



UNIVERZITET U NOVOM SADU  
FAKULTET TEHNIČKIH NUKA U  
NOVOM SADU



# **MIKROTALASNI FILTRI SA VIŠE NEZAVISNO KONTROLISANIH PROPUSNIH OPSEGA REALIZOVANI U MIKROSTRIP ARHITEKTURI**

doktorska disertacija

Kandidat:

MSc Nikolina Janković

Mentor:

Prof. dr Vesna Crnojević-Bengin

Novi Sad, 2013



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ • ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА  
21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6

## КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, <b>РБР:</b>	
Идентификациони број, <b>ИБР:</b>	
Тип документације, <b>ТД:</b>	Монографска документација
Тип записа, <b>ТЗ:</b>	Текстуални штампани материјал
Врста рада, <b>ВР:</b>	Докторска дисертација
Аутор, <b>АУ:</b>	Николина Јанковић
Ментор, <b>МН:</b>	Проф. др Весна Црнојевић-Бенгин
Наслов рада, <b>НР:</b>	Микроталасни филтри са више независно контролисаних пропусних опсега реализовани у микрострип архитектури
Језик публикације, <b>ЈП:</b>	Српски
Језик извода, <b>ЈИ:</b>	српски/енглески
Земља публиковања, <b>ЗП:</b>	Србија
Уже географско подручје, <b>УГП:</b>	
Година, <b>ГО:</b>	2013
Издавач, <b>ИЗ:</b>	Ауторски репринт
Место и адреса, <b>МА:</b>	
Физички опис рада, <b>ФО:</b> (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	10 поглавља/207 страна/197 референци/34 табеле/123 слике /2 додатка
Научна област, <b>НО:</b>	Електроника
Научна дисциплина, <b>НД:</b>	Микроталасна техника
Предметна одредница/Кључне речи, <b>ПО:</b>	Микроталасни филтри, микрострип филтри, мулти-банд филтри
<b>УДК</b>	Монографска документација
Чува се, <b>ЧУ:</b>	Библиотека Факултета техничких наука, Универзитет у Новом Саду
Важна напомена, <b>ВН:</b>	
Извод, <b>ИЗ:</b>	<p>Филтри представљају незаобилазан део сваког микроталасног уређаја. Скорашњи веома брз развој бежичних система пред микроталасне филтре поставља нове захтеве као што су високе перформансе, компактност и рад на више произвољно одабраних учестаности које се могу независно контролисати.</p> <p>Научни допринос ове докторске дисертације представља пет нових конфигурација микроталасних мулти-банд филтара који су реализовани у микрострип архитектури. Од тога три конфигурације представљају дуал-банд филтре, а преостале две конфигурације три-банд филтре. Филтри су реализовани коришћењем фракталних кривих и/или савијених <math>\lambda/4</math> резонатора, и то у класичној технологији штампаних плоча и у вишеслојној технологији ниско-температурне заједно печене керамике.</p> <p>Детаљно је анализиран и описан начин рада предложених филтара. Филтри су фабриковани, а њихове перформансе измерене и упоређене са другим резултатима доступним у литератури. Показано је да предложене филтре карактерише могућност независне контроле пропусних опсега што је искоришћено за реализацију дуал-банд филтара који раде на WLAN 2.4/3.5 GHz опсезима и три-банд филтара који раде на WLAN 2.4/3.5/5.2 GHz опсезима. Штавише, предложене три-банд структуре представљају најмање три-банд филтре до данас предложене у литератури.</p>



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ • ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА  
21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6

## КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Датум прихватања теме, <b>ДП</b> :	13. мај 2013.		
Датум одбране, <b>ДО</b> :			
Чланови комисије, <b>КО</b> :	Председник:	Проф. др Горан Стојановић	
	Члан:	Проф. др Вера Марковић	
	Члан:	др Алекса Зејак	Потпис ментора
	Члан:	Проф. др Братислав Миловановић	
	Члан, ментор:	Проф. др Весна Црнојевић-Бенгин	

Образац **Q2.HA.06-05**- Издање 1



КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Accession number, <b>ANO</b> :	
Identification number, <b>INO</b> :	
Document type, <b>DT</b> :	Monograph documentation
Type of record, <b>TR</b> :	Textual printed material
Contents code, <b>CC</b> :	PhD thesis
Author, <b>AU</b> :	Nikolina Janković
Mentor, <b>MN</b> :	Prof. dr Vesna Crnojević-Bengin
Title, <b>TI</b> :	Microwave microstrip multi-band filters with independently controlled passbands
Language of text, <b>LT</b> :	Serbian
Language of abstract, <b>LA</b> :	Serbian/English
Country of publication, <b>CP</b> :	Serbia
Locality of publication, <b>LP</b> :	
Publication year, <b>PY</b> :	2013
Publisher, <b>PB</b> :	Author reprint
Publication place, <b>PP</b> :	
Physical description, <b>PD</b> : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	10 chapters/207 pages/197 references/34 tables/123 figures /2 appendices
Scientific field, <b>SF</b> :	Electronics
Scientific discipline, <b>SD</b> :	Microwave engineering
Subject/Key words, <b>S/KW</b> :	Microwave filters, microstrip filters, multi-band filters
<b>UC</b>	
Holding data, <b>HD</b> :	Library of the Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad
Note, <b>N</b> :	<p>Filters are indispensable components in any microwave device. Recent rapid development of wireless systems posed new demands to microwave filters, such as high performance, compact size and the ability to simultaneously operate on several independently selected frequencies.</p> <p>Scientific contribution of this dissertation are five novel microwave multi-band filters realized in microstrip architecture. Out of the five, three configurations are dual-band filters, while the remaining two are tri-band filters. Filters are designed using fractal curves and/or folded <math>\lambda/4</math> resonators, in the conventional printed circuits technology or in low-temperature cofired ceramics technology.</p> <p>Operating principles of the proposed filters have been analyzed and explained in detail. Their performances have been measured and compared to other recently published results. It has been shown that the proposed filters allow independent control of the passbands. This has been used to design dual-band filters operating at WLAN frequencies of 2.4/3.5 GHz and tri-band filters operating at WLAN frequencies of 2.4/3.5/5.2 GHz. Moreover, the proposed tri-band filters are the most compact tri-band filters published so far.</p>



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ • ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА  
21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6

## КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Accepted by the Scientific Board on, <b>ASB:</b>	May 13 2013	
Defended on, <b>DE:</b>		
Defended Board, <b>DB:</b>	President: Prof. dr Goran Stojanović	
	Member: Prof. dr Vera Marković	
	Member: Dr Aleksa Zejak	Menthor's sign
	Member: Prof. dr Bratislav Milovanović	
	Member, Mentor: Prof. dr Vesna Crnojević-Bengin	

Образац **Q2.HA.06-05**- Izdanje 1

*Želim najiskrenije da se zahvalim svom mentoru prof. dr Vesni Crnojević-Bengin na ukazanom poverenju, strpljenju i podršci kao i na dragocnim savetima prilikom istraživanja i pisanja rada.*

*Mojim kolegama Goranu, Vasi, Norbertu i Slobodanu veliko hvala na pomoći i izvanrednoj atmosferi koja mi je značajno olakšala rad na doktorskoj disertaciji.*

*Zahvalnost dugujem i mojim drugarima i prijateljima koji su uvek imali razumevanja za moje ambicije i koji su mi opravdali sve izostanke.*

*Na kraju, najveću zahvalnost upućujem mojoj porodici, roditeljima Mandi i Nikoli i sestri Aleksandri, na bezrezervnoj podršci i ljubavi i svemu onome što su učinili da danas budem to što jesam.*

*Nikolina*

# Sadržaj

<b>Glava 1 Uvod</b>	<b>1</b>
<b>Glava 2 Teorijske osnove projektovanja multi-band filtara</b>	<b>5</b>
2.1 Klasičan pristup projektovanju filtara	6
2.1.1 Sinteza filtarske funkcije	6
2.1.2 Sinteza matrice sprezanja	9
2.1.3 Fizička realizacija filtra	16
2.2 Analiza simetričnih mreža	22
2.3 Multi-mod rezonatori	26
2.3.1 Dual-mod rezonatori sa perturbacijama	27
2.3.2 Dual-mod i tri-mod rezonatori sa stepenasto promenljivom impedansom	29
2.3.3 Dual-mod rezonator opterećen stubom	37
2.4 Zaključak	40
<b>Glava 3 Metode projektovanja dual-band filtara</b>	<b>41</b>
3.1 Projektovanje dual-band filtara klasičnim pristupom	42
3.2 Projektovanje dual-band filtara uvođenjem transmisionne nule u odziv singl-band filtra	50
3.3 Projektovanje dual-band filtara korišćenjem dual-mod rezonatora	52
3.3.1 Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorima sa perturbacijama	52
3.3.2 Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorima sa stepenasto promenljivom impedansom	55
3.3.3 Dual-band filtri sa rezonatorima opterećenim stubom	59
3.3.4 Dual-band filtri sa rezonatorima sa stepenasto promenljivom impedansom koji su opterećeni stubom (SI-SLR)	61
3.4 Projektovanje dual-band filtara korišćenjem dva singl-band filtra	62
3.5 Ostale metode projektovanja dual-band filtara	67
3.6 Zaključak	69
<b>Glava 4 Metode projektovanja tri-band filtara</b>	<b>72</b>
4.1 Projektovanje tri-band filtara klasičnim pristupom	73
4.2 Projektovanje tri-band filtara uvođenjem transmisionne nule u prenosnu funkciju filtra	74
4.3 Projektovanje tri-band filtara korišćenjem multi-mod rezonatora	76
4.3.1 Tri-band filtri sa dual-mod rezonatorima sa perturbacijama	77

4.3.2	Tri-band filtri sa tri-mod rezonatorima sa stepenasto promenljivom impedansom	77
4.3.3	Tri-band filtri sa rezonatorima opterećenim stubom	79
4.3.4	Tri-band filtri sa rezonatorima sa stepenasto promenljivom impedansom koji su opterećeni stubom (SI-SLR)	80
4.4	Projektovanje tri-band filtara korišćenjem singl-band i dual-band filtara	80
4.5	Ostale metode projektovanja tri-band filtara	81
4.6	Zaključak	83
<b>Glava 5 Fraktalne krive</b>		<b>84</b>
5.1	Osobine fraktala	84
5.2	Hilbertova fraktalna kriva	86
5.3	Zaključak	88
<b>Glava 6 Dual-band filtar sa dual-mod rezonatorom na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive</b>		<b>89</b>
6.1	LTCC tehnologija	90
6.2	Dual-band filtar sa dual-mod rezonatorom na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive	96
6.2.1	Konfiguracija dual-mod rezonatora na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive	96
6.2.2	Analiza elektromagnetskog ponašanja rezonatora	96
6.2.3	Uticaj različitih geometrijskih parametara na performanse rezonatora	100
6.2.4	Fabrikacija i rezultati merenja	104
6.2.5	Poređenje sa drugim dual-band filtrima realizovanim u LTCC tehnologiji	110
6.3	Zaključak	110
<b>Glava 7 Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorom na bazi Hilbertove fraktalne krive drugog reda</b>		<b>112</b>
7.1	Konfiguracija dual-mod rezonatora na bazi Hilbertove fraktalne krive drugog reda	113
7.2	Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorima na bazi Hilbertove fraktalne krive drugog reda	119
7.2.1	Dual-band filtar sa rezonatorima spregnutim krajevima	120
7.2.2	Dual-band filtar sa bočno spregnutim rezonatorima	123
7.3	Fabrikacija i rezultati merenja	126
7.4	Poređenje sa drugim publikovanim dual-band filtrima koji rade na 2.4/3.5 GHz	129
7.5	Zaključak	129



<b>Glava 8 Dual-band i tri-band filtri na bazi <math>\lambda/4</math> rezonatora</b>	<b>131</b>
8.1 Dual-band filter sa $\lambda/4$ rezonatorima	132
8.1.1 Konfiguracija i analiza ponašanja dual-band filtra	132
8.1.2 Ilustracija primenljivosti predloženog pristupa projektovanju dual-band filtra	140
8.1.3 Fabrikacija i rezultati merenja	145
8.1.4 Poređenje sa drugim publikovanim dual-band filtrima	146
8.2 Tri-band filter sa $\lambda/4$ rezonatorima	147
8.2.1 Konfiguracija i analiza ponašanja tri-band filtra	147
8.2.2 Fabrikacija i rezultati merenja	152
8.2.3 Poređenje sa drugim publikovanim tri-band filtrima	153
8.3 Zaključak	154
<b>Glava 9 Tri-band filter baziran na Hilbert-fork rezonatoru</b>	<b>156</b>
9.1 Konfiguracija Hilbert-fork rezonatora	157
9.2 Tri-band filter propusnik opsega na bazi Hilbert-fork rezonatora	163
9.2.1 Konfiguracija i projektovanje tri-band filtra propusnika opsega	163
9.2.2 Fabrikacija i rezultati merenja	166
9.2.3 Poređenje sa drugim publikovanim tri-band filtrima	168
9.3 Tri-band filter nepropusnik opsega na bazi Hilbert-fork rezonatora	168
9.3.1 Konfiguracija i projektovanje tri-band filtra nepropusnika opsega	169
9.3.2 Fabrikacija i rezultati merenja	171
9.4 Zaključak	171
<b>Glava 10 Zaključak</b>	<b>174</b>
<b>Dodatak A Dijagrami i tabele sa vrednostima elemenata za projektovanje filtera sa Čebiševljevim i maksimalno ravnim odzivom</b>	<b>178</b>
<b>Dodatak B Podaci proizvođača DuPont za korišćene dielektrične i provodne materijale</b>	<b>182</b>
<b>Literatura</b>	<b>189</b>

# Spisak slika

Slika 2.1	Uopšteni model niskopropusnog prototipa filtra: (a) šant-serijska kofiguracija, (b) serijska-šant konfiguracija.	10
Slika 2.2	Mreža prototipa filtra propusnika opsega sa višestrukim spregama: (a) klasični model, (b) izmenjeni model koji uključuje FIR elemente.	12
Slika 2.3	Pojednostavljen model mreže prototipa filtra propusnika opsega sa višestrukim spregama.	13
Slika 2.4	$N+2$ mreža sa višestrukim spregama sa paralelnim niskopropusnim rezonatorima.	14
Slika 2.5	(a) Model kola sa dva spregnuta rezonatora, (b) ekvivalentno kolo dva rezonatora spregnutih induktivnom spregom, (c) polovina kola zatvorena magnetskim zidom (parno kolo), (d) polovina kola zatvorena električnim zidom (neparno kolo).	17
Slika 2.6	(a) Ekvivalentno kolo dva rezonatora spregnutih kapacitivnom spregom, (b) polovina kola zatvorena magnetskim zidom (parno kolo), (c) polovina kola zatvorena električnim zidom (neparno kolo).	18
Slika 2.7	Određivanja vrste sprege između rezonatora na osnovu faznog odziva $S_{21}$ : (a) magnetska sprega, (b) električna sprega.	19
Slika 2.8	Ekvivalentno kolo ulazne sprege i prvog rezonatora u filtru.	20
Slika 2.9	(a) Dvopristupna simetrična mreža, (b) simetrična mreža sa parnom pobudom, (c) simetrična mreža sa neparnom pobudom.	22
Slika 2.10	Dvopristupna mreža sa prikazanim impedansama pristupa.	23
Slika 2.11	(a) Skica $\lambda/2$ mikrostrip rezonatora, (b) ekvivalentno kolo $\lambda/2$ mikrostrip rezonatora, (c) ekvivalentno kolo $\lambda/2$ mikrostrip rezonatora za parnu pobudu, (d) ekvivalentno kolo $\lambda/2$ mikrostrip rezonatora za neparnu pobudu.	24
Slika 2.12	Raspodela struja u mikrostrip rezonatoru na: (a) osnovnom (neparnom) harmoniku, (b) prvom višem (parnom) harmoniku.	26
Slika 2.13	(a) Dual-mod mikrostrip rezonator modelovan kao šupljina, (b) ekvivalentno kolo dual-mod rezonatora.	27
Slika 2.14	Tipični dual-mod rezonatori sa perturbacijama: (a) kružni disk, (b) kvadratni peč, (c) kružni prsten, (d) kvadratni prsten, (e) meandrirani prsten.	28
Slika 2.15	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [6], (b) odziv filtra.	29
Slika 2.16	Struktura rezonatora sa stepenasto promenljivom impedansom.	30

