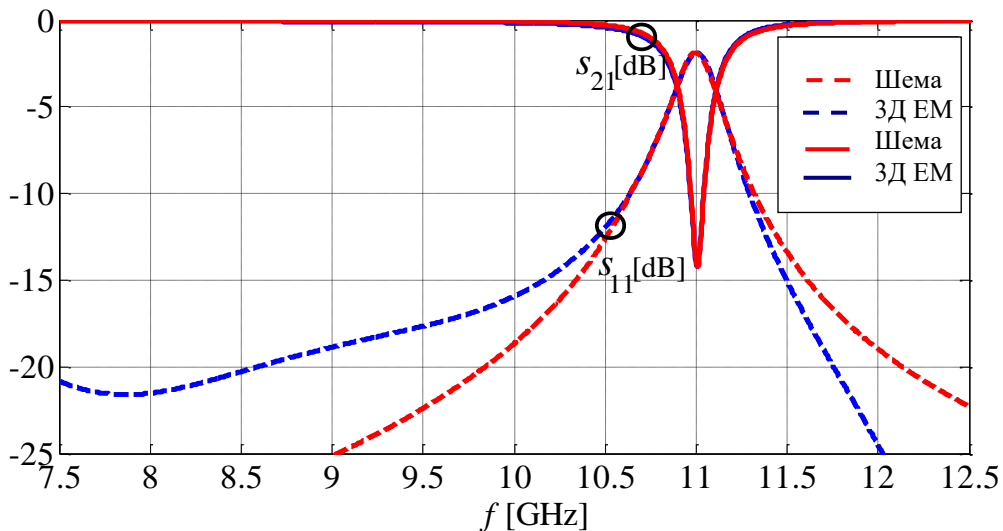
Други модел четвртталасног резонатора који је штампан на диелектричној плочици је пројектован за резонантну учестаност  $f_0=11$  GHz (слика 5.8). Резонатор је причвршћен за горњи зид таласовода, за разлику од резонатора пројектованог у одељку 5.1.1, који је причвршћен за доњи зид таласовода. Димензије резонантне преграде остају непромењене.



Слика 5.8 WIPL-D модел таласоводног четвртталасног резонатора резонантне учестаности 11 GHz

Димензије резонатора остају непромењене у односу на вредности дате у табели 5.2, изузев параметра  $d_1$ , који у овом случају има вредност 2.085 mm. Вредност фактора добротe оптерећеног резонатора у посматраном случају је  $Q_L = 36$ .

За посматрани резонатор је успостављена еквивалентна шема у виду паралелне везе отпорника, калема и кондензатора. У овом случају вредности елемената су прилагођене специфицираној резонантној учестаности од 11 GHz, тако да импедансе приступа износе  $Z_0=470 \Omega$ , а вредности концентрисаних елемената кола са слике 5.6 су:  $R = 7861 \Omega$ ,  $L = 0.57637 \text{ nH}$ ,  $C = 0.3666 \text{ pF}$ . На слици 5.9 су упоређени амплитудски одзиви добијени за тродимензионални електромагнетски модел резонатора и његову репрезентацију на нивоу микроталасног кола, а нумеричко поређење параметара одзива је дато у табели 5.5.



Слика 5.9 Поређење амплитудских карактеристика 3Д ЕМ модела резонатора резонантне учестаности 11 GHz и његове еквивалентне шеме

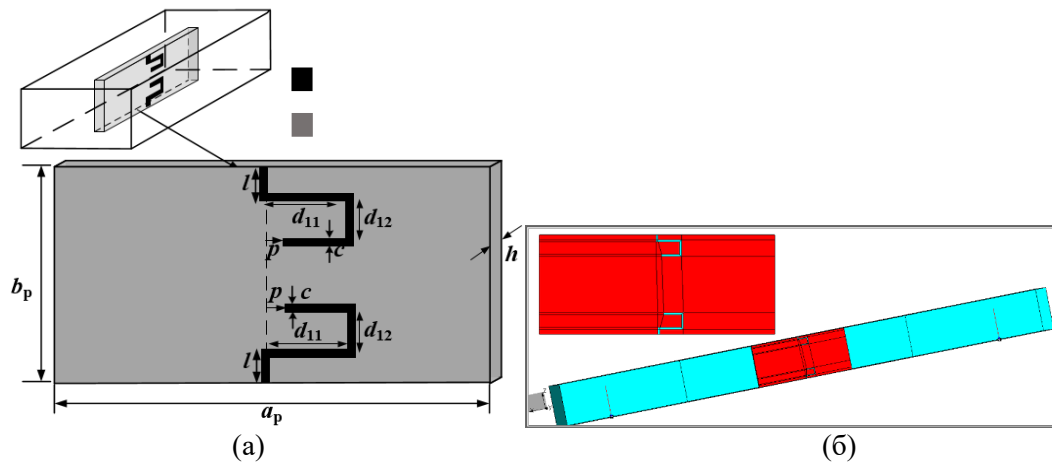
Табела 5.5 Параметри амплитудских одзива тродимензионалног електромагнетског модела и његове еквивалентне шеме

Модел	$f_0$ [GHz]	$B_{3dB}$ [MHz]
Тродимензионални електромагнетски	11.02	523
Еквивалентна шема	11.03	520

### 5.1.3 Филтри са четвртталасним резонаторима везаним за наспрамне зидове правоугаоног таласовода

#### 5.1.3.1 Филтар са једним непропусним опсегом учестаности

Филтар са једним непропусним опсегом учестаности је реализован уметањем диелектричне плочице у  $E$ -раван правоугаоног таласовода. На плочици је штампан пар дијаметрално постављених четвртталасних резонатора који су димензионисани тако да остварују исту резонантну учестаност. Тродимензионални и WIPL-D модел филтра су приказани на слици 5.10. Филтар је пројектован за централну учестаност  $f_0=11$  GHz. Димензије четвртталасних резонатора су дате у табели 5.2, с тим што су за потребе пројектовања преименована два параметра из  $d_1$  у  $d_{11}$ , а  $d_2$  у  $d_{12}$ . Извршена је корекција параметра  $d_{11}$  због померања резонантне учестаности, тако да у посматраном случају има вредност  $d_{11}=2.18$  mm. Димензије диелектричне плочице и параметри супстрата остају непромењени у односу на претходни пример.

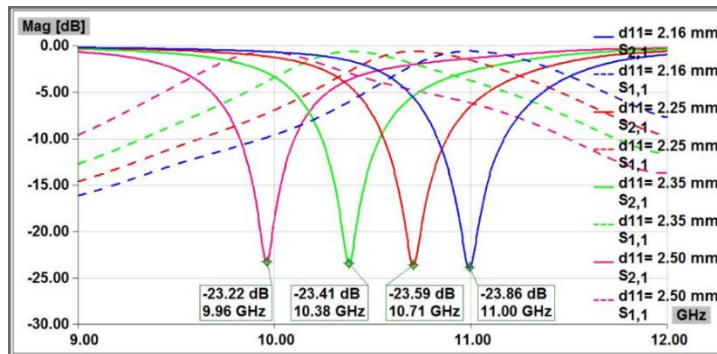


Слика 5.10 Филтар са једним непропусним опсегом на 11 GHz: а) 3Д ЕМ модел  
б) WIPL-D модел

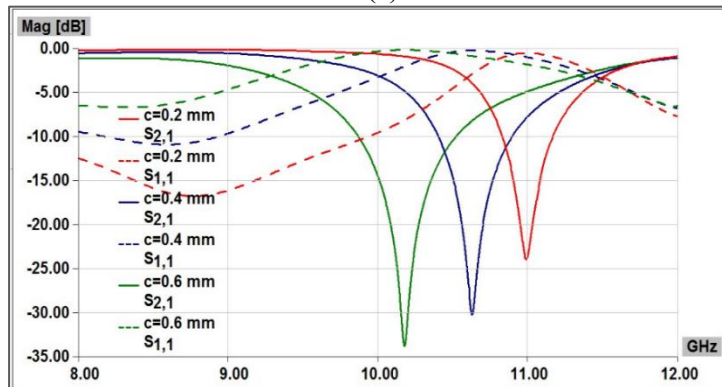
На слици 5.11 је приказан одзив посматраног филтра за неколико различитих вредности параметра  $d_{11}$  и ширине штампаног вода  $c$ . Идентична појава је уочена као и у случају кад је анализиран само резонатор. Са повећањем вредности сваког од параметра долази до померања централне учестаности филтра ка нижим вредностима. Ширина пропусног опсега се повећава само приликом повећања



ширине вода.



(а)



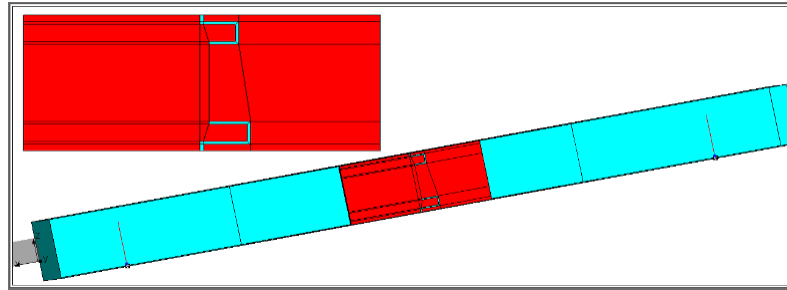
(б)

Слика 5.11 Поређење амплитудских карактеристика филтра са слике 5: а) случај када се мења параметар  $d_{11}$ , а остали параметри су фиксирани, б) случај када се мења ширина штампаног вода, а остали параметри су фиксирани

Поступак пројектовања који налаже да сваки од парова резонатора који учествују у реализацији филтара буду причвршћени за супротне зидове таласовода (конкретно, за горњи и доњи) је врло ефикасан по питању дужине остварених филтара. Дужина филтра са слике 5.10 је  $0.075 \lambda_g$ , где је  $\lambda_g$  вођена таласна дужина у таласоводу на централној учестаности филтра.

### 5.1.3.2 Филтри са два непропусна опсега учестаности

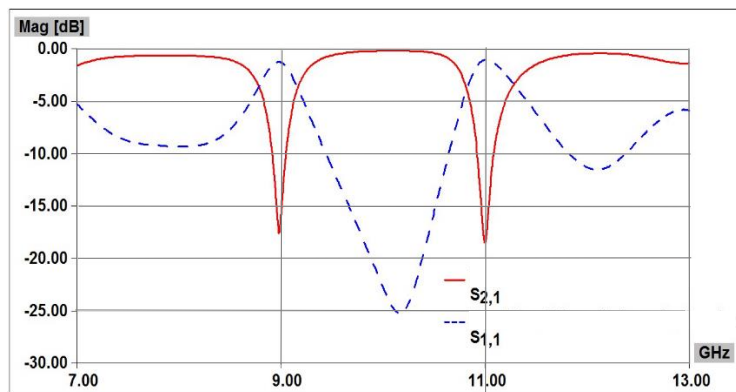
Филтар првог реда са два непропусна опсега примењује пар четвртталасних резонатора причвршћених за различите зидове таласовода, при чему четвртталасни резонатори имају различите резонантне учестаности. WIPL-D модел разматраног филтра је приказан на слици 5.12.



Слика 5.12 WIPL-D модел филтра првог реда са два непропусна опсега учестаности

Централна учестаност нижег непропусног опсега је  $f_{01}=9$  GHz, а централна учестаност вишег непропусног опсега је  $f_{02}=11$  GHz. Коришћени резонатори имају различите резонантне учестаности, па сходно томе имају и различите укупне дужине. Димензије резонатора на 11 GHz су дате у одељку 5.1.3.1. Резонатор на 9 GHz је пројектован на исти начин, с тим што је параметар  $d_{11}$  преименован у  $d_{21}$  ради разликовања и има вредност 2.67 mm. Практично не постоји узајамна спрега између парова резонатора, што омогућава да се независно подешава сваки фреквенцијски опсег подешавањем појединачних четвртталасног резонатора.

Фреквенцијски одзив филтра првог реда са два непропусна опсега је приказан на слици 5.13. Вредности остварених ширина тродецибелских непропусних опсега и одговарајућих централних учестаности су изложене у табели 5.6.



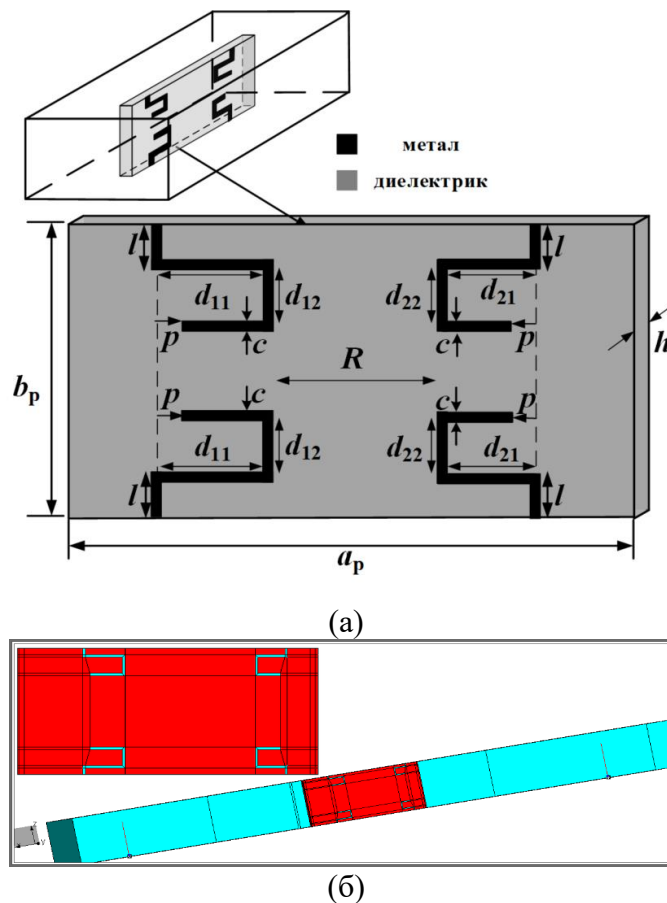
Слика 5.13 Фреквенцијски одзив филтра са два непропусна опсега са слике 5.12

Табела 5.6 Централне учестаности и ширине непропусних опсега филтра (све вредности су изражене у GHz)

$f_{01}$	$B_{3dB1}$	$f_{02}$	$B_{3dB2}$
9.00	0.450	11.00	0.520

Филтар другог реда, са два непропусна опсега учестаности, је изложен у дисертацији и у [Mrvi2015c] и представља ново решење у литератури. Пројектован је за централне учестаности од  $f_{01}=9$  GHz и  $f_{02}=11$  GHz. Димензије резонатора који реализују непропусне опсеге су дате у одељку 5.1.3.1 (11 GHz) и одељку 5.1.3.2 (11 GHz), респективно. Тродимензионални електромагнетски и WIPL-D модел разматраног филтра су приказани на слици 5.14, а одговарајући фреквенцијски одзив је приказан на слици 5.15.

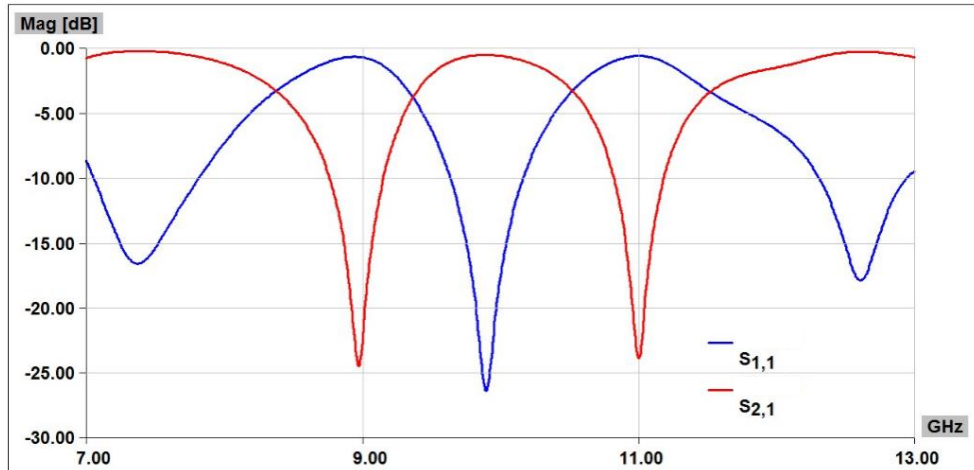
Виши непропусни опсег је реализован постављањем додатног пара штампаних резонатора на прегради уметнутој у *E*-раван правоугаоног таласовода. Параметром  $R$  је означена удаљеност између парова резонатора који учествују у реализацији филтра. Потребно је подесити параметар растојања тако да не постоји нежељена спрега између парова резонатора намењених за реализацију специфицираних опсега. У посматраном случају, вредност параметра  $R$  је постављена на 15 mm. На тај начин се остварује функционалност независног подешавања сваког од пројектованих опсега. Конкретно, променом параметра неког од резонатора се директно утиче на параметре опсега за који је тај резонатор намењен. Параметри одзива филтра су дати у табели 5.7. Дужина филтра другог реда са два непропусна опсега је  $0.42 \lambda_g$ , где је  $\lambda_g$  вођена таласна дужина на централној учестаности нижег опсега.



Слика 5.14 Филтар са два непропусна опсега учестаности: а) тродимензионални модел б) WIPL-D модел

Табела 5.7 Централне учестаности и ширине непропусних опсега филтра (све вредности су дате у GHz)

$f_{01}$	$B_{3dB1}$	$f_{02}$	$B_{3dB2}$
8.99	1.070	11.01	1.070

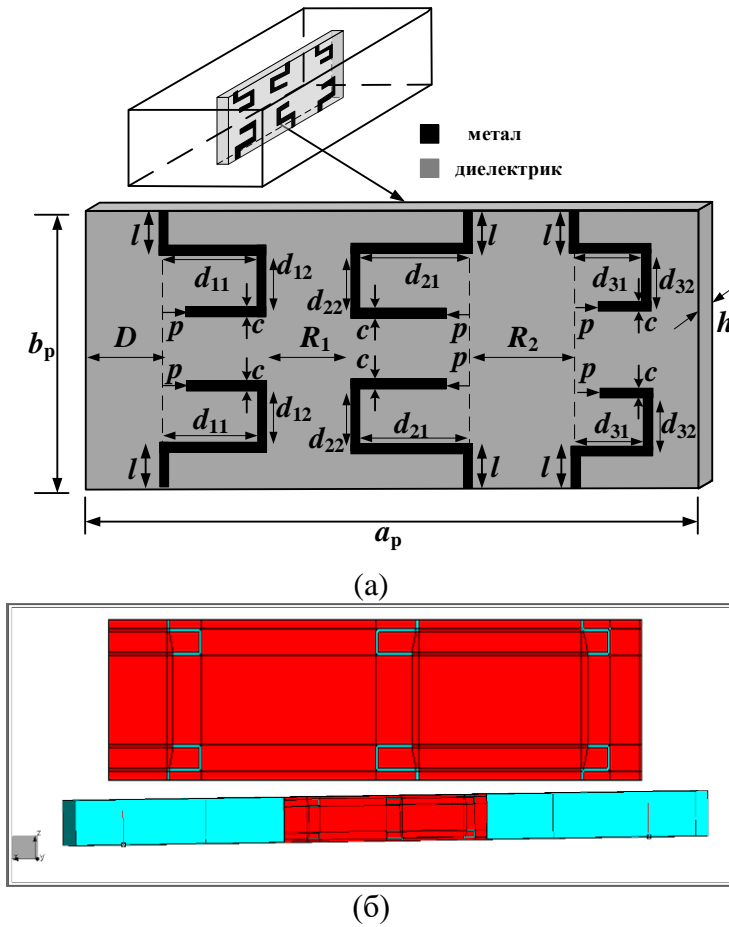


Слика 5.15 Амплитудски одзив филтра другог реда са два непропусна опсега учестаности

### 5.1.3.3 Филтар са три непропусна опсега учестаности

Филтар са три непропусна опсега је пројектован за централне учестаности од  $f_{01} = 8$  GHz,  $f_{02} = 9.50$  GHz и  $f_{03} = 11$  GHz. Приликом пројектовања филтара са три и више непропусних опсега, потребно је увести додатне смернице, од којих ће свака бити детаљно описана у наставку. Тродимензионални електромагнетски и WIPL-D модел разматраног филтра са три непропусна опсега су приказани на слици 5.16.

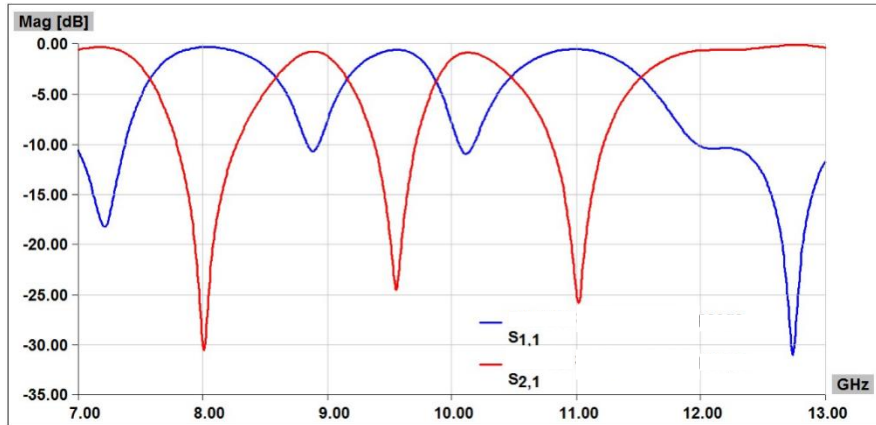
Прво, да би се поставио додатни пар штампаних резонатора који су намењени за пројектовање новог непропусног опсега, потребно је повећати дужину диелектричне плочице. У конкретном случају, димензије диелектричне плочице су модификоване и износе  $a_p = 45.86$  mm и  $b_p = 10.16$  mm. Димензије филтра су дате у табели 5.8. Фреквенцијски одзив пројектованог филтра другог реда са три непропусна опсега учестаности је приказан на слици 5.17. Укупна дужина филтра другог реда са три непропусна опсега је  $0.77 \lambda_g$ , где  $\lambda_g$  симболише вођену таласну дужину на централној учестаности најнижег опсега.



Слика 5.16 Филтар са три непропусна опсега: а) тродимензионални модел  
 б) WIPL - D модел

Табела 5.8 Димензије филтра другог реда са три непропусна опсега учестаности  
 (све димензије су дате у милиметрима)

$d_{11}$	$d_{31}$	$d_{21}$	$c$	$p$	$l$	$R_1$	$R_2$
2.67	3.37	2.18	0.2	0.45	0.5	15	14



Слика 5.17 Фреквенцијски одзив филтра другог реда са три непропусна опсега учестаности

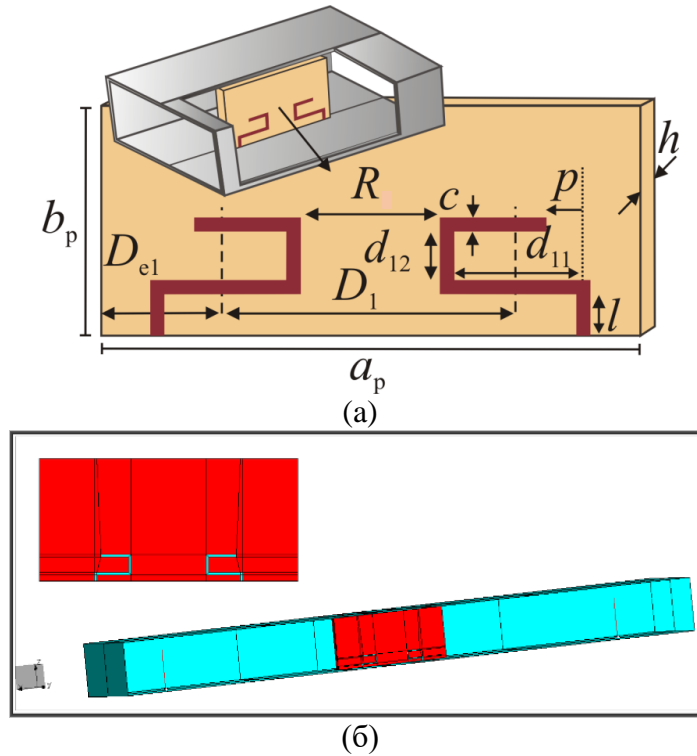
#### 5.1.4 Филтри са четвртталасним резонаторима везаним за исти зид правоугаоног таласовода

##### 5.1.4.1 Филтар другог реда са једним непропусним опсегом учестаности

Пројектовање филтра другог реда са једним непропусним опсегом са резонантном преградом у  $E$ -равни је изложено у дисертацији и у [Mrvi2015a]. Пројектовани филтар користи пар штампаних четвртталасних резонатора везаних за исти зид таласовода. Специфицирана централна учестаност филтра другог реда је  $f_0 = 9$  GHz. Тродимензионални електромагнетски и WIPL-D модел филтра су приказани на слици 5.18. Растојање између спрегнутих резонатора је означено параметром  $R$ . Димензије четвртталасних резонатора су дате у табели 5.9.

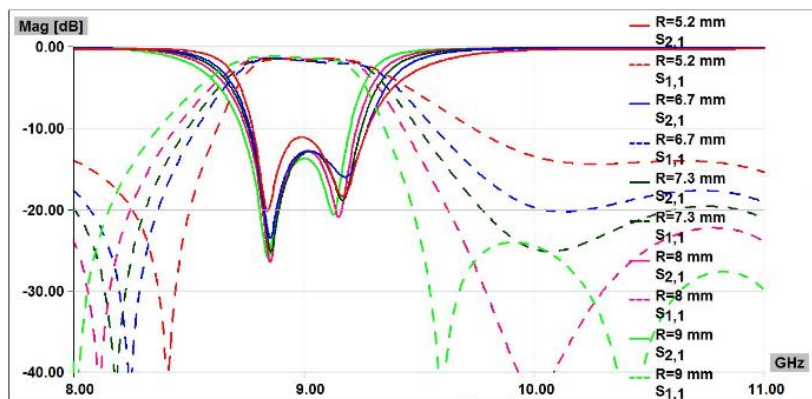
Табела 5.9 Димензије четвртталасног резонатора пројектованог за резонантну учестаност 9 GHz (све димензије су дате у милиметрима)

$d_{11}$	$d_{12}$	$c$	$p$	$l$
2.935	1.3	0.2	0.45	0.5



Слика 5.18 Филтар другог реда на 9 GHz: а) тродимензионални б) WIPL-D модел

На слици 5.19 је приказан утицај растојања  $R$  на параметре амплитудске карактеристике филтра другог реда. Уочено је да вредност централне учестаности филтра остаје непромењена, док се ширина непропусног опсега значајно мења. Табела 5.10 приказује остварене ширине непропусног опсега за различите вредности међусобног растојања два резонатора.



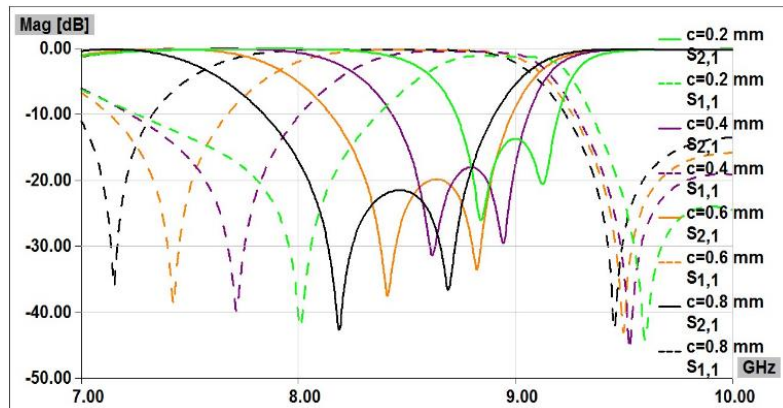
Слика 5.19 Поређење амплитудских карактеристика филтра са слике 5.18 за различите вредности растојања између резонатора



Табела 5.10 Промена ширине непропусног опсега у зависности од растојања између резонатора

$R$ [mm]	$B_{3dB}$ [GHz]
5.2	0.710
6.7	0.700
7.3	0.690
8	0.680
9	0.670

Испитивањем фреквенцијског одзива филтра је уочено да промена ширине вода четвртталасног резонатора директно утиче на промену централне учестаности и ширину непропусног опсега филтра. Слика 5.20 илуструје промену амплитудске карактеристике у зависности од ширине штампаног вода. У случају када се мења само ширина вода, а остали параметри филтра се не мењају (за растојање фиксирано на вредност од 8 mm), централна учестаност се помера ка нижим вредностима, а знатно се повећава ширина непропусног опсега (табела 5.11).



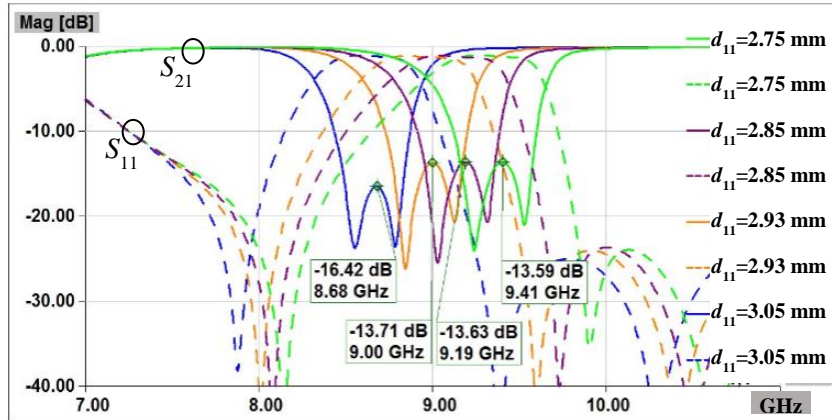
Слика 5.20 Поређење амплитудских карактеристика филтра другог реда за различите вредности ширине вода  $c$  када је растојање фиксирано на  $R = 8$  mm

Табела 5.11 Утицај ширине вода на параметре амплитудског одзива филтра

$c$ [ $\mu\text{m}$ ]	200	400	600	800
$f_0$ [GHz]	9.00	8.80	8.64	8.47
$B_{3dB}$ [GHz]	0.67	0.91	1.18	1.50

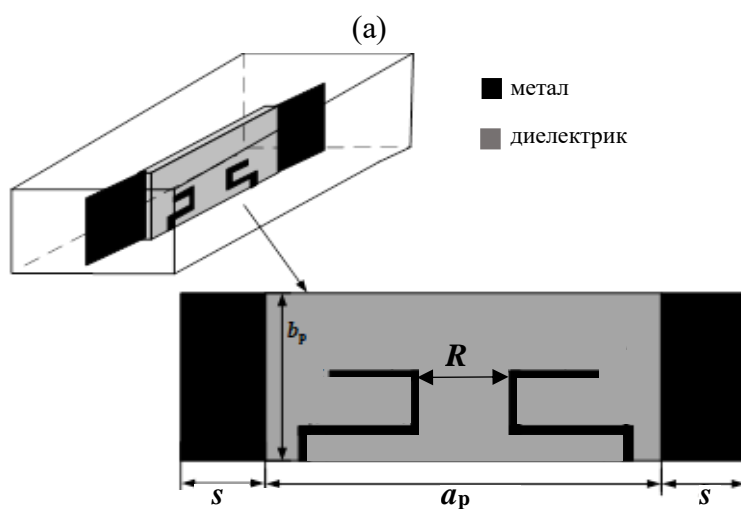
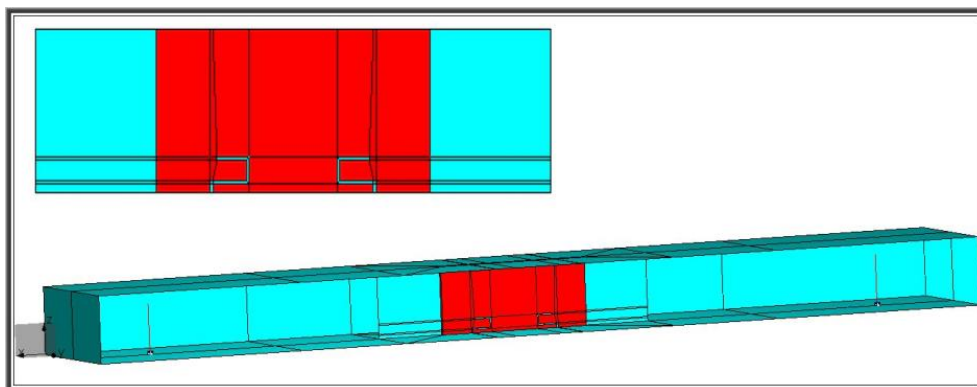
На слици 5.21 је приказана промена амплитудске карактеристике филтра у случају промене дужине штампаног вода, конкретно параметра  $d_{11}$ . Са слике се

уочава да оваква промена условљава промену централне учестаности, тако што се за већу дужину вода централна учестаност помера ка нижим вредностима.



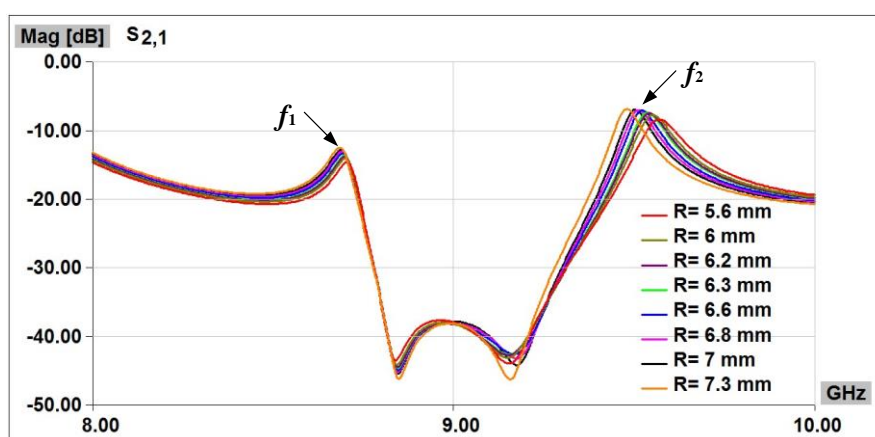
Слика 5.21 Промена централне учестаности филтра другог реда у зависности од промене дужине штампаног вода када је растојање фиксирано на  $R = 8$  mm

У циљу одређивања коефицијента спреге два резонатора, потребно је да резонатори буду распрегнути од приступа таласовода. Модел за мерење коефицијента спреге је реализован уметањем металних плочица између резонантне преграде и таласоводних приступа [Lop2012]. Саме плочице су моделоване као бесконачно танке, правоугаоне плоче израђене од савршено проводног материјала. Постављене су у лонгитудиналној равни таласовода и свака од њих две се директно пружа од крајева диелектричне плочице ка приступима таласовода. Висина плочице је једнака димензији уже стране правоугаоног таласовода. На основу анализе, усвојено је да је оптимална ширина металних плочица  $s = 10$  mm. Тродимензионални електромагнетски модел и WIPL-D модел анализираних структуре су приказани на слици 5.22.