Slika	2.17	Ekvivalentno kolo rezonatora sa stepenasto promenljivom impedansom za: (a) parnu pobudu, (b) neparnu pobudu.	31
Slika	2.18	Zavisnost $\theta_T$ od $\theta_I$ za različite vrednosti $K$ .	32
Slika	2.19	Odnosi osnovnog i viših harmonika za različite vrednosti $K$ .	33
Slika	2.20	(a) Struktura SIR strukture sa označenim geometrijskim parametrima, (b) odziv strukture za različite vrednosti $K$ .	33
Slika	2.21	Raspodela struja SIR-a za: (a) prvi (neparni) mod, (b) drugi (parni) mod.	34
Slika	2.22	Struktura SIR sa tri segmenta sa različitim impedansama.	35
Slika	2.23	Ekvivalentno kolo SIR-a sa tri segmenta sa različitim impedansama za (a) parnu pobudu, (b) neparnu pobudu.	35
Slika	2.24	(a) Struktura SIR strukture sa tri segmenta sa različitim impedansama sa označenim geometrijskim parametrima, (b) odziv strukture za različite vrednosti $K_1$ , (c) odziv strukture za različite vrednosti $K_2$ .	36
Slika	2.25	Raspodela struja SIR-a sa tri segmenta sa različitim impedansama za: (a) prvi (neparni) mod, (b) drugi (parni) mod, (c) treći (neparni) mod.	37
Slika	2.26	Struktura rezonatora opterećenog stubom.	38
Slika	2.27	(a) Ekvivalentno kolo SLR-a za parnu pobudu, (b) ekvivalentno kolo SLR-a za neparnu pobudu.	38
Slika	2.28	Odzivi SLR-a za različite vrednosti $l_r$ i $l_s$ .	39
Slika	2.29	Raspodela struja SLR-a za: (a) prvi (parni) mod, (b) drugi (neparni) mod.	39
Slika	3.1	Niskopropusni prototip simetričnog dual-band filtra.	43
Slika	3.2	Normalizovani prototip multi-band filtra.	45
Slika	3.3	Tipična filtarska funkcija sa označenim kritičnim učestanostima.	45
Slika	3.4	(a) Konfiguracija filtra četvrtog reda predloženog u [18], (b) konfiguracija filtra osmog reda predloženog u [18], (c) odzivi filtera.	45
Slika	3.5	Konfiguracija dual-band filtra predloženog u [19].	47
Slika	3.6	Odziv dual-band filtra predloženog u [19].	47
Slika	3.7	(a) Konfiguracija filtra četvrtog reda predloženog u [21], (b) konfiguracija filtra šestog reda predloženog u [21], (c) odzivi filtera.	49
Slika	3.8	Fabrikovano kolo dual-band filtra predloženog u [24].	51
Slika	3.9	Odziv filtra predloženog u [24].	51
Slika	3.10	Šema dual-band filtra predloženog u [25].	51

Slika	3.11	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [26], (b) odziv filtra.	53
Slika	3.12	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [29], (b) odziv filtra.	54
Slika	3.13	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [37], (b) odziv filtra.	56
Slika	3.14	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [40], (b) odziv filtra.	56
Slika	3.15	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [42], (b) odziv filtra.	57
Slika	3.16	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [49], (b) odziv filtra.	58
Slika	3.17	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [55], (b) odziv filtra.	58
Slika	3.18	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [56], (b) odziv filtra.	60
Slika	3.19	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [66], (b) odziv filtra.	61
Slika	3.20	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [69], (b) odziv filtra.	62
Slika	3.21	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [81], (b) odziv filtra.	63
Slika	3.22	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [97], (b) odziv filtra.	65
Slika	3.23	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [100], (b) odziv filtra.	65
Slika	3.24	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [109], (b) odziv filtra.	66
Slika	4.1	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [136], (b) odziv filtra.	74
Slika	4.2	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [137], (b) odziv filtra.	75
Slika	4.3	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [138], (b) odziv filtra.	76
Slika	4.4	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [141], (b) odziv filtra.	78
Slika	4.5	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [144], (b) odziv filtra.	79
Slika	4.6	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [149], (b) odziv filtra.	80
Slika	4.7	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [151], (b) odziv filtra.	81
Slika	4.8	(a) Konfiguracija filtra predloženog u [160], (b) odziv filtra.	82
Slika	5.1	Fraktalne krive čija je dimenzija jednaka 2: (a) Peanova kriva, (b) Hilbertova kriva, (c) kriva Sierpinskog.	86
Slika	5.2	(a) Hilbertova fraktalna kriva prvog reda, (b) generisanje krive drugog reda, (c) Hilbertova fraktalna kriva drugog reda, (d) Hilbertova fraktalna kriva trećeg reda, (e) Hilbertova fraktalna kriva četvrtog reda.	87
Slika	5.3	Šematski prikaz 3-D Hilbertove fraktalne krive.	88
Slika	6.1	Proces izrade komponenti u LTCC tehnologiji.	91
Slika	6.2	Ilustracija procesa nanošenja provodne paste.	92
Slika	6.3	Skica donje ploče kalupa sa četiri referentna pina.	93
Slika	6.4	Tipičan profil pečenja dielektrične trake za LTCC fabrikaciju.	95
Slika	6.5	(a) Izgled rezonatora na bazi 3-D Hilbertovog pre-fraktala, (b) poprečni presek rezonatora, (c) izgled provodnih slojeva od	97

		gornjeg ka donjem.	
Slika	6.6	Odziv 3-D Hilbertovog rezonatora.	98
Slika	6.7	Raspodela (a) $E$ polja na prvoj rezonanci, (b) $E$ polja na drugoj rezonanci, (c) $H$ polja na prvoj rezonanci, (d) $H$ polja na drugoj rezonanci.	99
Slika	6.8	Pojednostavljeni prikaz: (a) $E$ polja na prvoj rezonanci, (b) $E$ polja na drugoj rezonanci, (c) $H$ polja na prvoj rezonanci, (d) $H$ polja na drugoj rezonanci.	100
Slika	6.9	Uticaj širine provodne linije $w$ i razmaka između linija $g$ na performanse rezonatora.	101
Slika	6.10	Uticaj debljine dielektričnih slojeva na performanse rezonatora.	102
Slika	6.11	Uticaj parametra $H_b$ na performanse rezonatora.	103
Slika	6.12	Formirani otvori u dielektričnim trakama za vie koje povezuju: (a) treći i četvrti, (b) drugi i treći, (c) prvi i drugi provodni sloj.	105
Slika	6.13	Napunjeni kanali veza koji povezuju: (a) treći i četvrti, (b) drugi i treći, (c) prvi i drugi provodni sloj.	106
Slika	6.14	Mikroskopske slike popunjenih kanala veza: (a) veze koje povezuju treći i četvrti provodni sloj, (b) veze koje povezuju drugi i treći provodni sloj.	106
Slika	6.15	Izgled provodnih slojeva nakon nanošenja provodne paste: (a) provodni sloj 4, (b) provodni sloj 3, (c) provodni sloj 2, (d) provodni sloj 1.	107
Slika	6.16	Izgled strukture nakon presovanja.	107
Slika	6.17	Profil pečenja dielektrične trake DuPont 951 Green Tape.	108
Slika	6.18	Izgled fabrikovanog filtarskog kola.	108
Slika	6.19	Poređenje odziva simuliranog i fabrikovanog filtarskog kola.	109
Slika	7.1	Konfiguracija predloženog dual-mod rezonatora na bazi Hilbertove fraktalne krive.	113
Slika	7.2	Ekvivalentno kolo za: (a) parnu pobudu, (b) neparnu pobudu.	114
Slika	7.3	Uticaj promene parametara $l_L$ i $l_S$ na poziciju : (a) prve rezonantne učestanosti, (b) druge rezonantne učestanosti.	117
Slika	7.4	Raspodela struja u rezonatoru na: (a) prvoj rezonantnoj učestanosti, (b) drugoj rezonantnoj učestanosti.	118
Slika	7.5	Dual-band filtar sa rezonatorima spregnutim krajevima: (a) konfiguracija, (b) odziv.	120
Slika	7.6	Dual-band filtar sa rezonatorima spregnutim krajevima sa produženim uvodnim linijama: (a) konfiguracija, (b) odziv.	121
Slika	7.7	Raspodela struja u filtru na učestanosti na kojoj se javlja	122

		transmisiona nula.	
Slika	7.8	Dual-band filtar sa bočno spregnutim rezonatorima: (a) prvi tip konfiguracije, (b) drugi tip konfiguracije, (c) odzivi dve konfiguracije.	123
Slika	7.9	Sprega između provodnih linija: (a) antiparalelna, (b) paralelna.	124
Slika	7.10	Raspodela struja u filtru za: (a) prvu konfiguraciju, (b) drugu konfiguraciju.	125
Slika	7.11	Konačni dual-band filtar sa bočno spregnutim rezonatorima: (a) konfiguracija, (b) odziv.	125
Slika	7.12	Dual-band filtar sa rezonatorima spregnutim krajevima: (a) fotografija fabrikovanog kola, (b) poređenje odziva simuliranog i fabrikovanog kola.	127
Slika	7.13	Dual-band filtar sa bočno spregnutim rezonatorima: (a) fotografija fabrikovanog kola, (b) poređenje odziva simuliranog i fabrikovanog kola.	128
Slika	8.1	a) Konfiguracija predloženog dual-band filtra, (b) singl-band filtar sa propusnim opsegom na učestanosti $f_1$ , (c) singl-band filtar sa propusnim opsegom na učestanosti $f_2$ .	133
Slika	8.2	Odzivi projektovanih singl-band filtara i inicijalnog dual-band filtra.	136
Slika	8.3	Odziv konačnog dual-band filtra.	137
Slika	8.4	Uticaj dimenzija via na odziv dual-band filtra.	138
Slika	8.5	Ekvivalentno kolo dual-band filtra za: (a) parnu pobudu, (b) neparnu pobudu.	139
Slika	8.6	Nazavisno variranje širine: (a) prvog, (b) drugog propusnog opsega.	141
Slika	8.7	Dual-band filtar četvrtog reda: (a) konfiguracija, (b) odziv.	142
Slika	8.8	Dual-band filtar za rad na učestanostima 3.5/5.2 GHz: (a) konfiguracija, (b) odziv.	144
Slika	8.9	Dual-band filtar za rad na učestanostima 2.4/3.5 GHz: (a) fotografija fabrikovanog kola, (b) poređenje odziva simuliranog i fabrikovanog kola.	145
Slika	8.10	Konfiguracija predloženog tri-band filtra.	148
Slika	8.11	Odziv predloženog tri-band filtra.	149
Slika	8.12	Uticaj parametra $t$ na odziv filtra.	150
Slika	8.13	Ekvivalentno kolo tri-band filtra za: (a) parnu pobudu, (b) neparnu pobudu.	151
Slika	8.14	Tri-band filtar: (a) fotografija fabrikovanog kola, (b) poređenje odziva simuliranog i fabrikovanog kola.	152
Slika	9.1	Konfiguracija predloženog Hilbert-fork rezonatora.	157

Slika 9.2	Ekvivalentno kolo za: (a) parnu pobudu za fork rezonator, (b) neparnu pobudu za fork rezonator, (c) parnu pobudu za Hilbert rezonator, (d) neparnu pobudu za Hilbert rezonator.	158
Slika 9.3	Uticaj parametra $d_F$ na odziv fork rezonatora.	160
Slika 9.4	Uticaj parametra $l_F$ na odziv fork rezonatora.	160
Slika 9.5	Raspodela struja u fork rezonatoru na: (a) prvoj rezonantnoj učestanosti, (b) drugoj rezonantnoj učestanosti.	161
Slika 9.6	Uticaj parametra $l_H$ na odziv Hilbertovog rezonatora.	162
Slika 9.7	Raspodela struja u Hilbertovom rezonatoru na: (a) prvoj rezonantnoj učestanosti, (b) drugoj rezonantnoj učestanosti.	162
Slika 9.8	Konfiguracija predloženog tri-band filtra propusnika opsega.	165
Slika 9.9	Odziv predloženog tri-band filtra propusnika opsega.	165
Slika 9.10	Tri-band filter propusnik opsega: (a) fotografija fabrikovanog kola, (b) uveličan detalj fotografije pod (a), (c) poređenje odziva simuliranog i fabrikovanog kola.	167
Slika 9.11	Konfiguracija predloženog tri-band filtra nepropusnika opsega.	170
Slika 9.12	Odziv predloženog tri-band filtra nepropusnika opsega.	170
Slika 9.13	Tri-band filter nepropusnik opsega: (a) fotografija fabrikovanog kola, (b) uveličan detalj fotografije pod (a), (c) poređenje odziva simuliranog i fabrikovanog kola.	172
Slika A.1	Dijagram za projektovanje filtra sa maksimalno ravnom karakteristikom.	179
Slika A.2	Dijagram za projektovanje filtra sa Čebiševljevom karakteristikom (talasanje u propusnom opsegu 0.5 dB).	180
Slika A.3	Dijagram za projektovanje filtra sa Čebiševljevom karakteristikom (talasanje u propusnom opsegu 3 dB).	181

# Spisak tabela

Tabela 2.1	Transformacije iz niskopropusnog prototipa kola	11
Tabela 6.1	Pregled osobina nekih od najčešće korišćenih dielektričnih traka	94
Tabela 6.2	Pregled osobina provodnih pasti proizvođača Ferro i DuPont	95
Tabela 6.3	Karakteristike rezonatora sa različitim vrednostima $w$ i $g$	101
Tabela 6.4	Karakteristike struktura sa različitim vrednostima $H$	103
Tabela 6.5	Karakteristike simuliranog i fabrikovanog filtarskog kola	109
Tabela 6.6	Poređenje karakteristika predloženog filtra sa drugim dual-band filtrima realizovanim u LTCC tehnologiji	110
Tabela 7.1	Karakteristike rezonatora sa istim ukupnim dimenzijama i različitim odnosom $w/g$	118
Tabela 7.2	Geometrijski parametri polaznog i konačnog filtra sa rezonatorima spregnutim krajevima	122
Tabela 7.3	Karakteristike konačnog filtra sa rezonatorima spregnutim krajevima	122
Tabela 7.4	Geometrijski parametri filtra sa bočno spregnutim rezonatorima	126
Tabela 7.5	Karakteristike konačnog filtra sa bočno spregnutim rezonatorima	126
Tabela 7.6	Karakteristike simuliranog i fabrikovanog kola filtra sa rezonatorima spregnutim krajevima	127
Tabela 7.7	Karakteristike simuliranog i fabrikovanog kola filtra sa bočno spregnutim rezonatorima	128
Tabela 7.8	Poređenje predloženih filtara sa drugim dual-band filtrima koji rade na istim učestanostima	129
Tabela 8.1	Geometrijski parametri projektovanih singl-band filtara i konačne dual-band strukture	136
Tabela 8.2	Karakteristike konačnog dual-band filtra	137
Tabela 8.3	Faktor dobrote i koeficijenti sprezanja za dual-band filter četvrtog reda	142
Tabela 8.4	Geometrijski parametri dual-band filtra četvrtog reda	143
Tabela 8.5	Karakteristike dual-band filtra četvrtog reda	143
Tabela 8.6	Geometrijski parametri dual-band filtra za rad na učestanostima	143



### 3.5/5.2 GHz

Tabela 8.7	Karakteristike dual-band filtra za rad na učestanostima 3.5/5.2 GHz	144
Tabela 8.8	Karakteristike simuliranog i fabrikovanog kola dual-band filtra	146
Tabela 8.9	Poređenje predloženog filtra sa drugim dual-band filtrima	146
Tabela 8.10	Geometrijski parametri tri-band filtra	149
Tabela 8.11	Karakteristike predloženog tri-band filtra	149
Tabela 8.12	Karakteristike simuliranog i fabrikovanog kola tri-band filtra	153
Tabela 8.13	Poređenje predloženog filtra sa drugim tri-band filtrima	153
Tabela 9.1	Geometrijski parametri tri-band filtra propusnika opsega	165
Tabela 9.2	Karakteristike tri-band filtra propusnika opsega	166
Tabela 9.3	Karakteristike simuliranog i fabrikovanog kola tri-band filtra propusnika opsega	168
Tabela 9.4	Poređenje predloženog filtra sa drugim tri-band filtrima	169
Tabela 9.5	Karakteristike tri-band filtra nepropusnika opsega	170
Tabela 9.6	Karakteristike simuliranog i fabrikovanog kola tri-band filtra nepropusnika opsega	171
Tabela A.1	Vrednosti elemenata niskopropusnog prototipa filtra sa maksimalno ravnom karakteristikom	179
Tabela A.2	Vrednosti elemenata niskopropusnog prototipa filtra sa Čebiševljevom karakteristikom (talasanje u propusnom opsegu 0.5 dB)	180
Tabela A.3	Vrednosti elemenata niskopropusnog prototipa filtra sa Čebiševljevom karakteristikom (talasanje u propusnom opsegu 3 dB)	181

# Glava 1

## Uvod

---

U poslednjoj deceniji došlo je do veoma brzog razvoja bežičnih komunikacionih sistema koji je praćen pojavom različitih bežičnih servisa, tehnologija i standarda. Učestanosti na kojima rade bežični sistemi pripadaju milimetarskom i mikrotalasnom opsegu što je posledica činjenice da je ovaj deo spektra slabo naseljen kao i činjenice da se u ovom delu spektra mogu ostvariti velike širine opsega signala.