(б)

Слика 5.22 Модел за распрезање резонатора од приступа: а) тродимензионални модел б) WIPL-D модел



Слика 5.23 Приказ параметра  $S_{2,1}$  за различита међусобна растојања два резонатора који су распрегнути од приступа

Коефицијент спреге два резонатора се одређује на основу формуле дате у [Hong2011]:

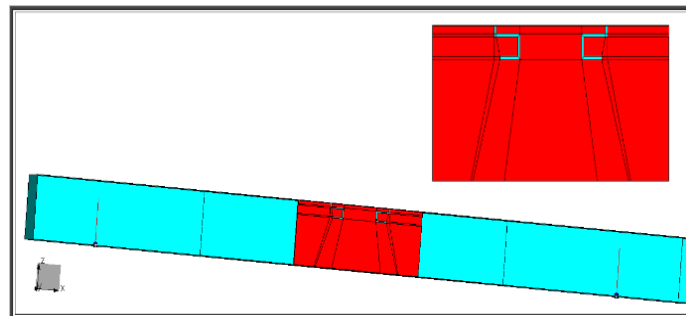
$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2}, \quad (5.6)$$

где учестаности  $f_1$  и  $f_2$  одговарају карактеристичним учестаностима за које се постижу локални максимуми карактеристике  $S_{21}$  (слика 5.23). За изабране вредности растојања између два резонатора одређен је коефицијент спреге  $k$ , чије су вредности дате у табели 5.12. На основу табеле се уочава да се са повећањем растојања између резонатора смањује коефицијент спреге.

Табела 5.12 Коефицијент спреге ( $k$ ) у зависности од међусобног растојања резонатора

$R$ [mm]	$k$
5.6	0.09378
6	0.09284
6.2	0.09181
6.6	0.09087
7	0.08889
7.3	0.08783

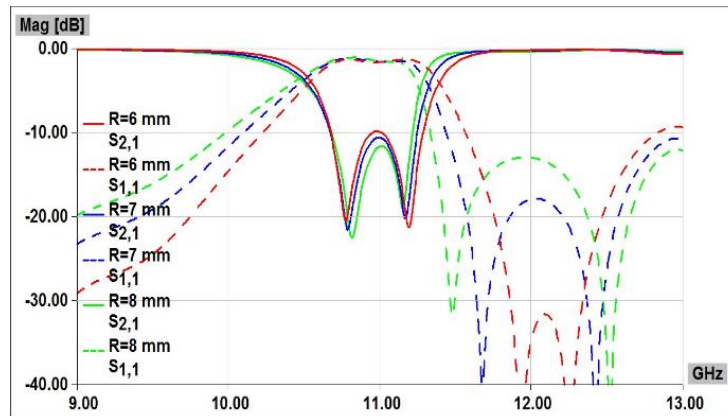
Други модел филтра (слика 5.24) је имплементиран као и претходно приказани филтар, са једином разликом у специфицираној централној учестаности филтра  $f_0 = 11$  GHz. У овом случају је пар резонатора, који учествује у реализацији једног непропусног опсега, причвршћен за горњи зид таласовода.



Слика 5.24 Филтар другог реда са централном учестаности од 11 GHz

Сви параметри остају непромењени у односу на претходно пројектован филтар, с тим што су димензије резонатора прилагођене тако да се задовољи

специфицирана централна учестаност. У циљу финог подешавања на жељену резонантну учестаност резонатора, извршена је корекција параметра  $d_{11}$ , тако да његова вредност износи  $d_{11}=2.18$  mm. Спрегнути резонатори су штампани на међусобном растојању, које је варирано у опсегу од 6 до 8 mm. Слика 5.25 приказује поређење амплитудских одзива за посматрана растојања. Може се уочити да се са повећањем растојања смањује ширина непропусног опсега, али се централна учестаност занемарљиво мења (табела 5.13).



Слика 5.25 Поређење амплитудских карактеристика филтра за различите вредности растојања између резонатора

Табела 5.13 Утицај растојања између резонатора на амплитудски одзив филтра

$R$ [mm]	6	7	8
$f_0$ [GHz]	10.98	11.00	11.01
$B_{3dB}$ [GHz]	0.880	0.850	0.820

Након спроведене детаљне анализе филтра другог реда са једним непропусним опсегом, неопходно је фабриковати оптимални филтар и симулирану амплитудску карактеристику верификовати мерењем. У циљу најједноставније фабрикације и мерења, код филтара који примењују преграду у *E*-равни таласовода, неопходно је размотрити оптималне структуре за позиционирање преграде унутар таласовода.

Као алтернатива тој потпорној структури, произашла је имплементација филтра помоћу веома танког супстрата. У складу са тим, идентичан филтар је имплементиран користећи супстрат фиберглас PTFE/резин TLE-95 (табела 5.14), који је занемарљиво дебљи од металне фолије.

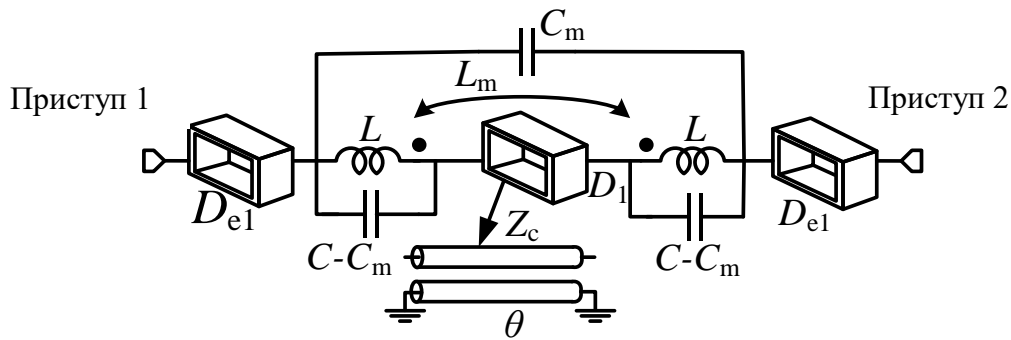
Табела 5.14 Параметри коришћеног супстрата PTFE/резин TLE-95

Параметар	Вредност
Диелектрична константа	3
Тангенс угла губитака	0.0028
Дебљина супстрата [mm]	0.11176
Дебљина метализације [mm]	0.0175

Предложени филтар са једним непропусним опсегом је реализован уметањем веома танке плочице у  $E$ -раван правоугаоног таласовода. Процес пројектовања филтра је, као и у претходно приказаном решењу, започет пројектовањем четвртталасног таласоводног резонатора. У односу на четвртталасни резонатор резонантне учестаности  $f_0=9$  GHz (чији су параметри дати у табели 5.9), промењена је вредност параметра  $d_{11}$  на 3.45 mm. За потребе пројектовања одговарајућег филтра другог реда, коришћени су резонатори са новим вредностима параметара, а растојање између резонатора износи 8.5 mm.

#### 5.1.4.2 Еквивалентна шема филтра другог реда са једним непропусним опсегом учестаности

За тродимензионални електромагнетски модел таласоводног филтра са два непропусна опсега, чија је преграда имплементирана користећи танак супстрат од фибергласа, је дат предлог еквивалентне електричне шеме (слика 5.26) [Mrvi2015b]. Приликом успостављања еквивалентне шеме занемарени су губици. Предложена шема у потпуности одговара просторној декомпозицији тродимензионалног електромагнетског модела филтра.

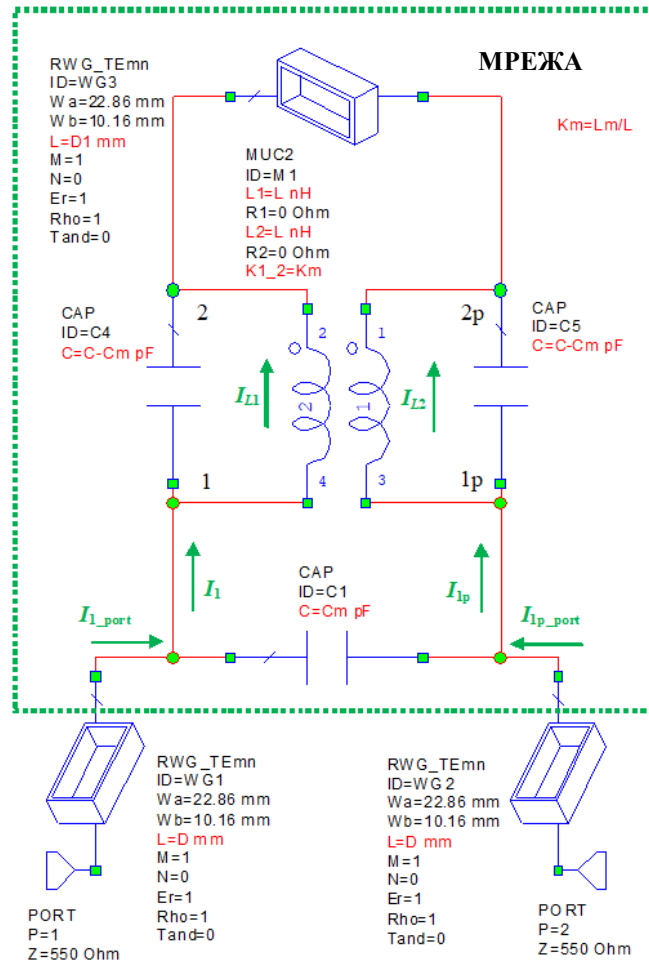


Слика 5.26 Еквивалентна шема таласоводног филтра непропусника опсега учестаности

Окосницу шеме чине два спрегнута паралелна  $LC$ -осцилаторна кола. Сваки од четвртталасних резонатора у тродимензионалном електромагнетском моделу је еквивалентно представљен паралелном везом калема и кондензатора, а у моделу су додате и спреге између ових резонатора у правоугаоном таласоводу. Концепт спреге између резонатора је ефикасно представљен помоћу магнетске и електричне спреге. Магнетска спрега је моделована помоћу линеарног индуктивног трансформатора међусобне индуктивности  $L_m$ , а електрична спрега помоћу кондензатора капацитивности  $C_m$ .

Вредности елемената еквивалентног електричног кола су добијене у неколико корака. Најпре су одређене вредности  $LC$ -резонатора на основу једначина (5.3) и (5.4). Импедансе портова имају вредност од  $550 \Omega$ . Дужина одсечка таласовода, који је позициониран између  $LC$ -резонатора, одговара растојању између средина четвртталасних резонатора у тродимензионалном електромагнетском моделу, тако да је  $D_1 \approx d_{11}/2 + d_{11}/2 + R_1$ . Дужина  $D_{e1}$  одговара растојању од средина сваког од резонатора до одговарајућег краја плочице.

Еквивалентна шема филтра, реализована у софтверском алату [MWO] је приказана на слици 5.27. Од интереса је одредити вредност међусобне индуктивности и капацитивности. Симболичко одређивање параметара спреге је извршено помоћу софтверског алата [Math]. При прорачуну параметара спреге полази се од система једначина (5.7) који описује еквивалентну шему филтра са слике 5.27. Приликом прорачуна, одсечак таласовода дужине  $D_1$  посматран је као еквивалентни вод карактеристичне импедансе  $Z_c = 550 \Omega$  и електричне дужине  $\theta = 1.60^\circ$ .



Слика 5.27 Еквивалентна електрична шема таласоводног филтра другог реда са једним непропусним опсегом учестаности

$$\begin{aligned}
 I_1 &= (C - C_m) \cdot j\omega \cdot (V_1 - V_2) + I_{L1}, \\
 I_{1p} &= (C - C_m) \cdot j\omega \cdot (V_{1p} - V_{2p}) + I_{L2}, \\
 V_1 - V_2 &= L \cdot j\omega \cdot I_{L1} + L_m \cdot j\omega I_{L2}, \\
 V_{1p} - V_{2p} &= L \cdot j\omega \cdot I_{L2} + L_m \cdot j\omega I_{L1}, \\
 V_2 &= V_{2p} \cdot \cos\theta - jZ_c \cdot I_{1p} \cdot \sin\theta, \\
 I_1 &= j \cdot \frac{1}{Z_c} \cdot V_{2p} \cdot \sin\theta - I_{1p} \cdot \cos\theta, \\
 I_{1\_port} &= I_1 + C_m \cdot j\omega \cdot (V_1 - V_{1p}), \\
 I_{1p\_port} &= I_{1p} - C_m \cdot j\omega \cdot (V_1 - V_{1p}).
 \end{aligned}
 \tag{5.7}$$



Претходни систем једначина се може трансформисати тако да се добију одговарајући  $Y$ -параметри мреже са два приступа:

$$Y = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}. \quad (5.8)$$

Изједначавањем детерминанте адмитансне  $Y$  матрице са нулом, добијају се могуће вредности сопствених учестаности два спрегнута резонатора, дате формулама:

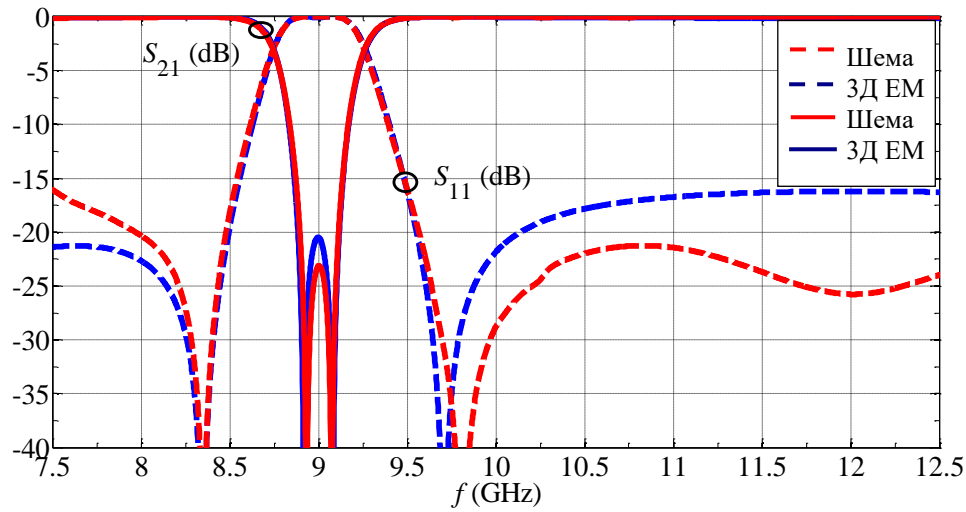
$$f_1 = \frac{2(L-L_m)(\theta/2)(\theta/2)}{4(C-C_m)(L-L_m)Z_c} + \frac{\sqrt{2} \csc(\theta/2) \sqrt{(L-L_m)} \sqrt{4(C-C_m)Z_c^2 + L-L_m + (4(-C+C_m)Z_c^2 + L-L_m) \cos \theta}}{4(C-C_m)(L-L_m)Z_c}, \quad (5.9)$$

$$f_2 = \frac{-(L-L_m)\tan(\theta/2) + \sqrt{(L+L_m)(4(C-C_m)Z_c^2 + (L+L_m)\tan^2[\theta/2]^2)/\text{sign}(\cos(\theta/2))}}{2(C-C_m)(L+L_m)Z_c}.$$

Нумеричке вредности ових сопствених учестаности су одређене за два неоптерећена спрегнута резонатора у таласоводу, на основу претходно описаног поступка. Добијене вредности су уврштене у формулу, након чега су израчунате вредности елемената  $L_m$  и  $C_m$  којима се моделује спрега. Вредности елемената еквивалентног електричног кола су дате у табели 5.15. На слици 5.28 приказано је поређење амплитудских одзива филтра другог реда са једним непропусним опсегом и његове еквивалентне електричне шеме. Уочава се изузетно добро слагање у погледу централне учестаности и ширине непропусног опсега.

Табела 5.15 Вредности елемената еквивалентне електричне шеме филтра другог реда са једним непропусним опсегом учестаности на 9 GHz

$L$ (nH)	$L_m$ (nH)	$C$ (pF)	$C_m$ (pF)	$D_1$ (mm)	$D_{e1}$ (mm)
0.757	0.00371	0.4136	0.00038	12.35	5.25



Слика 5.28 Поређење амплитудских карактеристика тродимензионалног електромагнетског модела таласоводног филтра непропусника опсега учестаности и његове еквивалентне електричне шеме

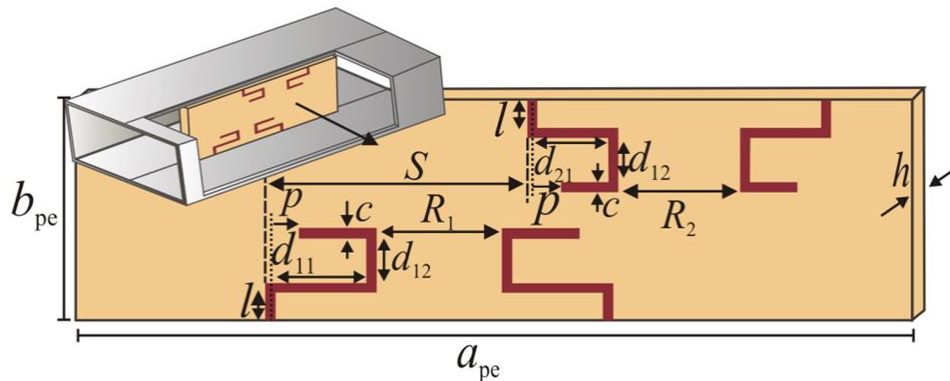
#### 5.1.4.3 Минијатуризација таласоводног филтра са два непропусна опсега учестаности

Поступак пројектовања филтра са једним непропусним опсегом учестаности се може применити приликом пројектовања филтара са више непропусних опсега. Такав пример решења, код којег су резонатори који учествују у реализацији истог опсега учестаности везани за исте зидове таласовода, је филтар другог реда са два непропусна опсега учестаности (слика 5.29). Специфициране централне учестаности филтра су  $f_{01}=9$  GHz и  $f_{02}=11$  GHz, а релативне ширине тродецибелских непропусних опсега су (*fractional bandwidth – FBW*)  $FBW_1=5.77\%$  и  $FBW_2=5.27\%$ . Обзиром да је коришћени супстрат за имплементацију преграде изузетно танак, утврђено је да је одзив филтра идентичан независно од тога да ли су парови резонатора штампани са исте или са различитих страна диелектричне плочице.

Неминијатуризовани таласоводни филтар са два непропусна опсега учестаности је каскадна веза појединачних филтара непропусника опсега. Појединачни филтри, који учествују у реализацији сваког од опсега, су постављени на међусобном растојању унутар таласовода, тако да не постоји



филтара. Одступање је проузроковано нежељеном спрегом између парова резонатора који учествују у реализацији различитих опсега.



Слика 5.30 Тродимензионални модел минијатуризованог филтра другог реда са два непропусна опсега

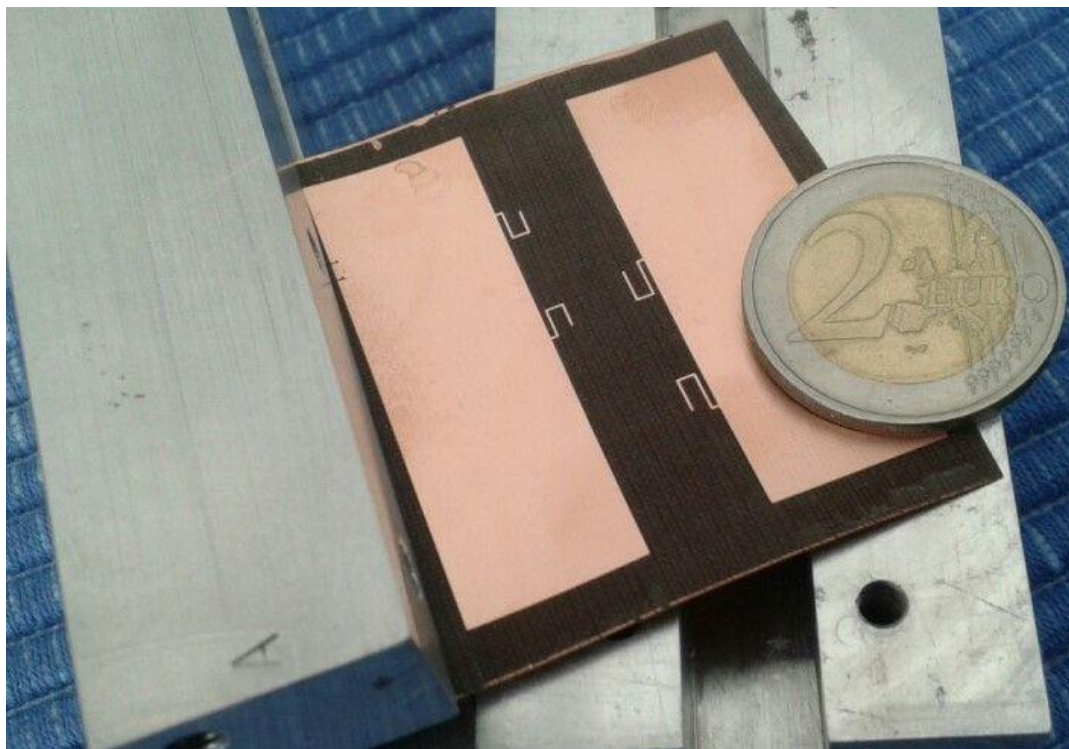
У циљу елиминисања утицаја нежељене спреге, спроведен је поступак који подразумева померање парова резонатора. Њиховим просторним удаљавањем је спречен нежељени међусобни утицај на коначан одзив филтра. Резонатори намењени за реализацију вишег опсега су везани за горњи зид таласовода, а резонатори за реализацију нижег опсега су везани за доњи зид таласовода. Тродимензионални модел минијатуризованог филтра је приказан на слици 5.30.

Параметар  $S$  означава померај филтра у односу на иницијално позициониран пар резонатора који учествују у реализацији вишег непропусног опсега. У посматраном случају, овај параметар има вредност  $S=12$  mm.

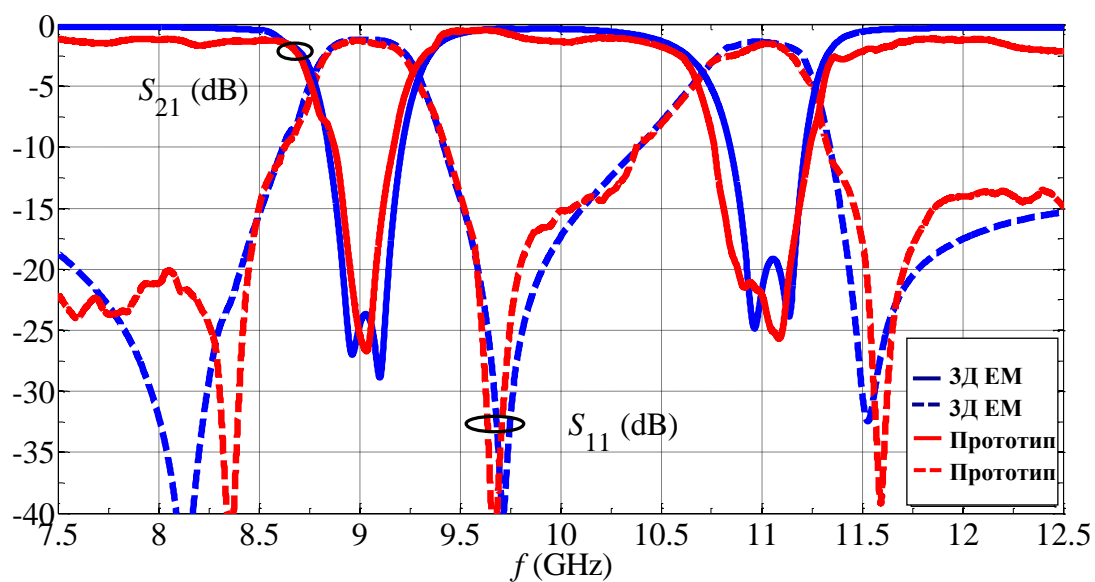
Добијени фреквенцијски одзив се поклапа са одзивом неминијатуризованог филтра, а укупна дужина је смањена на  $0.512 \lambda_g$ . Описаним поступком је омогућено очување одзива неминијатуризованог (оригиналног) филтра и независна контрола непропусних опсега, а добијено је боље решење у погледу компактности.

У циљу верификације предложеног метода за пројектовање филтра другог реда са више непропусних опсега, фабрикован је оптимални филтар са два непропусна опсега учестаности (слика 5.31). На слици 5.32 се примећује добро слагање симулираног и измереног одзива филтра у погледу централних учестаности и ширине непропусних опсега. Занемарљива одступања уочена унутар пропусног опсега се јављају због губитака у зидовима таласовода и прелазима са таласоводних на SMA конекторе. Поменути губици нису били узети у обзир

приликом електромагнетске анализе пројектованог филтра.



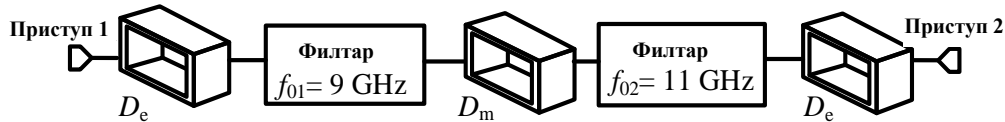
Слика 5.31 Лабораторијски прототип таласоводног филтра другог реда са два непропусна опсега учестаности



Слика 5.32 Поређење симулираних и измерених фреквенцијских одзива филтара другог реда са два непропусна опсега учестаности

#### 5.1.4.4 Еквивалентно електрично коло филтра са два непропусна опсега учестаности

Еквивалентно електрично коло неминијатуризованог филтра са два непропусна опсега је представљено као каскадна веза еквивалентних мрежа појединачних филтара. Предложено еквивалентно коло је приказано на слици 5.33.



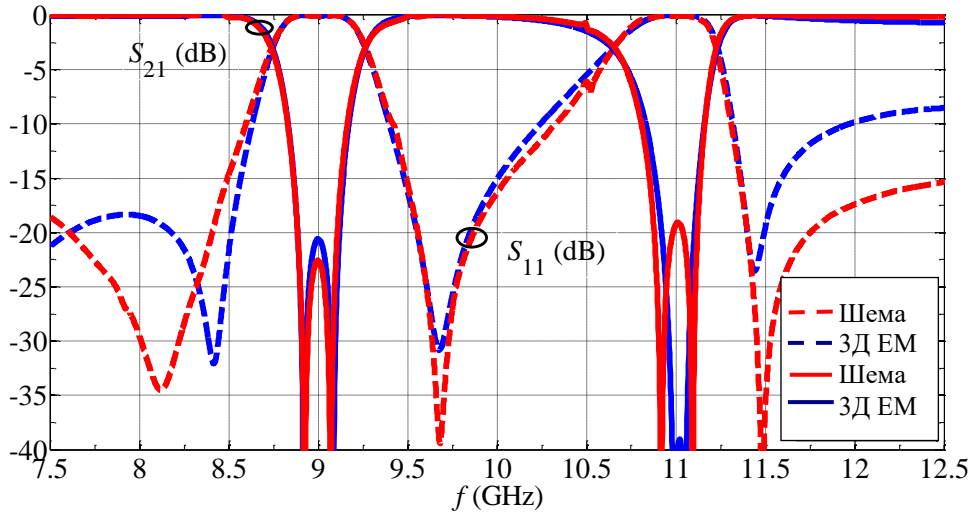
Слика 5.33 Еквивалентно електрично коло филтра другог реда са два непропусна опсега учестаности

Импедансе портова одговарају вредности таласне импедансе на  $f=10$  GHz. Ова вредност је одабрана јер представља средишњу учестаност између учестаности од интереса, а то су централне учестаности вишег и нижег опсега филтра. Вредности еквивалентног кола филтра на 9 GHz остају непромењене (табела 5.14), а вредности еквивалентног кола филтра на 11 GHz су дате у табели 5.16.

На слици 5.34 приказано је поређење одзива филтра, са два непропусна опсега учестаности, добијених симулацијом тродимензионалног електромагнетског модела и његовог еквивалентног електричног кола.

Табела 5.16 Вредности елемената еквивалентног кола филтра другог реда са два непропусна опсега учестаности

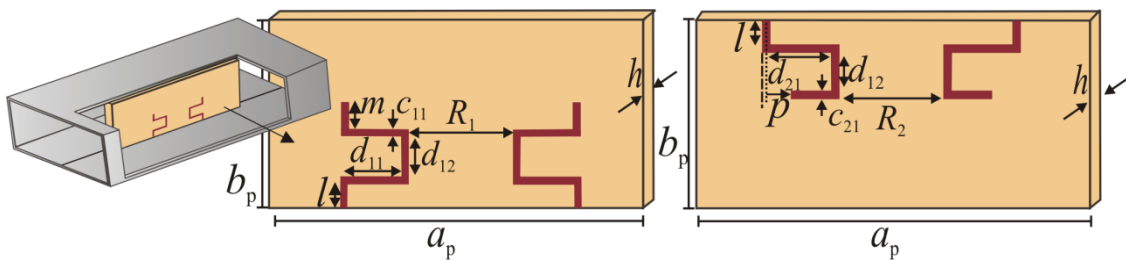
$L_2$ (nH)	$L_{m2}$ (nH)	$C_2$ (pF)	$C_{m2}$ (pF)	$D_2$ (mm)	$D_m$ (mm)	$D_e$ (mm)
0.518	0.001122	0.4036	0.0007	10.98	15.92	2.70



Слика 5.34 Поређење фреквенцијског одзива тродимензионалног модела филтра другог реда са два непропусна опсега и његове еквивалентне електричне шеме

#### 5.1.4.5 Ултра-компактни филтар са два непропусна опсега учестаности

Основна идеја код додатне минијатуризације филтра, са два непропусна опсега учестаности, јесте очување фреквенцијског одзива уз драстично смањење дужине филтра. Тродимензионални модел предложеног ултра-компактног филтра са два непропусна опсега учестаности је приказан на слици 5.35. Димензије резонатора су дате у табели 5.17.



Слика 5.35 Ултра-компактни филтар са два непропусна опсега учестаности (приказ обе стране преграде јер су на свакој страни штампани резонатори)

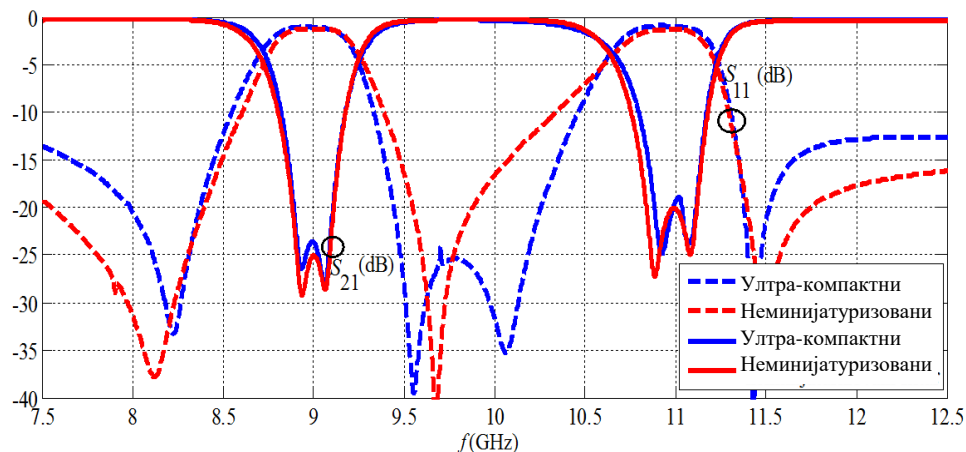
Први корак ка смањењу дужине филтра јесте укидање помераја пара резонатора (означеним симболом  $S$  на слици 5.30) дуж лонгитудиналне осе таласовода. То се физички остварује штампањем парова резонатора, постављених

директно један наспрам другог, али са различитих страна плочице.

Табела 5.17 Параметри резонатора намењени за реализацију непропусних опсега ултра-компактног филтра

Непропусни опсег на нижој централној учестаности					
$d_{11}$	$d_{12}$	$c_{11}$	$l$	$m$	$R_1$
2.75	1.3	0.1	0.5	1.08	8.5
Непропусни опсег на вишој централној учестаности					
$d_{21}$	$d_{12}$	$c_{21}$	$l$	$p$	$R_2$
2.55	1.3	0.25	0.5	0.45	7.8

Услед физичке близине између парова резонатора за различите опсеге постоји и спрега између њих. То за последицу има да није могућа независна контрола појединачних опсега. Уочено је да је смањена ширина вишег непропусног опсега, док су параметри нижег опсега остали непромењени. Како би се очувала карактеристика минијатуризованог филтра са два непропусна опсега учестаности, а да се при том истовремено смањи дужина, извршена је модификација четвртталасних резонатора. Слика 5.36 илуструје фреквенцијски одзив добијеног ултра-компактног филтра. Утицај геометријских параметара на фреквенцијски одзив филтра је приказан у табели 5.18. Укупна дужина филтра је  $0.295 \lambda_g$ .



Слика 5.36 Поређење амплитудских карактеристика оригиналног неминијатуризованог филтра и ултра-компактног филтра са два непропусна опсега учестаности



Табела 5.18 Утицај геометријских параметара на одзив ултра-компактног филтра са два непропусна опсега учестаности

Параметар (mm)	$f_{01}$ (GHz)	$B_{3dB1}$ (MHz)	$f_{02}$ (GHz)	$B_{3dB2}$ (GHz)
$c_{21} \uparrow$	–	–	$\downarrow$	$\uparrow$
$c_{11} \downarrow$	$\downarrow$	$\downarrow$	$\downarrow$	$\uparrow$
$R_2 \downarrow$	–	$\downarrow$	–	$\uparrow$
$R_1 \downarrow$	$\uparrow$	$\uparrow$	$\downarrow$	$\uparrow$
$d_{11} \uparrow$	$\downarrow$	$\uparrow$	–	$\uparrow$
$m \uparrow$	$\uparrow$	$\uparrow$	–	$\downarrow$

Различити правци додатне минијатуризације филтра укључују несавијену форму четвртталасних резонатора или промену коришћеног супстрата. Решење са несавијеним резонаторима омогућава значајно шире непропусне опсеге у поређењу са решењима која примењују савијене резонаторе. Из тог разлога би растојање између резонатора, који одговарају једном опсегу, морало да буде значајно веће како би се очувала амплитудска карактеристика. То би имало за последицу већу дужину филтра него што је дужина предложеног филтра.

Идентичан ефекат је уочен коришћењем супстрата са већом диелектричном константом. Иако већа вредност  $\epsilon_r$  има за последицу да су штампани резонатори краћи, остварени опсези су значајно шири него опсези добијени помоћу предложених савијених резонатора. Отуда би било потребно повећати растојање између резонатора, штампаних на супстрату са већим  $\epsilon_r$ , што води ка дужем филтру у односу на предложено решење.

#### 5.1.4.6 Снага таласоводног филтра

У овом одељку ће бити изложен прорачун снаге таласоводног филтра другог реда са два непропусна опсега учестаности. У погледу диелектричног пробоја, извршен је прорачун и уочено је да је критична амплитуда електричног поља, на којој долази до пробоја материјала, већа од вредности критичног поља за пробој ваздуха. У складу са тим, за процену параметра максималне снаге која се може пренети (*power handling capability*) је узета критична вредност електричног поља за пробој ваздуха и то је  $E_{\text{kritično}}=3 \text{ MV/m}$ .

У оквиру овог истраживања, за процену снаге разматране структуре је коришћена функционалност реализована у оквиру САД верзије WIPL-D софтвера. То је концепт коришћења таласоводних портова и побуђивања структуре доминантним  $TE_{10}$  таласом. Расподела електричног поља унутар таласовода када је побуђен доминантним  $TE_{10}$  модом је приказана на слици 5.37.