Bežične tehnologije kao što su GSM (fran. *Groupe Spécial Mobile*), WLAN (engl. *Wireless Local Area Network*) i WiMAX (engl. *Worldwide Interoperability for Microwave Access*) predstavljaju najpoznatije i najrasprostranjenije tehnologije koje pružaju različite servise velikom broju korisnika. Samim tim, veliki deo istraživanja u oblasti bežičnih komunikacija okrenut je ka razvoju i unapređenju ovih tehnologija. WLAN i WiMAX tehnologije bazirane su na standardima IEEE 802.11 odnosno IEEE 802.16 koji određuju radne učestanosti kao i širine opsega signala kojima se prenose informacije.

Nagli razvoj sistema za bežične komunikacije uslovio je i potrebu za stalnim unapređenjem mikrotalasnih komponenti kada su u pitanju njihova cena, kompaktnost i performanse.

Sastavni deo svakog uređaja namenjenog za rad na RF i mikrotalasnim učestanostima su pasivna kola kao što su rezonatori i filtri i ona predstavljaju osnovnu prepreku za minijaturizaciju i unapređenje performansi uređaja za bežičnu komunikaciju. Istovremeno, zbog sve manjeg broja dostupnih učestanosti u spektru, pred filtre se postavlja i zahtev za radom na više proizvoljno odabranih učestanosti, za razliku od ranije korišćenih harmonika.

Stoga je poslednjih godina značajna pažnja posvećena razvoju minijaturnih filtara visokih performansi koji rade na dve ili više različitih učestanosti (engl. *multi-band*). Međutim, projektovanje ovakvih filtara prati nekoliko značajnih problema. Kao i kod filtara koji rade na jednoj učestanosti (engl. *single-band*), male dimenzije i visoke performanse su kontradiktorni zahtevi. Štaviše, kod multi-band filtara ovaj problem dodatno dobija na težini s obzirom na to da je uskopojasnost, malo uneseno slabljenje i dobru selektivnost potrebno istovremeno obezbediti u dva ili više opsega sa veoma bliskim centralnim učestanostima. Otežavajuću okolnost predstavlja i

činjenica da u teoriji filtara postoji samo mali broj procedura za projektovanje multi band filtara pa se projektovanje u značajnoj meri oslanja na optimizaciju različitih geometrijskih parametara u topologiji filtra.

Većina filtara namenjenih za rad na RF i mikrotalasnim učestanostima realizuju se ili u talasovodnoj ili u planarnim arhitekturama. Međutim, talasovodi nisu pogodni za primenu u kompaktnim uređajima zbog svoje veličine pa su planarne arhitekture, kao što su mikrostrip, suspended substrate stripline i koplanarni talasovod, danas osnova za projektovanje kompaktnih filtara.

Naučni doprinos ove disertacije predstavljaju pet novih konfiguracija mikrostrip multi-band filtara. Tri konfiguracije prikazane u disertaciji predstavljaju filtre koji rade na dve različite učestanosti (engl. *dual-band*), a pored njih predstavljena su i dva filtra za rad na tri različite učestanosti (engl. *tri-band*). Prvi dual-band filtar baziran je na konvencionalnom  $\lambda/2$  rezonatoru koji je realizovan u višeslojnoj arhitekturi čime su stvoreni mehanizmi koji omogućavaju nezavisnu kontrolu rezonantnih učestanosti osnovnog i prvog višeg harmonika. Drugi dual-band filtar je realizovan korišćenjem klasičnih dual-mod rezonatora, dok je treća dual-band struktura bazirana na dva singl-band filtra od kojih se svaki sastoji od para savijenih  $\lambda/4$  rezonatora.

Uvođenjem dodatnih provodnih segmenata u dual-band filtar baziran na  $\lambda/4$  rezonatorima formiran je novi filtar koji daje tri-band odziv. Peta struktura predložena u ovoj tezi je tri-band filtar realizovan korišćenjem dva dual-mod rezonatora.

Disertacija obuhvata projektovanje uz pomoć računara (CAD), simulaciju i optimizaciju novih filtara, kao i detaljnu analizu njihovog ponašanja. Takođe, disertacijom su obuhvaćeni i fabrikacija struktura, merenje odziva fabrikovanih kola i analiza dobijenih rezultata.

Projektovanje filtra realizovanog u višeslojnoj arhitekturi izvršeno je korišćenjem programskih paketa *HFSS* ver. 9 i *CST Studio 2011*, dok su preostale konfiguracije projektovane uz pomoć programskih paketa *Microwave Office 2008* i *Sonnet* ver. 13. Višeslojni dual-band filtar fabrikovan je u LTCC (engl. *Low Temperature Cofired Ceramics*) tehnologiji, dok su ostali filtri fabrikovani u standardnoj tehnologiji štampanih ploča (engl. *Printed Circuit Board, PCB*).

Ova disertacija organizovana je na sledeći način:

Nakon uvoda sledi druga glava u kojoj su prikazane teorijske osnove projektovanja multi-band filtara. U prvom delu glave analizirani su najvažniji aspekti klasičnog pristupa projektovanju filtara koji predstavlja analitičku metodu i univerzalnu tehniku za projektovanje singl-band filtara. Drugi deo daje prikaz metode parne i neprane pobude koja se veoma često koristi u analizi simetričnih struktura, dok je poslednje poglavlje posvećeno multi-mod rezonatorima - strukturama koje podržavaju istovremeno prostiranje dva ili više modova čije rezonantne učestanosti

međusobno ne predstavljaju harmonike i koje zbog svoje prirode nalaze veliku primenu u multi-band filtrima.

Treća glava daje pregled pristupa projektovanju dual-band filtara koji su dostupni u savremenoj literaturi. Prvi pristup oslanja se na klasični pristup projektovanju filtara i njemu je posvećeno prvo poglavlje treće glave. U drugom delu analiziran je pristup koji podrazumeva uvođenje transmisionne nule u prenosnu funkciju singl-band filtra radi formiranja dual-band odziva. Treće poglavlje posvećeno je dual-band filtrima koji su projektovani korišćenjem dual-mod rezonatora, dok je u četvrtom poglavlju predstavljen metod koji podrazumeva projektovanje dual-band filtara pomoću dva singl-band filtra. Poslednje poglavlje posvećeno je metodama koje se razlikuju od prethodne četiri po arhitekturi filterskog kola i/ili tehnologiji fabrikacije koja se primenjuje, kao što su na primer realizacija filterskih struktura u višeslojnoj arhitekturi ili realizacija filterskih struktura sa superprovodnim materijalima.

U četvrtoj glavi analizirane su metode projektovanja tri-band filtara koje se javljaju u savremenoj literaturi. Slično kao u slučaju dual-band filtara mogu se izdvojiti četiri metode za projektovanje. Metoda na bazi klasičnog pristupa projektovanju filtara kao i metoda koja podrazumeva uvođenje transmisionih nula istovetne su odgovarajućim metodama korišćenim za projektovanje dual-band filtara. U prva dva poglavlja četvrte glave dat je kratak pregled tri-band filtara koji su realizovani ovim metodama. Treće poglavlje posvećeno je metodi koja se bazira na korišćenju multi-mod rezonatora, dok je u četvrtom poglavlju predstavljen pristup koji podrazumeva kombinovanje singl-band i dual-band filtara radi realizacije odziva sa tri propusna opsega. U okviru poslednjeg poglavlja dat je pregled tri-band filtara koji su realizovani drugačijim metodama u smislu arhitekture filterskog kola i/ili tehnologije fabrikacije.

Kako su u ovoj disertaciji predloženi rezonatori koji koriste Hilbertovu fraktalnu krivu, u glavi pet dati su osnovni pojmovi vezani za fraktalne krive sa posebnim osvrtom na Hilbertovu fraktalnu krivu.

U naredne četiri glave predstavljeni su najvažniji naučni doprinosi ove doktorske disertacije.

U glavi šest prikazan je rezonator na bazi trodimenzionalne (3-D) Hilbertove fraktalne krive koji se ponaša kao dual-mod rezonator. Pokazano je da, zahvaljujući strukturi rezonatora, postoje specifični mehanizmi koji omogućavaju da se odnos prve i druge rezonantne učestanosti menja u širokom opsegu, odnosno da se centralne učestanosti prvog i drugog propusnog opsega menjaju skoro nezavisno. Zbog dual-mod prirode ponašanja i kompaktne strukture, 3-D Hilbertov rezonator je dobar kandidat za realizaciju minijaturnih dual-band filtara pa je korišćenjem LTCC tehnologije realizovano dual-band filtersko kolo zasnovano na predloženom rezonatoru.

Sedma glava posvećena je novom dual-mod rezonatoru na bazi dvodimenzionalne Hilbertove fraktalne krive drugog reda. Dual-mod rezonator formiran je serijskim spajanjem dve Hilbertove krive drugog reda. Zahvaljujući specifičnoj konfiguraciji rezonatora, pokazano je da se njegove dve rezonantne učestanosti mogu nezavisno kontrolisati. Ova struktura iskorišćena je za realizaciju dva dual-band filtra koji rade na WLAN 2.4/3.5 GHz opsezima i koji se odlikuju kako kompaktnim dimenzijama, tako i dobrom selektivnošću i malim unesenim slabljenjem.

U osmoj glavi predstavljeni su novi dual-band i tri-band filtri bazirani na  $\lambda/4$  rezonatorima. Predloženi dual-band filter sastoji se od dva singl-band filtra od kojih se svaki sastoji od para savijenih  $\lambda/4$  rezonatora. Na ovaj način realizovana je izuzetno kompaktna dual-band struktura koja se uz to karakteriše i odličnim performansama kao i mogućnošću nezavisne kontrole propusnih opsega. Dalje, pokazano je da se uvođenjem dodatnih provodnih segmenata u strukturu dual-band filtra može formirati par prstenastih  $\lambda/2$  rezonatora koji daju treći propusni opseg. Ovakav tri-band filter takođe se odlikuje veoma malim dimenzijama kao i dobrim performansama i mogućnošću nezavisne kontrole propusnih opsega.

U devetoj glavi prikazane su nove tri-band strukture koje su bazirane na Hilbert-fork rezonatoru. Hilbert-fork rezonator predstavlja multi-mod strukturu koja se sastoji od dva dual-mod rezonatora - jednog koji je baziran na Hilbertovoj fraktalnoj krivoj drugog reda i drugog koji ima oblik viljuške (engl. *fork*). Korišćenjem dva moda Hilbertovog rezonatora i prvog moda fork rezonatora realizovani su tri-band filtri propusnici i nepropusnici opsega za rad na WLAN učestanostima 2.4/3.5/5.2 GHz. Predloženi filter propusnik opsega predstavlja najkompaktniji do sada predloženi planarni tri-band filter, u isto vreme karakterisan izuzetnim performansama u sva tri propusna opsega kao i mogućnošću njihove nezavisne kontrole. Predloženi filter nepropusnik opsega je prvi predloženi tri-band filter nepropusnik opsega za rad na 2.4/3.5/5.2 GHz koji se takođe odlikuje veoma dobrim performansama.

U desetoj glavi dat je opšti zaključak disertacije, iza koga slede prilozi.

U prilogu A dati su dijagrami za projektovanje i tabele sa vrednostima elemenata niskopropusnih prototipova filtera sa Čebiševljevim i maksimalno ravnim odzivom, dok su u prilogu B dati podaci proizvođača DuPont za provodne i dielektrične materijale korišćene u fabrikaciji 3-D Hilbertovog rezonatora.

U nastavku je dat pregled literature koja prati ovaj rad.

## Glava 2

### **Teorijske osnove projektovanja multi-band filtara**

---

Usled sve većih zahteva modernih sistema za bežične komunikacije, poslednjih godina velika pažnja posvećena je razvoju multi-band filtara. Međutim, projektovanje minijaturnih mikrotalasnih filtara za rad na više učestanosti predstavlja zahtevan zadatak iz više razloga.

Filtarsko kolo visokih performansi karakteriše se malim unesenim slabljenjem, visokim povratnim gubicima, dobrim faktorom dobrote i dobrom selektivnošću opsega što je veoma teško ostvariti ukoliko sa pred filtar istovremeno postavlja i zahtev za malim dimenzijama. U slučaju multi-band filtara projektovanje se dodatno usložnjava jer je dobre performanse potrebno istovremeno ostvariti u više opsega i pritom dimenzije kola zadržati u prihvatljivim okvirima.

Istraživanja na polju singl-band mikrotalasnih filtara započeta su sredinom prošlog veka i brojne studije proteklih decenija bile su posvećene razvoju kako rezonatora koji svojom fizičkom konfiguracijom doprinose poboljšanju karakteristika filtra, tako i metoda koje omogućavaju jednostavno i efikasno projektovanje filtara.

Iako projektovanje multi-band filtara zahteva drugačiji pristup u odnosu na projektovanje singl-band konfiguracija, ono se umnogome oslanja na strukture i metode koje su razvijene za singl-band filtre.

Pored najjednostavnijih  $\lambda/2$  i  $\lambda/4$  rezonatora, strukture koje su prvobitno korišćene u singl-band filtrima, a koje su kasnije našle veliku primenu u multi-band konfiguracijama jesu multi-mod rezonatori. Multi-mod rezonatori su strukture koje podržavaju istovremeno prostiranje dva ili više modova čije rezonantne učestanosti međusobno ne predstavljaju harmonike. Pošto se oni ponašaju kao kolo sa dva ili više spregnutih rezonatora, njihovom upotrebom smanjen je broj rezonatora potrebnih za realizaciju željene singl-band filtarskog odziva. U multi-band filtrima našli su primenu jer se rezonance različitih modova mogu koristiti za formiranje propusnih ili nepropusnih opsega filtra.

Klasičan pristup projektovanju filtara jeste analitička metoda koja predstavlja univerzalnu tehniku za projektovanje singl-band filtara. Sa određenim modifikacijama ona se može koristiti i u projektovanju multi-band filtara. Prvi deo ove glave posvećen je analizi najvažnijih aspekata ove metode.

U drugom poglavlju dat je osvrt na metodu parne i neparne pobude koja se

veoma često primenjuje u simetričnim filtarskim konfiguracijama jer omogućava jednostavnu analizu njihovog ponašanja.

Poslednje poglavlje posvećeno je multi-mod rezonatorima - strukturama koje su zbog svoje prirode ponašanja našle veliku primenu kako u singl-band tako i u multi-band filtrima. Prikazana je detaljna analiza osnovnih tipova multi-mod rezonatora.

## **2.1 Klasičan pristup projektovanju filtara**

Klasična teorija filtara definiše osnovne koncepte filtara kao što su filtarske mreže i topologije, prenosne funkcije filtra, niskopropusni prototipovi filtara, filtarski elementi i njihove transformacije. Takođe, klasična teorija filtara služi kao polazna osnova u klasičnom pristupu projektovanju filtara.

Klasičan pristup projektovanju filtara je skoro u potpunosti analitička metoda jer se najvećim delom oslanja na matematičke metode pa samim tim on predstavlja veoma efikasan i moćan aparat kada je u pitanju sinteza filtara. Takođe, ovaj pristup predstavlja univerzalnu tehniku u projektovanju filtara sa spregnutim rezonatorima u smislu da je primenljiv na bilo koji tip rezonatora bez obzira na njegovu fizičku strukturu.

Projektovanje filtara ovom metodom obuhvata tri koraka:

- određivanje reda filtra i filtarske funkcije u skladu sa definisanim specifikacijama
- sintezu matrice sprezanja ili modela kola koji može realizovati zahtevanu filtarsku funkciju
- određivanje tipa filtra (talasovodni, mikrostrip, dielektrični itd.) na osnovu željene veličine, faktora dobrote i snage filtra i određivanje fizičkih dimenzija filtra

U odeljcima koji slede biće opisani i analizirani najvažniji aspekti svakog od koraka.

### **2.1.1 Sinteza filtarske funkcije**

Ponašanje dvoprístupnih mreža u mikrotalasnoj elektronici najčešće se opisuje pomoću koeficijenata refleksije i transmisije koji definišu koji deo snage se prenosi sa ulaza na izlaz. Koeficijenti refleksije i transmisije mogu da se izraze kao:

$$\rho(s) = \frac{F(s)}{E(s)}, \quad (2.1)$$

odnosno

$$t(s) = \frac{P(s)}{E(s)}. \quad (2.2)$$

gde  $s$  predstavlja kompleksnu učestanost [1].  $F(s)$ ,  $P(s)$  i  $E(s)$  su polinomi koji se nazivaju *karakteristični polinomi*. U niskopropusnim prototipovima filtarskih mreža  $F(s)$  je polinom sa realnim koeficijentima čiji koreni leže duž imaginarne ose. Koreni polinoma predstavljaju učestanosti na kojima nijedan deo snage nije reflektovan i oni se nazivaju *refleksionim nulama*.  $P(s)$  je parni polinom sa realnim koeficijentima čiji koreni predstavljaju učestanosti na kojima se sva snaga reflektuje i oni se nazivaju *transmisionim nulama*, dok je  $E(s)$  Hurvicov polinom.

Na sličan način se definišu i parametri rasipanja  $S_{11}$  i  $S_{21}$ :

$$S_{11}(s) = \frac{F(s) / \varepsilon_R}{E(s)}, \quad (2.3)$$

$$S_{21}(s) = \frac{P(s) / \varepsilon}{E(s)}, \quad (2.4)$$

gde su  $\varepsilon$  i  $\varepsilon_R$  konstante koje imaju ulogu u normalizaciji polinoma  $P(s)$  i  $F(s)$  tako da  $|S_{11}(s)| \leq 1$  i  $|S_{21}(s)| \leq 1$  za bilo koju vrednost  $s$ .

Ponašanje filtarske mreže definiše se i kroz *prenosnu* i *karakterističnu funkciju* koje se takođe izražavaju korišćenjem karakterističnih polinoma:

$$H(s) = \frac{E(s)}{P(s)}, \quad (2.5)$$

i

$$K(s) = \frac{F(s)}{P(s)}. \quad (2.6)$$

Najpoznatije filtarske funkcije su Batervortova, Čebiševljeva, eliptična i funkcija sa linearnom fazom.

Odziv Batervortovog filtra karakteriše se maksimalno ravnim odzivom na centralnoj učestanosti propusnog opsega. Niskopropusni prototip Batervortovog filtra ima karakterističnu funkciju koja predstavlja polinom  $n$ -tog reda  $\varepsilon K_n(\omega)$  koji zadovoljava sledeće uslove:



- $K_n(0)=0$
- $K_n(\omega)$  je maksimalno ravan u početnoj tački
- $K_n(1)=\varepsilon$

Argument  $\omega$  predstavlja imaginarni deo kompleksne učestanosti  $s$ .

Odziv Čebiševljevog filtra ima jednako talasanje u propusnom opsegu, dok je odziv u nepropusnom opsegu maksimalno ravan. Karakteristična funkcija niskopropusnog prototipa Čebiševljevog filtra izražena je na sledeći način:

$$|K(j\omega)|^2 = \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \quad (2.7)$$

gde je  $\omega_c$  učestanost odsecanja, a  $T_n$  Čebiševljev polinom:

$$\begin{aligned} T_n(x) &= \cos(n \cos^{-1} x), \\ T_{n+1} &= 2xT_n(x) - T_{n-1}(x), \end{aligned} \quad (2.8)$$

za koji važi

- $T_n$  je paran (neparan) ukoliko je  $n$  paran (neparan)
- nule  $T_n$  se nalaze u intervalu  $-1 < x < 1$
- $T_n$  osciluje između vrednosti  $\pm 1$  na intervalu  $-1 \leq x \leq 1$
- $T_n(1)=1$ .

Odziv eliptičnog filtra se karakteriše jednakim talasanjem i u propusnom i u nepropusnom opsegu, a njegova karakteristična funkcija je izražena na sledeći način:

$$|K(j\omega)|^2 = \left[ \varepsilon R_n\left(\frac{\omega}{\omega_p}, L\right) \right]^2 \quad (2.9)$$

gde je  $\omega_p$  učestanost u kojoj se završava propusni opseg sa jednakim talasanjem, a

$R_n\left(\frac{\omega}{\omega_p}, L\right)$  racionalna funkcija sa sledećim osobinama:

- $R_n$  je paran (neparan) ukoliko je  $n$  paran (neparan)
- nule  $R_n$  se nalaze u intervalu  $-1 < \omega/\omega_p < 1$
- $R_n$  osciluje između vrednosti  $\pm 1$  na intervalu  $-1 < \omega/\omega_p < 1$
- $R_n(1, L)=1$
- $1/R_n$  osciluje između vrednosti  $\pm 1/L$  na intervalu  $|\omega| > \omega_s$ , gde je  $\omega_s$  učestanost na kojoj počinje nepropusni opseg sa jednakim talasanjem.

Filtri sa linearnom fazom imaju barem jedan par nula na realnoj osi u kompleksnoj ravni učestanosti i karakterišu se maksimalno ravnim grupnim kašnjenjem. Poboľšanje grupnog kašnjenja ima za posledicu lošiji amplitudski odziv u odnosu na prethodne tri filtarske funkcije. Karakteristična funkcija Čebiševljevog filtra sa linearnom fazom sa četiri pola ima sledeći oblik:

$$K(s) = \varepsilon \frac{(s^2 + a_1^2)(s^2 + a_2^2)}{(s^2 - b_1^2)}, \quad (2.10)$$

gde je  $b_1$  nula na realnoj osi.

Prvi korak u sintezi funkcije filtra jeste formiranje niskopropusnog prototipa na osnovu zadatih specifikacija filtra. Niskopropusni prototip se potom skaliranjem transformiše u željenu filtarsku funkciju (propusnik niskih učestanosti, propusnik visokih učestanosti, propusnik opsega ili nepropusnik opsega).

Niskopropusni prototip filtra u potpunosti je definisan *kritičnim učestanostima*, tj. nulama i polovima prenosne funkcije. Za većinu tipova filtara koji se javljaju u praksi postoje analitičke metode za određivanje kritičnih učestanosti na osnovu prethodno definisanih specifikacija filtra. Međutim, ove metode su primenljive samo u slučaju dobro definisanih filtarskih funkcija kao što su Čebiševljeva, eliptična i monotono rastuća maksimalno ravna funkcija. U slučaju kada se odziv želi realizovati nekom drugom funkcijom potrebno je izvršiti optimizaciju uz pomoć računara korišćenjem određenih optimizacionih metoda.

Takođe, postoje filtarske funkcije za koje se koriste polu-analitičke metode za sintezu karakterističnih polinoma. Uopšteni Čebiševljev polinom može da se koristi za generisanje filtarske funkcije sa maksimalnim brojem amplitudskih maksimuma u propusnom opsegu uz proizvoljni raspored transmisionih nula. Za ovu filtarsku funkciju,  $P(s)$  se generiše na osnovu željenih transmisionih nula,  $F(s)$  se određuje analitičkom ili rekursivnom metodom, dok se  $E(s)$  generiše korišćenjem jednačine o održanju energije:

$$S_{11}(s)S_{11}(s)^* + S_{21}(s)S_{21}(s)^* = 1 \quad (2.11)$$

### 2.1.2 Sinteza matrice sprezanja

Naredni korak u projektovanju filtara jeste formiranje prototipa električnog kola koji služi kao osnova za fizičku realizaciju filtra. Naime, karakteristični polinomi niskopropusnih prototipova filtara bazirani su na elementima kola sa koncentrisanim parametrima. Konfiguracija kola niskopropusnog prototipa filtra prikazana je na slici 2.1. Upravo ove konfiguracije predstavljaju vezu između filtarske funkcije i fizičke realizacije filtra.

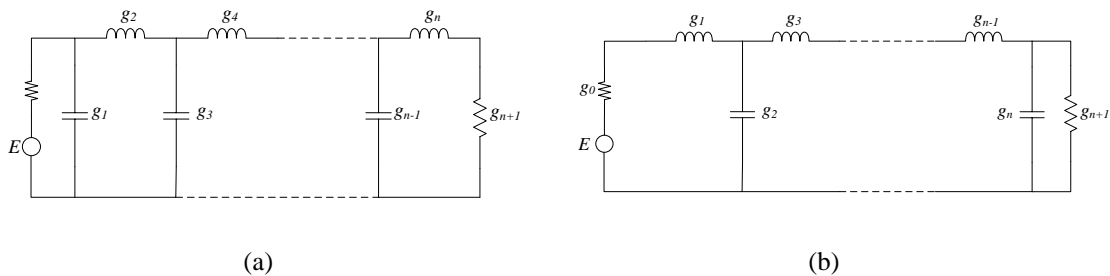
Kada su u pitanju klasični Čebiševljevi i Batervortovi filtri, sinteza niskopropusnog prototipa je veoma jednostavna s obzirom da postoje unificirani dijagrami za projektovanje koji služe za određivanje reda filtra na osnovu specifikacija, kao i tabele sa vrednostima elemenata  $g_k$ . Dijagrami i tabele prikazani su u dodatku A. Takođe, sinteza željenog tipa filtra baziranog na elementima sa koncentrisanim parametrima vrši se veoma jednostavno pomoću transformacija iz niskopropusnog prototipa, tabela 2.1.

Međutim, ukoliko je prenosna funkcija složena tada se prototip kola iz karakterističnih polinoma generiše na nešto složeniji način. U tom slučaju postoje dva načina da se formira prototip - klasičnom metodom sinteze kola ili pomoću matrice sprežanja.

Prva metoda podrazumeva formiranje  $ABCD$  matrice iz karakterističnih polinoma iz koje se potom ekstrahuju elementi kola. Ovaj metod prevazilazi domen ove teze tako da on neće biti detaljnije razmatran.

Druga metoda oslanja se na matricu sprežanja kola. Predstavljanje kola pomoću ovakve matrice je veoma korisno jer se mogu primenjivati operacije na matricama kao što je invertovanje ili transformacija sličnosti. Ove operacije uprošćavaju sintezu i topologiju složenih filtarskih kola. Takođe, elementi matrice sprežanja odgovaraju elementima u fizičkoj realizaciji filtra u smislu električnih karakteristika rezonatora što omogućava jednostavniju analizu filtra.

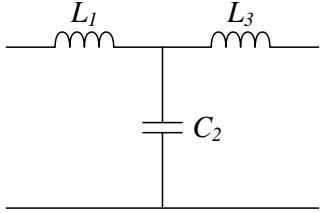
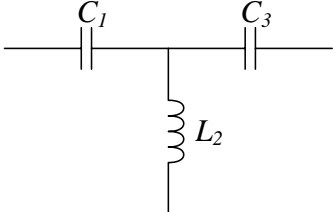
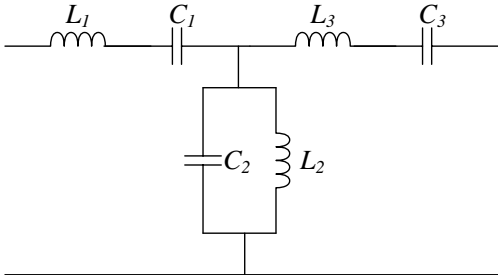
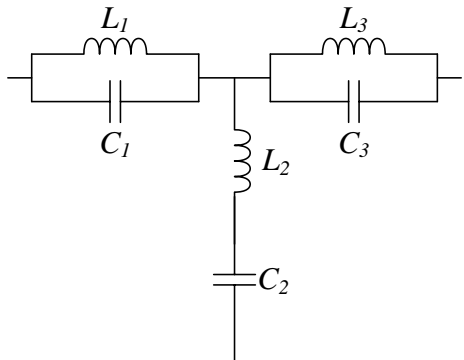
Struktura matrice sprežanja može se objasniti na primeru kola prikazanom na slici 2.2(a). Kolo se sastoji od  $N$  rezonatora koji su spregnuti transformatorima i koji se sastoje od elemenata sa koncentrisanim parametrima. Vrednosti elemenata su  $1\text{ F}$ , odnosno  $1\text{ H}$  pa je rezonantna učestanost rezonatora  $1\text{ rad/s}$ . Takođe, teoretski svaki rezonator je spregnut sa svakim rezonatorom u kolu što je opisano koeficijentima sprežanja  $M_{i,j}$ . Ovo kolo se može predstaviti i na način prikazan na slici 2.2(b) gde su samoinduktivnosti transformatora izdvojene i gde su uvedeni novi elementi  $jB_i$ . Novi elementi su tzv. FIR (engl. *frequency independent reactance*) elementi koji predstavljaju pomeraj rezonantne učestanosti, tj. imaju ulogu u transformaciji iz niskopropusnog prototipa u druge tipove filtara.

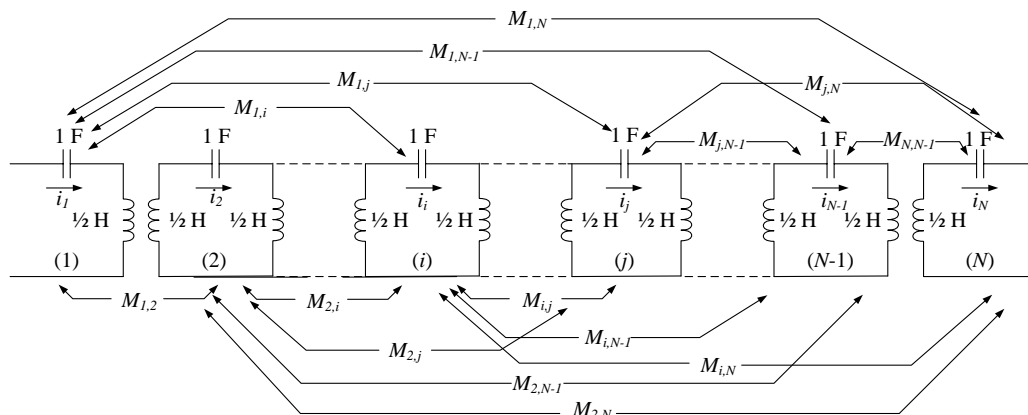


Slika 2.1: Uopšteni model niskopropusnog prototipa filtra: (a) šant-serijska konfiguracija, (b) serijska-šant konfiguracija.