Максимална вредност електричног поља у  $i$ -том резонатору филтра, за улазну снагу може бити скалирана на [Yu2007]:

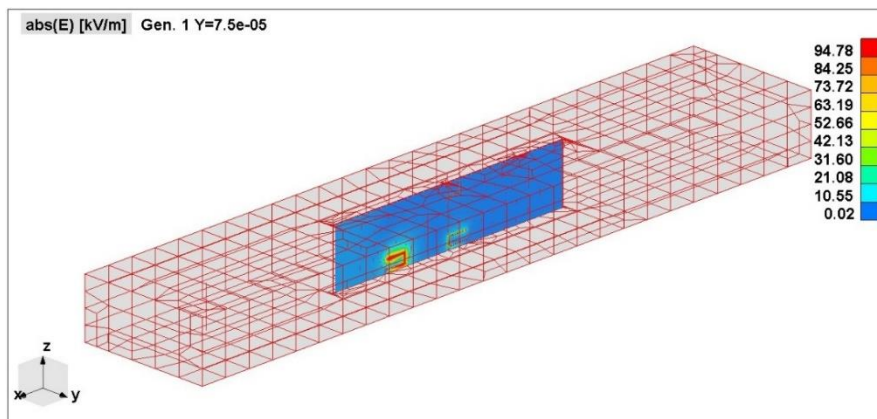
$$E_{\max,i} \approx \sqrt{P_0}. \quad (5.10)$$

Улазна снага доминантног  $TE_{10}$  таласа је постављена на  $P_0=1W$ , а максимални интензитет електричног поља је рачунат за све резонаторе. Уочено је да је максимална вредност електричног поља за снагу од  $1W$ ,  $E_{\max} = 94.78 \text{ KV/m}$ .

Максимална улазна снага  $P_{t_{\max}}$  је пропорционална квадрату електричног поља, при чему електрично поље има занемарљиво мању вредност од критичне вредности поља за коју долази до пробоја ваздуха ( $E_{\max\text{-ispod\_kritične}}$ ). Истовремено, максимална улазна снага може бити одређена користећи:  $P_{t_{\max}} = nP_0$ . Након изједначавања оба израза за максималну улазну снагу, можемо поставити израз унутар којег фигуришу само електрична поља:

$$E_{\max\text{-ispod\_kritične}} \approx \sqrt{n} E_{\max,i} < E_{\text{kritično}} \quad (5.11)$$

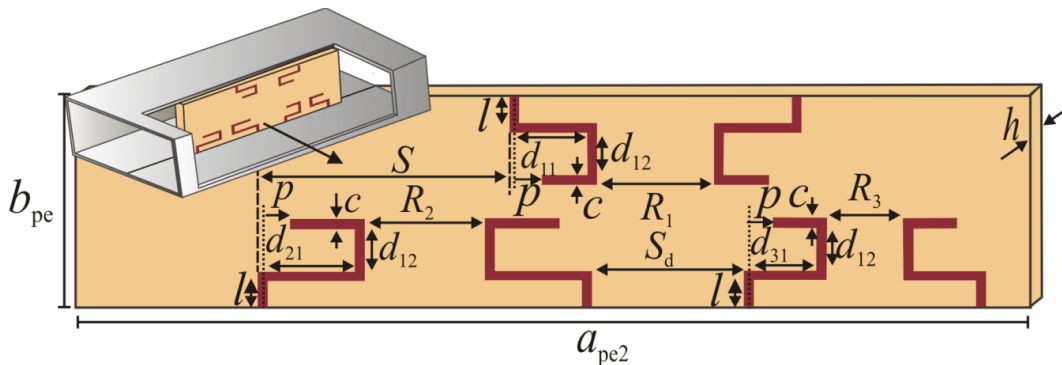
На тај начин се може проценити да је максимална улазна снага коју филтар може да пренесе, пре него што дође до пробоја, заправо  $1003 \text{ W}$ .



Слика 5.37 Расподела електричног поља унутар таласовода у случају побуде доминантним  $TE_{10}$  модом

#### 5.1.4.7 Филтар са три непропусна опсега учестаности

Филтар са три непропусна опсега учестаности (слика 5.38) је предложен као пример пројектовања филтара другог реда са више непропусних опсега учестаности. Централне учестаности пројектованих непропусних опсега су  $f_{01}=9\text{ GHz}$ ,  $f_{02}=10\text{ GHz}$  и  $f_{03}=11\text{ GHz}$ , а њихове релативне ширине су  $FBW_1=5.77\%$ ,  $FBW_2=5.4\%$  и  $FBW_3=5.27\%$ , респективно.

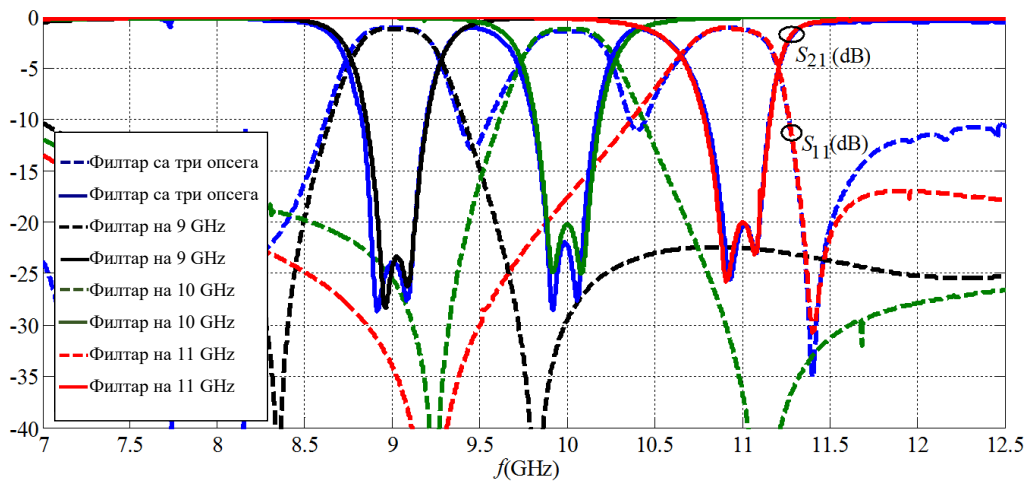


Слика 5.38 Филтар другог реда са три непропусна опсега учестаности

У складу са предложеним методом пројектовања, пар резонатора потребних за пројектовање додатног непропусног опсега је причвршћен за исти зид таласовода. Укупна дужина штампане преграде је сада већа него у претходном примеру, тако да сада хоризонтална димензија плочице износи  $a_{pe2}=54.86\text{ mm}$ , док висина остаје непромењена и износи  $b_{pe}=10.16\text{ mm}$ . Додатни резонатори имају дужину  $d_{31}=2.98\text{ mm}$ , а растојање између резонатора новог пара је  $R_3=8\text{ mm}$ . Остале димензије су непромењене. Такође, обзиром да је потребно омогућити независно подешавање опсега, потребно је одредити оптимално растојање за штампање новог пара резонатора.

Из тог разлога, парови краћих резонатора, намењених за специфициране опсега, треба да буду причвршћени за исти зид таласовода, јер таква поставка штампаних резонатора заузима најмању могућу површину на прегради. То имплицира мању дужину таласоводног филтра. У конкретном случају филтра са три опсега, четвртталасни резонатори намењени за опсега на централним учестаностима  $f_{02}=10\text{ GHz}$  и  $f_{03}=11\text{ GHz}$  су везани за доњи зид таласовода, а

четвртталасни резонатори намењени за реализацију опсега на 9 GHz су везани за горњи зид таласовода. Парови резонатора, везани за доњи зид, су постављени на међусобној удаљености  $S_d = 12.9$  mm. На тај начин, елиминисан је утицај нежељене спреге између парова резонатора и омогућено је независно подешавање сваког од пројектованих опсега. Укупна дужина филтра другог реда са три непропусна опсега износи  $0.86 \lambda_g$ , где  $\lambda_g$  означава вођену таласну дужину таласовода на централној учестаности најнижег опсега. На слици 5.39 је приказана амплитудска карактеристика филтра са три непропусна опсега, заједно са карактеристикама појединачних филтара.



Слика 5.39 Амплитудска карактеристика таласоводног филтра у Е-равни са три непропусна опсега учестаности

## 5.2 Филтри са полуталасним резонаторима

### 5.2.1 Полуталасни таласоводни резонатор у $E$ -равни

Преграда са полуталасним резонатором је имплементирана у виду штампане плочице, на супстрату Rogers RT/Duroid 5880, чији су параметри дати у табели 5.19. Слика 5.40 илуструје тродимензионални модел таласоводног полуталасног резонатора, а његове димензије су изложене у табели 5.20.

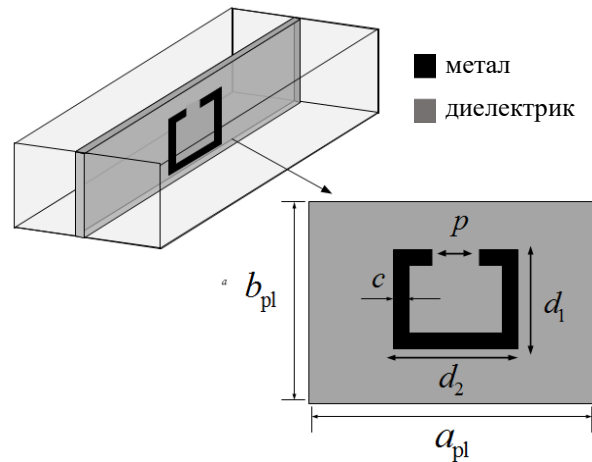
Табела 5.19 Параметри коришћеног супстрата

Параметар	Вредност
Диелектрична константа	2.2
Тангенс угла губитака	0.001
Дебљина супстрата [mm]	0.8
Дебљина метализације [mm]	0.018

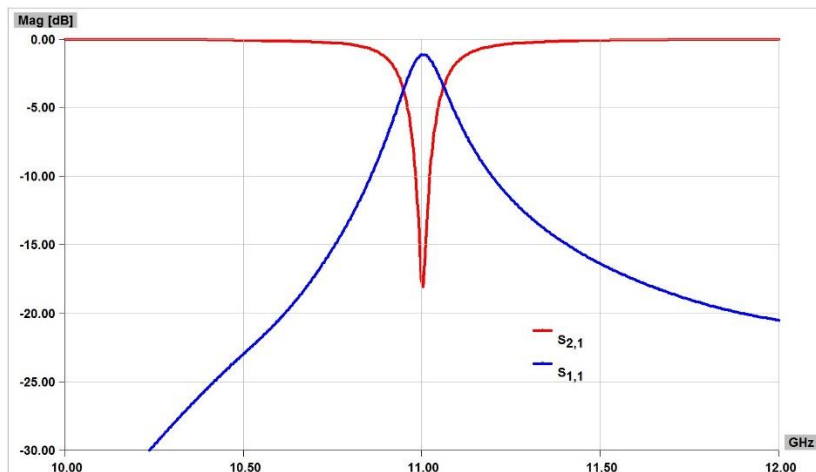
Правоугаони полуталасни резонатор са прорезом је штампан на средини диелектричне плочице, при чему је прорез оријентисан ка горњем зиду таласовода. Добијени амплитудски одзив је приказан на слици 5.41. Обзиром да има карактеристику непропусника опсега учестаности, тако да се предложена преграда може користити за пројектовање филтра непропусника опсега учестаности.

Табела 5.20 Параметри полуталасног таласоводног резонатора у  $E$ -равни (све димензије су дате у милиметрима)

$d_1$	$d_{2i}$	$c$	$p$
2.81	3.61	0.2	0.9



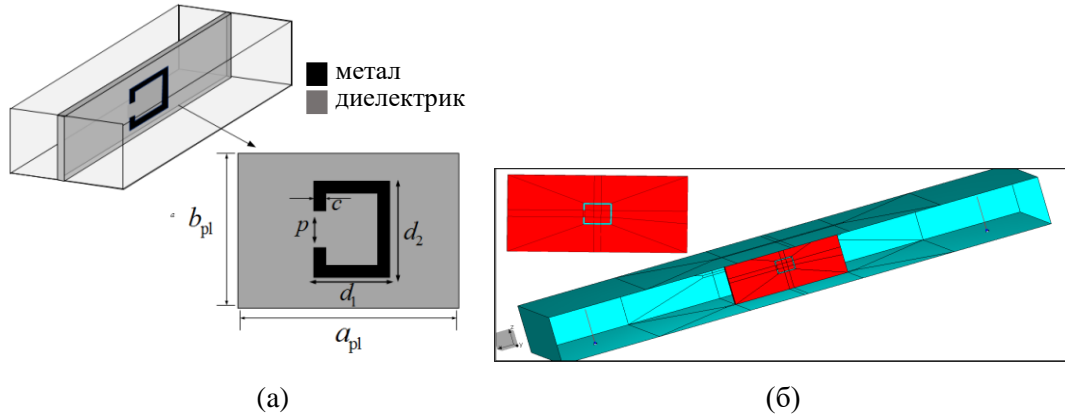
Слика 5.40 Трoдимензионални модел полуталасног таласоводног резонатора у  $E$ -равни



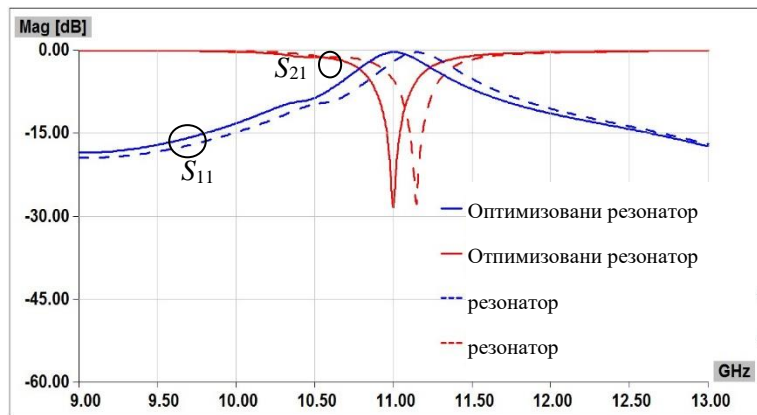
Слика 5.41 Амплитудски одзив таласоводног правоугаоног резонатора са прорезом у  $E$ -равни

Следећи пример полуталасног таласоводног резонатора је пројектован на идентичан начин као и претходни резонатор. Једина разлика је у оријентацији прореза, тако да је прорез у посматраном случају усмерен ка приступу таласовода, као што је илустровано на слици 5.42. Димензије диелектричне плочице и штампаног вода остају непромењене (табела 5.20). Амплитудски одзив разматраног резонатора је приказан на слици 5.43. Уочава се да је промена оријентације прореза

условила промену резонантне учестаности резонатора. Из тог разлога је извршена корекција његове дужине, како би се фино подесила резонантна учестаност на специфицирану вредност  $f_0=11$  GHz. Такође, када је прорез усмерен ка приступу таласовода, уочава се веће слабљење у непропусном опсегу. Оптимизоване димензије резонатора су дате у табели 5.21.



Слика 5.42 Тродимензионални модел полуталасног правоугаоног резонатора у  $E$ -равни, резонантне учестаности 11 GHz

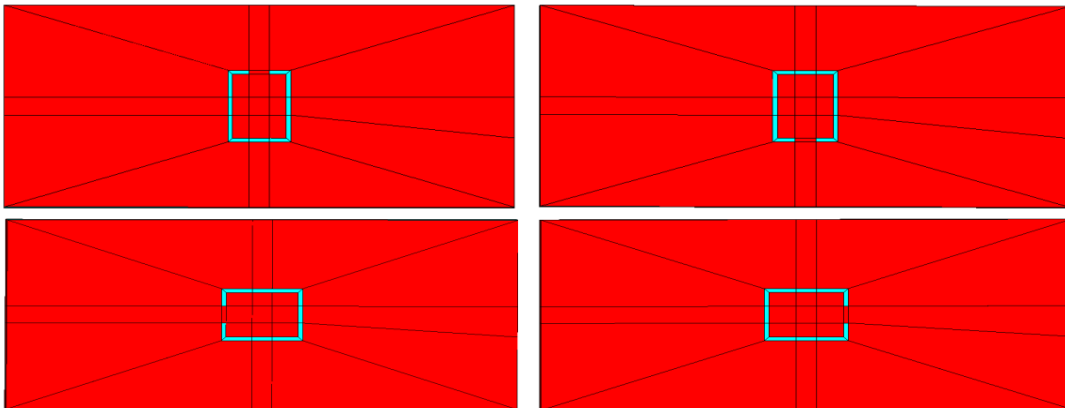


Слика 5.43 Амплитудски одзив резонатора са слике 5.42, оригиналне и оптимизоване дужине

Табела 5.21 Димензије оптимизованог резонатора (све димензије су дате у милиметрима)

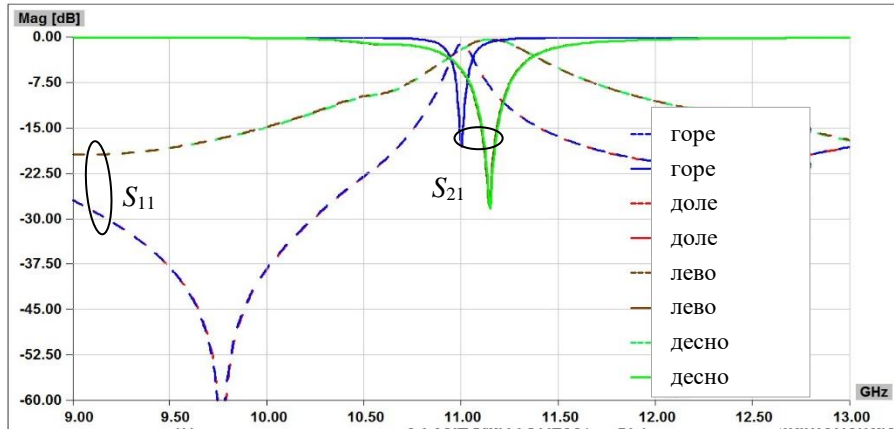
$d_1$	$d_2$	$c$	$p$
2.86	3.64	0.2	0.9

Обзиром на то да је промена оријентације прореза полуталасног резонатора проузроковала промену његовог амплитудског одзива, одзив је испитан за све могуће оријентације прореза (слика 5.44). На основу слике се могу уочити два пара идентичних амплитудских одзива резонатора, у зависности од положаја прореза. Идентичан одзив се добија када је прорез оријентисан ка приступима таласовода (одн. лево/десно), и идентичан одзив када је прорез усмерен ка горњем/доњем зиду таласовода. Случај када је процеп оријентисан ка приступима таласовода (лево/десно) омогућава значајно већу ширину непропусног опсега, што се може приметити на основу табеле 5.22. Такође се уочава померање резонантне учестаности резонатора ка вишим вредностима у односу на случај када је процеп усмерен према горњем и доњем зиду таласовода. У циљу задовољења спецификације, према којој је предложена резонантна учестаност  $f_0=11$  GHz потребно је модификовати дужину резонатора. Анализирани одзиви, након подешавања димензија, су приказани на слици 5.45.

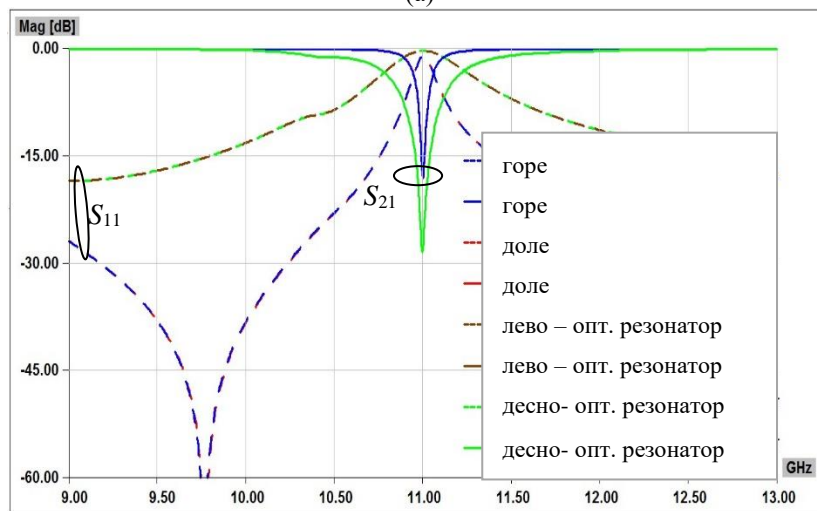


Слика 5.44 Могуће оријентације правоугаоног полуталасног штампаног резонатора у Е-равни





(a)



(б)

Слика 5.45 Амплитудски одзив полуталасног таласоводног резонатора за све оријентације прореза: а) са оригиналним дужинама б) након оптимизације дужине резонатора

Табела 5.22 Параметри амплитудског одзива полуталасног резонатора у односу на оријентацију прореза (све вредности су дате у GHz)

Оријентација прореза	$f_0$	$B_{3dB}$
Лево/Десно	11	0.470
Горе/Доле	11	0.110

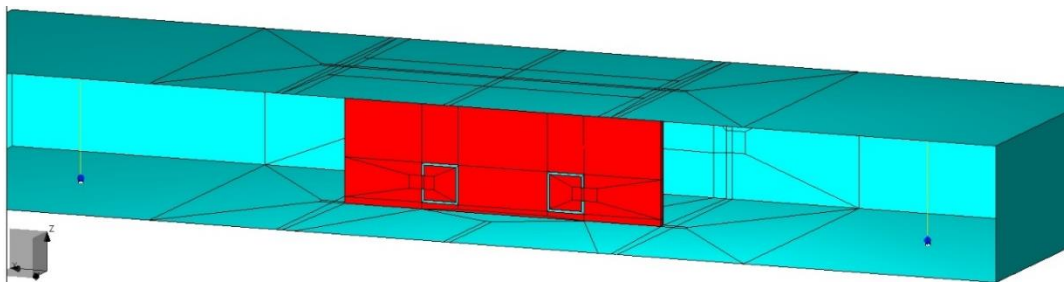
## 5.2.2 Филтар другог реда са једним непропусним опсегом са полуталасним резонаторима

Филтар другог реда са једним непропусним опсегом који примењује полуталасне савијене резонаторе је пројектован за централну учестаност  $f_0=11$  GHz, а његов тродимензионални модел се налази на слици 5.46. Преграда је имплементирана користећи диелектричну подлогу Rogers 4003C, чији су параметри дати у табели 5.23.

Табела 5.23 Параметри супстрата Rogers 4003C

Параметар	Вредност
Диелектрична константа	3.55
Тангенс угла губитака	0.0027
Дебљина супстрата [mm]	0.508
Дебљина метализације [mm]	0.018

Преграда са полуталасним резонаторима је постављена у *E*-равни правоугаоног таласовода. У централном делу преграде се налазе два штампана полуталасна резонатора. Сваки од резонатора је пројектован на начин изложен у претходном одељку тако да остварује резонантну учестаност на  $f_0=11$  GHz. Димензије резонатора су дате у табели 5.24.



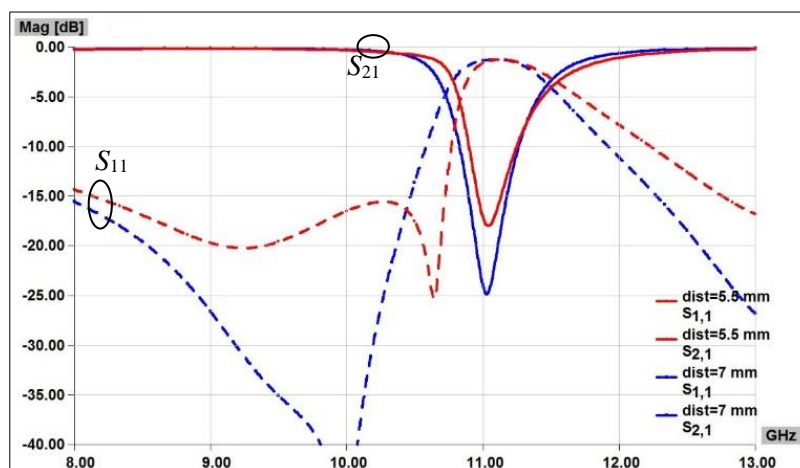
Слика 5.46 Филтар другог реда са једним непропусним опсегом који користи полуталасне савијене резонаторе

Табела 5.24 Димензије резонатора резонантне учестаности 11 GHz (све вредности су изражене у милиметрима)

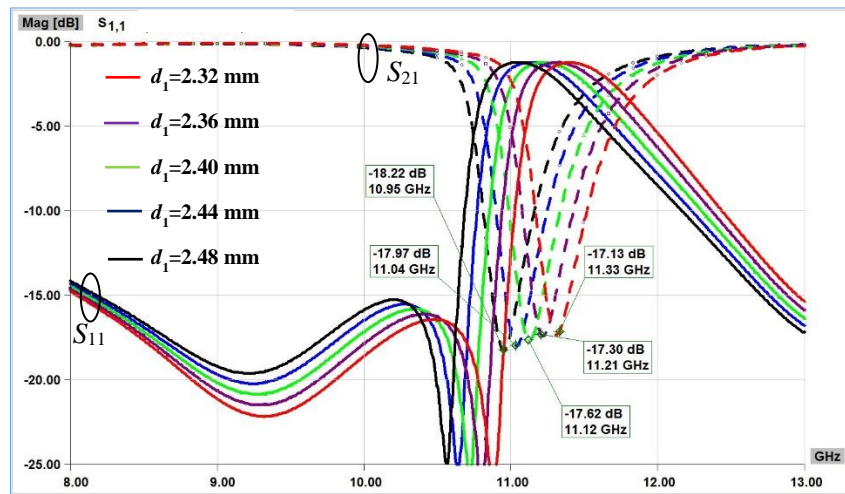
$d_1$	$d_2$	$c$	$p$
2.46	2.6	0.18	1

Обзиром да се за сваку оријентацију прореза може остварити карактеристика непропусника опсега учестаности, пар штампаних резонатора може користити идентичну или различиту оријентацију. У посматраном случају, прорези резонатора су усмерени према приступима таласовода, а постављени су на међусобном растојању 5.50 mm. На слици 5.47 су упоређене амплитудске карактеристике филтра за вредности међусобне удаљености резонатора на прегради од 5.50 mm и 7 mm. На слици 5.48 је приказано поређење амплитудских одзива филтра у зависности од дужине резонатора. Параметар  $d_1$  је приликом анализе одзива филтра узимао следеће вредности: 2.32 mm, 2.36 mm, 2.40 mm, 2.44 mm и 2.48 mm. На основу слике 5.48 се може приметити да са повећањем дужине резонатора централна учестаност филтра има мању вредност.

Померање централне учестаности филтра је омогућено подешавањем дужине коришћених резонатора. На тај начин је пројектован филтар који има централну учестаност  $f_0=9$  GHz. Вредност параметра  $d_1$  је у овом случају 3.56 mm, док су сви остали параметри непромењени (табела 5.24). Резонатори су штампани на међусобном растојању од 7 mm. Пројектовање филтра са једним непропусним опсегом претходи пројектовању филтра другог реда са два непропусна опсега, будући да су парови полуталасних резонатора намењени за реализацију одговарајућих опсега.



Слика 5.47 Поређење амплитудских карактеристика филтра са слике 5.46 за различите вредности међусобне удаљености резонатора на прегради



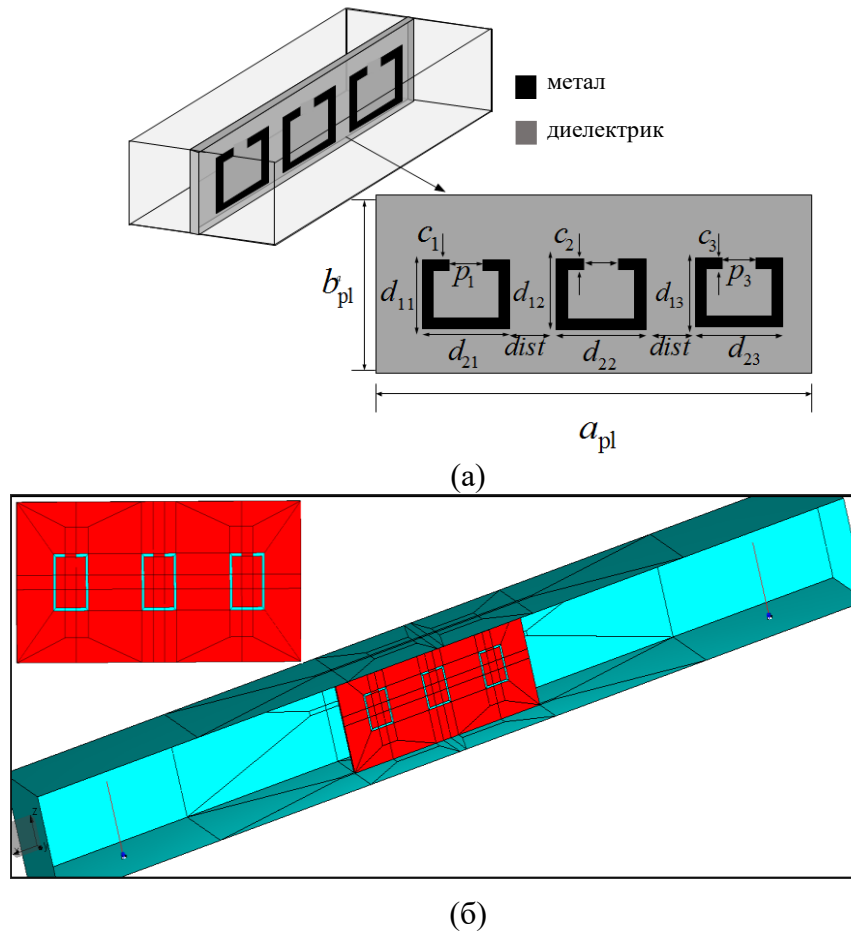
Слика 5.48 Померање централне учестаности филтра подешавањем параметра дужине штампаног вода полуталасног резонатора

### 5.2.3 Филтар трећег реда са једним непропусним опсегом са полуталасним резонаторима

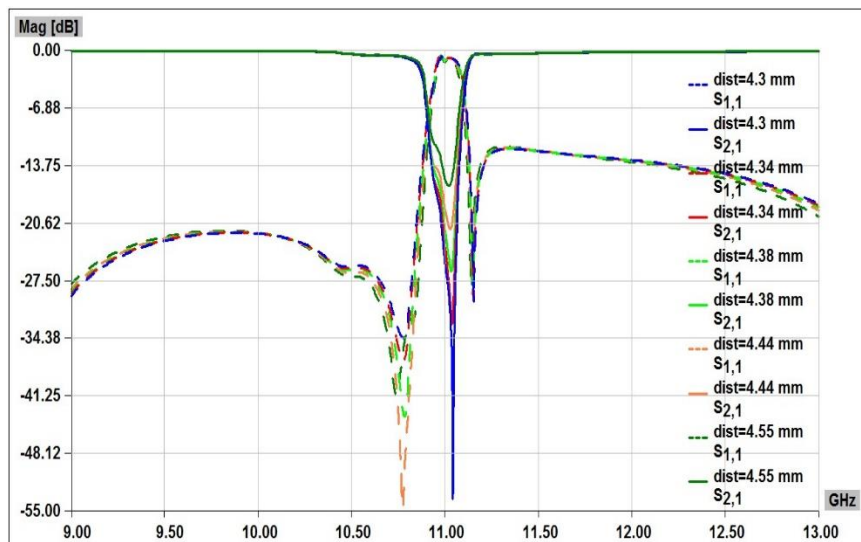
Филтар трећег реда са једним непропусним опсегом је пројектован за рад на централној учестаности  $f_0 = 11$  GHz (слика 5.49). Димензије коришћених резонатора су дате у табели 5.25. Одзиви су анализирани за различите вредности растојања између резонатора и упоређени су на слици 5.50.

Табела 5.25 Димензије резонатора на прегради са слике 5.49

Димензија [mm]	$d_{1i}$	$d_{2i}$	$c_i$	$p_i$
Спољашњи $i=1,3$	2.81	3.61	0.2	0.9
Централни $i=2$	2.79	3.61	0.2	0.9



Слика 5.49 Филтар трећег реда са једним непропусним опсегом учестаности:  
 а) тродимензионални модел б) WIPL-D модел



Слика 5.50 Поређење амплитудских одзива филтра трећег реда за различите вредности растојања између полуталасних резонатора

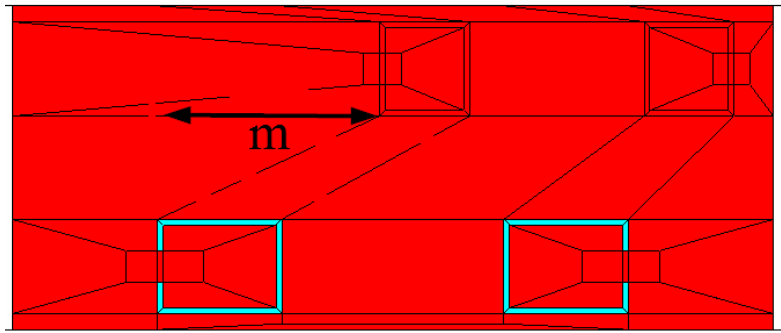
#### **5.2.4 Филтар другог реда са два непропусна опсега са полуталасним резонаторима**

Филтар другог реда који користи савијене полуталасне резонаторе је пројектован за два непропусна опсега, чије су централне учестаности  $f_{01}=9$  GHz и  $f_{02}=11$  GHz. Филтри приказани у одељку 5.2.2 учествују у реализацији специфицираних непропусних опсега. Сви параметри појединачних филтара остају непромењени приликом пројектовања филтра са два непропусна опсега, укључујући и параметре супстрата за имплементацију (табеле 5.23 и 5.24). Димензије резонатора потребне за пројектовање нижег непропусног опсега на 9 GHz су дате у табели 5.26.

Табела 5.26 Димензије резонатора резонантне учестаности 9 GHz (све димензије су дате у милиметрима)

$d_1$	$d_2$	$c$	$p$
3.92	2.6	0.18	1

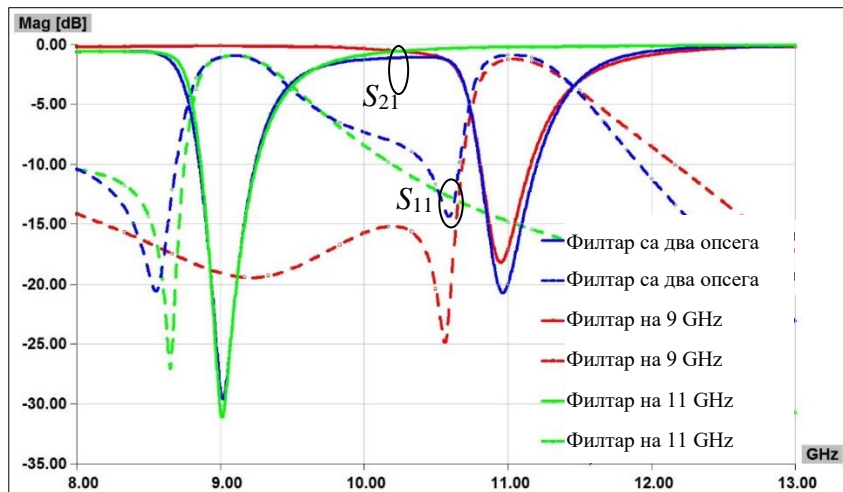
Како би се остварила независна контрола непропусних опсега, пар резонатора за виши опсег је физички померен дуж резонантне преграде у правцу лонгитудиналне осе таласовода. Параметар којим је дефинисан померај плочице,  $m$  (слика 5.51), има вредност 8 mm. Додатно, резонатори за различите опсеге су штампани са различитих страна плочице. На тај начин су спроведени сви потребни кораци како би се у потпуности елиминисао утицај нежељене спреге између резонатора за суседне опсеге. У табели 5.27 су упоређене амплитудске карактеристике појединачних филтара са једним непропусним опсегом и филтра са два непропусна опсега. Уочено је изузетно добро слагање централних учестаности и ширина непропусних опсега. Поређење амплитудских карактеристика појединачних филтара са једним непропусним опсегом и филтра са два непропусна опсега је дато на слици 5.52.



Слика 5.51 Једна страна преграде са штампаним резонаторима филтара другог реда са два непропусна опсега

Табела 5.27 Параметри амплитудских карактеристика појединачних филтара са једним непропусним опсегом и филтара са два непропусна опсега (све вредности су дате у GHz)

	Филтар на 9 GHz виши опсег		Филтар на 11 GHz нижи опсег	
Централна учестаност	9	9	11	11
Ширина опсега	0.720	0.720	0.760	0.760



Слика 5.52 Поређење амплитудских карактеристика појединачних филтара са једним непропусним опсегом и филтара са два непропусна опсега

## 6 Филтри у Н-равни правоугаоног таласовода

У овом поглављу ће бити изложен нов метод пројектовања филтара непропусника опсега учестаности, који примењује преграде у Н-равни правоугаоног таласовода. У складу са традиционалним начином пројектовања ове класе филтара, са порастом реда филтра долази до значајног повећања његове дужине. Циљ истраживања је усмерен према постизању њихове компактности, нарочито приликом пројектовања више непропусних опсега. За потребе истраживања филтара који примењују преграду у Н-равни, коришћен је стандардни правоугаони таласовод WR-90 (ширине  $a = 22.86 \text{ mm}$  и висине  $b = 10.16 \text{ mm}$ ), унутар кога је доминантан мод пропагације трансверзални електрични TE<sub>10</sub> мод.

### 6.1 Полуталасни таласоводни резонатор у Н-равни

У овом одељку ће детаљно бити описан алгоритам пројектовања таласоводног резонатора. Полуталасни правоугаони таласоводни резонатор са прорезом, реализован у виду штампаног кола, је постављен у трансверзалној равни правоугаоног таласовода. Супстрат за имплементацију резонантних преграда (TLT-6) има параметре дате у табели 6.1.

Табела 6.1 Параметри супстрата TLT-6

Параметар супстрата	Вредност
Дебљина супстрата ( $h$ )	1.143
Диелектрична константа ( $\epsilon_r$ )	$2.65 \pm 0.05$
Тангенс угла губитака ( $\tan\delta$ )	0.0019
Дебљина метализације	0.018

Губици услед површинских неравнина проводника и скин ефекта су моделовани постављањем проводности метала на  $\sigma = 20 \text{ MS/m}$ .

Обзиром да је овако имплементирани резонатор базични елемент таласоводних филтара, од посебног значаја је испитивање утицаја различитих параметара при пројектовању. Резултати истраживања који се тичу утицаја



различитих параметара на амплитудски одзив филтра су изложени у овој дисертацији и [Mrvi2017]. Испитани су утицаји појединачних параметара и заједнички утицај два или више параметара на карактеристику филтра.

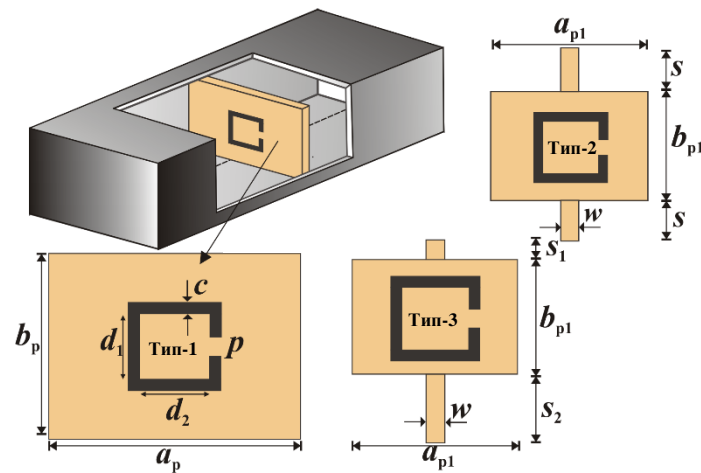
### **6.1.1 Алгоритам пројектовања таласоводног резонатора у Н-равни**

На основу резултата, може се успоставити једноставна и брза процедура која покрива различите аспекте пројектовања, као што су:

1. Избор облика штампане резонантне преграде у циљу остварења најоптималнијих перформанси таласоводног резонатора. Полазну тачку су представљале преграде које се простиру преко целе трансверзалне равни таласовода, а затим су сразмерно смањиване у циљу испитивања одзива резонатора. Уочено је да преграде које заузимају целокупни попречни пресек правоугаоног таласовода омогућују остварење ширих непропусних опсега, али да мање преграде остварују боље прилагођење у пропусном опсегу.
2. Брзо израчунавање дужине квадратног полуталасног резонатора за специфицирану резонантну учестаност у зависности од ширине штампаног вода резонатора. Анализа је спроведена за квадратни метални резонатор (без диелектричног носача) и користећи четири различита супстрата.
3. Избор позиције резонатора у оквиру попречног пресека таласовода, у односу на вертикалну осу таласовода. Уочени утицај је од изразитог значаја за пројектовање резонантне преграде у Н-равни таласовода, на којој се налазе више штампаних полуталасних резонатора, без обзира да ли имају исту или различиту резонантну учестаност.
4. Трансформација квадратног полуталасног резонатора у правоугаони резонатор исте резонантне учестаности, укључујући и ефекте на дужину резонатора. Значај овог корака трансформације облика резонатора се најбоље огледа у процесу минијатуризације филтра, са више непропусних опсега у Н-равни таласовода, код којег постоји могућност независног подешавања сваког пројектованог непропусног опсега. Конкретно,

коришћењем правоугаоних резонатора уместо квадратних, могуће је остварити веће растојање између два резонатора. На тај начин се елиминише узајамна спрега између њих и сваки од опсега се може подешавати мењањем параметара одговарајућег резонатора.

У наставку, сваки од корака ће бити детаљно изложен. На слици 6.1 су приказана три тродимензионална модела полуталасног таласоводног резонатора са прорезом. Свака од приказаних резонантних преграда је реализована у планарној техници и постављена у  $H$ -раван правоугаоног таласовода. Штампани резонатор је правоугаоног облика, а димензије овог резонатора су дате у табели 6.2. Једина разлика између представљених типова преграда јесте у њиховој геометрији, јер је од интереса испитати утицај облика преграде на фреквенцијски одзив филтра.



Слика 6.1 Тродимензионални таласоводни полуталасни резонатор који користи штампане преграде у  $H$ -равни

Табела 6.2 Димензије полуталасних резонатора са слике 6.1

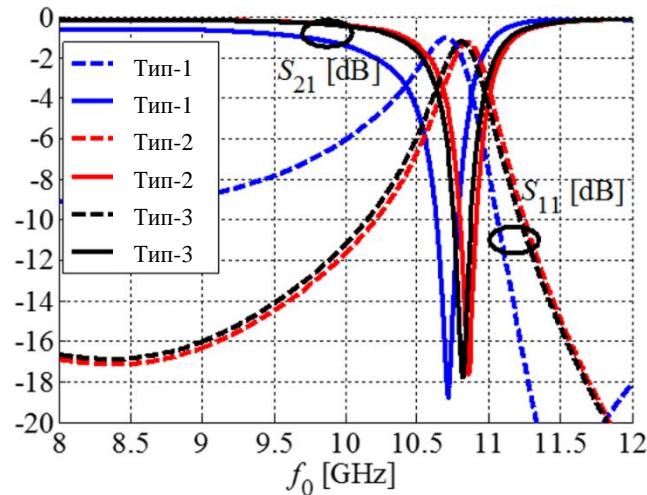
Параметар	Вредност
$d_1$	2.535
$d_2$	2.935
$c$	0.2
$p$	0.45
$l$	0.5

Прва преграда је реализована тако да заузима целокупни попречни пресек правоугаоног таласовода. Прорез полуталасног резонатора је у свим посматраним случајевима усмерен према бочном зиду таласовода. Димензије диелектричне плочице на којој се налази штампани резонатор су  $a_p = 22.86 \text{ mm}$  и  $b_p = 11.43 \text{ mm}$ . Штампани резонатор се налази на централном делу диелектричне преграде.

Други тип преграде је у облику редуковане диелектричне плочице која има две потпорне диелектричне траке ширине  $w=2 \text{ mm}$ . Димензије ове редуковане диелектричне плочице су  $a_{p1}=7 \text{ mm}$  и  $b_{p1}=5 \text{ mm}$ . Диелектрична плочица је постављена симетрично у односу на обе потпорне траке, што имплицира да траке имају идентичне дужине,  $s=2.58 \text{ mm}$ .

Трећи тип преграде је геометријски сличан другом, са једним разликом у томе што је редукована плочица са резонатором померена ка горњем зиду таласовода. Димензије плочице су непромењене, док су димензије потпорних диелектричних трака у овом случају  $s_1=1 \text{ mm}$  и  $s_2 = 4.16 \text{ mm}$ .

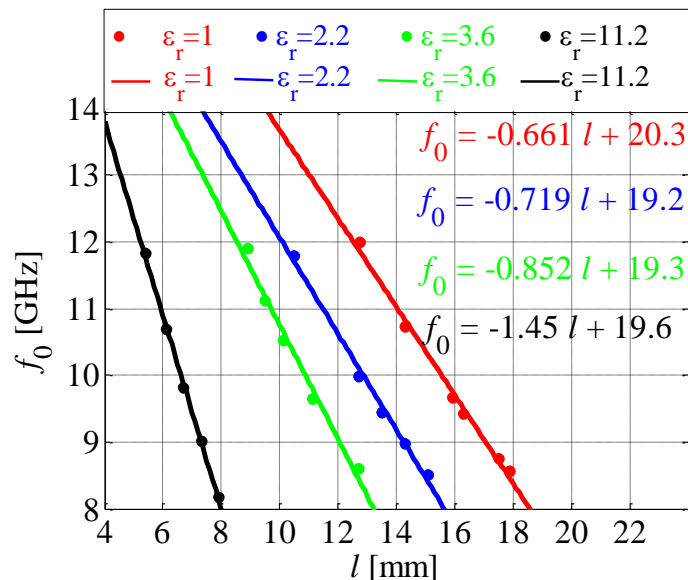
Амплитудски одзив полуталасног таласоводног резонатора је испитан за сваку од примењених резонантних преграда. Добијени резултати су приказани на слици 6.2.



Слика 6.2 Амплитудски одзиви таласоводног резонатора који примењује различите типове преграда

На основу слике 6.2 може се приметити да је смањење резонантне преграде утицало на померање резонантне учестаности ка вишим вредностима и смањење ширине тродецибелског непропусног опсега. Код редуковане резонантне преграде, померање диелектричне плочице са штампаним резонатором од централне позиције ка горњем/доњем зиду таласовода помера резонантну учестаност ка нижим вредностима, али не утиче на промену ширине непропусног опсега.

Након избора геометрије резонантне преграде, следећи корак подразумева избор супстрата за имплементацију. У циљу испитивања утицаја ширине штампане траке на резонантну учестаност резонатора, извршене су бројне анализе. Посматрани случајеви су подразумевали квадратни резонатор у ваздуху (без диелектричног носача) и резонатор штампан на различитим супстратима: Rogers 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ), Rogers 4003 ( $\epsilon_r = 3.6$ ), Rogers 3010 ( $\epsilon_r = 11.2$ ). Дебљина коришћеног супстрата је у свим посматраним случајевима имала исту вредност ( $h = 1.143$  mm). Приликом анализе фреквенцијског одзива таласоводног резонатора, користећи конкретан супстрат, ширина штампане траке је узимала четири различите вредности:  $100 \mu\text{m}$  ( $w_{\text{I}}$ ),  $150 \mu\text{m}$  ( $w_{\text{II}}$ ),  $200 \mu\text{m}$  ( $w_{\text{III}}$ ),  $250 \mu\text{m}$  ( $w_{\text{IV}}$ ).



Слика 6.3 Промена резонантне учестаности у зависности од укупне дужине резонатора

Без обзира на ширину траке, може се уочити да за конкретну вредност пермитивности постоји линеарна веза између резонантне учестаности резонатора и његове укупне дужине. За конкретан супстрат пермитивности  $\epsilon_r$ , нагиб криве ( $k$ ) и одсечак праве у односу на координатни почетак ( $n$ ) имају скоро идентичне вредности за било коју од ширина траке (слика 6.3).

Као мера одступања између нагиба и одсечака добијених права у односу на координатни почетак, коришћена је релативна грешка изражена у процентима, а дата формулом:

$$x_r[\%] = \frac{x_0 - x_{\text{nom}}}{x_{\text{nom}}} \cdot 100, \quad (6.1)$$

при чему је  $x_0$  добијена вредност, а  $x_{\text{nom}}$  је номинална вредност. Након примене ове формуле, добијени су следећи резултати који су приказани у табели 6.3.

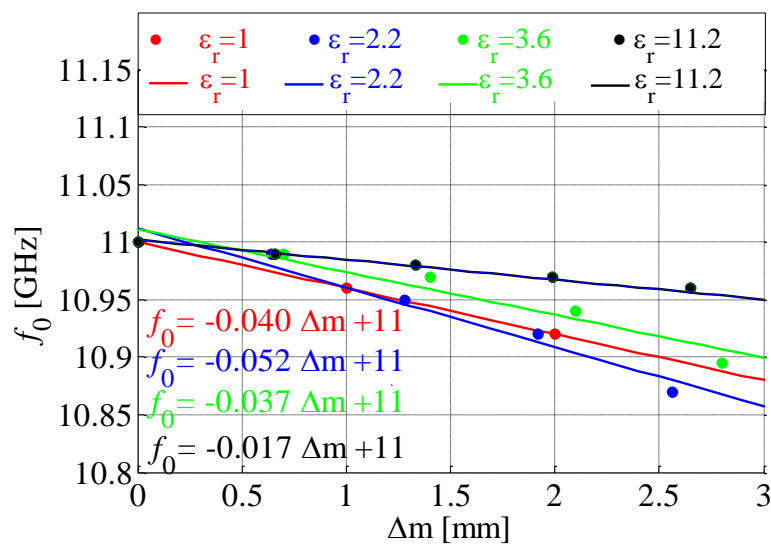
Табела 6.3 Релативна грешка за нагиб и одсечак праве у односу на координатни почетак

	$\epsilon_r = 1$		$\epsilon_r = 2.2$	
[%]	$k_r$	$n_r$	$k_r$	$n_r$
$w_I$	0	0	0	0.52
$w_{II}$	0	0.49	0.14	0
$w_{III}$	0	0	0	0
$w_{IV}$	0	0	0	0.52
	$\epsilon_r = 3.6$		$\epsilon_r = 11.2$	
[%]	$k_r$	$n_r$	$k_r$	$n_r$
$w_I$	0	0	0	0
$w_{II}$	0.117	0	0.117	0
$w_{III}$	0	0	0	0
$w_{IV}$	0.117	0.52	0.117	0.52

Следећи корак приликом пројектовања структура у Н-равни таласовода јесте поставка резонатора у региону попречног пресека таласовода. Пројектовање филтра првог реда са више непропусних опсега подразумева уметање једне плочице у правоугаони таласовод, при чему је на плочици постављено више резонатора различитих резонантних учестаности. Такво уређење резонатора на плочици имплицира да су неки од њих удаљени од центра попречног пресека таласовода, што за последицу може имати померање резонантне учестаности у односу на очекивану вредност. Из тог разлога је испитан утицај позиције резонатора дуж вертикалне осе таласовода на амплитудски одзив резонатора када

је резонатор сачињен само од метала или одштампан на следећим подлогама: Rogers 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ), Rogers 4003 ( $\epsilon_r = 3.6$ ), Rogers 3010 ( $\epsilon_r = 11.2$ ). Дебљина подлоге је у свим посматраним случајевима имала исту вредност ( $h = 1.143$  mm).

Почетна позиција је центар попречног пресека правоугаоног таласовода, а анализа је спроведена у два правца: прво је резонатор од центра померан ка горњем зиду таласовода, а затим од центра ка доњем зиду таласовода. Просторни померај је означен симболом  $\Delta m$ , а резултати су дати на слици 6.4. Треба напоменути да је  $\Delta m = 0$  mm положај резонатора у центру попречног пресека.



Слика 6.4 Промена резонантне учестаности у зависности од помераја резонатора дуж вертикалне осе таласовода

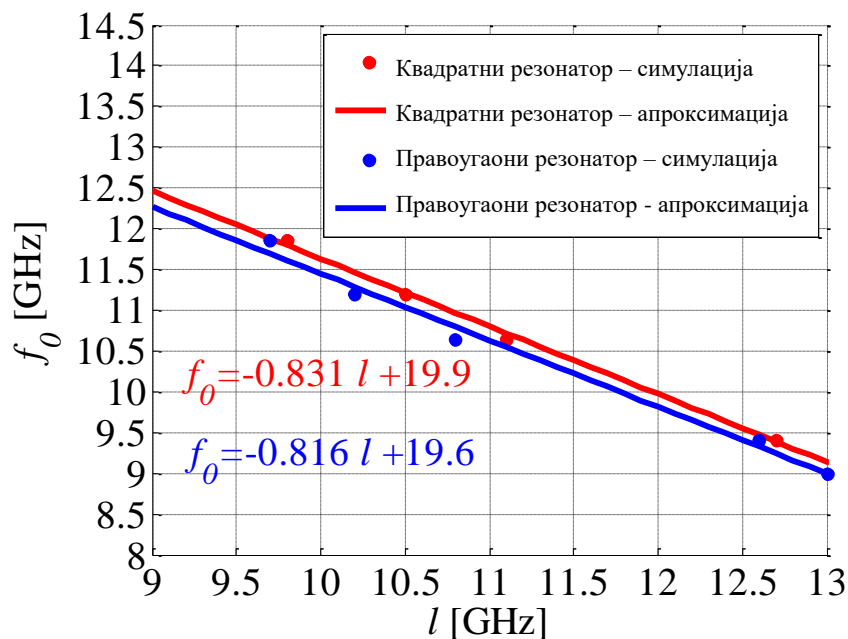
Са слике 6.4 се уочава линеарна промена резонантне учестаности када се резонатор помера дуж вертикалне осе таласовода. Конкретно, удаљавање резонатора од центра попречног пресека има за последицу померање резонантне учестаности ка нижим вредностима. Идентична појава се може уочити независно од тога да ли се резонатор помера ка горњем или доњем зиду таласовода, тако да су криве зависности исте у оба случаја.

Као што је речено раније, трансформација резонатора из квадратног у правоугаони облик има практичне предности, које посебно долазе до изражаја приликом пројектовања филтра са више непропусних опсега. У том случају је обавезно елиминисати узајамну спрегу између резонатора који учествују у

реализацији суседних опсега, а то се постиже повећањем удаљености између њих. Спрега се јавља као последица близине резонатора за различите опсеге, због њиховог просторног положаја на истој штампаној плочици.

Ефикасан начин да се удаље квадратни резонатори на истој плочици, а да се притом задржи иста вредност њихових резонантних учестаности јесте да се скрате њихове вертикалне димензије, а хоризонталне повећају – што заправо одговара трансформацији из правоугаоног у квадратни облик. На слици 6.5 је приказано поређење перформанси правоугаоног и квадратног полуталасног резонатора у Х-опсегу учестаности.

Полазећи од квадратног резонатора одређене резонантне учестаности, коме су суседне странице истовремено мењане, добијен је правоугаони резонатор исте резонантне учестаности. За оба резонатора, квадратни и правоугаони, важи да се резонантна учестаност мења линеарно са укупном дужином резонатора. Додатно, за исту вредност резонантне учестаности квадратни резонатор има већу дужину у односу на правоугаони резонатор.



Слика 6.5 Поређење перформанси квадратног и правоугаоног резонатора у погледу промене резонантне учестаности унутар Х-опсега

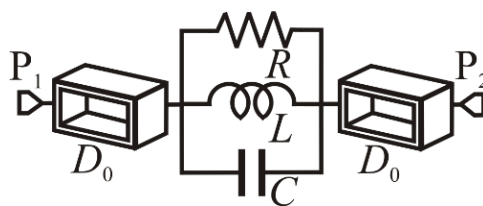
На основу приказаних резултата, може се закључити да се резонантна учестаност може приказати у функцији анализираних параметара пројектовања помоћу следеће једначине:

$$f_0[\text{GHz}] = k \cdot i[\text{mm}] + n \quad (6.2)$$

где је параметром  $i$  означена укупна дужина резонатора, или његов померај дуж вертикалне осе таласовода.

### 6.1.2 Еквивалентна шема полуталасног резонатора у *H*-равни

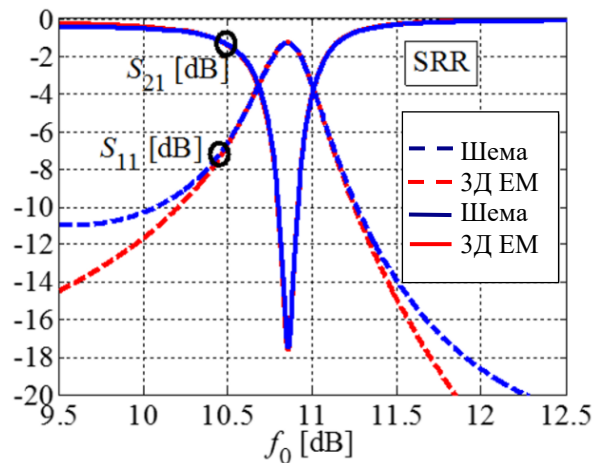
Таласоводни полуталасни резонатор са прорезом се може еквивалентно представити паралелним резонантним колом. Паралелну везу чине отпорник отпорности  $R$ , калем индуктивности  $L$  и кондензатор капацитивности  $C$ . У циљу потпуне репрезентације, додате су таласоводне секције дужине  $D_0 = 4$  mm, што је дужина једнака растојању штампаног резонатора до приступа таласовода. Еквивалентно коло полуталасног таласоводног резонатора је приказано на слици 6.6. Приступи таласовода су означени са  $P_1$  и  $P_2$ . Импедансе приступа одговарају таласној импеданси за  $TE_{10}$  тип таласа на одговарајућој резонантној учестаности. За  $TE_{10}$  талас и резонантну учестаност од 10.90 GHz, добија се вредност импедансе приступа  $Z_0 = 472 \Omega$ .



Слика 6.6 Еквивалентно коло полуталасног таласоводног резонатора

Вредности концентрисаних елемената су добијене на основу једначина (5.2)-(5.4) и имају следеће вредности елемената:  $R = 7.5 \text{ k}\Omega$ ,  $L = 0.75 \text{ nH}$ ,  $C = 0.42 \text{ pF}$ . Поређење амплитудског одзива тродимензионалног електромагнетског модела резонатора и његове еквивалентне шеме дато је на слици 6.7. Уочава се добро поклапање одзива у погледу резонантне учестаности и ширине непропусног опсега.



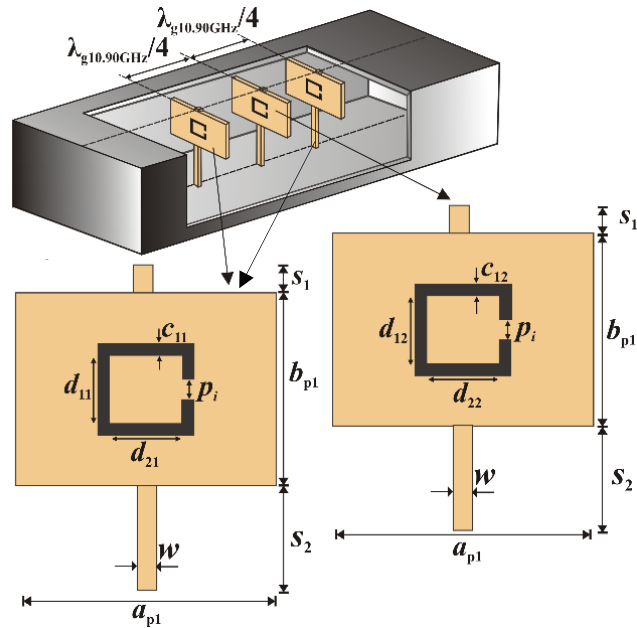


Слика 6.7 Поређење амплитудских одзива тродимензионалног електромагнетског модела резонатора и његове еквивалентне шеме

## 6.2 Филтар непропусник опсега учестаности у $H$ -равни

Филтар непропусник опсега учестаности трећег реда је пројектован за рад у  $X$ -опсегу, на специфицираној централној учестаности  $f_0=10.90$  GHz. Остварени тродецибелски непропусни опсег има ширину  $B_{3dB}=340$  MHz. Елементи филтра су полуталасни резонатори на редукованој диелектричној прегради разматрани у претходном одељку. Реализовани су у виду штампаних кола и постављени у трансверзалној равни правоугаоног таласовода. Између резонантних преграда се налазе одсечци таласовода, а њихова дужина је једнака четвртини вођене таласне дужине на централној учестаности филтра. Помоћу ових одсечака је реализован инвертор за централну учестаност таласоводног филтра.

Тродимензионални модел посматраног филтра је приказан на слици 6.8. Димензије резонатора који учествују у реализацији непропусног опсега су дате у табели 6.4. Секција таласовода дужине  $D$  има улогу инвертора за централну учестаност посматраног филтра, те је  $D=\lambda_{g10.90GHz}/4=8.615$  mm, где  $\lambda_g$  означава вођену таласну дужину у таласоводу.



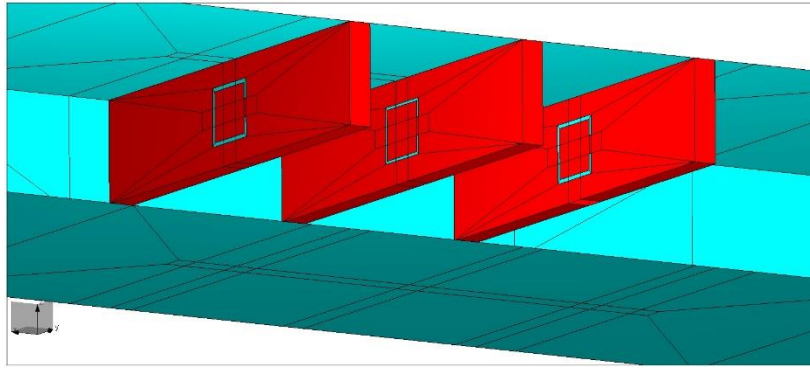
Слика 6.8 Тродимензионални модел филтра трећег реда са једним непропусним опсегом који примењује полуталасне резонаторе

Табела 6.4 Димензије штампаних водова резонатора са слике 6.8

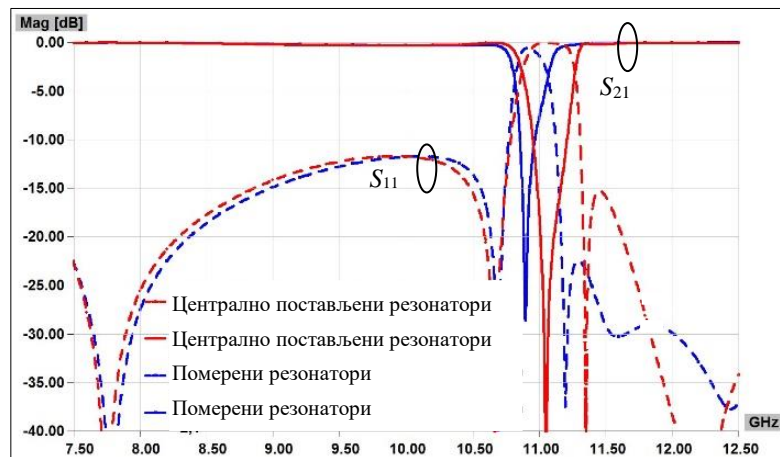
Преграда	$d_{1i}$ [mm]	$d_{2i}$ [mm]	$c_{1i}$ [mm]	$p_i$ [mm]
Спољашњи ( $i=1,3$ )	2	3.25	0.25	0.9
Централни ( $i=2$ )	2	3.25	0.2	0.9

Приликом пројектовања филтра који примењује преграду у  $H$ -равни, потребно је да штампани резонатори буду постављени у централном делу преграде, симетрично у односу на бочне зидове таласовода. У циљу остваривања жељених карактеристика филтра, неопходно је да штампани резонатори буду постављени на месту максимума електричног поља доминантног таласа.

Следећи пример илуструје поређење два случаја, где су у једном случају када су резонатори постављени на централном делу преграде, а у другом случају су сви резонатори померени 2 mm ка било ком од бочних зидова таласовода. На слици 6.9а је приказан WIPL-D модел филтра са помереним резонаторима ка бочном зиду таласовода. На слици 6.9б су упоређени одзиви филтра за случај померених резонатора и филтра са централно постављеним резонаторима.



(а)



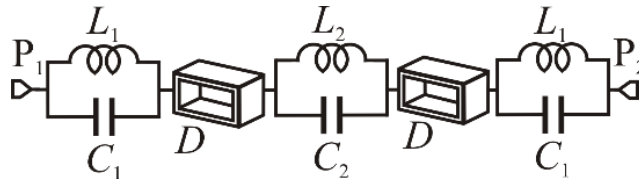
(б)

Слика 6.9 Пример филтра са помереним резонаторима ка бочном зиду таласовода: а) WIPL-D модел б) поређење одзива филтра за случај померених резонатора и одзива филтра за централно постављене резонаторе

### 6.2.1 Еквивалентна шема филтра непропусника опсега са преградама у *H*-равни правоугаоног таласовода

Еквивалентна шема филтра трећег реда са слике 6.8 је моделована тако да у потпуности репрезентује тродимензионалну структуру. Успостављена шема је приказана на слици 6.10. Приликом анализе, губици нису узети у обзир. Импедансе портова ( $P_1$  и  $P_2$ ) одговарају таласној импеданси таласовода на специфицираној централној учестаности ( $f_0=10.90$  GHz), а вредност ове импедансе је  $Z_{TE}=551 \Omega$ . Четвртталасни трансформатори, коришћени за реализацију инвертора, су моделовани помоћу одсечка таласовода одговарајуће дужине  $D=\lambda_{g10.90GHz}/4=8.615$  mm.

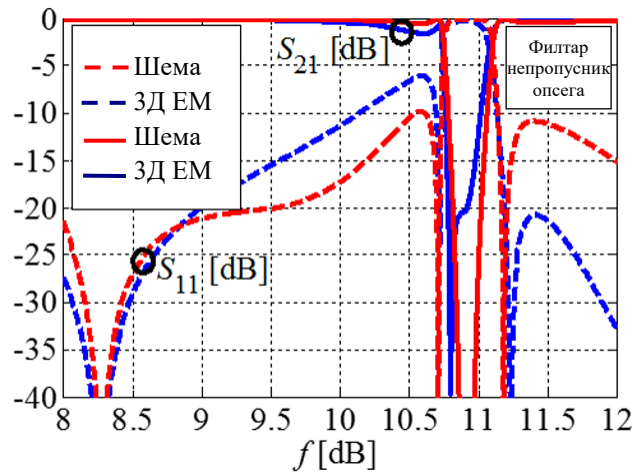
Полуталасни резонатори су на нивоу микроталасног кола представљени паралелним осцилаторним колима. Вредности концентрисаних елемената су добијене на основу формула (5.3) и (5.4) и дате су у табели 6.5. Уочено је веома добро слагање амплитудских карактеристика тродимензионалног електромагнетског модела филтра и његовог еквивалентног електричног кола (слика 6.11).



Слика 6.10 Еквивалентна шема таласоводног филтра непропусника опсега учестаности са слике 6.8

Табела 6.5 Вредности елемената еквивалентног кола таласоводног филтра непропусника опсега учестаности са слике 6.10

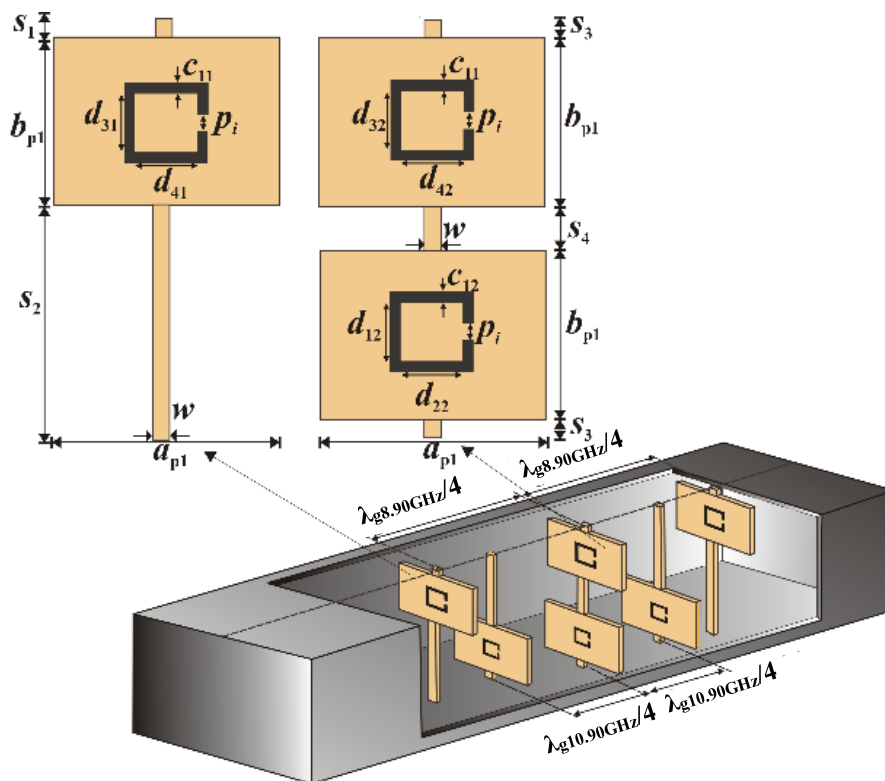
Параметар	$L_1$ [nH]	$C_1$ [pF]	$L_2$ [nH]	$C_2$ [pF]
Вредност	0.342	0.624	0.331	0.634



Слика 6.11 Поређење одзива тродимензионалног електромагнетског модела таласоводног филтра, трећег реда са преградама у Н-равни, и његовог еквивалентног електричног кола

### 6.3 Филтар трећег реда са два непропусна опсега учестаности

Таласоводни филтар трећег реда са два непропусна опсега дат је као пример пројектовања филтара вишег реда, са две централне учестаности,  $f_{01}=8.90$  GHz и  $f_{02}=10.90$  GHz. Остварене ширине тродесицибелских непропусних опсега, на одговарајућим централним учестаностима, су  $B_{3dB1}=450$  MHz и  $B_{3dB2}=650$  MHz. Тродимензионални модел овог филтра је дат на слици 6.12.



Слика 6.12 Тродимензионални модел таласоводног филтра, трећег реда са два непропусна опсега, који користи полуталасне резонаторе

Пројектовање нижег непропусног опсега је извршено на исти начин као за претходно приказани пример филтра на 10.90 GHz, који учествује у реализацији вишег непропусног опсега. Резонатори, намењени за нижи непропусни опсег, постављени су на међусобној удаљености од  $\lambda_{g8.90GHz}/4=12.4692$  mm, што одговара дужини инвертора за разматрану централну учестаност.

Резонатори који учествују у реализацији различитих опсега се налазе у различитим половинама таласовода. Посматрајући само растојање дуж лонгитудиналне осе, резонатори за суседне опсега се налазе на удаљености једнакој  $(\lambda_{g8.90\text{GHz}} - \lambda_{g10.90\text{GHz}})/4 = 3.854 \text{ mm}$ , тако да се може сматрати да не постоји узајамна спрега између њих. То омогућава да се независно подешава сваки непропусни опсег, подешавањем сваког од полуталасних резонатора. Димензије резонатора за виши непропусни опсег су остале непромењене (табела 6.4), а димензије резонатора за нижи непропусни опсег су дате у табели 6.6.