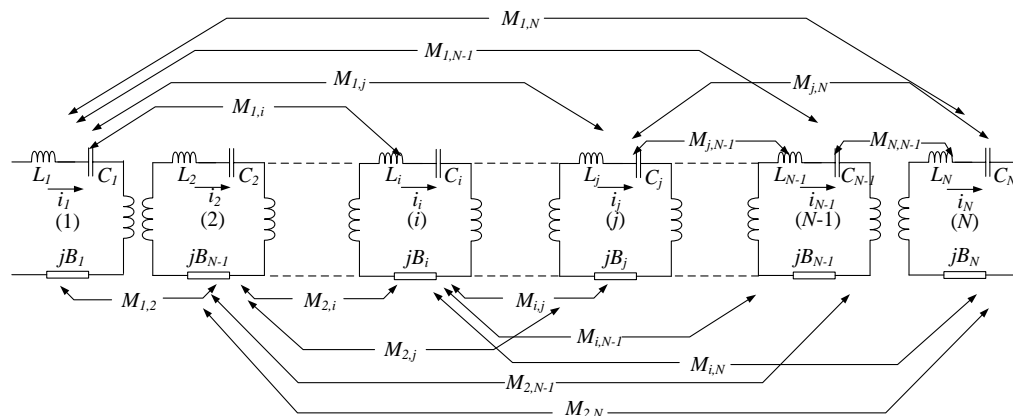
Glava 2 Teorijske osnove projektovanja multi-band filtara

Tabela 2.1: Transformacije iz niskopropusnog prototipa kola

Transformacija iz niskopropusnog prototipa u:	Konfiguracija	Vrednosti ekvivalentnih elemenata
Filtar propusnik niskih učestanosti		$L_k = \frac{g_k}{\omega_c}$ $C_k = \frac{g_k}{\omega_c}$
Filtar propusnik visokih učestanosti		$L_k = \frac{1}{g_k \omega_c}$ $C_k = \frac{1}{g_k \omega_c}$
Filtar propusnik opsega		$L_k = \frac{g_k}{\Delta \omega}$ $C_k = \frac{\Delta \omega}{g_k \omega_0^2}$ $k = 1, 3, 5, \dots$ $C_k = \frac{g_k}{\Delta \omega}$ $L_k = \frac{\Delta \omega}{g_k \omega_0^2}$ $k = 2, 4, \dots$
Filtar nepropusnik opsega		$C_k = \frac{1}{g_k \Delta \omega}$ $L_k = \frac{g_k \Delta \omega}{\omega_0^2}$ $k = 1, 3, 5, \dots$ $C_k = \frac{g_k \Delta \omega}{\omega_0^2}$ $L_k = \frac{1}{g_k \Delta \omega}$ $k = 2, 4, \dots$
$\omega_c$ učestanost odsecanja, $\omega_0$ centralna učestanost, $\Delta \omega$ širina opsega		



(a)



(b)

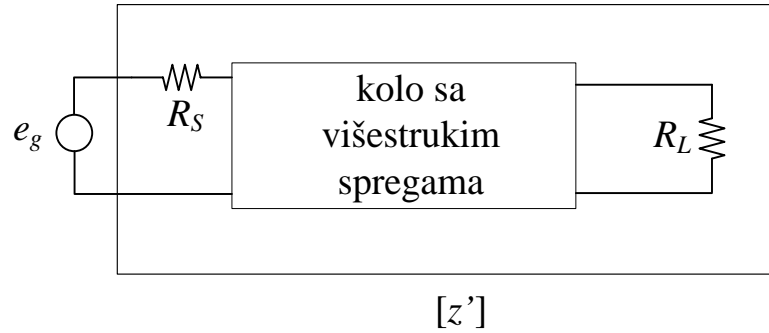
Slika 2.2: Mreža prototipa filtra propusnika opsega sa višestrukim spregama: (a) klasični model, (b) izmenjeni model koji uključuje FIR elemente.

Na slici 2.3 kolo je predstavljeno na pojednostavljen način, gde su elementi  $R_S$  i  $R_L$  otpornosti izvora, odnosno opterećenja. Ukoliko se primene Kirhofovi zakoni na struje svakog od rezonatora dobija se sledeći izraz:

$$[e_g] = [z'] [i] \Leftrightarrow e_g [1, 0, 0 \dots 0]^t = [jM + sI + R] \cdot [i_1, i_2, \dots, i_N]^t. \quad (2.12)$$

$[^\circ]^t$  označava transponovanu matricu,  $I$  je jedinična matrica,  $e_g$  napon izvora, a  $i_i$  struje u svakom od rezonatora u kolu.

Matrica  $jM$  je glavna matrica sprežanja i predstavlja  $N \times N$  matricu koja sadrži vrednosti sprega između pojedinih rezonatora. Elementi glavne dijagonale predstavljaju *self-couplings* i jednake su vrednostima  $B_i$ .  $M_{i,i+1}$  označavaju sprege između susednih rezonatora, a svi ostali elementi tzv. *cross-coupling*-e, tj. sprege



Slika 2.3: Pojednostavljen model mreže prototipa filtra propusnika opsega sa višestrukim spregama.

između nesusednih rezonatora. Zbog reciprociteta važi da je  $M_{ij}=M_{ji}$ , a u opštem slučaju svi elementi su različiti od nule.

$$jM = j \begin{bmatrix} B_1 & M_{12} & \dots & M_{1N} \\ M_{12} & B_2 & M_{13} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & M_{N-1,N} \\ M_{1N} & M_{2N} & M_{N-1,N} & B_N \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

U matrici  $sI$  samo elementi na glavnoj dijagonali su različiti od nule i oni predstavljaju delove rezonatora koji su promenljivi sa učestanošću:

$$sI = \begin{bmatrix} s & 0 & \dots & 0 \\ 0 & s & 0 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Matrica  $R$  sadrži vrednosti samo otpornosti izvora i opterećenja:

$$R = \begin{bmatrix} R_S & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_L \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

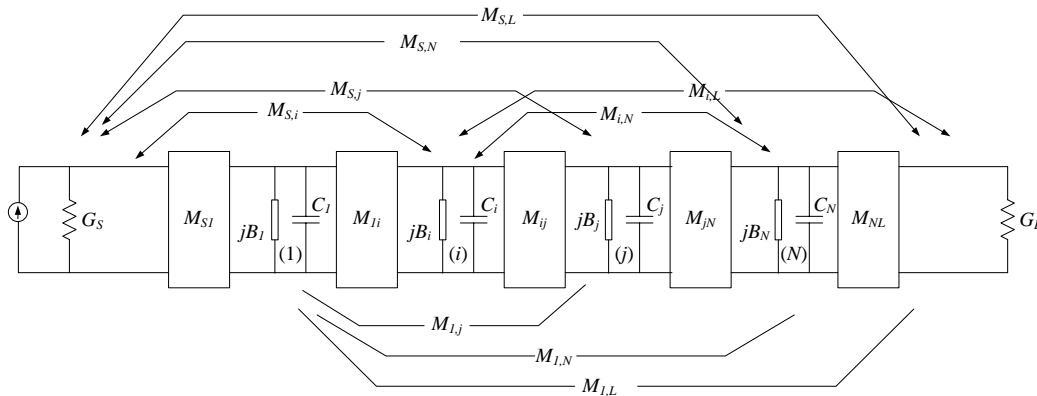
Ukoliko su u razmatranje uzmu i sprege rezonatora sa izvorom, odnosno opterećenjem, tada se formira tzv.  $N+2$  matrica koja ima dve vrste i dve kolone više u odnosu na  $N \times N$  matricu.

$$N \times 2 = \begin{bmatrix} M_{SS} & M_{S1} & \dots & M_{SL} \\ M_{S1} & M_{11} & \dots & M_{1L} \\ \dots & \dots & \dots & M_{4L} \\ M_{SL} & M_{1L} & \dots & M_{LL} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Matrica dimenzija  $N+2$  omogućava realizaciju potpuno kanoničkih filtarskih funkcija, a pored toga ona je i lakša za sintezu u odnosu na  $N \times N$  matricu.

Veza između  $N+2$  matrice i niskopropusnog prototipa kola može se objasniti na primeru sa slike 2.4. Prikazano kolo formirano je iz niskopropusnog prototipa sa slike 2.1 korišćenjem teoreme dualnosti i uvođenjem sprega između nesusednih rezonatora. Kolo sadrži invertere  $M_{ij}$  koji transformišu serijske induktore u šant kondenzatore i koji predstavljaju spregu između susednih rezonatora. Na ovaj način dobija se model koji se preslikava jedan-na-jedan na fizičku realizaciju filtra pa je samim tim znatno primenljiviji nego osnovni prototip kola. Uloga elemenata  $jB_i$  je objašnjena u okviru analize  $N \times N$  matrica. Matrica sprezanja  $N+2$  izražena je na sledeći način:

$$\begin{bmatrix} G_S + jB_S & jM_{S1} & jM_{S2} & jM_{S3} & jM_{S4} & jM_{SL} \\ jM_{S1} & sC_1 + jB_1 & jM_{12} & jM_{13} & jM_{14} & jM_{1L} \\ jM_{S2} & jM_{12} & sC_2 + jB_2 & jM_{23} & jM_{24} & jM_{2L} \\ jM_{S3} & jM_{13} & jM_{23} & sC_3 + jB_3 & jM_{34} & jM_{3L} \\ jM_{S4} & jM_{14} & jM_{24} & jM_{34} & sC_4 + jB_4 & jM_{4L} \\ jM_{SL} & jM_{1L} & jM_{2L} & jM_{3L} & jM_{4L} & G_L + jB_L \end{bmatrix}$$



Slika 2.4:  $N+2$  mreža sa višestrukim spregama sa paralelnim niskopropusnim rezonatorima.

Matrice  $N \times N$  i  $N+2$  formiraju se korišćenjem matrice admitanse  $y$  tako što se elementi matrice admitanse izraze u funkciji karakterističnih polinoma  $i$  u funkciji elemenata matrice sprezanja. Izjednačavanjem dva izraza mogu se odrediti elementi matrice sprezanja.

Normalizovani elementi  $y$  matrice izražavaju se na sledeći način:

za  $N$  parno:

$$\begin{aligned} y_{21}(s) &= \frac{P(s)/\varepsilon}{m_1(s)}, \\ y_{22}(s) &= \frac{n_1(s)}{m_1(s)}, \end{aligned} \quad (2.17)$$

za  $N$  neparno:

$$\begin{aligned} y_{21}(s) &= \frac{P(s)/\varepsilon}{n_1(s)}, \\ y_{22}(s) &= \frac{m_1(s)}{n_1(s)}. \end{aligned} \quad (2.18)$$

gde su

$$\begin{aligned} m_1(s) &= \operatorname{Re}(e_0 + f_0) + j \operatorname{Im}(e_1 + f_1)s + \operatorname{Re}(e_2 + f_2)s^2 + \dots \\ n_1(s) &= j \operatorname{Im}(e_0 + f_0) + \operatorname{Re}(e_1 + f_1)s + j \operatorname{Im}(e_2 + f_2)s^2 + \dots \end{aligned} \quad (2.19)$$

i  $e_i$  i  $f_i$ ,  $i=0, 1, 2, \dots, N$  kompleksni koeficijenti polinoma  $E(s)$  i  $F(s)/\varepsilon_R$ , respektivno.

Takođe, važi sledeće:

$$\begin{aligned} y_{11}(s) &= [z]_{11}^{-1} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_N=0} = [jM + sI]_{11}^{-1} = j[-M - \omega I]_{11}^{-1}, \\ y_{22}(s) &= [z]_{NN}^{-1} = \left. \frac{i_N}{v_N} \right|_{v_1=0} = [jM + sI]_{NN}^{-1} = j[-M - \omega I]_{NN}^{-1}, \\ y_{12}(s) &= y_{21}(s) = [z]_{N1}^{-1} = \left. \frac{i_N}{v_1} \right|_{v_N=0} = [jM + sI]_{N1}^{-1} = j[-M - \omega I]_{N1}^{-1}. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Korišćenjem prethodna tri izraza i određenih matematičkih postupaka kao što je Gram-Šmitov proces ortonormalizacije izračunavaju se elementi matrice sprezanja.

U opštem slučaju svi elementi matrice sprezanja su različiti od nule što je sa aspekta realizacije filtra nepraktično. Zato je potrebno eliminisati neke sprege, tj.



načiniti matricu što ređom, a pritom sačuvati sopstvene vrednosti matrice (engl. *eigenvalues*) tako da transformisana matrica daje iste karakteristične polinome kao i originalna matrica. Ovo je moguće postići korišćenjem transformacija sličnosti, tzv. *rotacija*. Takođe, rotacije se koriste kako bi se od jedne topologije filtra formirala neka druga topologija koja je za određene primene praktičnija. Analiza rotacija prevazilazi domen ove teze tako da će ona biti izostavljena.

### 2.1.3 Fizička realizacija filtra

U prethodnom odeljku pokazano je kako se formira matrica sprezanja kola i šta predstavljaju pojedini elementi matrice. Korišćenjem podataka koje sadrži matrica sprezanja, prototipova filtarskih kola i alata za elektromagnetske simulacije mogu se odrediti fizičke dimenzije filtra sa željenim karakteristikama. Ova metoda je veoma efikasna i daje veoma precizne rezultate.

Važno je napomenuti da određivanju fizičkih dimenzija filtra prethodi određivanje tipa filtra koji će se koristiti za realizaciju filtarske funkcije. U zavisnosti od zahteva kada su u pitanju faktor dobrote, snaga i dimenzije određuje se da li će filtar biti realizovan u talasovodnoj ili mikrostrip arhitekturi ili na primer korišćenjem dielektričnih rezonatora.

Da bi bilo moguće objasniti postupak određivanja fizičkih parametara filtra iz matrice sprezanja potrebno je objasniti kako se određuje faktor sprezanja dva rezonantna kola. Na slici 2.5 prikazano je kolo sa dva ista rezonatora koja su spregnuta induktivnim putem (magnetska sprega), kao i njegovo ekvivalentno kolo. Element sprege prikazan je T mrežom koja se sastoji od šant induktivnosti  $L_m$  i serijskih induktivnosti  $-L_m$ . S obzirom na to da je ovo kolo simetrično, koeficijent sprege  $M$  može se odrediti pomoću rezonantnih učestanosti parnog i neparnog kola (engl. *even*, odnosno *odd*). O ovoj analizi biće više reči u narednom poglavlju.

Rezonantne učestanosti parnog i neparnog kola date su sledećim izrazima:

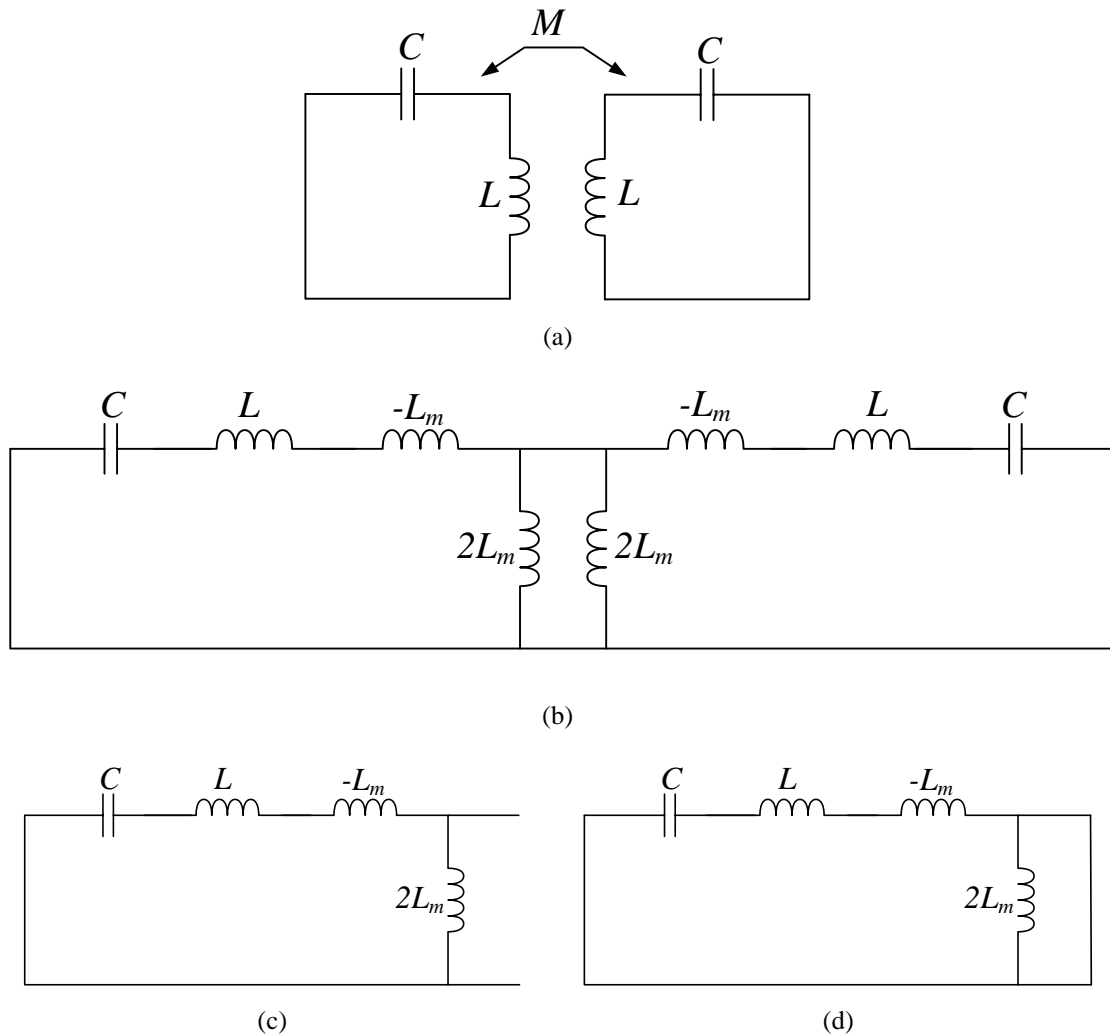
$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)C}}, \quad (2.21)$$

i

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)C}}. \quad (2.22)$$

Koeficijent induktivne sprege  $k_M$  određuje se na sledeći način:

$$k_M = \frac{L_m}{L} = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2}. \quad (2.23)$$



Slika 2.5: (a) Model kola sa dva spregnuta rezonatora, (b) ekvivalentno kolo dva rezonatora spregnutih induktivnom spregom, (c) polovina kola zatvorena magnetskim zidom (parno kolo), (d) polovina kola zatvorena električnim zidom (neparno kolo).

S obzirom na to da su elementi matrice spreznja normalizovani u odnosu na širinu propusnog opsega filtra, element matrice spreznja  $M$  određen je na sledeći način:

$$M = \frac{f_0}{BW} \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2}, \quad (2.24)$$

gde je  $f_0$  centralna učestanost, a  $BW$  širina opsega.

Na sličan način određuje se element spreznja  $M$  ukoliko su rezonatori spregnuti kapacitivnom spregom (električna sprega) kao što je prikazano na slici 2.6:

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C - C_m)L}}, \quad (2.25)$$

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C + C_m)L}}, \quad (2.26)$$

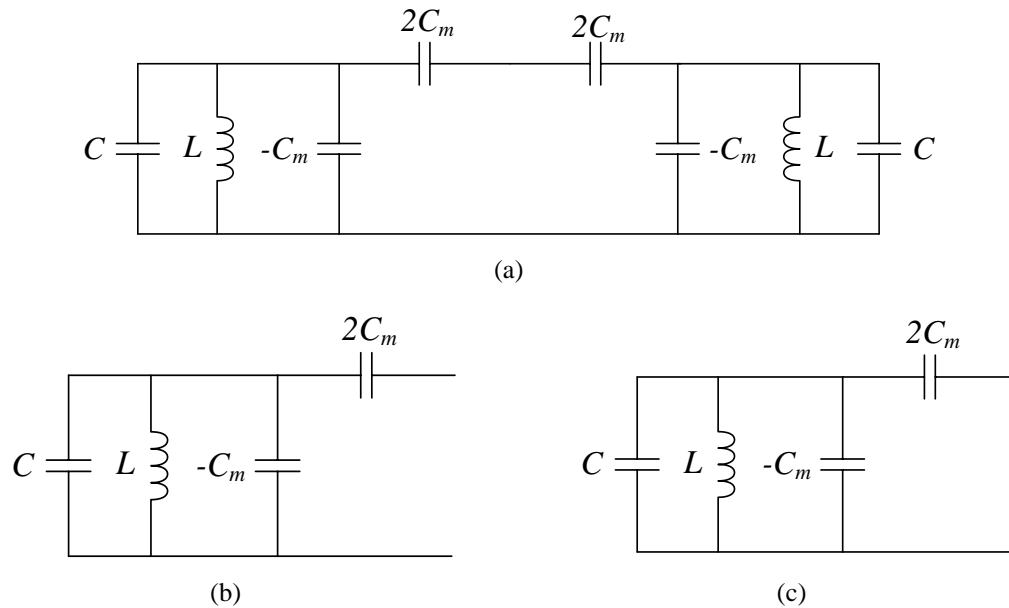
$$k_E = \frac{C_m}{C} = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2}, \quad (2.27)$$

$$M = \frac{f_0}{BW} \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2}. \quad (2.28)$$

U slučaju induktivne sprege važi da je  $f_e > f_m$ , dok je u slučaju kapacitivne sprege  $f_m > f_e$ .

Određivanje koeficijenata sprege na ovaj način veoma je teško implementirati u praksi jer zahteva korišćenje alata za elektromagnetsku simulaciju koji imaju mogućnost određivanja *eigenvalues* rezonatora.

Jednostavniji način jeste korišćenje  $S_{21}$  parametara koji su dobijeni elektromagnetskom simulacijom konfiguracije sa dva rezonatora koji su sa uvodnim



Slika 2.6: (a) Ekvivalentno kolo dva rezonatora spregnutih kapacitivnom spregom, (b) polovina kola zatvorena magnetskim zidom (parno kolo), (c) polovina kola zatvorena električnim zidom (neparno kolo).

linijama spregnuti slabim vezama. Naime, takva konfiguracija daje odziv  $S_{21}$  sa dve rezonance koje predstavljaju učestanosti  $f_e$  i  $f_m$ . Da li je sprega magnetske ili električne prirode određuje se na osnovu faze  $S_{21}$  što je ilustrovano na primeru na slici 2.7.

Sprega između rezonatora i izvora, odnosno opterećenja može se odrediti metodom frekvencijskog domena ili metodom grupnog kašnjenja.

Prvom metodom normalizovane impedanse u matrici sprezanja ekstrahuju se iz faze koeficijenta refleksije  $S_{11}$  koji su dobijeni simulacijom ili merenjima.

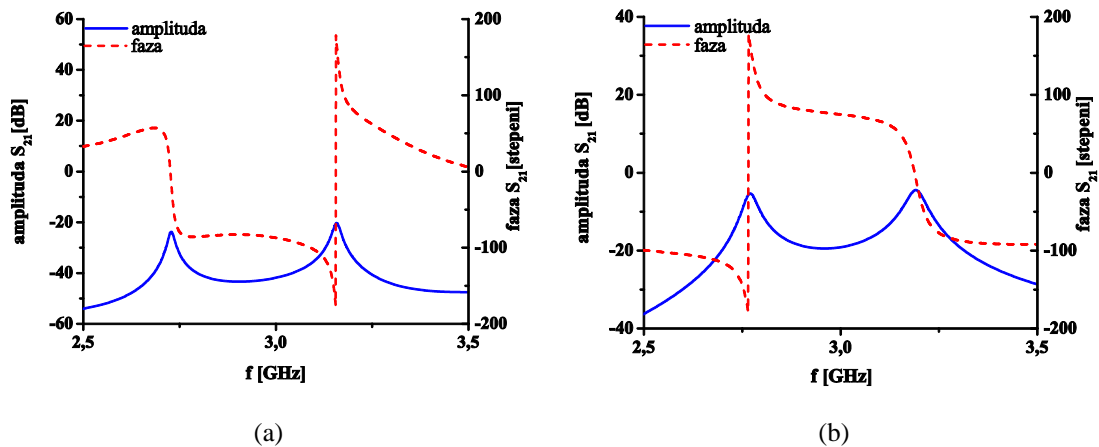
Na slici 2.8 predstavljeno je ekvivalentno kolo prvog rezonatora u filtru koji je spregnut sa izvorom. Ulazna sprega predstavljena je provodnošću  $G$ . Koeficijent refleksije  $S_{11}$  i ulazna admitansa  $Y_{in}$  rezonatora određeni su sledećim izrazima:

$$S_{11} = \frac{G - Y_{in}}{G + Y_{in}} = \frac{1 - Y_{in}/G}{1 + Y_{in}/G}, \quad (2.29)$$

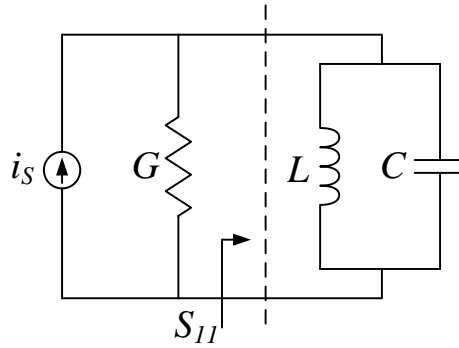
$$Y_{in} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j\omega_0 C \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad (2.30)$$

gde je  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ . Za učestanosti koje su bliske rezonantnoj učestanosti  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega, \Delta\omega \ll \omega_0$ , izraz za ulaznu admitansu se svodi na:

$$Y_{in} \approx j\omega_0 C \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}. \quad (2.31)$$



Slika 2.7: Određivanja vrste sprege između rezonatora na osnovu faznog odziva  $S_{21}$ : (a) magnetska sprega, (b) električna sprega.



Slika 2.8: Ekvivalentno kolo ulazne sprege i prvog rezonatora u filtru.

Uvođenjem jednačine (2.31) u izraz za  $S_{11}$  i korišćenjem jednakosti za eksterni faktor dobrote  $Q_e = \omega_0 C / G$  dobija se

$$S_{11} = \frac{1 - jQ_e(2\Delta\omega / \omega_0)}{1 + jQ_e(2\Delta\omega / \omega_0)}. \quad (2.32)$$

Kada je odstupanje učestanosti od rezonance  $\Delta\omega_{\mp} = \mp\omega_0 / 2Q_e$ , faza  $S_{11}$  ima vrednost  $\pm 90^\circ$ . Stoga je  $Q_e$  povezan sa  $\pm 90^\circ$  širinom opsega faze  $S_{11}$  na sledeći način  $\Delta\omega_{\mp 90^\circ} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \omega_0 / Q_e$ . Takođe, važi i sledeća relacija između  $Q_e$  i impedanse  $R$  matrice sprezanja:  $Q_e = \omega_0 / [R(\omega_2 - \omega_1)]$ , gde je  $(\omega_2 - \omega_1)$  širina opsega filtra u radijanima. Stoga se  $R$  može izraziti kao:

$$R = \frac{\Delta\omega_{\pm 90}}{\omega_2 - \omega_1}. \quad (2.33)$$

Metodom grupnog kašnjenja normalizovane impedanse u matrici sprezanja ekstrahuju se iz grupnog kašnjenja koeficijenta refleksije  $S_{11}$ . Izraz (2.32) može da se izrazi i na sledeći način:

$$S_{11} = \left| \frac{1 - jQ_e(2\Delta\omega / \omega_0)}{1 + jQ_e(2\Delta\omega / \omega_0)} \right| < \varphi, \quad (2.34)$$

gde je

$$\varphi = -2 \arctan\left(2Q_e \left(2 \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\right)\right). \quad (2.35)$$

Korišćenjem jednakosti

$$\frac{d}{dx}(\arctan(x)) = \frac{1}{1+x^2}$$

dobija se izraz za grupno kašnjenje

$$\tau = -\frac{\partial \varphi}{\partial \omega} = \frac{4Q_e}{\omega_0} \frac{1}{1+(2Q_e(\omega - \omega_0)/\omega_0)^2}. \quad (2.36)$$

Može se uočiti da je  $\tau_{\max} = \tau(\omega_0) = 4Q_e / \omega_0$ . Pošto važi  $Q_e = \omega_0 / [R(\omega_2 - \omega_1)]$ , normalizovana impedansa  $R$  može se izraziti kao:

$$R = \frac{4}{\omega_2 - \omega_1} \frac{1}{\tau(\omega_0)}. \quad (2.37)$$

Određivanje fizičkih parametara filtra na osnovu matrice sprezanja može se sumirati na sledeći način:

- elementi na dijagonali matrice  $M_{ii}$  kao i specifikacija filtra o centralnoj učestanosti služe za određivanje dimenzija rezonatora filtra
- elementi  $M_{i,i+1}$  predstavljaju sprege rezonatora na glavnoj putanji filtra i oni služe za proračun dimenzija procepa između rezonatora filtra. Korišćenjem elektromagnetskog simulatora optimizuje se dimenzija procepa između dva rezonatora tako da konfiguracija ima odgovarajući koeficijent refleksije  $S_{21}$ , tj. takav  $S_{21}$  odziv čije rezonantne učestanosti daju koeficijent sprege koji odgovara onom u matrici sprezanja.
- ostali elementi glavne matrice sprezanja predstavljaju *cross-coupling-e* i ukoliko su oni različiti od nule to znači da u filtru pored glavne putanje signala postoje i sporedne putanje. Na osnovu ovih elemenata uvode se dodatni rezonatori u filter i određuju se dimenzije procepa između odgovarajućih rezonatora.
- elementi matrice  $R_S$  i  $R_L$  predstavljaju spregu prvog rezonatora sa izvorom, odnosno spregu poslednjeg rezonatora sa opterećenjem. Fizičke dimenzije procepa između rezonatora i izvora, odnosno opterećenja određuju se metodom frekvencijskog domena ili metodom grupnog kašnjenja. Korišćenjem elektromagnetskog simulatora optimizuje se dimenzija procepa tako da konfiguracija ima odgovarajući koeficijent refleksije  $S_{11}$ , tj. takav  $S_{11}$  čija faza (metod frekvencijskog domena) ili grupno kašnjenje (metod grupnog kašnjenja) daju koeficijent sprege koji odgovara onom u matrici sprezanja.