Табела 6.6 Димензије полуталасних резонатора који учествују у реализацији непропусног опсега на 8.90 GHz (све димензије су дате у милиметрима)

Преграда	$d_{3i}$	$d_{4i}$	$c_{2i}$	$p_i$
Спољашња ( $i=1,3$ )	2	4.36	0.3	0.9
Централна ( $i=2$ )	2	4.36	0.3	0.9

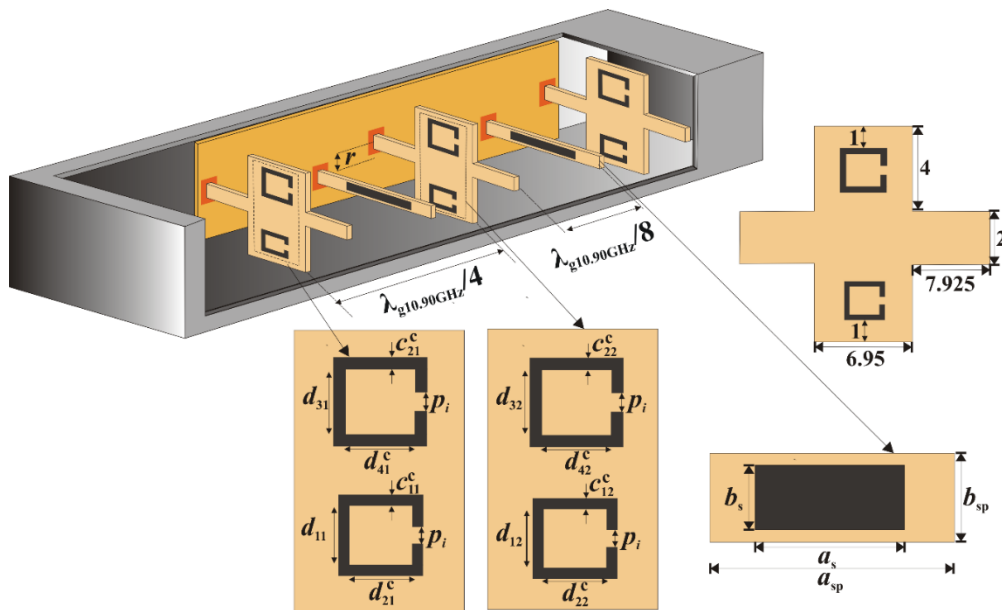
#### 6.4 Компактни таласоводни филтар трећег реда са два непропусна опсега учестаности

Минијатуризација филтра са два непропусна опсега је остварена минијатуризацијом инвертора. Концепт минијатуризације инвертора се заснива на замени конвенционалног инвертора (четвртталасног одсечка таласовода) краћим. Компактни филтар, са два непропусна опсега, примењује резонантне преграде у трансверзалној равни таласовода, при чему су резонатори за оба опсега штампани на истим плочицама. Секција таласовода која има улогу инвертора је замењена краћом секцијом која садржи уметнуту штампану преграду, потребну да реализује одговарајућу импедансу. Тродимензионални модел компактног филтра је приказан на слици 6.13.

Главне предности овог компактног филтра су:

- мања укупна дужина структуре,
- независно подешавање пројектованих непропусних опсега,
- очување амплитудске карактеристике у односу на оригинални филтар са два непропусна опсега учестаности.

Приказани поступак минијатуризације заједно са алгоритмом за пројектовање филтара, са више непропусних опсега, представља ефикасан начин да се остваре све наведене карактеристике. Са аспекта пројектовања оваквог филтра, потребно је смањити дужину филтра. При том треба елиминисати спрегу која се јавља између резонатора намењених за реализацију суседних опсега, који су штампани на истој прегради. Истовремено треба елиминисати утицај нежељене спреге између појединачних резонатора и уметнуте штампане преграде, која се користи за минијатуризацију инвертора.



Слика 6.13 Компактни таласоводни филтар трећег реда са два непропусна опсега учестаности

Геометрија преграде је изабрана у циљу поједностављења процеса фабрикации. На свакој штампаној прегради су постављени резонатори који учествују у реализацији оба непропусна опсега. Преграде са резонаторима садрже диелектричне продужетке који се пружају ка бочним зидовима таласовода. Димензије преграде су дате на слици 6.13. Неке димензије су оптимизоване у циљу очувања карактеристике оригиналног филтра са два непропусна опсега, а преостале димензије су непромењене и дате су у табели 6.7.

Табела 6.7 Димензије компактног филтра у Н-равни са слике 6.13 (све димензије су дате у милиметрима)

Резонантне преграде	Нижи опсег		Виши-опсег	
	$d_{2i}^c$	$c_{1i}^c$	$d_{4i}^c$	$c_{2i}^c$
Спољашња ( $i=1,3$ )	3.33	0.2	4.52	0.2
Централна ( $i=2$ )	3.33	0.16	4.52	0.2

Дужина одсечка таласовода којим се реализује инвертор је смањена додавањем потребне импедансе, у виду уметнуте штампане преграде на средини одсечка таласовода. Преграда се простире између два бочна зида таласовода и њене димензије су:  $a_{sp}=22.86$  mm и  $b_{sp}=1.3$  mm. Димензије штампаног вода на прегради су:  $a_s=15.1$  mm и  $b_s=0.5$  mm.

Обзиром да су полуталасни резонатори штампани на истој прегради, извршена је модификација њиховог облика из квадратног у правоугаони, са циљем повећања растојања између резонатора за суседне опсеге.

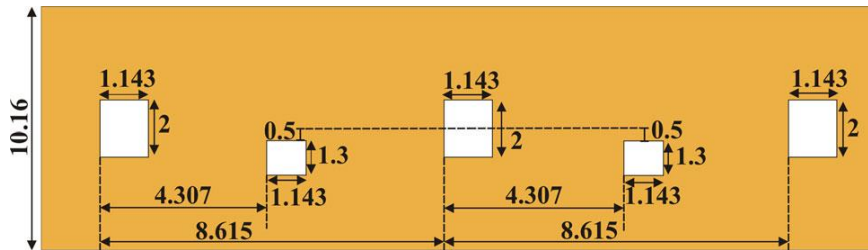
Како би се омогућила флексибилна контрола пројектованих опсега, неопходно је да се елиминише нежељена спрега. У посматраном случају, она може да се појави на два начина: између резонатора за различите опсеге на истој прегради и између сваког од резонатора са преграде и уметнуте импедансе за минијатуризацију инвертора. Резонатори су штампани на прегради, при чему су удаљени 1 mm од горњег и доњег зида таласовода. Овај поступак је спроведен како би се максимизовало њихово међусобно растојање на плочици. Описаним поступцима је уклоњена нежељена спрега између резонатора који учествују у реализацији различитих опсега и на тај начин је омогућено независно подешавање сваког од пројектованих непропусних опсега.

Спрега између сваког од резонатора и штампане траке за минијатуризацију инвертора је елиминисана тако што је пронађена оптимална позиција на којој треба поставити траку. Оптимална позиција штампане траке, при којој нема нежељене спреге са резонаторима је позиција  $r=0.5$  mm према доњем зиду таласовода у односу на центар трансверзалног попречног пресека.

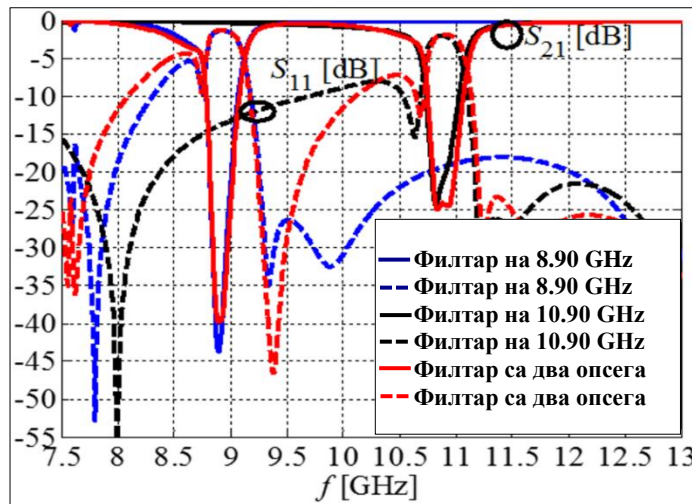
Како би се остварио стабилан положај резонантних преграда унутар таласовода, пројектована је потпорна структура. Изглед потпорне структуре са



пратећим димензијама (у mm) је приказан на слици 6.14. Имплементирана је на FR-4 супстрату, дебљине  $h = 0.8$  mm, релативне диелектричне константе 4.4 и тангенса угла губитака  $\tan\delta = 0.02$ . Носач је у форми диелектричне плоче са рупама одговарајућих димензија. Рупе су направљене тако да резонантне преграде буду стабилно постављене унутар таласовода. Између великих рупа намењених за фиксирање преграда, мање рупе су пробушене како би се поставили додатни умети потребни за минијатуризацију инвертора.



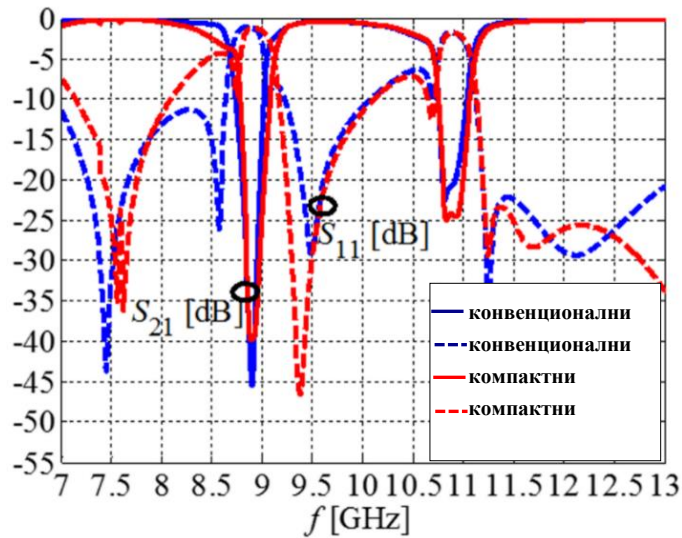
Слика 6.14 Структура за прецизно позиционирање преграда унутар таласовода



Слика 6.15 Поређење амплитудских одзива компактнoг филтра трећег реда са два непропусна опсега и одзива појединачних филтара трећег реда

Амплитудски одзив компактнoг филтра је упоређен са одзивима појединачних филтара који учествују у реализацији одговарајућих непропусних опсега (слика 6.15). Уочава се да је нежељена спрега у потпуности елиминисана, тако да се сваки од пројектованих опсега могу флексибилно контролисати. Одзив компактнoг филтра је упоређен са одзивом неминијатуризованог филтра са два

непропусна опсега (слика 6.12). Са слике 6.16 се примећује да је очувана карактеристика оригиналног филтра.



Слика 6.16 Поређење амплитудских одзива компактног филтра и оригиналног неминијатуризованог филтра трећег реда са два непротусна опсега учестаности

Укупна дужина компактног филтра је  $0.34 \lambda_g$ , где  $\lambda_g$  означава вођену таласну дужину у таласоводу на централној учестаности нижег непротусног опсега. Додатни потенцијал за минијатуризацију се огледа у додатном скраћивању секције таласовода која има улогу инвертора.

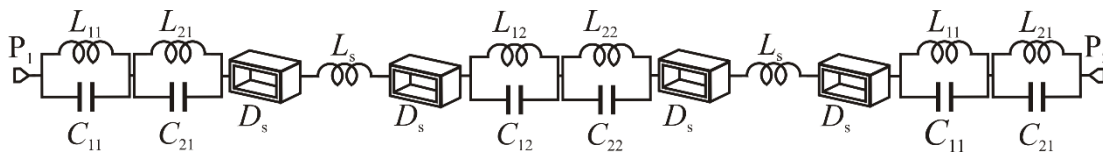
У поређењу са филтром са два непротусна опсега који примењује конвенционалне инверторе, реализоване помоћу четвртталасних одсека таласовода, пројектовани компактни филтар има значајно мању дужину. Оригинални филтар и филтар пројектован у [Stef2015] имају дужину од  $0.5 \lambda_g$ , а компактни филтар је за 32% краћи.

Што се тиче филтара који примењују преграду у  $E$ -равни, а имају идентичну функционалност независног подешавања два непротусна опсега, могуће их је упоредити са предложеним филтром по параметру дужине. Предложени компактни филтар је краћи од филтра са два непротусна опсега у  $E$ -равни, који примењује четвртталасне резонаторе и намењен је за рад у  $X$ -опсегу [Mrvi2016], који има дужину  $0.512 \lambda_g$ . Такође је мањи од филтра са два непротусна опсега намењеним за рад у  $W$ -опсегу [Jin2015], дужине од  $0.805 \lambda_g$ .

#### 6.4.1 Еквивалентна шема компактног филтра са два непропусна опсега учестаности у *H*-равни

Смањење дужине филтра је омогућено заменом четвртталасног одсечка таласовода краћом секцијом таласовода, у коју је трансверзално уметнута преграда са штампаном траком.

Еквивалентно електрично коло компактног таласоводног филтра са два непропусна опсега, који примењује преграде у *H*-равни, у потпуности одговара функционално декомпонованом тродимензионалном моделу (слика 6.17). Импедансе портова одговарају таласној импеданси на  $f=9.90$  GHz, јер је то учестаност која се налази између посматране две централне учестаности (8.90 GHz и 10.90 GHz). Штампане резонантне преграде са по два полуталасна резонатора су моделоване редном везом два паралелна осцилаторна кола. Таласоводне секције су описане дужином  $D_s$ , која је једнака  $D_s = \lambda_{g10.90\text{GHz}}/4 = 4.3075$  mm. Вредности елемената еквивалентног електричног кола су изложене у табели 6.8.



Слика 6.17 Еквивалентно електрично коло компактног филтра са два непропусна опсега учестаности

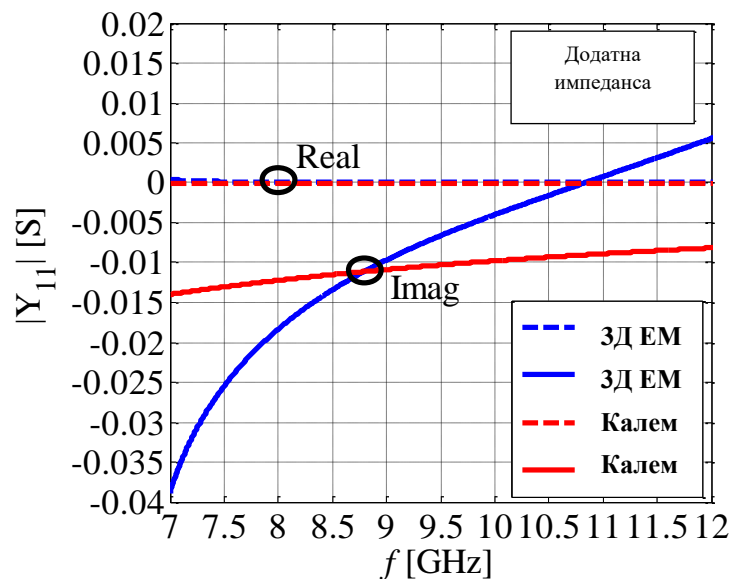
Табела 6.8 Вредности елемената еквивалентног електричног кола

Параметар	$L_{11}$ [nH]	$L_{12}$ [nH]	$L_{21}$ [nH]	$L_{22}$ [nH]	$L_s$ [nH]
Вредност	0.56	0.598	0.379	0.299	1.88
Параметар	$C_{11}$ [pF]	$C_{12}$ [pF]	$C_{21}$ [pF]	$C_{22}$ [pF]	
Вредност	0.587	0.499	0.549	0.599	

Минијатуризовани инвертор се еквивалентно може представити помоћу два одсечка таласовода између којих је редно везан калемом индуктивности  $L_s$ . Вредност параметра  $L_s$  је одређена на основу екстракције адмитансних параметара тродимензионалног електромагнетског модела одсечка таласовода са штампаном

траком.

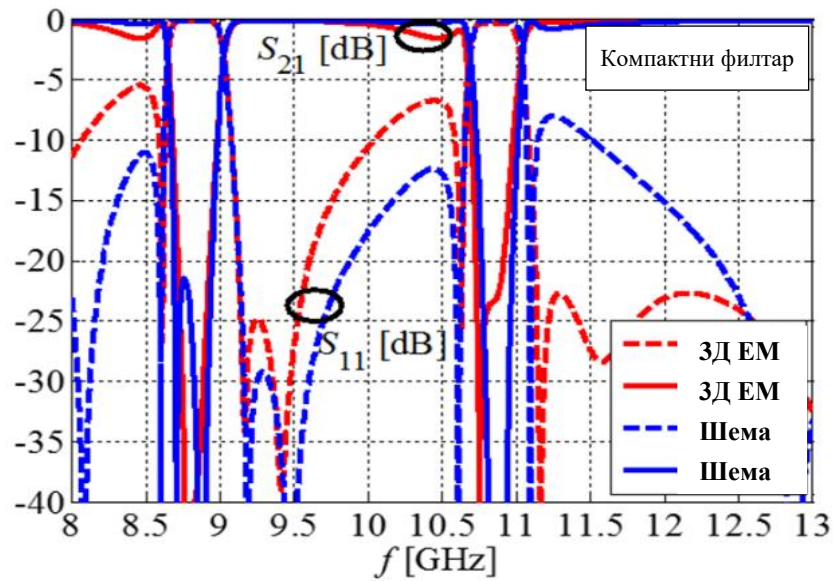
Анализирани модел чини трака убачена у централну трансверзалну раван правоугаоног таласовода у одсуству резонантних преграда. На основу резултата анализе, уочено је да се штампана трака понаша претежно индуктивно на конкретној учестаности  $f=8.90$  GHz. Слика 6.18 илуструје поређење адмитансних параметара тродимензионалног електромагнетског модела и еквивалентног калема. Поређењем амплитудских одзива тродимензионалног електромагнетског модела компактног филтра и његове еквивалентне електричне шеме се уочава изузетно добро слагање добијених резултата (слика 6.19). У табели 6.9 је дата упоредна анализа параметара одзива и дужине следећих филтара: компактног, оригиналног неминијатуризованог и еквивалентне шеме.



Слика 6.18 Поређење адмитансних параметара тродимензионалног електромагнетског модела и еквивалентног калема

Табела 6.9 Поређење параметара одзива и дужине филтара: компактног, оригиналног неминијатуризованог и еквивалентне шеме

Филтар	$f_{01}$ [GHz]	$B_{3dB1}$ [MHz]	$f_{02}$ [GHz]	$B_{3dB2}$ [MHz]	Дужина
Компактни	8.90	340	10.90	340	$0.34 \lambda_g$
Оригинални	8.90	342	10.90	340	$0.5 \lambda_g$
Еквивалентно коло	8.92	341	10.91	342	-

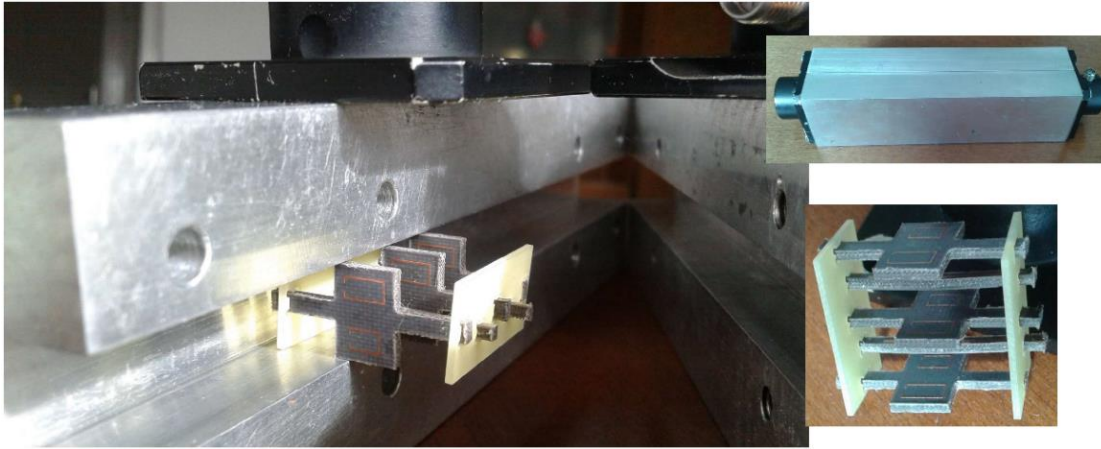


Слика 6.19 Поређење амплитудских одзива компактнoг филтра трећег реда са два непропусна опсега и његовог еквивалентног електричног кола

#### 6.4.2 Експериментална верификација компактнoг филтра са два непропусна опсега учестаности у $H$ -равни

Компактни филтар, трећег реда са два непропусна опсега учестаности, је фабрикован у циљу верификације предложеног метода пројектовања (слика 6.20).

Како би се остварило адекватно мерење фабрикованог прототипа, испитан је утицај толеранције диелектричне константе подлоге на измерени амплитудски одзив. На основу спецификације произвођача, номинална вредност релативне диелектричне пермитивности са толеранцијом је  $\epsilon_r=2.65\pm 0.05$ . Тачна вредност диелектричне пермитивности је одређена мерењем уметка са једним полуталасним резонатором, и нађено је да је 2.70. Након прецизног мерења физичких димензија направе, утврђено је да су фабриковани полуталасни резонатори (за нижи опсег) шири него пројектовани за мање од 20  $\mu\text{m}$ .

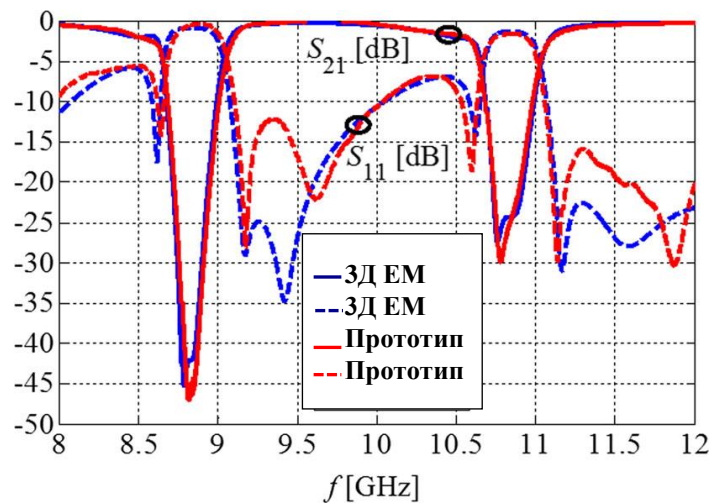


Слика 6.20 Фабриковани филтар трећег реда са два непропусна опсега учестаности

Из тог разлога су спроведене додатне електромагнетске симулације, како би се укључили шири водови и тачна вредност диелектричне пермитивности. Због те мале промене диелектричне пермитивности, која је проузрокована толеранцијама произвођача, централне фреквенције филтра су  $f_{01}=8.85$  GHz и  $f_{02}=10.85$  GHz. Нижи опсег је занемарљиво шири од вишег опсега, због мале промене у ширини фабрикованих водова полуталасних резонатора.

У овом истраживању, проводност је у електромагнетским симулацијама иницијално постављена на вредност 20 MS/m. Ова процена је извршена на основу низа резултата добијених на основу мерења. На тај начин, након фабрикације пројектованог оптималног филтра, могуће је стећи бољи увид утицаја губитака на измерени амплитудски одзив. Такође, то омогућава да се губици адекватно моделују у симулацијама које се извршавају након израде прототипа.

У складу са тим, додатне симулације које узимају у обзир већу вредност проводности (30 MS/m) од номинално постављене су извршене у софтверу WIPL-D. Поређење резултата (слика 6.21) показује да постоји изузетно добро слагање између симулираног и измереног амплитудског одзива компактног филтра трећег реда са два непропусна опсега учестаности.



Слика 6.21 Поређење симулираног и измереног амплитудског одзива компактнoг филтра трећег реда са два непропусна опсега учестаности

## **7 Таласоводни филтри пропусници опсега учестаности**

У овом поглављу ће бити изложени таласоводни филтри пропусници опсега учестаности. Сви филтри су имплементирани у Е-равни правоугаоног таласовода. Традиционална имплементација филтара пропусника опсега учестаности подразумева метални уметак постављен дуж лонгитудиналне осе таласовода. Уметак је реализован у виду решетке, сачињен од металних индуктивних преграда, намењених за реализацију полуталасних резонатора.

Иницијални пример има за циљ да илуструје традиционалну имплементацију филтра трећег реда који примењује металну решетку. У циљу минијатуризације филтра, додата је изузетно танка диелектрична подлога, која има незнатно већу дебљину у односу на металну фолију.

Четвртталасни резонатори, детаљно анализирани у претходним поглављима као појединачне структуре или елементи за реализацију филтара вишег реда, показали су се као погодни за остваривање различитих функционалности код филтара пропусника опсега учестаности. Пар четвртталасних резонатора је постављен симетрично у односу на преграде постављене дуж правоугаоног таласовода. У зависности од специфициране резонантне учестаности, пар четвртталасних резонатора значајно побољшава селективност код традиционалне имплементације. Додатно, омогућава поделу широког пропусног опсега филтра на два ужа подопсега.

### **7.1.1 Таласоводни филтри пропусници опсега учестаности реализовани са металном преградом**

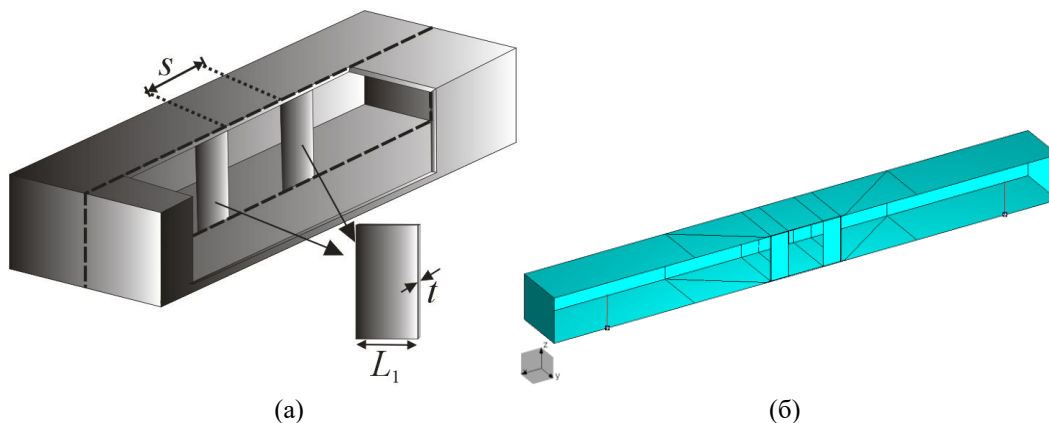
У првом случају, имплементиран је филтар трећег реда пропусник опсега учестаности. За сваку од металних преграда је коришћена бакарна фолија дебљине  $t = 0.1 \text{ mm}$ . Губици су приликом анализе узети у обзир кроз параметар проводности метала чија је вредност фиксирана на  $20 \text{ MS/m}$ .



### 7.1.1.1 Резонатор са функцијом пропусника опсега реализован металном решетком

Резонатор са функцијом пропусног опсега је пројектован за радну учестаност од  $f_0=9$  GHz. Тродимензионални модел и WIPL-D модел посматраног резонатора су приказани на слици 7.1. Имајући у виду да је решетка за уметање у таласовод имплементирана коришћењем искључиво танке бакарне фолије, уочена је вишеструка симетрија целокупне структуре. Та предност је искоришћена и у оквиру самог софтвера WIPL-D, приликом моделовања и анализе. Потребно је моделовати само део структуре, што за последицу има значајно брже успостављање модела за анализу и смањење трајања симулације.

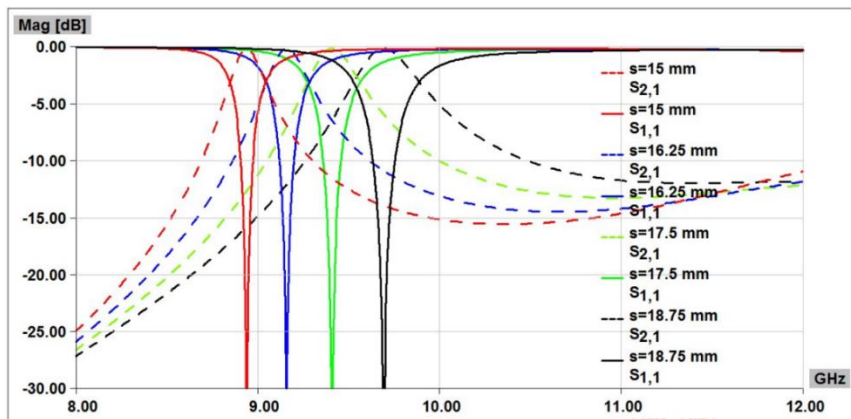
За пројектовање резонатора, искоришћене су две металне индуктивне преграде које су постављене симетрично у односу на центар попречног пресека правоугаоног таласовода. На тај начин је формирана једна резонантна ћелија. Ширина једне металне индуктивне преграде је  $L_1$ , а њихово међусобно растојање је означено симболом  $s$ . Фреквенцијски одзив резонатора је испитан у односу на величину ћелије, односно следећих параметара: ширину металних преграда и њихову удаљеност. Прво је ширина металне преграде фиксирана на  $L_1=4$  mm, док је варирано растојање између њих. Из табеле 7.1 се уочава да повећање растојања  $s$  има за последицу померај резонантне учестаности према нижим вредностима и смањење ширине пропусног опсега. Симулирани амплитудски одзиви су приказани на слици 7.2.



Слика 7.1 Резонатор са функцијом пропусног опсега реализован са металном решетком: а) тродимензионални модел б) WIPL-D модел

Табела 7.1 Параметри амплитудског одзива резонатора за различите вредности параметра  $s$

$s$ [mm]	$f_0$ [GHz]	$B_{3dB}$ [MHz]
15.00	9.70	360
16.25	9.40	300
17.50	9.15	240
18.75	8.94	200

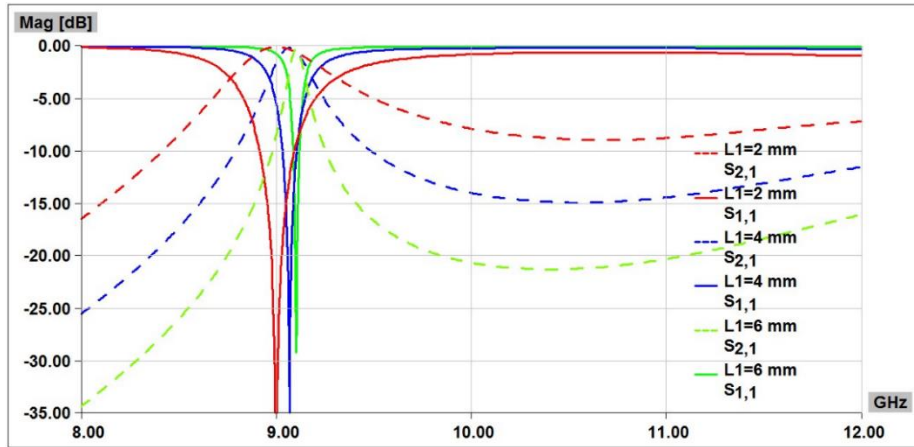


Слика 7.2 Амплитудски одзив таласоводног резонатора са металним преградама, када је фиксиран параметар  $L_1$

Потом, параметар  $s$  је фиксиран на вредност 18 mm, а ширина металне преграде је варирана у опсегу од 2 до 6 mm. Упоредени амплитудски одзиви резонатора, за различите вредности ширине преграде, су приказани на слици 7.3. Поређења параметара одзива су дата у табели 7.2. Уочено је да се са повећањем ширине металне преграде-значајно смањује ширина пропусног опсега.

Табела 7.2 Параметри амплитудског одзива резонатора за различите вредности параметра  $L_1$

$L_1$ [mm]	$f_0$ [GHz]	$B_{3dB}$ [MHz]
2	9.00	540
4	9.07	230
6	9.10	90



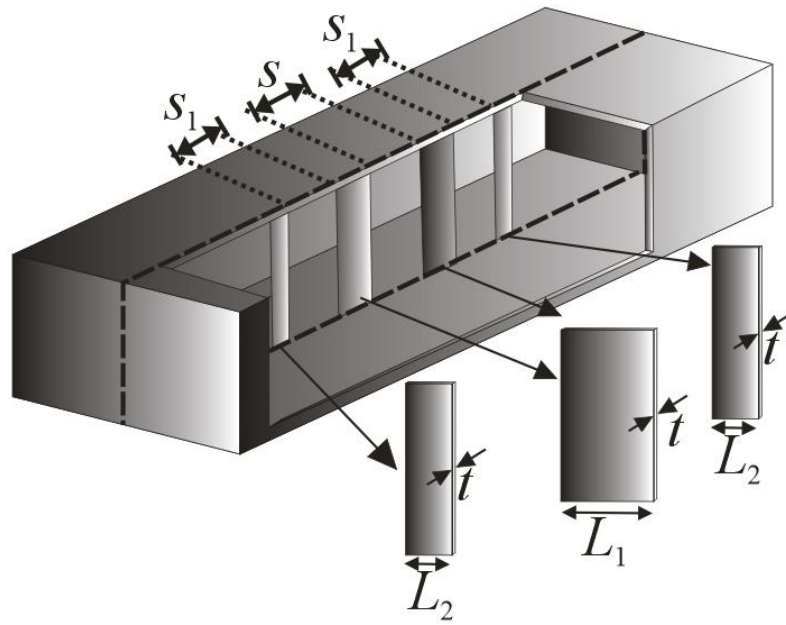
Слика 7.3 Амплитудски одзив филтра са металном решетком, када је фиксиран параметар  $s$

### 7.1.1.2 Филтар трећег реда пропусник опсега учестаности са металном решетком

Филтар трећег реда, пропусник опсега учестаности са *Tschebyscheff*-љевом апроксимацијом, пројектован је додавањем резонатора реализованих помоћу металних преграда. Тродимензионални модел овог филтра је приказан на слици 7.4. Практично, на одређеним растојањима су додате металне преграде дуж таласовода. Филтар је пројектован за рад на централној учестаности од 9 GHz, а остварена ширина пропусног опсега је 670 MHz. Димензије датог филтра су дате у табели 7.3.

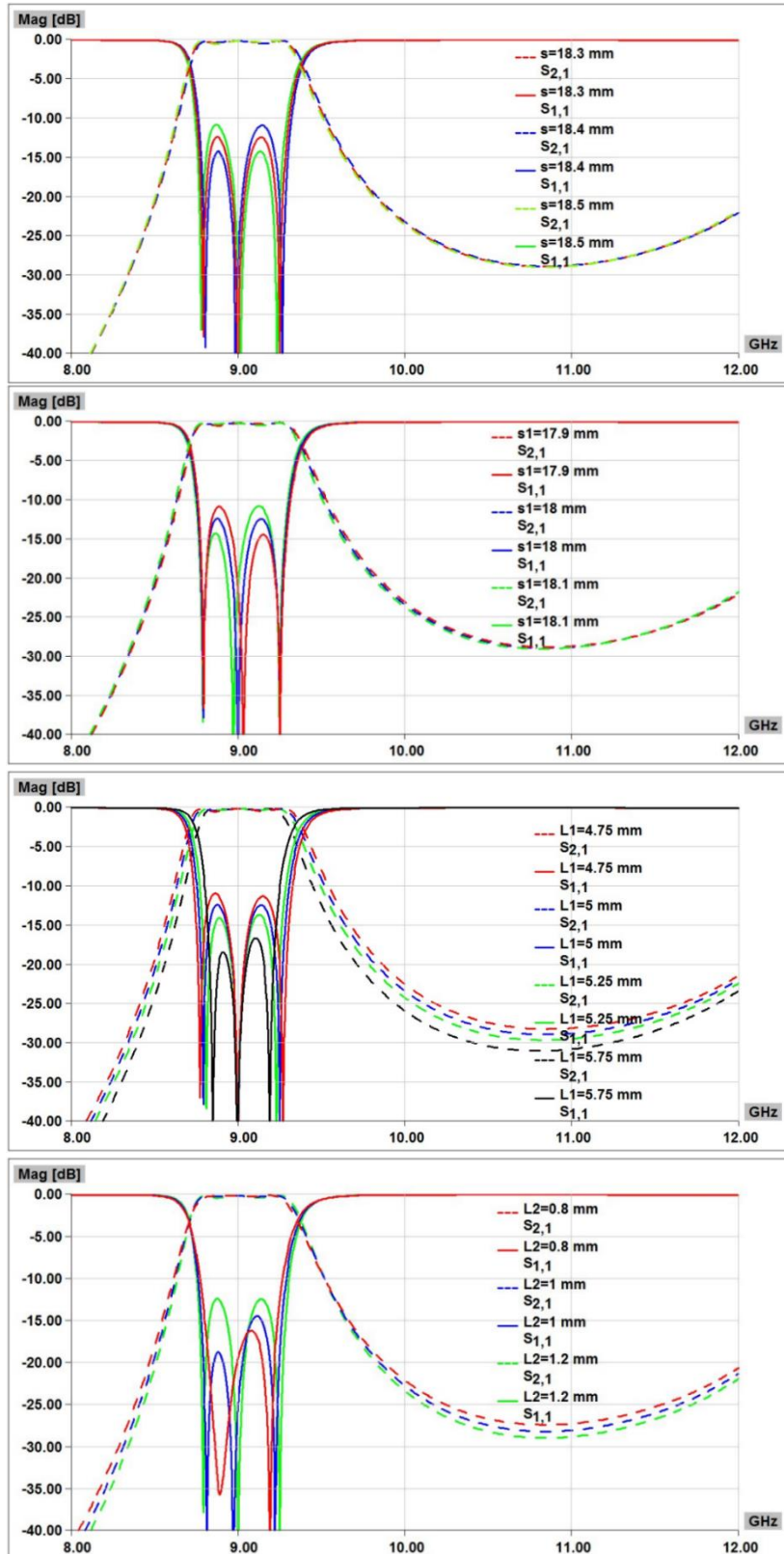
Табела 7.3 Димензије филтра трећег реда са металном решетком са слике 7.4

Параметар	$s$	$s_1$	$L_1$	$L_2$
Вредност [mm]	18.4	18	5	1.2



Слика 7.4 Тростандардни модел филтра трећег реда са металном решетком

Фреквенцијски одзив филтра је испитан за све релевантне параметре који фигуришу приликом димензионисања металне решетке. Конкретно, вариране су вредности дужине резонатора, док су друге димензије фиксиране. Затим су вариране ширине металних преграда, док су вредности преосталих параметара фиксиране. Резултати електромагнетских симулација су презентовани на слици 7.5. Дужина целог филтра је  $1.37 \lambda_g$ , где  $\lambda_g$  означава таласну дужину на централној учестаности пропусног опсега.

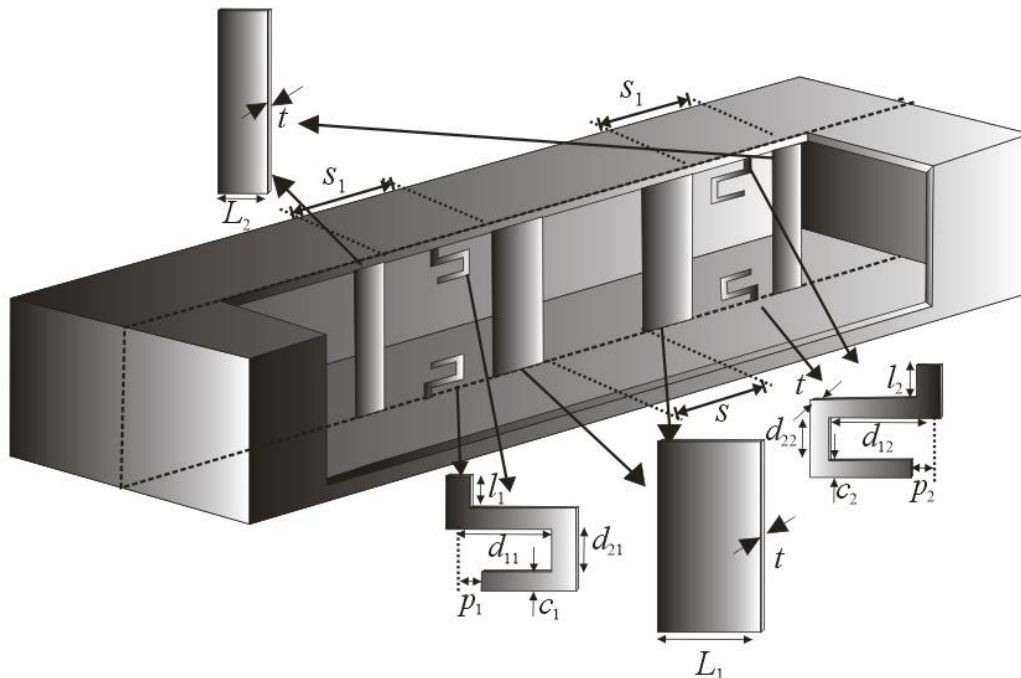


Слика 7.5 Поређење амплитудских одзива филтра трећег реда са металном решетком за различите вредности параметра:  $s$ ,  $s_1$ ,  $L_1$ ,  $L_2$

### 7.1.2 Повећање селективности филтра пропусника опсега учестаности применом четвртталасних резонатора

У циљу повећања селективности филтра пропусног опсега учестаности, коришћени су четвртталасни резонатори који су постављени између металних преграда. Анализиран је филтар трећег реда са *Tschebyscheff*-љевом апроксимацијом. Тродимензионални модел посматраног филтра је приказан на слици 7.6. Димензије посматраног филтра и четвртталасних резонатора су дате у табелама 7.4 и 7.5.

Четвртталасни резонатори једнаких дужина су причвршћени за наспрамне зидове таласовода између две металне преграде. Пројектовани су тако да њихова резонантна учестаност узима вредности унутар непропусног опсега филтра. Потребно је адекватно димензионисати четвртталасне резонаторе, тако да се оствари значајно повећање селективности филтра, али да при том не дође до деградације његовог пропусног опсега.



Слика 7.6 Филтар пропусник опсега учестаности који користи четвртталасне резонаторе у  $E$ -равни за повећање потискивања у непропусном опсегу

Табела 7.4 Димензије филтра трећег реда са металном решетком са слике 7.6

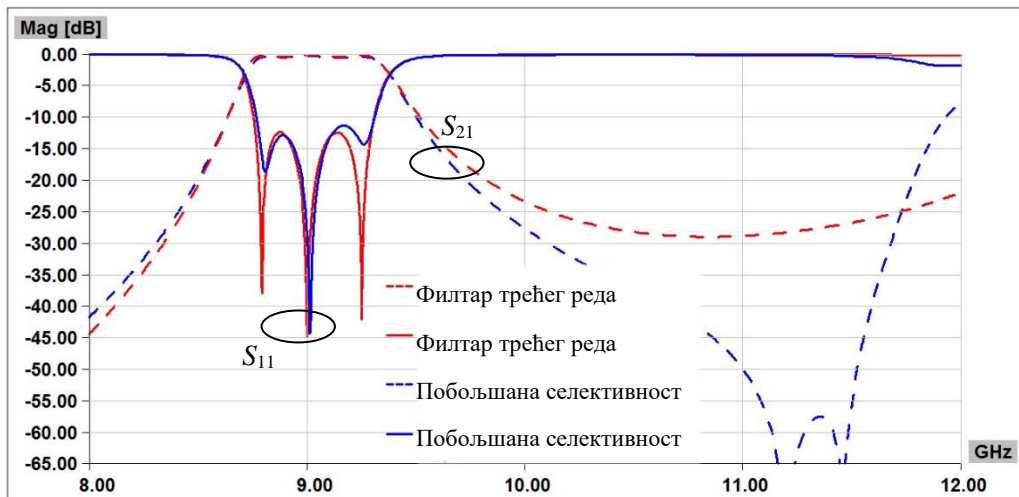
Параметар	$s$	$s_1$	$L_1$	$L_2$
Вредност [mm]	18.4	14.5	5	1

Табела 7.5 Димензије четвртталасних резонатора са слике 7.6

Резонатор	$d_{1i}$	$d_{2i}$	$c_i$	$p_i$	$l_i$
$i=1$	3.1	1.3	0.3	0.45	0.5
$i=2$	3	1.3	0.3	0.45	0.5

Поређење амплитудских одзива, оригиналног филтра са металном решетком у  $E$ -равни (слика 7.4) и филтра са четвртталасним резонаторима са побољшаном селективношћу, дато је на слици 7.7.

Дужина целог филтра је  $1.23 \lambda_g$ , што је мање за око 10% у поређењу са оригиналним филтром без четвртталасних резонатора (слика 7.4). Предложена имплементација са четвртталасним резонаторима је компактније решење у односу на филтар трећег реда пројектован у [Bud2011], који има дужину  $1.31 \lambda_g$ . У литератури су предложена и решења филтра петог реда, за рад у Ка-опсегу дужине  $4.9 \lambda_g$  и за рад у Х-опсегу дужине  $2.51 \lambda_g$  [Lop2012].

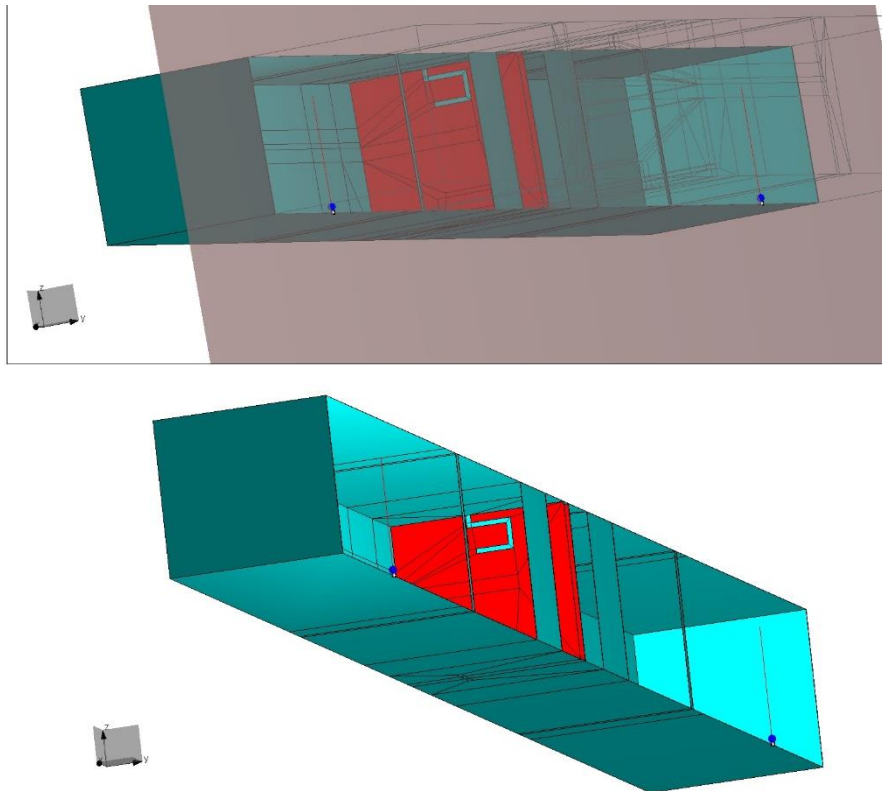


Слика 7.7 Поређење амплитудских одзива филтра трећег реда са металном решетком и филтра који примењује четвртталасне резонаторе за побољшање селективности

Алтернатива претходно приказаном решењу за повећање селективности јесте филтар који је пројектован за централну учестаност од 9.65 GHz. Димензије полазног филтра трећег реда пропусника опсега (без четвртталасних резонатора) су дате у табели 7.6. На слици 7.8 је приказан модел предложеног филтра, са металном решетком у  $E$ -равни таласовода и штампаном плочицом у  $H$ -равни таласовода. Филтар је симетричан у односу на лонгитудиналну осу таласовода, због чега је погодно искористити функционалност симетрије за моделовање и анализу. Из тог разлога је потребно моделовати само половину структуре од интереса.

Табела 7.6 Димензије филтра трећег реда са металном решетком на 9.65 GHz

Параметар	$s$	$s_1$	$L_1$	$L_2$
Вредност [mm]	15.4	15	5.8	0.5



Слика 7.8 WIPL-D модел филтра трећег реда који примењује металну решетку и трансверзално постављене четвртталасне резонаторе, са укљученом и искљученом симетријом



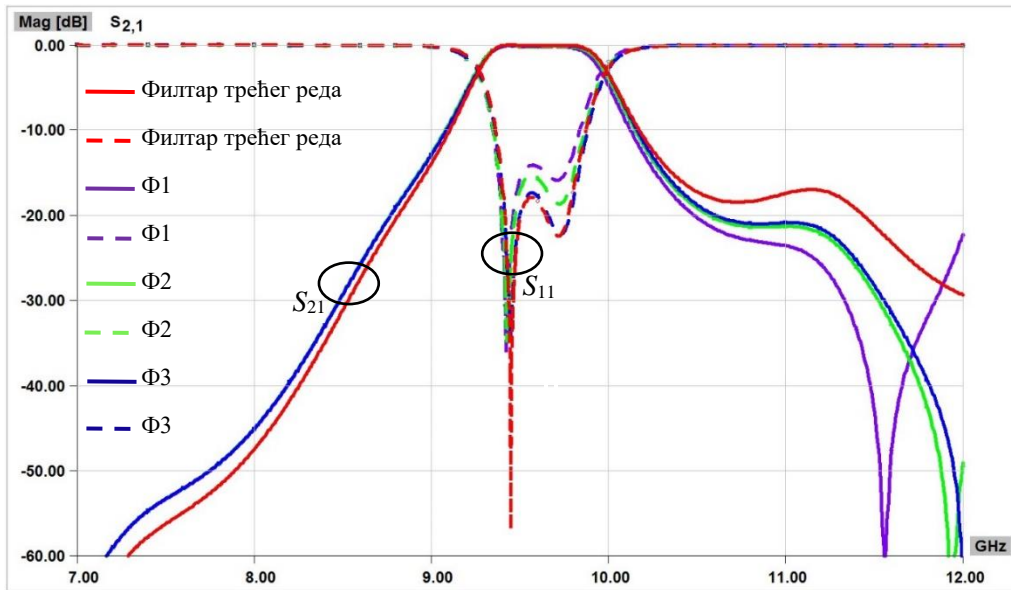
Предложени филтар користи четвртталасне резонаторе, постављене у трансверзалној равни таласовода. Диелектрична плочица са штампаним четвртталасним резонаторима је симетрично постављена у односу на централне металне преграде. Плочица је имплементирана на супстрату RT/Duroid 5880 чији су параметри дати у табели 5.1. Геометријски параметри металних преграда и резонатора су означени идентично као у претходном решењу, а њихове нове вредности су дате у табелама 7.7 и 7.8. Анализирани су одзиви филтара који користе резонаторе пројектоване за резонантне учестаности 11.55 GHz (Ф1), 11.94 GHz (Ф2) и 12 GHz (Ф3). На слици 7.9 је приказано поређење симулираних амплитудских одзива филтара, који користе четвртталасне резонаторе у Н-равни таласовода, са одзивом полазног филтра. Ширина пропусног опсега полазног филтра је у потпуности очувана и у сваком од посматраних случајева има вредност 730 MHz. Дужина целог филтра је  $1.25 \lambda_g$ , одакле следи да је филтар са повећаном селективности за око 10% краћи у поређењу са полазним филтром дужине  $1.38 \lambda_g$ .

Табела 7.7 Димензије филтра трећег реда са металном решетком са слике 7.8 (све вредности су дате у милиметрима)

$s$	$s_1$	$L_1$	$L_2$
10	15	6	0.5

Табела 7.8 Димензије четвртталасних резонатора са слике 7.8 у зависности од пројектоване резонантне учестаности  $f_0$

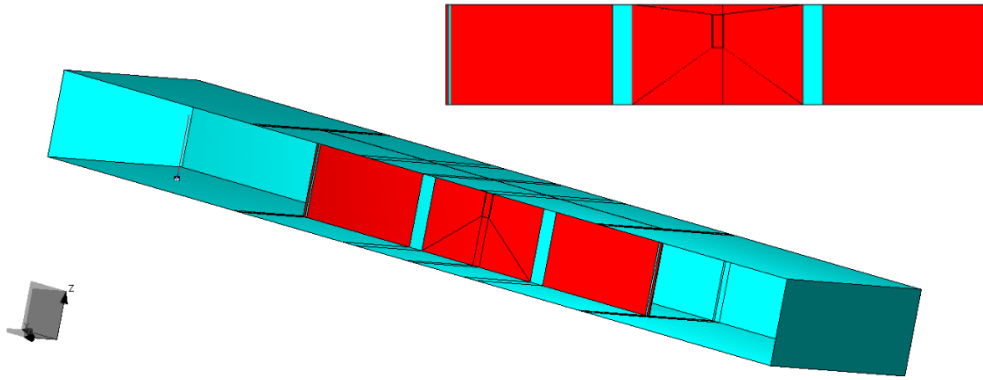
Резонатори	$f_0$ [GHz]	$d_{11}$ [mm]	$d_{21}$ [mm]	$c_1$ [mm]	$p_1$ [mm]	$l_1$ [mm]
Ф1	11.55	1.72	1.4	0.3	0.45	0.5
Ф2	11.94	1.32	1.4	0.4	0.45	0.5
Ф3	12	1.30	1.4	0.4	0.45	0.5



Слика 7.9 Подешавање селективности филтра трећег реда који примењује металну решетку у лонгитудиналној равни са трансверзално постављеним четвртталасним резонаторима

#### 7.1.2.1 Компактни филтар пропусник опсега учестаности са штампаним преградама и четвртталасним резонаторима за подешавање слабљења у непропусном опсегу

У овом одељку је представљен минијатуризовани таласоводни филтар, који користи уметак у виду штампане решетке (слика 7.10). Резонантна преграда је имплементирана користећи танку диелектричну подлогу TLE-95 (табела 5.14), чија се дебљина незнатно разликује од дебљине бакарне фолије. Димензије резонатора су дате у табели 7.9.

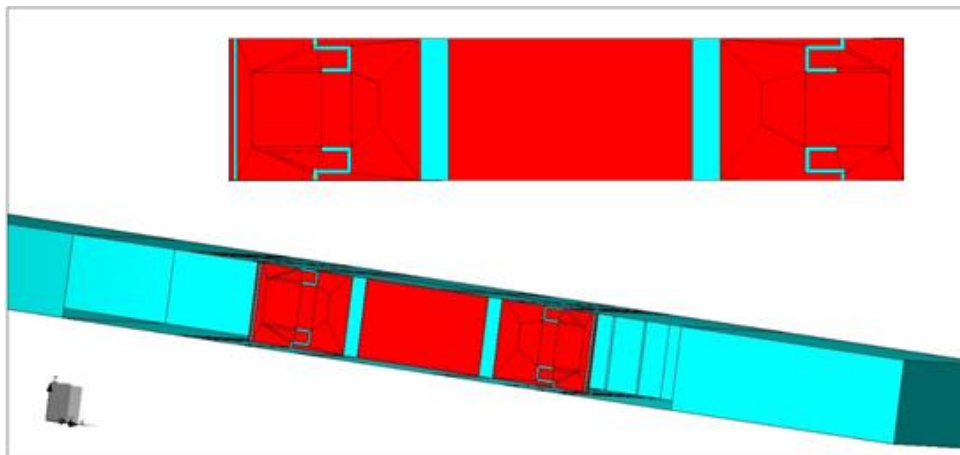


Слика 7.10 WIPL-D модел минијатуризованог филтра трећег реда са штампаном плочицом и централном учестаности од 9 GHz

Табела 7.9 Димензије минијатуризованог филтра трећег реда са штампаном плочицом на 9 GHz

Параметар	$s$	$s_1$	$L_1$	$L_2$
Вредност [mm]	17.4	16.48	2	0.25

На слици 7.11 је приказан WIPL-D модел минијатуризованог филтра са четвртталасним резонаторима намењеним за подешавање селективности. Димензије филтра и коришћених четвртталасних резонатора су дате у табелама 7.10 и 7.11, респективно.



Слика 7.11 WIPL-D модел минијатуризованог филтра са четвртталасним резонаторима намењеним за подешавање селективности

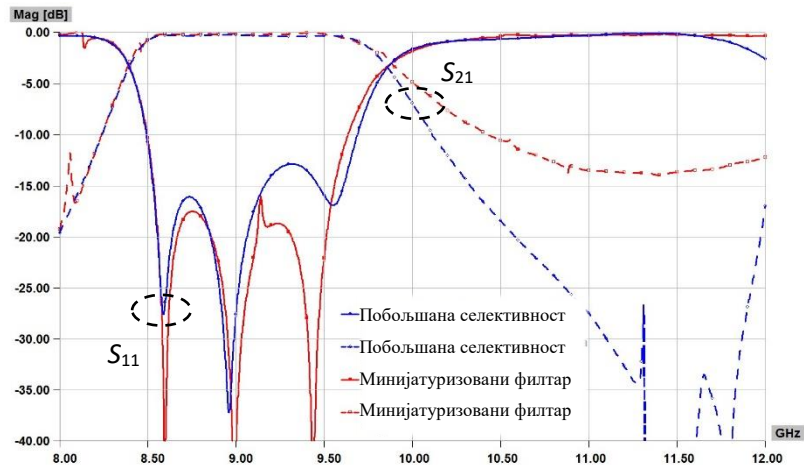
Табела 7.10 Димензије минијатуризованог филтра трећег реда са побољшаном селективношћу

Параметар	$s$	$s_1$	$L_1$	$L_2$
Вредност [mm]	17.6	13.25	2	0.25

Табела 7.11 Димензије четвртталасних резонатора са слике 7.11 (све димензије су дате у милиметрима)

	$d_{1i}$	$d_{2i}$	$c_i$	$p_i$	$l_i$
$i=1$	2.3	1.3	0.3	0.45	0.5
$i=2$	2.4	1.3	0.3	0.45	0.5

Укупна дужина филтра трећег реда (слика 7.10) је  $1.1 \lambda_g$ , при чему  $\lambda_g$  симболише таласну дужину на централној учестаности пропусног опсега, док је дужина целог филтра са четвртталасним резонаторима  $0.99 \lambda_g$  (слика 7.11). Коришћењем танке диелектричне подлоге је остварено смањење укупне дужине филтра од скоро 30%. На слици 7.12 су упоређени амплитудски одзиви минијатуризованог филтра пропусника опсега учестаности са централном учестаности 9 GHz и филтра са повећаном селективношћу. Унето слабљење код минијатуризованог филтра (слика 7.10) има вредност -0.8 dB, док код филтра са четвртталасним резонаторима (слика 7.11) има вредност -0.9 dB. Прилагођење у пропусном опсегу има минималну вредност 13 dB што је лошије за око 3 dB у односу на минијатуризовани филтар. Прилагођење се може поправити финим подешавањем димензија четвртталасних резонатора. Селективност је повећана за 25 dB у односу на минијатуризовани филтар, а при том нема деградације пропусног опсега.

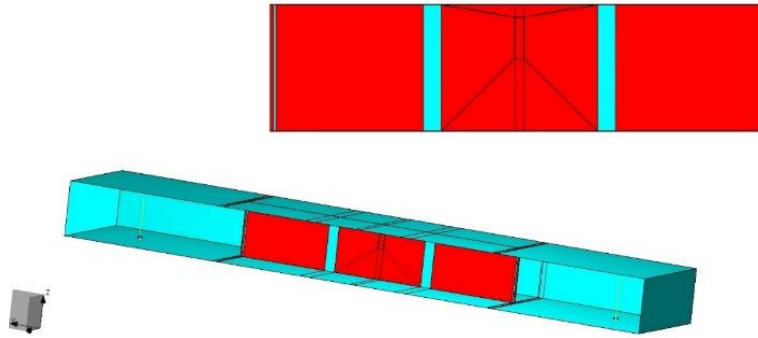


Слика 7.12 Поређење амплитудских одзива минијатуризованог филтра пропусника опсега учестаности са централном учестаности 9 GHz и филтра са повећаном селективношћу

### 7.1.3 Подела пропусног опсега филтра применом четвртталасних резонатора

У овом одељку је приказана функционалност поделе ултра-широког опсега филтра трећег реда на два ужа подопсега. Подела ширих пропусних опсега се остварује пажљивим пројектовањем појединачних четвртталасних резонатора чије су резонантне учестаности подешене на вредности унутар пропусног опсега полазног филтра.

Слика 7.13 илуструје модел филтра трећег реда са широким пропусним опсегом од 1070 MHz, са централном учестаности  $f_0=10$  GHz. Димензије филтра су дате у табели 7.12.

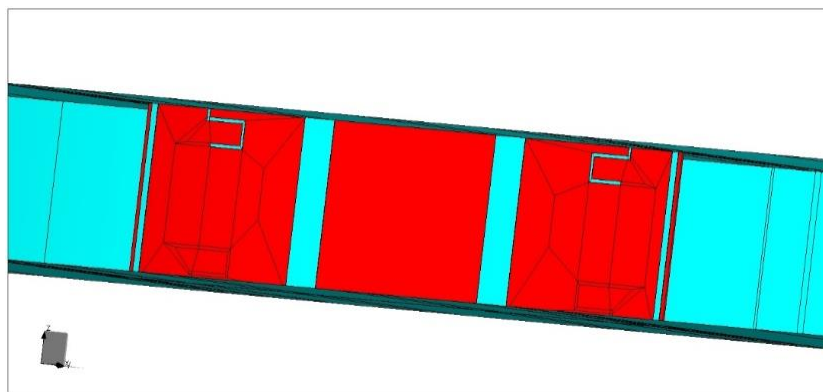


Слика 7.13 WIPL-D модел минијатуризованог филтра трећег реда са штампаном плочицом и централном учестаности од 10 GHz

Табела 7.12 Димензије минијатуризованог филтра трећег реда са штампаном плочицом на 10 GHz

Параметар	$s$	$s_1$	$L_1$	$L_2$
Вредност [mm]	13.54	13.2	5.2	0.75

Реализација филтра којом се врши подела пропусног опсега, примењује четвртталасне резонаторе везане за исти зид таласовода (слика 7.14). Пар четвртталасних резонатора је постављен симетрично у односу на центар штампане плочице, а четвртталасни резонатори су димензионисани на резонантну учестаност од 10 GHz. Димензије филтра су дате у табелама 7.13 и 7.14.



Слика 7.14 WIPL-D модел минијатуризованог филтра трећег реда са штампаном плочицом који има централну учестаност 10 GHz

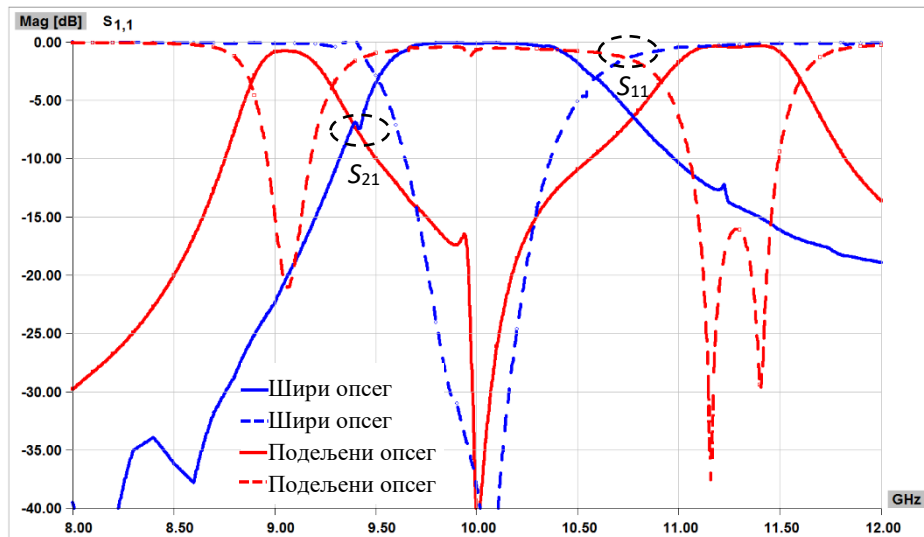
Табела 7.13 Димензије минијатуризованог филтра трећег реда са подељеним опсегом

Параметар	$s$	$s_1$	$L_1$	$L_2$
Вредност [mm]	13.7	12.5	5	1

Табела 7.14 Димензије четвртталасних резонатора са слике 7.14

Параметар	$d_{11}$	$d_{21}$	$c_1$	$P_1$	$L_1$
Вредност [mm]	2.95	1.3	0.2	0.45	0.5

Слика 7.15 илуструје поделу опсега минијатуризованог филтра трећег реда на учестаности  $f_0=10$  GHz на два ужа подопсега од 400 и 670 MHz. Ширина опсега полазног филтра је у потпуности очувана, обзиром да је једнака збиру ширина подопсега. Прилагођење је у сваком од подопсега веће од -15 dB, а у непротусном опсегу на 10 GHz слабљење је веће од 40 dB. Укупна дужина филтра са два опсега је  $0.90 \lambda_g$ , где  $\lambda_g$  означава таласну дужину на централној учестаности нижег опсега  $f_{01}=9.1$  GHz. Применом четвртталасних резонатора је омогућен брз и ефикасан поступак пројектовања филтра трећег реда са два пропусна опсега учестаности.



Слика 7.15 Поређење амплитудских одзива филтра пропусника опсега учестаности и филтра који примењује четвртталасне резонаторе за поделу пропусног опсега на уже подопсеге

## 8 Закључак

Циљ истраживања изложеног у дисертацији је био усмерен на пројектовање компактних микроталасних филтара непропусника опсега учестаности са преградама у  $E$ - или  $H$ -равни правоугаоног таласовода. Основни елементи пројектованих филтара, представљених у дисертацији, су четвртталасни и полуталасни резонатори. У односу на планарне реализације филтара, предност таласоводних филтара се огледа у мањим губицима и максималној снази која се може пренети, док се недостатак манифестује у њиховој величини. Обзиром да су ове компоненте најчешће великих димензија за практичне примене у савременим комуникационим системима, стална тежња за минијатуризацијом је представљала повод за истраживање компактних таласоводних филтара изложених у тези.

Главни доприноси ове дисертације су представљени кроз следеће резултате:

1. Нов метод пројектовања таласоводних филтара са више непропусних опсега учестаности, са преградом у  $E$ -равни таласовода;
2. Еквивалентна шема таласоводног филтра са више непропусних опсега и преградом у  $E$ -равни; посебан осврт је дат на моделовање спреге између резонатора и симболичко одређивање параметара спреге;
3. Нов метод пројектовања компактног филтра вишег реда, са више непропусних опсега, који користи преграде у  $H$ -равни правоугаоног таласовода;
4. Еквивалентна шема таласоводног филтра са више непропусних опсега и преградама у  $H$ -равни; посебно је одређена репрезентација на нивоу кола краће таласоводне секције и додатне импедансе за реализацију компактног инвертора;
5. Подешавање селективности таласоводног филтра пропусника опсега учестаности коришћењем четвртталасних резонатора;
6. Подела пропусног опсега таласоводног филтра на подопсеге коришћењем четвртталасних резонатора.

У дисертацији су истражене две могућности минијатуризације филтра непропусника опсега учестаности у  $E$ -равни:



- 1) везивањем резонатора за исти зид таласовода,
- 2) везивањем резонатора за наспрамне зидове таласовода.

При пројектовању четвртталасног таласоводног резонатора вршено је меандрирање штампаног вода у циљу проналажења оптималне геометрије. Фреквенцијски одзив је детаљно анализиран у зависности од димензија резонатора. Разматран је  $Q$ -фактор оптерећеног и неоптерећеног резонатора.

Филтар непропусник опсега учестаности је пројектован уметањем плочице са четвртталасним резонаторима дуж лонгитудиналне осе таласовода. Анализиран је утицај растојања између резонатора на њихов коефицијент спреге.

Филтар са два непропусна опсега, у  $E$ -равни, је реализован у виду каскадне везе појединачних филтара са једним непропусним опсегом. Резонатори који учествују у реализацији различитих опсега су штампани на одговарајућем међусобном растојању, са циљем елиминисања утицаја нежељене спреге, која се појављује као последица њихове физичке близине на плочици. Предложени филтар омогућава независну контролу сваког пројектованог непропусног опсега.

У циљу постизања веће минијатуризације, предложен је компактни филтар са два непропусна опсега, који би заменио каскадну реализацију. Компактни филтар је задржао карактеристике оригиналног филтра са два непропусна опсега, али је његова дужина значајно редукована. Конкретно, задовољени су захтеви задати спецификацијом и функционалност независног подешавања пројектованих опсега. То је омогућено везивањем резонатора за суседне опсеге за наспрамне зидове таласовода. Предложено је смицање парова резонатора дуж лонгитудиналне осе таласовода, како би се ефикасно елиминисао утицај нежељене спреге између резонатора који су учествовали у реализацији различитих опсега филтра. У циљу ефикасног уклањања нежељене спреге, уочено је да се код дебљих супстрата, резонатори за различите опсеге могу штампати са супротних страна супстрата.

Извршена је процена максималне снаге која се може пренети таласоводним филтром са два непропусна опсега и преградом у  $E$ -равни. Процена је извршена на основу критеријума, према ком је максимална снага пропорционална квадрату електричног поља занемарљиво мање амплитуде од критичне вредности за коју долази до пробоја ваздуха или материјала.

Лабораторијски прототип компактног филтра је направљен у циљу

верификације предложеног метода пројектовања. Резултати добијени симулацијама се веома добро слажу са одзивом измереним помоћу анализатора спектра.

У циљу даље минијатуризације, предложен је ултра-компактни филтар са два непропусна опсега. Међутим, због просторне близине парова штампаних резонатора, није могућа независна контрола појединачних опсега филтра. Детаљно је испитан утицај геометријских димензија филтра на његов фреквенцијски одзив. Поред тога, испитана је могућност минијатуризације коришћењем супстрата велике диелектричне пермитивности, као и коришћењем правоугаоних (несавијених) резонатора. Оба решења су се показала мање ефикасна у погледу минијатуризације у односу на предложени ултра-компактни филтар.

У складу са предложеним методом пројектовања таласоводних филтара са више непропусних опсега, имплементиран је филтар другог реда са три непропусна опсега, код којег је омогућено независно подешавање пројектованих опсега. Имајући у виду да су сви парови резонатора имали исту геометрију, а разликовали се само у дужини, било је потребно распоредити резонаторе тако да заузимају најмању дужину на штампаној прегради. Из тог разлога је пар резонатора са највећом дужином (који реализује најнижи непропусни опсег) везан за горњи зид таласовода, а преостала два пара (намењена за централни и највиши непропусни опсег) су везана за доњи зид таласовода.