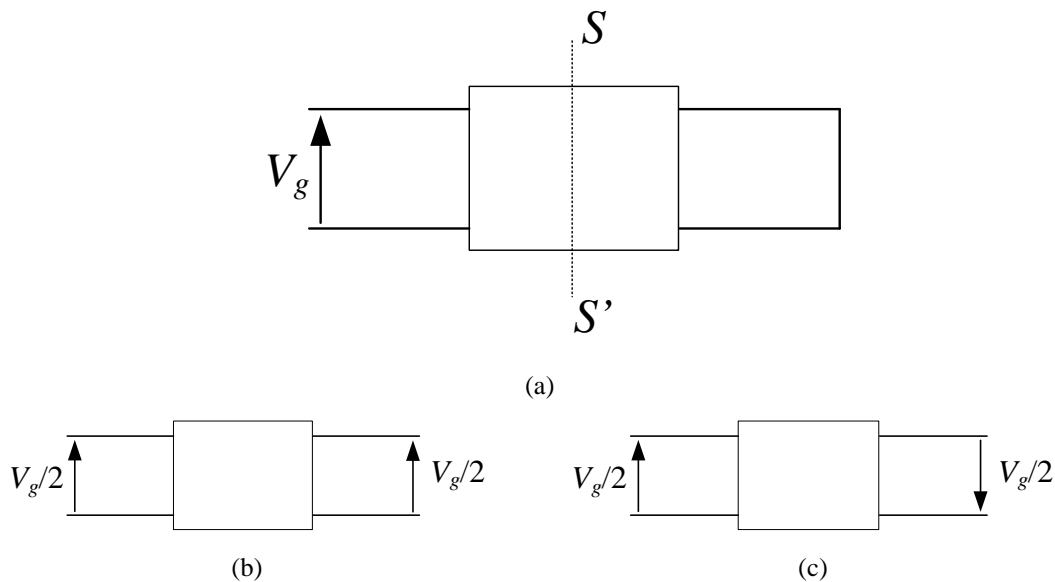
## 2.2 Analiza simetričnih mreža

U praksi analiza problema kao što su složene električne mreže može biti znatno pojednostavljena ukoliko se problem principom superpozicije može razdeliti na nekoliko manjih problema. Takav primer su simetrične mreže koje se mogu analizirati metodom parne i neparne pobude (engl. *even-odd mode analysis*) koja je predložena u [2].

Na slici 2.9(a) prikazana je dvoprístupna mreža koja je simetrična u odnosu na ravan  $S-S'$  [3] i koja je na prvom pristupu pobuđena signalom  $V_g$ . Principom superpozicije ovakva mreža se može predstaviti sumom dve mreže - jednom u kojoj su pristupi pobuđeni signalima amplitude  $V_g/2$  koji su u fazi (parna pobuda), slika 2.9(b), i drugom u kojoj su pristupi pobuđeni signalima iste amplitude  $V_g/2$  ali suprotne faze (neparna pobuda), slika 2.9(c).

Kada su pristupi mreže pobuđeni parnom pobudom, na osnovu simetrije se zaključuje da se maksimum signala napona javlja u tačkama ravni simetrije. Drugim rečima, u svim tačkama ravni simetrije impedansa  $Z$  teži beskonačnosti što je ekvivalentno otvorenoj vezi. To znači da se mreža sa parnom pobudom sastoji od dve identične jednopristupne mreže kojima je drugi pristup otvoren.

U slučaju kada su pristupi pobuđeni neparnom pobudom tada signal napona u svim tačkama ravni simetrije dostiže minimum, tj. impedansa  $Z$  je jednaka nuli u tačkama ravni simetrije što je ekvivalentno kratko spojenoj vezi. Samim tim, za dvoprístupnu mrežu sa neparnom pobudom se može reći da se sastoji od



Slika 2.9: (a) Dvoprístupna simetrična mreža, (b) simetrična mreža sa parnom pobudom, (c) simetrična mreža sa neparnom pobudom.

dve identične jednopristupne mreže čiji je drugi pristup kratko spojen.

Pošto se dvopristupna simetrična mreža može predstaviti kao suma jednopristupnih mreža sa parnom, odnosno neparnom pobudom to znači da se i odziv i parametri simetrične mreže mogu odrediti analizom mreža sa parnom i neparnom pobudom. Ukoliko su  $S_{11}$  parametri mreža sa parnom i neparnom pobudom  $S_{11e}$ , odnosno  $S_{11o}$ , tada se  $S$  parametri polazne dvopristupne mreže izražavaju na sledeći način:

$$\begin{aligned} S_{11} = S_{22} &= \frac{1}{2}(S_{11e} + S_{11o}), \\ S_{21} = S_{12} &= \frac{1}{2}(S_{11e} - S_{11o}). \end{aligned} \quad (2.38)$$

$S_{11}$  i  $S_{22}$  parametri dvopristupne mreže mogu se izraziti i na sledeći način:

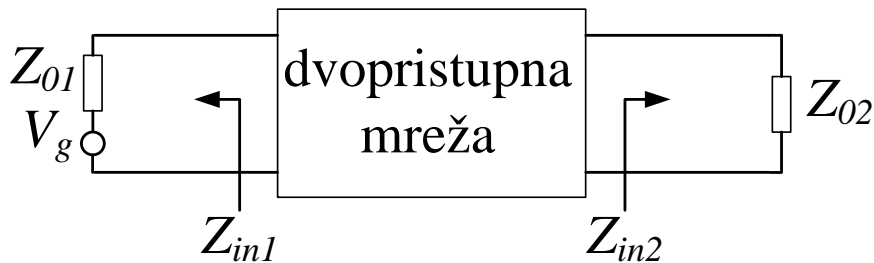
$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{Z_{in1} - Z_{01}}{Z_{in1} + Z_{01}}, \\ S_{22} &= \frac{Z_{in2} - Z_{02}}{Z_{in2} + Z_{02}}, \end{aligned} \quad (2.39)$$

gde su  $Z_{in1}$  i  $Z_{in2}$  ulazne impedanse posmatrane prema prvom, odnosno drugom pristupu, a  $Z_{01}$  i  $Z_{02}$  impedanse prvog, odnosno drugog pristupa, slika 2.10.

Na osnovu prethodnih izraza  $S_{11e}$  i  $S_{11o}$  mogu se izraziti kao:

$$\begin{aligned} S_{11e} &= \frac{Z_{ine} - Z_{01}}{Z_{ine} + Z_{01}}, \\ S_{11o} &= \frac{Z_{ino} - Z_{01}}{Z_{ino} + Z_{01}}, \end{aligned} \quad (2.40)$$

gde su  $Z_{ine}$  i  $Z_{ino}$  ulazne impedanse mreža sa parnom, odnosno neparnom pobudom.



Slika 2.10: Dvopristupna mreža sa prikazanim impedansama pristupa.



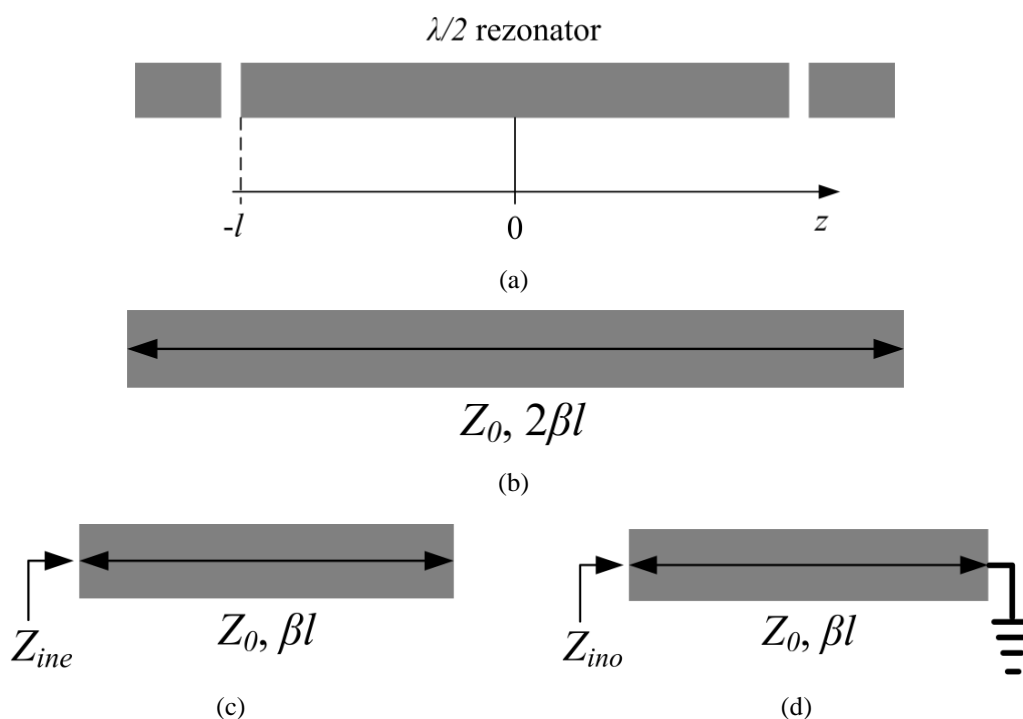
Uvrštavanjem prethodnog izraza u jednačinu (2.38)  $S$  parametri dvopristupne simetrične mreže mogu se izraziti i pomoću ulaznih impedansi mreža sa parnom i neparnom pobudom:

$$S_{11} = S_{22} = \frac{Z_{ine}Z_{ino} - Z_{01}^2}{(Z_{ine} + Z_{01})(Z_{ino} + Z_{01})} = \frac{Y_{01}^2 - Y_{ine}Y_{ino}}{(Y_{ine} + Y_{01})(Y_{ino} + Y_{01})}, \quad (2.41)$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{Z_{ine}Z_{01} - Z_{ino}Z_{01}}{(Z_{ine} + Z_{01})(Z_{ino} + Z_{01})} = \frac{Y_{ino}Y_{01} - Y_{ine}Y_{01}}{(Y_{ine} + Y_{01})(Y_{ino} + Y_{01})}.$$

gde su  $Y_{ine}$  i  $Y_{ino}$  ulazne admitanse mreža sa parnom i neparnom pobudom za koje važi  $Y_{ine}=1/Z_{ine}$  i  $Y_{ino}=1/Z_{ino}$ .

Pored klasičnih elektronskih kola i mreža, metoda parne i neparne pobude nalazi veliku primenu i u analizi mikrotalasnih kola, odnosno u analizi kola koja se predstavljaju elementima sa distribuiranim parametrima. Na koji način se primenjuje analiza može se ilustrovati na jednostavnom primeru  $\lambda/2$  mikrostrip rezonatora. Ekvivalentno kolo rezonatora prikazano je na slici 2.11 zajedno sa ekvivalentnim kolima za parnu i neparnu pobudu.



Slika 2.11: (a) Skica  $\lambda/2$  mikrostrip rezonatora, (b) ekvivalentno kolo  $\lambda/2$  mikrostrip rezonatora, (c) ekvivalentno kolo  $\lambda/2$  mikrostrip rezonatora za parnu pobudu, (d) ekvivalentno kolo  $\lambda/2$  mikrostrip rezonatora za neparnu pobudu.

Iz izraza za ulaznu impedansu voda prema opterećenju  $Z_L$  na udaljenosti  $l$  od opterećenja [4]

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \quad (2.42)$$

gde  $\beta l$  predstavlja električnu dužinu voda, a  $Z_0$  impedansu voda, mogu se izvesti izrazi za ulazne impedanse u slučaju parne, odnosno neparne pobude:

$$\begin{aligned} Z_{ine} &= \frac{Z_0}{j \tan \beta l}, \\ Z_{ino} &= jZ_0 \tan \beta l. \end{aligned} \quad (2.43)$$

Uslov za pojavu rezonance jeste  $1/\text{Im}\{Z_{ine}\}=0$  ili  $1/\text{Im}\{Z_{ino}\}=0$  što se u analiziranom slučaju svodi na  $1/Z_{ine}=0$  ili  $1/Z_{ino}=0$  pošto se posmatraju vodovi bez gubitaka.

Iz izraza (2.43) može se zaključiti da rezonanca u slučaju parne pobude nastupa kada je  $\tan \beta l=0$ , odnosno kada je  $\beta l=k\pi$ ,  $k=0,1, 2, \dots$  što odgovara električnoj dužini rezonatora od  $2\pi$ ,  $4\pi, \dots$  Kada je u pitanju neparna pobuda rezonanca se javlja kada  $\tan \beta l \rightarrow \infty$ , odnosno kada je  $\beta l=k\pi/2$ ,  $k=1, 3, 5, \dots$  što odgovara električnoj dužini rezonatora od  $\pi$ ,  $3\pi, \dots$  Drugim rečima, osnovni harmonik  $\lambda/2$  mikrostrip rezonatora ima prirodu tzv. neparnog moda, dok prvi viši harmonik predstavlja parni mod. To je ilustrovano i na slici 2.12 na kojoj su prikazane raspodele struje za osnovni (neparni) i prvi viši (parni) mod. Uočava se da na sredini rezonatora struja dostiže maksimum u slučaju osnovnog harmonika, odnosno minimum u slučaju prvog višeg harmonika što odgovara raspodeli struja i napona u kolu sa neparnom, odnosno parnom pobudom.

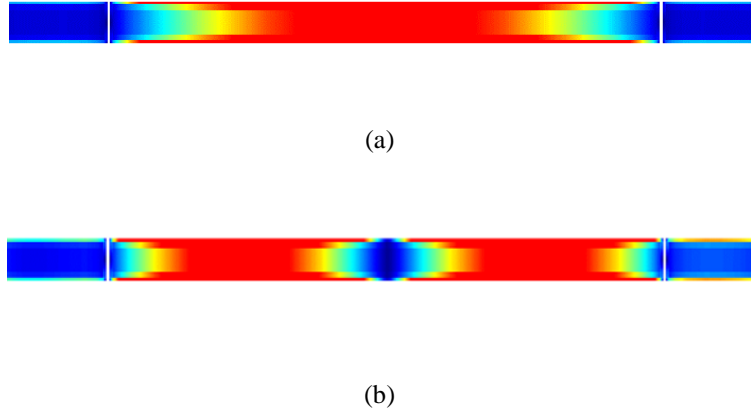
Analogni uslovi za rezonancu mogu se izvesti i za  $Y$  i  $ABCD$  parametre kola:

$$\begin{aligned} Y_{in} &= 0, \\ AD &= 1. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Uslov za  $ABCD$  parametre izvodi se na osnovu transformacija  $Z$  parametara u  $ABCD$  parametre i izraza za ulaznu impedansu dvopristupnog kola:

$$\begin{aligned} A &= \frac{Z_{11}}{Z_{21}}, & B &= \frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}}, \\ C &= \frac{1}{Z_{21}}, & D &= \frac{Z_{22}}{Z_{21}}, \\ Z_{in} &= Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22} + Z_L}, \end{aligned} \quad (2.45)$$

gde  $Z_L$  predstavlja impedansu opterećenja.



Slika 2.12: Raspodela struja u mikrostrip rezonatoru na: (a) osnovnom (neparnom) harmoniku, (b) prvom višem (parnom) harmoniku.

Pored rezonanci, važan aspekt u ponašanju rezonatora predstavljaju i transmisiona nula. Iz izraza (2.41) može se zaključiti da transmisiona nula nastaje kada  $Z_{ine}=Z_{ino}$ . U primeru  $\lambda/2$  rezonatora transmisiona nula se ne može javiti ni pod kojim uslovima, međutim složenije strukture rezonatora pod određenim uslovima mogu da obezbede transmisionu nulu.

Metoda parne i neparne pobude biće korišćena u narednom poglavlju ove glave kao i u analizama struktura koje su predstavljene u glavama 7, 8 i 9.

## 2.3 Multi-mod rezonatori

Multi-mod rezonatori predstavljaju strukture koje podržavaju istovremeno prostiranje dva ili više modova čije rezonantne učestanosti međusobno ne predstavljaju harmonike. Oni nalaze veliku primenu u projektovanju kako singl-band tako i multi-band filtara. U singl-band filtrima dual-mod rezonatori se primenjuju zato što se njihovim korišćenjem smanjuje broj potrebnih rezonatora za realizaciju željene filtarske funkcije, dok u multi-band filtrima nalaze primenu jer se rezonance različitih modova mogu koristiti za formiranje propusnih ili nepropusnih opsega filtra.

U narednim odeljcima biće predstavljene i analizirane različite multi-mod strukture - dual-mod rezonatori sa perturbacijama, dual-mod i tri-mod rezonatori sa stepenasto promenljivom impedansom i i dual-mod rezonatori opterećeni stubom.