Нова генерализована еквивалентна шема филтра са више непропусних опсега учестаности, са преградом у Е-равни, је успостављена и верификована за филтар са два непропусна опсега. Еквивалентна електрична шема је реализована као каскадна веза филтара за појединачне опсеге. Приликом успоставе еквивалентне шеме, тродимензионални електромагнетски модел филтра је дијакоптички подељен на целине које се могу моделовати компонентама микроталасног кола. Окосницу шеме чини моделовање електричне и магнетске спреге између четвртталасних резонатора који су учествовали у реализацији непропусног опсега.

Полуталасни резонатор је анализиран као алтернатива четвртталасном резонатору, који представља основни елемент филтра непропусника опсега учестаности. Обзиром да не захтева електрични контакт са таласоводом, овај резонатор је једноставнији са аспекта фабрикације. Разматрана је различита

оријентација прореза резонатора. Филтар непропусник опсега учестаности је пројектован штампањем пара резонатора на одређеној удаљености на прегради. Прорези резонатора су усмерени према приступима таласовода. У поређењу са одговарајућим филтром који користи четвртталасне резонаторе, добијени су шири непропусни опсези.

Значајан део дисертације је посвећен реализацији компактних филтара непропусника опсега учестаности, који примењују резонантну преграду у *H*-равни правоугаоног таласовода. Прво је развијен нов метод за пројектовање ове класе филтара, а затим и алгоритам са свим релевантним корацима.

Као први корак алгоритма предложен је нов поступак пројектовања таласоводног резонатора у *H*-равни, настао као резултат опсежног истраживања различитих параметара пројектовања на фреквенцијски одзив резонатора. Предложени су аналитички изрази за одређивање резонантне учестаности у зависности од специфицираних параметара. Применом резонатора који су имплементирани у складу са предложеним поступком, омогућено је брзо и ефикасно пројектовање компактног филтра вишег реда са више непропусних опсега.

Почетни корак приликом истраживања филтара у *H*-равни је била анализа полуталасног резонатора са прорезом, реализован у виду штампане плочице. Испитан је утицај геометрије преграде на перформансе резонатора у циљу проналажења оптималне штампане преграде. Утврђено је да преграда која се простире преко целог трансверзалног попречног пресека таласовода омогућава шири непропусни опсег. У случају преграда са смањеном величином, добија се боље прилагођење у пропусном опсегу. Брзо одређивање дужине квадратног полуталасног резонатора, за жељену резонантну учестаност, омогућено је за различите вредности ширине вода. Анализирани случајеви су обухватили резонаторе у присуству диелектричног носача и без њега (у ваздуху). Приликом испитивања позиције полуталасног резонатора на плочици, уочено је да исти ефекат има померај резонатора од централне позиције ка горњем или доњем зиду таласовода. Примећени ефекат је од интереса приликом пројектовања преграде са два и више резонатора, јер просторни распоред налаже да поједини резонатори буду смакнути од центра плочице ближе зидовима таласовода.

Дата је и анализа трансформације квадратног у правоугаони полуталасни резонатор, при чему специфицирана резонантна учестаност остаје непромењена. Овај поступак је од велике важности приликом процеса минијатуризације филтра, код којег је неопходно остварити независну контролу пројектованих опсега. Трансформацијом геометрије резонатора из квадратног у правоугаони облик, постиже се већа међусобна удаљеност између резонатора штампаних на истој плочици, што за последицу има елиминацију утицаја нежељене спреге.

У тези је предложен компактан филтар, трећег реда са два непропусна опсега у Н-равни. Инвертор, као одсечак таласовода, скраћен је уметањем додатне импедансе у виду штампане плочице. Штампани вод је постављен у средини попречног пресека таласовода. Тростандардном електромагнетском анализом, примећено је да усамљени одсечак вода у таласоводу има претежно индуктивни карактер. На основу добијених резултата, одсечак штампаног вода у таласоводу је моделован калемом у еквивалентној шеми. У поређењу са конвенционалним филтром, укупна дужина је смањена за око 30%, а карактеристика је очувана при чему постоји независна контрола пројектованих опсега.

Примена додатних резонатора, са карактеристиком непропусника опсега учестаности, омогућава различите погодности приликом пројектовања филтара пропусника опсега учестаности. Испитан је утицај четвртталасних резонатора, који имају карактеристику непропусног опсега, на одзив филтра пропусника опсега учестаности са металном решетком у Е-равни таласовода. Традиционална имплементација таласоводног филтра пропусника опсега учестаности користи преграду (у форми решетке), уметнуту дуж лонгитудиналне осе таласовода. Преграда је сачињена од металне решетке помоћу које су реализовани полуталасни резонатори.

Показано је да се постављањем парова четвртталасних резонатора, симетрично у односу на централни полуталасни резонатор, значајно побољшава селективност филтра пропусника опсега учестаности. Потребно је да резонантне учестаности четвртталасних резонатора буду лоциране унутар непропусног опсега филтра. Додатно, уочено је да се повећањем ширине водова резонатора остварује већа селективност. У односу на стандардну имплементацију, предложени филтар се показао као компактније решење у погледу дужине, при чему није уочена

деградација пропусног опсега. Додатна минијатуризација филтра је постигнута коришћењем штампане преграде реализоване на танком диелектричном носачу.

Други важан резултат примене четвртталасних резонатора је уочен приликом подешавања њихових резонантних учестаности на вредности унутар пропусног опсега филтра. Овај поступак има за последицу флексибилну поделу широког пропусног опсега на уже подопсеге. Имплементација преграде на танком диелектричном носачу је имала директан утицај на смањење укупне дужине филтра.

Током израде ове докторске дисертације, уочени су потенцијални правци даљег истраживања из области таласоводних филтара као што су:

- развој метода пројектовања филтара пропусника/непропусника опсега учестаности вишег реда који истовремено примењују преграду у лонгитудиналној и трансверзалној равни таласовода,
- подела широког опсега на три и више подопсеге подешавањем резонантних учестаности резонатора на вредности унутар пропусног опсега филтра,
- анализа максималне снаге која се може пренети филтром у зависности од поступка имплементације и положаја преграда у таласоводу,
- развој реконфигурабилних филтара.

## Литература

- [Agilent] Agilent Technologies Network Analyzer N5227A, Keysight Technologies, Santa Rosa, CA, USA. [online] <http://www.keysight.com/en/pd-2001997-pn-N5227A/pna-microwave-network-analyzer?cc=RS&lc=eng>,
- [Baena2005] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martin, R. Marques Sillero, F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. Garcia-Garcia, I. Gil, M. F. Portillo, M. Sorolla, “Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 4, pp. 1451-1461, 2005.
- [Bage2013] A. Bage, S. Das, “Studies of some non conventional split ring and complementary split ring resonators for waveguide band stop & band pass filter application”, in *Proceedings of International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP)*, 13-15 December, 2013, Dhanbad, India, pp. 122-127.
- [Bage2018a] A. Bage, S. Das, L. Murmu, “Quad band waveguide bandpass filter using slot ring and complementary split ring resonators”, *IETE Journal of Research*, vol. 64, no. 4, pp. 553- 558, 2018.
- [Bage2018b] A. Bage, S. Das, L. Murmu, U. Pattapu, S. Biswal, “Waveguide Bandpass Filter with Easily Adjustable Transmission Zeros and 3–dB Bandwidth”, *International Journal of Electronics*, vol. 105, no. 7, pp. 1170-1184, 2018.
- [Bah2008] H. Bahrami, M. Hakkak, A. Pirhadi, “Analysis and design of highly compact bandpass waveguide filter utilizing complementary split ring resonators (CSRR)”, *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 80, pp. 107-122, 2008.
- [Bah2007] H. Bahrami, M. Hakkak, A. Pirhadi, “Using complementary split ring resonators (CSRR) to design bandpass waveguide filters”, in *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 11-14 December, 2007, Bangkok, Thailand, pp.1-4.
- [Bar2010] J. Barroso, P. Castro, J. Leite Neto, “Experiments on wave propagation at 6.0 GHz in a left-handed waveguide”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.52, no.10, pp. 2175-2178, 2010.
- [Bass2015] J. Bassirian-Jahromi, J. Rashed-Mohassel, “Deformed omega resonator and its application to microwave filters”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, pp. 1447, 2015.

- [Bon2005a] J. Bonache, F. Martin, I. Gil, J. Garcia-Garcia, R. Marques, M. Sorolla, “Microstrip bandpass filters with wide bandwidth and compact dimensions”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, no. 1, pp. 343-346, 2005.
- [Bon2005b] J. Bonache, F. Martin, F. Falcone, J. D. Baena, T. Lopetegui, Garcia-Garcia J., M. A. G. Laso, I. Gil, A. Marcotegui, R. Marques, M. Sorolla, “Application of complementary split-ring resonators to the design of compact narrow band-pass structures in microstrip technology”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, no. 5, pp. 508-512, 2005.
- [Bon2006] J. Bonache, I. Gil, J. Garcia-Garcia, F. Martin, “Complementary split rings resonators (CSRRs): towards the miniaturization of microwave device design”, *Journal of Computational Electronics*, vol. 5, no. 2-3, pp. 193-197, 2006.
- [Bud2011] D. Budimir, O. Glubokov, M. Potrebić, “Waveguide filters using T-shaped resonators”, *Electronics Letters*, vol. 27, no. 1, pp. 38-40, 2011.
- [Cam2007] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, R.R. Mansour, *Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2007.
- [Corel] CorelDRAW Graphics Suite 12, Graphic design software, Corel Corporation, 2013.
- [Dur2012] M. Durán-Sindreu, J. Naqui, F. Paredes, J. Bonache, F. Martín, “Electrically small resonators for planar metamaterial, microwave circuit and antenna design: A Comparative Analysis”, *Applied Sciences*, vol. 2, no. 4, pp. 375-395, 2012.
- [Đorđ2006] A. R. Đorđević, D. V. Tošić, *Mikrotalasna tehnika*, Akademska misao, Beograd, 2006.
- [Đorđ2012] A. R. Đorđević, *Elektromagnetika*, Akademska misao, Beograd, 2012.
- [Fall2009] S. Fallahzadeh, H. Bahrami, M. Tayarani, “A novel dual-band bandstop waveguide filter using split ring resonators”, *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 12, pp. 133-139, 2009.
- [Fall2010] S. Fallahzadeh, H. Bahrami, M. Tayarani, “Very compact bandstop waveguide filters using split-ring resonators and perturbed quarter-wave transformers”, *Electromagnetics*, vol. 30, pp. 482-490, 2010.
- [Gay2002] P. Gay-Balmaz, O. Martin, “Electromagnetic resonances in individual and coupled split-ring resonators”, *Journal of Applied Physics*, vol.92, no. 5, pp. 2929-2936, 2002.
- [Gete2013] E. Geterud, P. Bergmark, J. Yang, “Lightweight waveguide and antenna components using plating on plastics”, in *Proceedings of the*

- 7th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2013*, April, 2013, Gothenburg, Sweden, pp. 1812-1815.
- [Guo2015] C. Guo, X. Shang, M. Lancaster, J. Xu, "A 3D printed lightweight X-band waveguide filter based on spherical resonators", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 7, pp. 442 – 444, 2015.
- [Guo2016] C. Guo, X. Shang, J. Li, F. Zhang, M. Lancaster, J. Xu, "A lightweight 3D printed X-band bandpass filter based on spherical dual-mode resonators", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 78, pp. 568 – 570, 2016.
- [Gupta2013] M. Gupta, J. Saxena, "Microstrip Filter Designing by SRR Metamaterial", *International Journal Wireless Personal Communications*, vol.71, no. 4, pp. 3011 – 3022, 2013.
- [Gus2009] G. Gussetis, R. Lopez-Villaroya, E. Doumanis, O. S. Arowolo, J.-S. Hong, "Quality factor of E-plane periodically loaded waveguide resonators and filter applications", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, no. 7, pp. 818 - 822, 2011.
- [Hong2011] J.-S. Hong, *Microstrip filters for RF/microwave applications*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2011.
- [Ilić2016] A. Ilić, B. Bukvić, M. Ilić, Đ. Budimir, "Graphene-based waveguide resonators for submillimeter-wave applications", *Journal of Physics D: Applied Physics*, 49. 325105, 2016.
- [Jin2013] J. Y. Jin, X. Q. Lin, Y. Jiang, L. Wan, Y. Fan, "A novel E-plane substrate inserted bandpass filter with high selectivity and compact size", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 24, no. 4, 2013.
- [Jin2015] J. Y. Jin, Q. Xue, "A Type of E-plane filter using folded split ring resonators (FSRRs)", in *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 6-9 December, 2015, Nanjing, China, pp. 1313-1319.
- [Jin2016] J.Y. Jin, X. Q. Lin, Q. Xue, "A Miniaturized Evanescent Mode Waveguide Filter Using RRRs", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 7, pp. 1989-1996, 2016.
- [Jith2006] B. Jitha, J. Nimisha, C. Anandan, P. Mohanan, K. Vasudevan, "SRR loaded waveguide band rejection filter with adjustable bandwidth", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 7, pp. 1427-1429, 2006.
- [Kehn2007] M. N. M Kehn, O. Quevedo-Teruel, E. Rajo-Iglesias, "Split-ring resonator loaded waveguides with multiple stopbands", *Electronics Letters*, vol. 44, no. 12, pp. 714-716, 2008.



- [Khal2006] M. Khalaj-Amirhosseini, “Microwave Filters Using Waveguides filled by multi-layer dielectric”, *Progress In Electromagnetics Research PIER*, vol.66, pp.105–110, 2006.
- [Kon1974] Y. Konishi, K. Uenakada, “The design of a bandpass filter with inductive strip planar circuit mounted in waveguide”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, , vol. 22, pp. 869-873, 1974.
- [Li2007] D. Li, Y. J. Xie, P. Wang, R. Yang, “Applications of split-ring resonances on multi-band frequency selective surfaces”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 21, no. 11, pp. 1551-1563, 2007.
- [Lop2012] R. Lopez-Villaroya, “E-plane parallel coupled resonators for waveguide bandpass filter applications”, Doctoral Dissertation, Heriot-Watt University, 2012.
- [Lot2013] A. A. Lotfi-Neyestanak, S. M. Seyed-Momeni, M. R. Haraty, “Improved bandwidth bandpass waveguide filter using Sierpinski fractal shaped irises”, *Progress in Electromagnetic Research*, 36, pp.113–120, 2013.
- [Luto2002] M. D. Lutovac, D. V. Tošić, B. L. Evans, *Filter desing for signal processing using MATLAB and Mathematica*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001; reprinted by Publishing House of Electronics Industry PHEI, Beijing, P. R. China, 2002.
- [Maj2014] P. Majumdar, Z. Zhao, Y. Yue, C. Ji, R. Liu, “Equivalent circuit model of cross and circular ring FSS using vector fitting”, in *Proceedings of the 3<sup>rd</sup> Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, 26-29 July, 2014, Harbin, China, pp. 1042-1045.
- [Math] Mathematica 9, Wolfram Research Inc., The Wolfram Centre, Oxfordshire, United Kingdom, 2013. [online] <http://www.wolfram.com/mathematica>
- [Matt1964] G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures*. New York: McGraw-Hill, 1964; reprinted by Artech House, Norwood, MA, 1980.
- [Moh2013] N. Mohottige, O. Glubokov, Đ. Budimir, “Ultra compact inline E-plane waveguide extracted pole bandpass filters”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 8, pp. 456-458, 2013.
- [Moh2014] N. Mohottige, B. Bukvić, Đ. Budimir, “Reconfigurable E-plane waveguide resonators for filter applications”, in *Proceedings of the 44th European Microwave Conference (EuMC)*, 6-9 October, 2014, Rome, Italy, pp. 299-302.

- [Moy2013] T. Moyra, S. Parui, S. Das, “Design of coplanar-waveguide-based elliptic filter using T-shaped defected ground structure”, *Waves in Random and Complex Media*, vol 23., no. 2, pp. 143-151, 2013.
- [Mrvi2014a] M. Mrvić, S. Stefanovski, M. Potrebić, D. Tošić, “Talasovodni rezonatori sa dve rezonantne učestanosti realizovani u  $E$  i  $H$  ravni”, u *Zborniku 58. konferencije za elektroniku, telekomunikacije, računarstvo, automatiku i nuklearnu tehniku*, jun, 2014, Vrnjačka banja, Srbija, pp. MT1.2.1-5.
- [Mrvi2014b] M. Mrvić, M. Potrebić, D. Tošić, Z. Cvetković, “E-plane microwave resonator for realisation of waveguide filters”, in *Proceedings of XII International SAUM Conference on Systems, Automatic Control and Measurements*, November, 2014, Niš, Serbia, pp. 205–208.
- [Mrvi2015a] M. Mrvić, S. Stefanovski, M. Potrebić, D. Tošić, “Nova realizacija talasovodnog filtra sa dva nepropusna opsega pomoću četvrttalasnih rezonatora”, *Tehnika*, vol. 70, no. 3, pp. 473–480, 2015.
- [Mrvi2015b] M. Mrvić, M. Potrebić, D. Tošić, “Ekvivalentna šema talasovodnog filtra nepropusnika opsega učestanosti”, *Zbornik 59. konferencije ETRAN*, jun, 2015, Srebrno jezero, Srbija, pp. MT1.3 1–5.
- [Mrvi2016a] M. Mrvić, M. Potrebić, D. Tošić, “Compact E-plane waveguide filter with multiple stopbands”, *Radio Science*, vol.51, no.12, pp.1895-1904, 2016.
- [Mrvi2016b] M. Mrvić, M. Potrebić, D. Tošić, Z. Cvetković, “E-plane waveguide bandpass filter with improved stopband using quarter-wave resonators”, in *Proceedings of XIII International SAUM Conference on Systems (SAUM 2016)*, Automatic Control and Measurements, 9-11 November, 2016, Niš, Serbia, pp. 104-107.
- [Mrvi2017] M. Mrvić, M. Potrebić, D. Tošić, “Compact H-plane dual-band bandstop waveguide filter”, *Journal of Computational Electronics*, vol.16, no. 3, pp. 939-951, 2017.
- [MWO] Microwave Office 10.0, Applied Wave Research Inc., National Instruments AWR Design Environment, El Segundo, CA, 2013. [online] <http://www.awrcorp.com>
- [Ohira2005a] M. Ohira, H. Deguchi, M. Tsuji, H. Shigesawa, “Novel waveguide filters with multiple attenuation poles using dual-behavior resonance of frequency-selective surfaces”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 11, pp. 3320-3326, 2005.
- [Ohira2005b] M. Ohira, H. Deguchi, M. Tsuji, H. Shigesawa, “A new dual-behavior FSS resonator for waveguide filter with multiple attenuation poles”, in *Proceedings of the 35<sup>th</sup> European Microwave Conference*, October, 2005, Paris, France, pp. 189-192.

- [Ohir2010] M. Ohira, Z. Ma, H. Deguchi, M. Tsuji, “A novel coaxial-excited FSS-loaded waveguide filter with multiple transmission zeros”, in *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2010)*, December, 2010, Yokohama, Japan, pp. 1720-1723.
- [Ohir2011] M. Ohira, T. Matsumoto, Z. Ma, H. Deguchi, M. Tsuji, “A new type of compact evanescent-mode waveguide bandpass filter using planar dual-behavior resonators”, in *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2011)*, 5-8 December, 2011, Melbourne, Australia, pp. 1023-1026.
- [Olo2009] D. Oloumi, A. Kordzadeh, A. A. Lotfi Neyestanak, “Size reduction and bandwidth enhancement of a waveguide bandpass filter using fractal-shaped irises”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1214–1217, 2009.
- [Ort2005] N. Ortiz, J. D. Baena, M. Beruete, F. Falcone, M. A. G. Laso, T. Lopetegui, R. Marques, F. Martin, J. Garcia-Garcia, M. Sorolla, “Complementary split-ring resonator for compact waveguide filter design”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, no. 1, pp. 88-92, 2005.
- [Park2013] W. Park, S. Han, S. Oh, “Frequency-tunability of a miniaturized waveguide filter loaded with a split-ring resonator”, *Microwave and Optical technology Letters*, vol.55, no.7, pp.1649-1653, 2013.
- [Pelli2011] L. Pelliccia, P. Farinelli, R. Sorrentino, “MEMS-based high-Q reconfigurable E-plane filters”, in *Proceedings of the 41<sup>st</sup> European Microwave Conference*, October, 2011, Manchester, United Kingdom, pp. 369-372.
- [Pelli2012] L. Pelliccia, F. Cacciamani, R. Sorrentino, P. Farinelli, P. Ligander, O. Persson, “High-Q MEMS-tunable waveguide filters in K-band”, in *Proceedings of the 42<sup>nd</sup> European Microwave Conference*, November, 2012, Amsterdam, Netherlands, pp. 273-276.
- [Petr2010] V. V. Petrović, D. V. Tošić, A. R. Đorđević, *Mikrotalasna pasivna kola*. Beograd: Elektrotehnički fakultet, elektronsko izdanje, 2010.
- [Rajo2009] E. Rajo Iglesias, O. Quevedo-Teruel, M. N. M Kehn, “Multiband SRR loaded rectangular waveguide”, *IEEE Transactions and Antennas Propagation*, vol. 57, no. 5, pp. 1570–1574, 2009.
- [Shan2016] X. Shang, P. Penchev, C. Guo, M. Lancaster, D. Stefan, D. Yuliang, F. Mirko, B. Mathieu, R. Emile, “W-band waveguide filters fabricated by laser micromachining and 3D printing”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 8, pp. 1-9, 2016.
- [Sen2012] D. Senior, X. Cheng, Y. Yoon, “Dual-band filters using complementary split-ring resonator and capacitive loaded half-mode

- substrate-integrated-waveguide”, *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 8-14 July, 2012, Chicago, Illinois, USA, pp. 1143-1145.
- [Sun2014] H. Sun, C. Feng, Y. Huang, R. Wen, J. Li, W. Chen, G. Wen, “Dual-band notch filter based on twist split ring resonators”, *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2014, Article ID 541264, 6 pages, 2014.
- [Sunt2009] N. Suntheralingam, Đ. Budimir, “Enhanced waveguide bandpass filters using S-shaped resonators”, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol.19, no. 6, pp. 627–633, 2009.
- [Syd2009] O. Sydoruk, E. Tatartschuk, E. Shamonina, L. Solymar, “Analytical formulation for the resonant frequency of split rings”, *Journal of Applied Physics*, vol.105, no. 1, pp. 14903-1 -014903-4
- [Stef2015] S. Stefanovski, “Mikrotalasni filtri u talasovodnoj tehnici sa štampanim diskontinuitetima”, Doktorska disertacija, Univerzitet u Beogradu, Beograd, 2015.
- [Shel2006] A. Shelkovnikov, Đ. Budimir, “Left-handed rectangular waveguide bandstop filters”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.48, no.5., pp. 846 -848, 2006.
- [Shel2007] A. Shelkovnikov, Đ. Budimir, “Miniaturized rectangular waveguide filters”, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 17, no. 4, pp. 398-403, 2007.
- [Yu2007] M. Yu, “Power-handling capability for RF filters”, *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 5, pp. 88-97, 2007.
- [Warn2012] L. K. Warne, W. A. Johnson, L. I. Babilio, W. L. Langston, M. B. Sinclair, “Subcell Method for Modeling Metallic Resonators in Metamaterials”, *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 38, pp. 135-164, 2012.
- [WIPL-Pro] WIPL-D Pro 11.0, <http://www.wipl-d.com>, 3D Electromagnetic Solver, WIPL-D d.o.o., Belgrade, Serbia, 2013.
- [WIPL-MW] WIPL-D Microwave Pro 3.0, <http://www.wipl-d.com>, WIPL-D d.o.o., Belgrade, Serbia, 2013.

## Прилог

Решавање једначина еквивалентне мреже (слика 5.27) потребних за прорачун резонантних учестаности спрегнутих четвртталасних резонатора постављених у лонгитудиналној равни таласовода.

$$\begin{aligned} \text{In[1]}= & \text{ednacineMreze} = \left\{ \begin{aligned} I1 &= (C - Cm) * s * (V1 - V2) + IL1, \quad I2 = (C - Cm) * s * (V1p - V2p) + IL2, \\ V1 - V2 &= L * s * IL1 + Lm * s * IL2, \quad V1p - V2p = L * s * IL2 + Lm * s * IL1, \\ V2 &= V2p * \text{Cos}[\theta] - i * Zc * I2 * \text{Sin}[\theta], \quad I1 = i * \frac{1}{Zc} * V2p * \text{Sin}[\theta] - I2 * \text{Cos}[\theta] \end{aligned} \right\} \\ \text{Out[1]}= & \left\{ \begin{aligned} I1 &= IL1 + (C - Cm) * s * (V1 - V2), \quad I2 = IL2 + (C - Cm) * s * (V1p - V2p), \\ V1 - V2 &= IL1 * L * s + IL2 * Lm * s, \quad V1p - V2p = IL2 * L * s + IL1 * Lm * s, \\ V2 &= V2p * \text{Cos}[\theta] - i * I2 * Zc * \text{Sin}[\theta], \quad I1 = -I2 * \text{Cos}[\theta] + \frac{i * V2p * \text{Sin}[\theta]}{Zc} \end{aligned} \right\} \\ \text{In[2]}= & \text{ElimPromenljive} = \{IL1, IL2, V2, V2p\} \\ \text{Out[2]}= & \{IL1, IL2, V2, V2p\} \end{aligned}$$

In[3]: YParametri = Solve[JednacineMezre, {I1, I2}, ElimPromenljive]

$$\text{out[3]: } \left\{ \left\{ I1 \rightarrow - \left( 1 / Zc i \left( - (C - Cm) Lm s^2 V1 - V1p - (C - Cm) L s^2 V1p \right) \right. \right. \right. \\
 \left. \left. \left. \begin{aligned} & \sin[\theta] \left( -\cos[\theta] (L s - (C - Cm) s (-L^2 s^2 + Lm^2 s^2) - Lm s \cos[\theta]) - \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{i \sin[\theta] (L^2 s^2 - Lm^2 s^2 + i Lm s Zc \sin[\theta])}{Zc} \right) - \right. \\ & 1 / Zc i (Lm s V1 - L s V1p + (C - Cm) s (-L^2 s^2 + Lm^2 s^2) V1p) \sin[\theta] \\ & \left( -\cos[\theta] (1 + (C - Cm) L s^2 + (C - Cm) Lm s^2 \cos[\theta]) - \right. \\ & \left. \left. \frac{i \sin[\theta] (L s - i (C - Cm) Lm s^2 Zc \sin[\theta])}{Zc} \right) \right) \right) / \\ & \left( - \left( -1 - (C - Cm) L s^2 - (C - Cm) Lm s^2 \cos[\theta] - \frac{i Lm s \sin[\theta]}{Zc} \right) \right. \\ & \left( -\cos[\theta] (L s - (C - Cm) s (-L^2 s^2 + Lm^2 s^2) - Lm s \cos[\theta]) - \right. \\ & \left. \left. \frac{i \sin[\theta] (L^2 s^2 - Lm^2 s^2 + i Lm s Zc \sin[\theta])}{Zc} \right) \right) + \\ & (-L s + (C - Cm) s (-L^2 s^2 + Lm^2 s^2) + Lm s \cos[\theta]) \\ & \left( -\cos[\theta] (1 + (C - Cm) L s^2 + (C - Cm) Lm s^2 \cos[\theta]) - \right. \\ & \left. \left. \frac{i \sin[\theta] (L s - i (C - Cm) Lm s^2 Zc \sin[\theta])}{Zc} \right) \right) \right) \right\}, \\
 I2 \rightarrow - \left( i V1 Zc + 2 i C L s^2 V1 Zc - 2 i Cm L s^2 V1 Zc + i C^2 L^2 s^4 V1 Zc - 2 i C Cm L^2 s^4 V1 Zc + \right. \\
 i Cm^2 L^2 s^4 V1 Zc - i C^2 Lm^2 s^4 V1 Zc + 2 i C Cm Lm^2 s^4 V1 Zc - i Cm^2 Lm^2 s^4 V1 Zc - \\
 i V1p Zc \cos[\theta] - 2 i C L s^2 V1p Zc \cos[\theta] + 2 i Cm L s^2 V1p Zc \cos[\theta] - \\
 i C^2 L^2 s^4 V1p Zc \cos[\theta] + 2 i C Cm L^2 s^4 V1p Zc \cos[\theta] - i Cm^2 L^2 s^4 V1p Zc \cos[\theta] + \\
 i C^2 Lm^2 s^4 V1p Zc \cos[\theta] - 2 i C Cm Lm^2 s^4 V1p Zc \cos[\theta] + \\
 i Cm^2 Lm^2 s^4 V1p Zc \cos[\theta] - Lm s V1 \sin[\theta] + L s V1p \sin[\theta] + C L^2 s^3 V1p \sin[\theta] - \\
 Cm L^2 s^3 V1p \sin[\theta] - C Lm^2 s^3 V1p \sin[\theta] + Cm Lm^2 s^3 V1p \sin[\theta] \Big) / \\
 \left( -i Lm s Zc + 2 i L s Zc \cos[\theta] + 2 i C L^2 s^3 Zc \cos[\theta] - 2 i Cm L^2 s^3 Zc \cos[\theta] - \right. \\
 2 i C Lm^2 s^3 Zc \cos[\theta] + 2 i Cm Lm^2 s^3 Zc \cos[\theta] - \\
 i Lm s Zc \cos[\theta]^2 - L^2 s^2 \sin[\theta] + Lm^2 s^2 \sin[\theta] - Zc^2 \sin[\theta] - \\
 2 C L s^2 Zc^2 \sin[\theta] + 2 Cm L s^2 Zc^2 \sin[\theta] - C^2 L^2 s^4 Zc^2 \sin[\theta] + \\
 2 C Cm L^2 s^4 Zc^2 \sin[\theta] - Cm^2 L^2 s^4 Zc^2 \sin[\theta] + C^2 Lm^2 s^4 Zc^2 \sin[\theta] - \\
 2 C Cm Lm^2 s^4 Zc^2 \sin[\theta] + Cm^2 Lm^2 s^4 Zc^2 \sin[\theta] - i Lm s Zc \sin[\theta]^2 \Big) \Big\} \end{aligned}$$

```

In[4]-> Y11 = I1 /. YParametri[[1, 1]] /. {V1 -> 1, V1p -> 0} // Simplify
Out[4]-> -(i ((1 - 2 Cm L s^2 + C^2 (L^2 - Lm^2) s^4 + Cm^2 (L^2 - Lm^2) s^4 + 2 C s^2 (L - Cm L^2 s^2 + Cm Lm^2 s^2))
      Zc Cos[θ] + i s (L + (C - Cm) L^2 s^2 + (-C + Cm) Lm^2 s^2) Sin[θ])) /
      (2 i Lm s Zc - 2 i s (L + (C - Cm) L^2 s^2 + (-C + Cm) Lm^2 s^2) Zc Cos[θ] +
      (Zc^2 + 2 (C - Cm) L s^2 Zc^2 + L^2 (s^2 + (C - Cm)^2 s^4 Zc^2) - Lm^2 (s^2 + (C - Cm)^2 s^4 Zc^2)) Sin[θ])

In[5]-> Y12 = I1 /. YParametri[[1, 1]] /. {V1 -> 0, V1p -> 1} // Simplify
Out[5]-> (i ((1 - 2 Cm L s^2 + C^2 (L^2 - Lm^2) s^4 + Cm^2 (L^2 - Lm^2) s^4 + 2 C s^2 (L - Cm L^2 s^2 + Cm Lm^2 s^2)) Zc +
      i Lm s Sin[θ])) / (2 i Lm s Zc - 2 i s (L + (C - Cm) L^2 s^2 + (-C + Cm) Lm^2 s^2) Zc Cos[θ] +
      (Zc^2 + 2 (C - Cm) L s^2 Zc^2 + L^2 (s^2 + (C - Cm)^2 s^4 Zc^2) - Lm^2 (s^2 + (C - Cm)^2 s^4 Zc^2)) Sin[θ])

In[6]-> Y21 = I2 /. YParametri[[1, 2]] /. {V1 -> 1, V1p -> 0} // Simplify
Out[6]-> (i ((1 - 2 Cm L s^2 + C^2 (L^2 - Lm^2) s^4 + Cm^2 (L^2 - Lm^2) s^4 + 2 C s^2 (L - Cm L^2 s^2 + Cm Lm^2 s^2)) Zc +
      i Lm s Sin[θ])) / (2 i Lm s Zc - 2 i s (L + (C - Cm) L^2 s^2 + (-C + Cm) Lm^2 s^2) Zc Cos[θ] +
      (Zc^2 + 2 (C - Cm) L s^2 Zc^2 + L^2 (s^2 + (C - Cm)^2 s^4 Zc^2) - Lm^2 (s^2 + (C - Cm)^2 s^4 Zc^2)) Sin[θ])

In[7]-> Y22 = I2 /. YParametri[[1, 2]] /. {V1 -> 0, V1p -> 1} // Simplify
Out[7]-> -(i ((1 - 2 Cm L s^2 + C^2 (L^2 - Lm^2) s^4 + Cm^2 (L^2 - Lm^2) s^4 + 2 C s^2 (L - Cm L^2 s^2 + Cm Lm^2 s^2))
      Zc Cos[θ] + i s (L + (C - Cm) L^2 s^2 + (-C + Cm) Lm^2 s^2) Sin[θ])) /
      (2 i Lm s Zc - 2 i s (L + (C - Cm) L^2 s^2 + (-C + Cm) Lm^2 s^2) Zc Cos[θ] +
      (Zc^2 + 2 (C - Cm) L s^2 Zc^2 + L^2 (s^2 + (C - Cm)^2 s^4 Zc^2) - Lm^2 (s^2 + (C - Cm)^2 s^4 Zc^2)) Sin[θ])

In[8]-> Y12 = Y21
Out[8]-> True

In[9]-> Y11 = Y22
Out[9]-> True

In[10]-> Y = {{Y11, Y12}, {Y21, Y22}} /. {s -> i * ω} // FullSimplify
Out[10]-> {{-(i (Zc (1 + 2 (-C + Cm) L ω^2 + (C - Cm)^2 (L - Lm) (L + Lm) ω^4) Cos[θ] +
      ω (-L + (C - Cm) (L - Lm) (L + Lm) ω^2) Sin[θ])) /
      (-2 Lm Zc ω + 2 Zc ω (L - (C - Cm) (L - Lm) (L + Lm) ω^2) Cos[θ] +
      (Zc^2 + (Lm^2 - L (L + 2 (C - Cm) Zc^2)) ω^2 + (C - Cm)^2 (L - Lm) (L + Lm) Zc^2 ω^4) Sin[θ]),
      (i (Zc + 2 (-C + Cm) L Zc ω^2 + (C - Cm)^2 (L - Lm) (L + Lm) Zc ω^4 - Lm ω Sin[θ])) /
      (-2 Lm Zc ω + 2 Zc ω (L - (C - Cm) (L - Lm) (L + Lm) ω^2) Cos[θ] +
      (Zc^2 + (Lm^2 - L (L + 2 (C - Cm) Zc^2)) ω^2 + (C - Cm)^2 (L - Lm) (L + Lm) Zc^2 ω^4) Sin[θ])},
      {(i (Zc + 2 (-C + Cm) L Zc ω^2 + (C - Cm)^2 (L - Lm) (L + Lm) Zc ω^4 - Lm ω Sin[θ])) /
      (-2 Lm Zc ω + 2 Zc ω (L - (C - Cm) (L - Lm) (L + Lm) ω^2) Cos[θ] +
      (Zc^2 + (Lm^2 - L (L + 2 (C - Cm) Zc^2)) ω^2 + (C - Cm)^2 (L - Lm) (L + Lm) Zc^2 ω^4) Sin[θ]),
      -(i (Zc (1 + 2 (-C + Cm) L ω^2 + (C - Cm)^2 (L - Lm) (L + Lm) ω^4) Cos[θ] +
      ω (-L + (C - Cm) (L - Lm) (L + Lm) ω^2) Sin[θ])) /
      (-2 Lm Zc ω + 2 Zc ω (L - (C - Cm) (L - Lm) (L + Lm) ω^2) Cos[θ] +
      (Zc^2 + (Lm^2 - L (L + 2 (C - Cm) Zc^2)) ω^2 + (C - Cm)^2 (L - Lm) (L + Lm) Zc^2 ω^4) Sin[θ])}}

(*FullSimplify[%,
  L>0 && C>0 && Lm>0 && Cm>0 && L-Lm>0 && C-Cm>0 && ω>0 && n>0 && θ>0 && Zc>0 ]*)

```

$\ln(11) = \det Y = \text{Det}[Y] \quad // \quad \text{Together}$

$$\begin{aligned} \text{Out(11)} = & \left( Zc^2 - 4 C L Zc^2 \omega^2 + 4 C m L Zc^2 \omega^2 + 6 C^2 L^2 Zc^2 \omega^4 - 12 C C m L^2 Zc^2 \omega^4 + 6 C m^2 L^2 Zc^2 \omega^4 - \right. \\ & 2 C^2 L m^2 Zc^2 \omega^4 + 4 C C m L m^2 Zc^2 \omega^4 - 2 C m^2 L m^2 Zc^2 \omega^4 - 4 C^3 L^3 Zc^2 \omega^6 + 12 C^2 C m L^3 Zc^2 \omega^6 - \\ & 12 C C m^2 L^3 Zc^2 \omega^6 + 4 C m^3 L^3 Zc^2 \omega^6 + 4 C^3 L L m^2 Zc^2 \omega^6 - 12 C^2 C m L L m^2 Zc^2 \omega^6 + \\ & 12 C C m^2 L L m^2 Zc^2 \omega^6 - 4 C m^3 L L m^2 Zc^2 \omega^6 + C^4 L^4 Zc^2 \omega^8 - 4 C^3 C m L^4 Zc^2 \omega^8 + \\ & 6 C^2 C m^2 L^4 Zc^2 \omega^8 - 4 C C m^3 L^4 Zc^2 \omega^8 + C m^4 L^4 Zc^2 \omega^8 - 2 C^4 L^2 L m^2 Zc^2 \omega^8 + \\ & 8 C^3 C m L^2 L m^2 Zc^2 \omega^8 - 12 C^2 C m^2 L^2 L m^2 Zc^2 \omega^8 + 8 C C m^3 L^2 L m^2 Zc^2 \omega^8 - 2 C m^4 L^2 L m^2 Zc^2 \omega^8 + \\ & C^4 L m^4 Zc^2 \omega^8 - 4 C^3 C m L m^4 Zc^2 \omega^8 + 6 C^2 C m^2 L m^4 Zc^2 \omega^8 - 4 C C m^3 L m^4 Zc^2 \omega^8 + \\ & C m^4 L m^4 Zc^2 \omega^8 - Zc^2 \cos[\theta]^2 + 4 C L Zc^2 \omega^2 \cos[\theta]^2 - 4 C m L Zc^2 \omega^2 \cos[\theta]^2 - \\ & 6 C^2 L^2 Zc^2 \omega^4 \cos[\theta]^2 + 12 C C m L^2 Zc^2 \omega^4 \cos[\theta]^2 - 6 C m^2 L^2 Zc^2 \omega^4 \cos[\theta]^2 + \\ & 2 C^2 L m^2 Zc^2 \omega^4 \cos[\theta]^2 - 4 C C m L m^2 Zc^2 \omega^4 \cos[\theta]^2 + 2 C m^2 L m^2 Zc^2 \omega^4 \cos[\theta]^2 + \\ & 4 C^3 L^3 Zc^2 \omega^6 \cos[\theta]^2 - 12 C^2 C m L^3 Zc^2 \omega^6 \cos[\theta]^2 + 12 C C m^2 L^3 Zc^2 \omega^6 \cos[\theta]^2 - \\ & 4 C m^3 L^3 Zc^2 \omega^6 \cos[\theta]^2 - 4 C^3 L L m^2 Zc^2 \omega^6 \cos[\theta]^2 + 12 C^2 C m L L m^2 Zc^2 \omega^6 \cos[\theta]^2 - \\ & 12 C C m^2 L L m^2 Zc^2 \omega^6 \cos[\theta]^2 + 4 C m^3 L L m^2 Zc^2 \omega^6 \cos[\theta]^2 - C^4 L^4 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 + \\ & 4 C^3 C m L^4 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 - 6 C^2 C m^2 L^4 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 + 4 C C m^3 L^4 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 - \\ & C m^4 L^4 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 + 2 C^4 L^2 L m^2 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 - 8 C^3 C m L^2 L m^2 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 + \\ & 12 C^2 C m^2 L^2 L m^2 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 - 8 C C m^3 L^2 L m^2 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 + 2 C m^4 L^2 L m^2 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 - \\ & C^4 L m^4 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 + 4 C^3 C m L m^4 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 - 6 C^2 C m^2 L m^4 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 + \\ & 4 C C m^3 L m^4 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 - C m^4 L m^4 Zc^2 \omega^8 \cos[\theta]^2 - 2 L m Zc \omega \sin[\theta] + \\ & 4 C L L m Zc \omega^3 \sin[\theta] - 4 C m L L m Zc \omega^3 \sin[\theta] - 2 C^2 L^2 L m Zc \omega^5 \sin[\theta] + \\ & 4 C C m L^2 L m Zc \omega^5 \sin[\theta] - 2 C m^2 L^2 L m Zc \omega^5 \sin[\theta] + 2 C^2 L m^3 Zc \omega^5 \sin[\theta] - \\ & 4 C C m L m^3 Zc \omega^5 \sin[\theta] + 2 C m^2 L m^3 Zc \omega^5 \sin[\theta] + 2 L Zc \omega \cos[\theta] \sin[\theta] - \\ & 6 C L^2 Zc \omega^3 \cos[\theta] \sin[\theta] + 6 C m L^2 Zc \omega^3 \cos[\theta] \sin[\theta] + 2 C L m^2 Zc \omega^3 \cos[\theta] \sin[\theta] - \\ & 2 C m L m^2 Zc \omega^3 \cos[\theta] \sin[\theta] + 6 C^2 L^3 Zc \omega^5 \cos[\theta] \sin[\theta] - 12 C C m L^3 Zc \omega^5 \cos[\theta] \sin[\theta] + \\ & 6 C m^2 L^3 Zc \omega^5 \cos[\theta] \sin[\theta] - 6 C^2 L L m^2 Zc \omega^5 \cos[\theta] \sin[\theta] + \\ & 12 C C m L L m^2 Zc \omega^5 \cos[\theta] \sin[\theta] - 6 C m^2 L L m^2 Zc \omega^5 \cos[\theta] \sin[\theta] - \\ & 2 C^3 L^4 Zc \omega^7 \cos[\theta] \sin[\theta] + 6 C^2 C m L^4 Zc \omega^7 \cos[\theta] \sin[\theta] - 6 C C m^2 L^4 Zc \omega^7 \cos[\theta] \sin[\theta] + \\ & 2 C m^3 L^4 Zc \omega^7 \cos[\theta] \sin[\theta] + 4 C^3 L^2 L m^2 Zc \omega^7 \cos[\theta] \sin[\theta] - \\ & 12 C^2 C m L^2 L m^2 Zc \omega^7 \cos[\theta] \sin[\theta] + 12 C C m^2 L^2 L m^2 Zc \omega^7 \cos[\theta] \sin[\theta] - \\ & 4 C m^3 L^2 L m^2 Zc \omega^7 \cos[\theta] \sin[\theta] - 2 C^3 L m^4 Zc \omega^7 \cos[\theta] \sin[\theta] + \\ & 6 C^2 C m L m^4 Zc \omega^7 \cos[\theta] \sin[\theta] - 6 C C m^2 L m^4 Zc \omega^7 \cos[\theta] \sin[\theta] + \\ & 2 C m^3 L m^4 Zc \omega^7 \cos[\theta] \sin[\theta] - L^2 \omega^2 \sin[\theta]^2 + L m^2 \omega^2 \sin[\theta]^2 + 2 C L^3 \omega^4 \sin[\theta]^2 - \\ & 2 C m L^3 \omega^4 \sin[\theta]^2 - 2 C L L m^2 \omega^4 \sin[\theta]^2 + 2 C m L L m^2 \omega^4 \sin[\theta]^2 - C^2 L^4 \omega^6 \sin[\theta]^2 + \\ & 2 C C m L^4 \omega^6 \sin[\theta]^2 - C m^2 L^4 \omega^6 \sin[\theta]^2 + 2 C^2 L^2 L m^2 \omega^6 \sin[\theta]^2 - 4 C C m L^2 L m^2 \omega^6 \sin[\theta]^2 + \\ & 2 C m^2 L^2 L m^2 \omega^6 \sin[\theta]^2 - C^2 L m^4 \omega^6 \sin[\theta]^2 + 2 C C m L m^4 \omega^6 \sin[\theta]^2 - C m^2 L m^4 \omega^6 \sin[\theta]^2) / \\ & \left( 2 L m Zc \omega - 2 L Zc \omega \cos[\theta] + 2 C L^2 Zc \omega^3 \cos[\theta] - 2 C m L^2 Zc \omega^3 \cos[\theta] - 2 C L m^2 Zc \omega^3 \cos[\theta] + \right. \\ & 2 C m L m^2 Zc \omega^3 \cos[\theta] - Zc^2 \sin[\theta] + L^2 \omega^2 \sin[\theta] - L m^2 \omega^2 \sin[\theta] + 2 C L Zc^2 \omega^2 \sin[\theta] - \\ & 2 C m L Zc^2 \omega^2 \sin[\theta] - C^2 L^2 Zc^2 \omega^4 \sin[\theta] + 2 C C m L^2 Zc^2 \omega^4 \sin[\theta] - C m^2 L^2 Zc^2 \omega^4 \sin[\theta] + \\ & \left. C^2 L m^2 Zc^2 \omega^4 \sin[\theta] - 2 C C m L m^2 Zc^2 \omega^4 \sin[\theta] + C m^2 L m^2 Zc^2 \omega^4 \sin[\theta] \right)^2 \end{aligned}$$



```

In[12]: numDetY = Numerator[detY] // Collect[#, ω] &
Out[12]: Zc^2 - Zc^2 Cos[θ]^2 +
ω^5 (C^4 L^4 Zc^2 - 4 C^3 Cm L^4 Zc^2 + 6 C^2 Cm^2 L^4 Zc^2 - 4 C Cm^3 L^4 Zc^2 + Cm^4 L^4 Zc^2 - 2 C^4 L^2 Lm^2 Zc^2 +
      8 C^3 Cm L^2 Lm^2 Zc^2 - 12 C^2 Cm^2 L^2 Lm^2 Zc^2 + 8 C Cm^3 L^2 Lm^2 Zc^2 - 2 Cm^4 L^2 Lm^2 Zc^2 +
      C^4 Lm^4 Zc^2 - 4 C^3 Cm Lm^4 Zc^2 + 6 C^2 Cm^2 Lm^4 Zc^2 - 4 C Cm^3 Lm^4 Zc^2 + Cm^4 Lm^4 Zc^2 -
      C^4 L^4 Zc^2 Cos[θ]^2 + 4 C^3 Cm L^4 Zc^2 Cos[θ]^2 - 6 C^2 Cm^2 L^4 Zc^2 Cos[θ]^2 +
      4 C Cm^3 L^4 Zc^2 Cos[θ]^2 - Cm^4 L^4 Zc^2 Cos[θ]^2 + 2 C^4 L^2 Lm^2 Zc^2 Cos[θ]^2 -
      8 C^3 Cm L^2 Lm^2 Zc^2 Cos[θ]^2 + 12 C^2 Cm^2 L^2 Lm^2 Zc^2 Cos[θ]^2 - 8 C Cm^3 L^2 Lm^2 Zc^2 Cos[θ]^2 +
      2 Cm^4 L^2 Lm^2 Zc^2 Cos[θ]^2 - C^4 Lm^4 Zc^2 Cos[θ]^2 + 4 C^3 Cm Lm^4 Zc^2 Cos[θ]^2 -
      6 C^2 Cm^2 Lm^4 Zc^2 Cos[θ]^2 + 4 C Cm^3 Lm^4 Zc^2 Cos[θ]^2 - Cm^4 Lm^4 Zc^2 Cos[θ]^2) +
ω (-2 Lm Zc Sin[θ] + 2 L Zc Cos[θ] Sin[θ]) +
ω^3 (4 C L Lm Zc Sin[θ] - 4 Cm L Lm Zc Sin[θ] - 6 C L^2 Zc Cos[θ] Sin[θ] +
      6 Cm L^2 Zc Cos[θ] Sin[θ] + 2 C Lm^2 Zc Cos[θ] Sin[θ] - 2 Cm Lm^2 Zc Cos[θ] Sin[θ]) +
ω^5 (-2 C^2 L^2 Lm Zc Sin[θ] + 4 C Cm L^2 Lm Zc Sin[θ] - 2 Cm^2 L^2 Lm Zc Sin[θ] +
      2 C^2 Lm^3 Zc Sin[θ] - 4 C Cm Lm^3 Zc Sin[θ] + 2 Cm^2 Lm^3 Zc Sin[θ] + 6 C^2 L^3 Zc Cos[θ] Sin[θ] -
      12 C Cm L^3 Zc Cos[θ] Sin[θ] + 6 Cm^2 L^3 Zc Cos[θ] Sin[θ] - 6 C^2 L Lm^2 Zc Cos[θ] Sin[θ] +
      12 C Cm L Lm^2 Zc Cos[θ] Sin[θ] - 6 Cm^2 L Lm^2 Zc Cos[θ] Sin[θ]) +
ω^7 (-2 C^3 L^4 Zc Cos[θ] Sin[θ] + 6 C^2 Cm L^4 Zc Cos[θ] Sin[θ] - 6 C Cm^2 L^4 Zc Cos[θ] Sin[θ] +
      2 Cm^3 L^4 Zc Cos[θ] Sin[θ] + 4 C^3 L^2 Lm^2 Zc Cos[θ] Sin[θ] -
      12 C^2 Cm L^2 Lm^2 Zc Cos[θ] Sin[θ] + 12 C Cm^2 L^2 Lm^2 Zc Cos[θ] Sin[θ] -
      4 Cm^3 L^2 Lm^2 Zc Cos[θ] Sin[θ] - 2 C^2 Lm^4 Zc Cos[θ] Sin[θ] + 6 C^2 Cm Lm^4 Zc Cos[θ] Sin[θ] -
      6 C Cm^2 Lm^4 Zc Cos[θ] Sin[θ] + 2 Cm^3 Lm^4 Zc Cos[θ] Sin[θ]) +
ω^2 (-4 C L Zc^2 + 4 Cm L Zc^2 + 4 C L Zc^2 Cos[θ]^2 - 4 Cm L Zc^2 Cos[θ]^2 - L^2 Sin[θ]^2 + Lm^2 Sin[θ]^2) +
ω^4 (6 C^2 L^2 Zc^2 - 12 C Cm L^2 Zc^2 + 6 Cm^2 L^2 Zc^2 - 2 C^2 Lm^2 Zc^2 + 4 C Cm Lm^2 Zc^2 -
      2 Cm^2 Lm^2 Zc^2 - 6 C^2 L^2 Zc^2 Cos[θ]^2 + 12 C Cm L^2 Zc^2 Cos[θ]^2 - 6 Cm^2 L^2 Zc^2 Cos[θ]^2 +
      2 C^2 Lm^2 Zc^2 Cos[θ]^2 - 4 C Cm Lm^2 Zc^2 Cos[θ]^2 + 2 Cm^2 Lm^2 Zc^2 Cos[θ]^2 +
      2 C L^3 Sin[θ]^2 - 2 Cm L^3 Sin[θ]^2 - 2 C L Lm^2 Sin[θ]^2 + 2 Cm L Lm^2 Sin[θ]^2) +
ω^6 (-4 C^3 L^3 Zc^2 + 12 C^2 Cm L^3 Zc^2 - 12 C Cm^2 L^3 Zc^2 + 4 Cm^3 L^3 Zc^2 + 4 C^3 L Lm^2 Zc^2 -
      12 C^2 Cm L Lm^2 Zc^2 + 12 C Cm^2 L Lm^2 Zc^2 - 4 Cm^3 L Lm^2 Zc^2 +
      4 C^3 L^3 Zc^2 Cos[θ]^2 - 12 C^2 Cm L^3 Zc^2 Cos[θ]^2 + 12 C Cm^2 L^3 Zc^2 Cos[θ]^2 -
      4 Cm^3 L^3 Zc^2 Cos[θ]^2 - 4 C^3 L Lm^2 Zc^2 Cos[θ]^2 + 12 C^2 Cm L Lm^2 Zc^2 Cos[θ]^2 -
      12 C Cm^2 L Lm^2 Zc^2 Cos[θ]^2 + 4 Cm^3 L Lm^2 Zc^2 Cos[θ]^2 - C^2 L^4 Sin[θ]^2 +
      2 C Cm L^4 Sin[θ]^2 - Cm^2 L^4 Sin[θ]^2 + 2 C^2 L^2 Lm^2 Sin[θ]^2 - 4 C Cm L^2 Lm^2 Sin[θ]^2 +
      2 Cm^2 L^2 Lm^2 Sin[θ]^2 - C^2 Lm^4 Sin[θ]^2 + 2 C Cm Lm^4 Sin[θ]^2 - Cm^2 Lm^4 Sin[θ]^2)

In[13]: redBrojitelja = Exponent[numDetY, ω]
Out[13]: 8

(* ResUcestanosti=Solve[Det[Y]== 0, ω]//FullSimplify *)

In[16]: nuleBrojitelja = Solve[numDetY == 0, ω];
In[17]: brojNula = Length[nuleBrojitelja]
Out[17]: 8
    
```

$$\begin{aligned}
 n[18] \rightarrow \omega Nule &= \omega / . nuleBrojitelja \\
 out[18] \rightarrow & \left\{ -\frac{1}{\sqrt{C L - C m L + C L m - C m L m}}, \frac{1}{\sqrt{C L - C m L + C L m - C m L m}}, \right. \\
 & -\frac{1}{\sqrt{C L - C m L - C L m + C m L m}}, \frac{1}{\sqrt{C L - C m L - C L m + C m L m}}, \\
 & \frac{L \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] - L m \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] - \frac{\sqrt{L-Lm} \sqrt{L-Lm+4 C Z c^2-4 C m Z c^2+L \cos[\theta]-L m \cos[\theta]-4 C Z c^2 \cos[\theta]+4 C m Z c^2 \cos[\theta]}}{\sqrt{2}}}{2 \left( C L Z c \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] - C m L Z c \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] - C L m Z c \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] + C m L m Z c \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] \right)}, \\
 & \frac{L \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] - L m \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] + \frac{\sqrt{L-Lm} \sqrt{L-Lm+4 C Z c^2-4 C m Z c^2+L \cos[\theta]-L m \cos[\theta]-4 C Z c^2 \cos[\theta]+4 C m Z c^2 \cos[\theta]}}{\sqrt{2}}}{2 \left( C L Z c \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] - C m L Z c \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] - C L m Z c \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] + C m L m Z c \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] \right)}, \\
 & \left( -L \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] - L m \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] - \right. \\
 & \left. \sqrt{\left( 4 Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] \left( C L Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] - C m L Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] + C L m Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] - C m L m Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] \right) + \right.} \right. \\
 & \left. \left. \left( L \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] + L m \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] \right)^2 \right) \right) / \\
 & \left( 2 \left( C L Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] - C m L Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] + C L m Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] - C m L m Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] \right) \right), \\
 & \left( -L \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] - L m \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] + \sqrt{\left( 4 Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] \left( C L Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] - C m L Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] + \right.} \right. \right. \\
 & \left. \left. C L m Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] - C m L m Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] \right) + \left( L \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] + L m \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] \right)^2 \right) \right) / \\
 & \left. \left( 2 \left( C L Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] - C m L Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] + C L m Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] - C m L m Z c \cos\left[\frac{\theta}{2}\right] \right) \right) \right\}
 \end{aligned}$$

In[19]- Simplify[ωNule]

$$\text{Out[19]- } \left\{ -\frac{1}{\sqrt{(C-Cm)(L+Lm)}}, \frac{1}{\sqrt{(C-Cm)(L+Lm)}}, -\frac{1}{\sqrt{(C-Cm)(L-Lm)}}, \right. \\ \left. \frac{1}{\sqrt{(C-Cm)(L-Lm)}}, \frac{1}{4(C-Cm)(L-Lm)Zc} \left( 2(L-Lm) \cot\left[\frac{\theta}{2}\right] - \right. \right. \\ \left. \left. \sqrt{2} \sqrt{L-Lm} \sqrt{L-Lm+4CZc^2-4CmZc^2+(L-Lm+4(-C+Cm)Zc^2)\cos[\theta]} \csc\left[\frac{\theta}{2}\right] \right), \right. \\ \left. \frac{1}{4(C-Cm)(L-Lm)Zc} \left( 2(L-Lm) \cot\left[\frac{\theta}{2}\right] + \right. \right. \\ \left. \left. \sqrt{2} \sqrt{L-Lm} \sqrt{L-Lm+4CZc^2-4CmZc^2+(L-Lm+4(-C+Cm)Zc^2)\cos[\theta]} \csc\left[\frac{\theta}{2}\right] \right), \right. \\ \left. \frac{\sec\left[\frac{\theta}{2}\right] \left( (L+Lm) \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] + \sqrt{(L+Lm)\cos\left[\frac{\theta}{2}\right]^2(4(C-Cm)Zc^2+(L+Lm)\tan\left[\frac{\theta}{2}\right]^2)} \right)}{2(C-Cm)(L+Lm)Zc}, \right. \\ \left. \frac{\sec\left[\frac{\theta}{2}\right] \left( -(L+Lm) \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] + \sqrt{(L+Lm)\cos\left[\frac{\theta}{2}\right]^2(4(C-Cm)Zc^2+(L+Lm)\tan\left[\frac{\theta}{2}\right]^2)} \right)}{2(C-Cm)(L+Lm)Zc} \right\}$$

In[20]- FullSimplify[ωNule,

L > 0 && C > 0 && Lm > 0 && Cm > 0 && L-Lm > 0 && C-Cm > 0 && ω > 0 && θ > 0 && Zc > 0 ]

$$\text{Out[20]- } \left\{ -\frac{1}{\sqrt{(C-Cm)(L+Lm)}}, \frac{1}{\sqrt{(C-Cm)(L+Lm)}}, -\frac{1}{\sqrt{(C-Cm)(L-Lm)}}, \right. \\ \left. \frac{1}{\sqrt{(C-Cm)(L-Lm)}}, \frac{1}{4(C-Cm)(L-Lm)Zc} \left( 2(L-Lm) \cot\left[\frac{\theta}{2}\right] - \right. \right. \\ \left. \left. \sqrt{2} \sqrt{(L-Lm)(L-Lm+4(C-Cm)Zc^2+(L-Lm+4(-C+Cm)Zc^2)\cos[\theta])} \csc\left[\frac{\theta}{2}\right] \right), \right. \\ \left. \frac{1}{4(C-Cm)(L-Lm)Zc} \left( 2(L-Lm) \cot\left[\frac{\theta}{2}\right] + \right. \right. \\ \left. \left. \sqrt{2} \sqrt{(L-Lm)(L-Lm+4(C-Cm)Zc^2+(L-Lm+4(-C+Cm)Zc^2)\cos[\theta])} \csc\left[\frac{\theta}{2}\right] \right), \right. \\ \left. \frac{\sec\left[\frac{\theta}{2}\right] \left( (L+Lm) \sin\left[\frac{\theta}{2}\right] + \text{Abs}\left[\cos\left[\frac{\theta}{2}\right]\right] \sqrt{(L+Lm)(4(C-Cm)Zc^2+(L+Lm)\tan\left[\frac{\theta}{2}\right]^2)} \right)}{2(C-Cm)(L+Lm)Zc}, \right. \\ \left. \frac{-(L+Lm) \tan\left[\frac{\theta}{2}\right] + \frac{\sqrt{(L+Lm)(4(C-Cm)Zc^2+(L+Lm)\tan\left[\frac{\theta}{2}\right]^2)}}{\text{Sign}\left[\cos\left[\frac{\theta}{2}\right]\right]}}{2(C-Cm)(L+Lm)Zc} \right\}$$

## Биографија аутора

Марија В. Мрвић је рођена 25.11.1989. године у Београду, општина Савски венац. Основну школу и Дванаесту београдску гимназију завршила је у Београду са одличним успехом, као носилац Вукове дипломе.

Електротехнички факултет Универзитета у Београду уписала је школске 2008/09. године. Дипломирала је на Одсеку за телекомуникације и информационе технологије у јулу 2012. године, са просечном оценом 8.58 и оценом 10 на дипломском раду. У току основних студија, школске 2010/11. године и школске 2011/12. године била је ангажована као демонстратор на предмету Лабораторијске вежбе из Основа електротехнике. Мастер студије на Електротехничком факултету, на смеру за Микроталасну технику, уписала је 2012. године и положила све испите са просечном оценом 10. Мастер рад на тему “Анализа микроталасних филтара помоћу слободног софтвера” је урадила под менторством проф. др Милке Потребић и одбранила у септембру 2013. године. У току школске 2012/13. године је била стипендиста Министарства просвете, науке и технолошког развоја.

Докторске студије уписала је школске 2013/14. године на Електротехничком факултету Универзитета у Београду, на модулу Микроталасна техника, где је положила све испите са највишом оценом и урадила све обавезе предвиђене планом и програмом докторских студија. У оквиру предмета на докторским студијама бавила се различитим комплексним проблемима из домена микроталасне технике. У циљу решавања ових инжењерских проблема било је потребно извршити неопходне процесе, као што је проучавање литературе, познавање теорије, израду програма за прорачун различитих параметара применом нумеричких метода, пројектовање, моделовање, реализацију, синтезу и имплементацију структура. Окосницу истраживачког рада у вези са докторском тезом чини пројектовање микроталасних таласоводних филтара који користе резонантне преграде постављене у Е-равни, Н-равни, као и комбиноване преграде у Е- и Н- равни правоугаоног таласовода. Радови из ове области, чији је први аутор, публиковани су у међународним и домаћим часописима, и презентовани на домаћим и иностраним конференцијама.

У току школске 2015/16. године је била ангажована као демонстратор на предметима Математика 1, Математика 2, Математика 3 и Специјалне функције. Од школске 2014/15. до 2017/2018. године је као стипендиста Министарства просвете, науке и технолошког развоја била ангажована на пројекту “Алгоритми и софтвер за симулације у фреквенцијском и временском домену RF подсистема и електромагнетских сензора у ICT” (ТР32005) 2011-2017. У оквиру овог пројекта је учествовала у изради шест техничких решења.

Члан је истраживачког тима на пројекту ICT COST Action IC1401 *Memristors - Devices, Models, Circuits, Systems and Applications* (MemoCiS), 2014.-2018. У мају 2015. године је присуствовала семинару 1<sup>st</sup> MemoCIS Training School on Memristor Theory, Models and Device Technology, одржаном на Сардинији (Италија). У оквиру COST пројекта је учествовала у радионици *Memristors - Devices, Models, Circuits*, одржаној 15.09.2015. године у Институту за физику, Београд.

У школској 2017/2018. години, добила је награду из Фондације професора Мирка Милића за најбољи научно-стручни рад из области Теорије електричних кола, штампан у часопису или зборнику конференција. Награђен је рад под називом: “Compact *H*-plane dual-band bandstop waveguide filter”, објављен у часопису *Journal of Computational Electronics*, vol.16, no.3, pp. 939-951, из 2017. године.

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

#### Објављени радови:

Радови публиковани у међународним часописима (M20):

1. **M. Mrvić**, M. Potrebić, D. Tošić, “Compact *E*-plane waveguide filter with multiple stopbands”, *Radio Science*, vol. 51, no.12, pp. 1895-1904, Dec. 2016. DOI:10.1002/2016RS006169.

<https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/2016RS006169>

(ISSN: 0048-6664, Online ISSN: 1944-799X, IF(2016): 1.581, M22)

2. **M. Mrvić**, M. Potrebić, D. Tošić, “Compact *H*-plane dual-band bandstop waveguide filter”, *Journal of Computational Electronics*, vol.16, no.3, pp.939-951, June 2017. DOI: 10.1007/s10825-017-1025-4.  
<https://link.springer.com/article/10.1007%2Fs10825-017-1025-4>  
Print ISSN 1569-8025, Online ISSN 1572-8137, IF(2017): 1.431, M23(2017), M22(2011-2016))

Рад у часопису међународног значаја верификованог посебног одлуком (M24):

3. **M. Mrvić**, S. Stefanovski - Pajović, M. Potrebić, D. Tošić, “Design of microwave waveguide filters with effects of fabrication imperfections”, *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics*, vol. 30, no. 4, pp. 431–458, 2017. DOI: 10.2298/FUEE1704431M. (ISSN, 0353-3670. eISSN, 2217-5997).

Рад публикован у националном часопису (M50):

4. **M. Mrvić**, S. Stefanovski, M. Potrebić, D. Tošić, “Nova realizacija talasovodnog filtra sa dva nepropusna opsega pomoću četvrttalasnih rezonatora”, *Tehnika*, vol. 70, no. 3, pp. 473–480, 2015 (ISSN: 0040-2176, UDC: 621.372.852.1, M52, <http://www.sits.org.rs/textview.php?file=348.html>).

Радови саопштени на међународним научним скуповима (M33):

5. **M. Mrvić**, M. Potrebić, D. Tošić, Z. Cvetković, “*E*-plane microwave resonator for realisation of waveguide filters”, *Proceedings of XII International SAUM Conference on Systems, Automatic Control and Measurements*, Niš, Serbia, November 12–14, 2014, pp. 205–208. (ISBN: 978-86-6125-117-7, <http://saum.elfak.rs/index.php/saum/2014>).
6. **M. Mrvić**, M. Potrebić, D. Tošić, Z. Cvetković, “Miniaturization of waveguide bandstop filter”, in *Proceedings of the 12th International Conference on Applied Electromagnetics* (ПЕЕ 2015), Niš, Serbia, August 31–September 2, 2015, pp. 79 – 80. (ISBN: 978-86-6125-144-3, <http://pes2015.elfak.rs/>).
7. **M. Mrvić**, M. Potrebić, D. Tošić, Z. Cvetković, “*E*-plane waveguide bandpass filter with improved stopband using quarter-wave resonators”, *Proceedings of*

*XIII International SAUM Conference on Systems, Automatic Control and Measurements*, Niš, Serbia, November 9–11, 2016, pp. 104-107.

(ISBN: 978-86-6125-170-2, <http://saum.elfak.rs/index.php/saum2016/2016>)

Саопштење са међународног скупа штампано у изводу (M34):

8. **M. Mrvić**, “Application of Memristors in Microwave Filter Realization”, 1st MemoCIS Training School on Memristor Theory, Models and Device Technology, Alghero, Italy, May 9-11, 2015.
9. M. Potrebić, **M. Mrvić**, “Further Perspectives on the Simulations on Memristors at the EEUB”, Workshop on Memristors - Devices, Models, Circuits, Institute of Physics, Belgrade, Serbia, September 15, 2015.
10. **M. Mrvić**, “What we learned at the MemoCiS COST Action Training School in Sardinia”, Workshop on Memristors - Devices, Models, Circuits, Institute of Physics, Belgrade, Serbia, September 15, 2015.

Радови саопштени на националним научним скуповима (M63):

11. **M. Mrvić**, S. Stefanovski, M. Potrebić, D. Tošić, “Talasovodni rezonatori sa dve rezonantne učestanosti realizovani u  $E$  i  $H$  ravni”, *Zbornik 58. konferencije ETRAN*, Врњачка бања, Србија, 2–5 јун, 2014, pp. MT1.2 1–5, M63, (ISBN 978-86-80509-71-6, <http://etran.etf.rs>)
12. **M. Mrvić**, M. Potrebić, D. Tošić, “Ekvivalentna šema talasovodnog filtra nepropusnika opsega učestanosti”, *Zbornik 59. konferencije ETRAN*, Сребрно језеро, Србија, 8–11 јун, 2015, pp. MT1.3 1–5, M63, (ISBN 978-86-80509-71-6, <http://etran.etf.rs>)

Техничка решења (M85):

13. **M. Mrvić**, M. Potrebić, D. Tošić B. Kolundžija, “Algoritam za projektovanje talasovodnog filtra sa dva nepropusna opsega pomoću četvrttalasnih rezonatora”, Nov algoritam, TR32005, 2015.
14. **M. Mrvić**, M. Potrebić, D. Tošić B. Kolundžija, “Algoritam za projektovanje minijaturizovanog talasovodnog filtra”, Nov algoritam, TR32005, 2015.

15. M. Potrebić, D. Tošić, B. Kolundžija, A. Đorđević, M. Ilić, M. Stevanović, D. Olćan, M. Tasić, S. Savić, A. Krneta, **M. Mrvić**, “Implementacija talasovodnog filtra sa više propusnih opsega”, Nov laboratorijski prototip, TR32005, 2016.
16. **M. Mrvić**, M. Potrebić, D. Tošić B. Kolundžija, “Minijaturizacija talasovodnog filtra sa više propusnih opsega”, Nov algoritam, TR32005, 2016.
17. **M. Mrvić**, M. Potrebić, D. Tošić B. Kolundžija, D. Nešić, A. Đorđević, M. Ilić, M. Stevanović, D. Olćan, M. Tasić, S. Savić, A. Krneta, “Minijaturizacija talasovodnog filtra sa više nepropusnih opsega”, Nov algoritam, TR32005, 2016.
18. **M. Mrvić**, M. Potrebić, D. Tošić B. Kolundžija, D. Nešić, A. Đorđević, M. Ilić, M. Stevanović, D. Olćan, M. Tasić, S. Savić, A. Krneta, “Implementacija talasovodnog filtra sa više nepropusnih opsega”, Nov laboratorijski prototip, TR32005, 2016.



## Прилог 1.

### Изјава о ауторству

Име и презиме аутора Марија Мрвић

Број индекса 2013/5006

#### Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

Микроталасни филтри непропусници опсега учестаности са резонантним преградама у Е и Н равни таласовода

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

Потпис аутора

У Београду, \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

## Прилог 2.

### Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора Марија Мрвић

Број уписа 2013/5006

Студијски програм Микроталасна техника

Наслов рада Микроталасни филтри непропусници опсега учестаности  
са резонантним преградама у Е и Н равни таласовода

Ментор Др Милка Потребих, ванредни професор

Електротехнички факултет – Универзитет у Београду

Потписани Марија Мрвић

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

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

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

**Потпис докторанда**

У Београду, \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

## Прилог 3

### Изјава о коришћењу

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

**Микроталасни филтри непропусници опсега учестаности**  
**са резонантним преградама у Е и Н равни таласовода**

која је моје ауторско дело.

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

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

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

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

**Потпис докторанда**

У Београду, \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

1. Ауторство - Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.
2. Ауторство – некомерцијално. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.
3. Ауторство - некомерцијално – без прераде. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.
4. Ауторство - некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.
5. Ауторство – без прераде. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.
6. Ауторство - делити под истим условима. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.