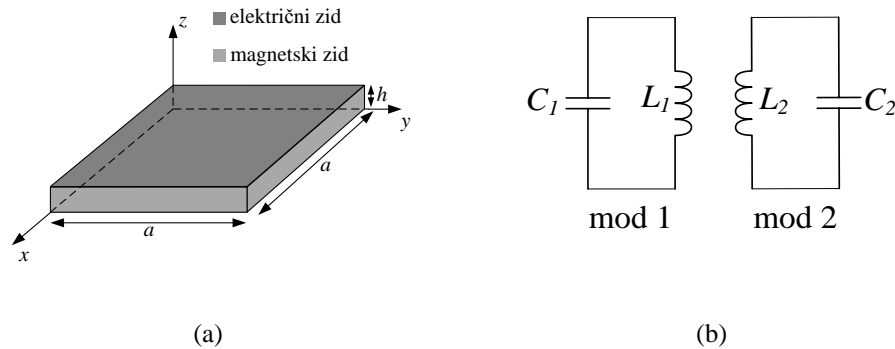
### 2.3.1 Dual-mod rezonatori sa perturbacijama

U opštem slučaju, rezonator koji ima dvodimenzionalnu simetriju podržava prostiranje dva degenerativna moda, tj. dva moda koja imaju istu rezonantnu učestanost ali čije su konfiguracije polja međusobno ortogonalne. Radi ilustracije ovog fenomena, može se posmatrati primer mikrostrip rezonatora kvadratnog oblika (engl. *square patch resonator*) koji se može modelovati kao rezonantna šupljina [5], slika 2.13(a). Gornja i donja strana šupljine modelovani su električnim zidom, dok su bočne strane modelovane magnetskim zidom. Elektromagnetsko polje unutar šupljine opisuje se  $TM_{mn0}^z$  modovima:

$$\begin{aligned}
 E_z &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{a}y\right), \\
 H_x &= \left(\frac{j\omega\epsilon_{eff}}{k_c^2}\right)\left(\frac{\partial E_z}{\partial y}\right), \\
 H_y &= -\left(\frac{j\omega\epsilon_{eff}}{k_c^2}\right)\left(\frac{\partial E_z}{\partial x}\right), \\
 k_c^2 &= \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2,
 \end{aligned}
 \tag{2.46}$$

gde  $A_{mn}$  predstavlja amplitudu,  $\omega$  ugaonu učestanost, a  $a$  i  $\epsilon_{eff}$  efektivnu širinu odnosno permitivnost. Rezonantna učestanost šupljine data je sledećim izrazom:

$$f_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2}.
 \tag{2.47}$$



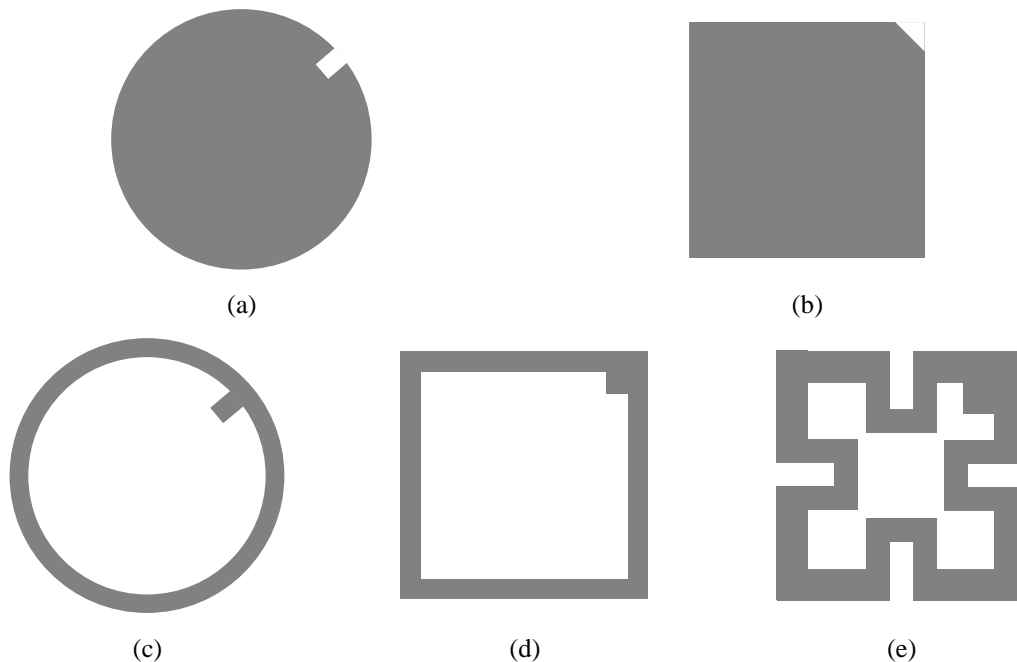
Slika 2.13: (a) Dual-mod mikrostrip rezonator modelovan kao šupljina, (b) ekvivalentno kolo dual-mod rezonatora.

Može se uočiti da postoji beskonačan broj rezonantnih učestanosti kojima odgovaraju različite konfiguracije polja, tj. modova. Modovi koji imaju istu rezonantnu učestanost nazivaju se degenerativnim modovima i upravo dva osnovna moda  $TM_{100}^z$  i  $TM_{010}^z$  predstavljaju par degenerativnih modova jer

$$f_{100} = f_{010} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon_{eff}}}. \quad (2.48)$$

Na osnovu (2.46) zaključuje se i da su ovi modovi ortogonalni jedan na drugog. Iako rezonator podržava dva osnovna moda, u njegovom odzivu javlja se samo jedna osnovna rezonanca s obzirom na to da degenerativni modovi imaju istu rezonantnu učestanost. Sprezanjem dva degenerativna moda u odzivu se javljaju dve osnovne rezonance jer dva moda deluju kao dva spregnuta rezonatora, slika 2.13(b). Sprezanje dva moda postiže se uvođenjem perturbacije u simetriju rezonatora.

Mikrostrip dual-mod rezonator ne mora biti kvadratnog oblika ali najčešće ima dvodimenzionalnu simetriju. Tipični dual-mod rezonatori prikazani su na slici 2.14 na kojoj se može uočiti da su perturbacije u vidu kvadratnih isečaka i peč rezonatora unesene u strukturu rezonatora na mestu koje predstavlja otklon od  $45^\circ$  u odnosu na dva ortogonalna moda [3].



Slika 2.14: Tipični dual-mod rezonatori sa perturbacijama: (a) kružni disk, (b) kvadratni peč, (c) kružni prsten, (d) kvadratni prsten, (e) meandrirani prsten.

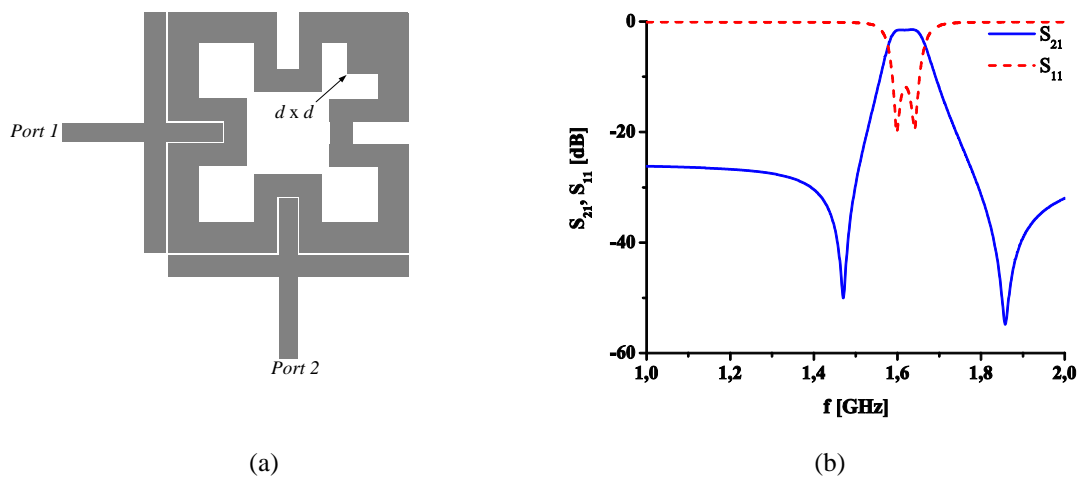
Dual-mod rezonatori sa perturbacijama prvo su našli primenu u singl-band filtrima. Kao što je već rečeno, rezonator sa spregnutim modovima ponaša se kao struktura sa dva spregnuta rezonatora, tj. kao filtar drugog reda. Drugim rečima, sprežanjem modova dobija se struktura u čijem se odzivu javljaju dva transmisiona pola što obezbeđuje veoma dobre performanse filtra kada je u pitanju uneseno slabljenje i faktor dobrote.

Ova karakteristika dual-mod rezonatora može se ilustrovati na primeru filtra predloženog u [6] koji se sastoji od jednog dual-modrezonatora u obliku meandriranog prstena kod kojeg je perturbacija dimenzija  $d \times d$ , slika 2.15(a). U odzivu strukture jasno se uočavaju dva transmisiona pola što ukazuje na dual-mod prirodu ponašanja rezonatora, slika 2.15(b).

Pored singl-band filtara, dual-mod rezonatori sa perturbacijama koriste se i u projektovanju multi-band filtara. Način na koji su rezonatori ovog tipa implementirani u multi-band strukture biće diskutovano u glavama 3 i 4.

### 2.3.2 Dual-mod i tri-mod rezonatori sa stepenasto promenljivom impedansom

Dual-mod ponašanje podrazumeva prostiranje dva moda čije rezonantne učestanosti međusobno ne predstavljaju harmonike. Striktno govoreći, dual-mod rezonatori su samo oni rezonatori koji podržavaju prostiranje dva moda koji imaju istu rezonantnu učestanost ali se razlikuju po konfiguraciji elektromagnetskog polja. Međutim, dual-mod ponašanje može da se ostvari i u strukturama koje ne podržavaju degenerativne modove. U tom slučaju dve rezonance ne potiču od spregnutih degenerativnih modova, već njih čine osnovni i prvi viši harmonik čije se rezonantne učestanosti ne odnose kao harmonici u konvencionalnim rezonantnim strukturama.



Slika 2.15: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [6], (b) odziv filtra.

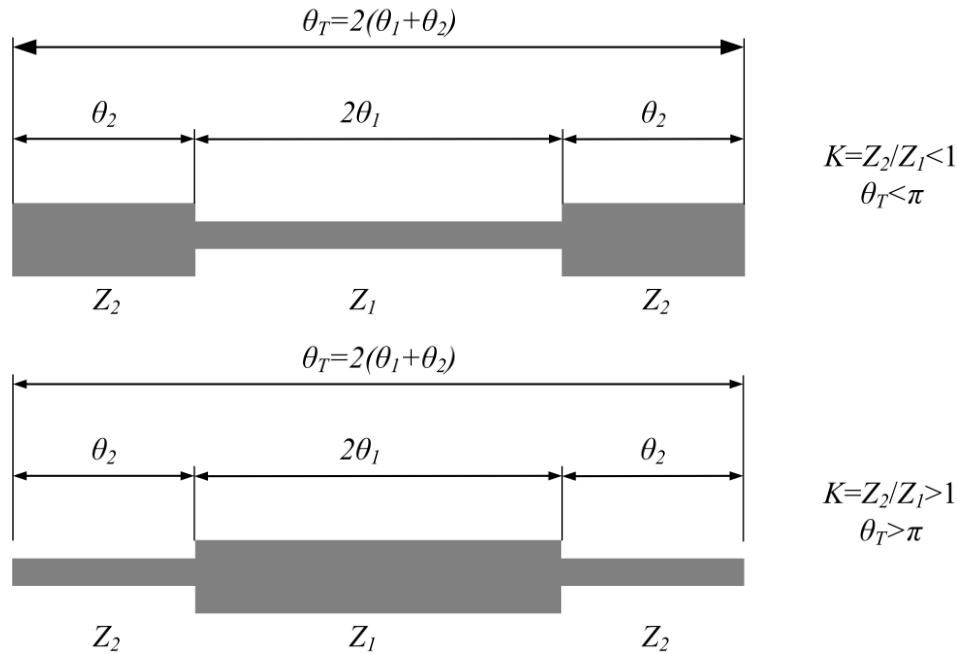
Drugim rečima, dual-mod ponašanje se javlja i u konfiguracijama koje ne predstavljaju klasične dual-mod rezonatore, ali u njima postoje perturbacije koje za posledicu imaju promenu odnosa pozicija osnovnog i viših harmonika.

Primer takve konfiguracije je rezonator sa stepenasto promenljivom impedansom (engl. *stepped impedance resonator, SIR*), slika 2.16, koji je po prvi put predložen u [7]. Može se reći da je SIR nastao iz konvencionalnog mikrostrip rezonatora u koji je uvedena perturbacija u vidu stepenasto promenljive impedanse voda koji čini rezonator.

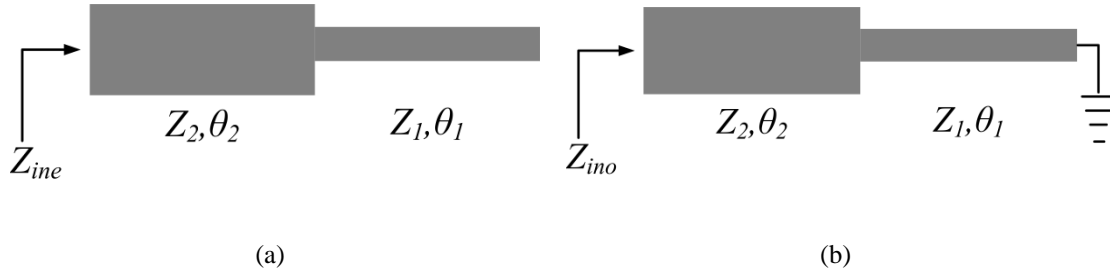
S obzirom na njegovu simetriju, ponašanje SIR-a može da se analizira metodom parne i neparne pobude. Ekvivalentna kola za parnu i neparnu pobudu prikazana su na slici 2.17, a izrazi za ulaznu impedansu u slučaju parne, odnosno neparne pobude imaju sledeći oblik:

$$\begin{aligned} Z_{ine} &= jZ_2 \frac{Z_2 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - Z_1}{Z_1 \tan \theta_2 + Z_2 \tan \theta_1} = jZ_2 \frac{K \tan \theta_1 \tan \theta_2 - 1}{\tan \theta_2 + K \tan \theta_1}, \\ Z_{ino} &= jZ_2 \frac{Z_1 \tan \theta_1 + Z_2 \tan \theta_2}{Z_2 - Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2} = jZ_2 \frac{\tan \theta_1 + K \tan \theta_2}{K - \tan \theta_1 \tan \theta_2}, \end{aligned} \quad (2.49)$$

gde su  $Z_1$  i  $Z_2$  karakteristične impedanse segmenata voda,  $\theta_1$  i  $\theta_2$  njihove električne dužine, a  $K$  odnos impedansi  $Z_2/Z_1$ .



Slika 2.16: Struktura rezonatora sa stepenasto promenljivom impedansom.



Slika 2.17: Ekvivalentno kolo rezonatora sa stepenasto promenljivom impedansom za: (a) parnu pobudu, (b) neparnu pobudu.

Uslov za rezonancu je  $1/Z_{ine}=0$  ili  $1/Z_{ino}=0$ , a osnovna rezonanca se javlja za neparnu pobudu kada

$$K = \tan \theta_1 \tan \theta_2. \quad (2.50)$$

Na osnovu prethodnog izraza može se odrediti odnos  $\theta_T$  i  $\theta_1$ :

$$\tan \frac{\theta_T}{2} = \tan(\theta_1 + \theta_2) = \frac{\tan \theta_1 + \tan \theta_2}{1 - \tan \theta_1 \tan \theta_2} = \frac{1}{1 - K} \left( \frac{K}{\tan \theta_1} + \tan \theta_1 \right), \quad K \neq 1 \quad (2.51)$$

$$\theta_T = \pi, \quad K = 1$$

Kada je  $K=1$  tada struktura predstavlja vod sa uniformnom impedansom, a osnovna rezonanca se javlja za  $\theta_T = \pi$  što odgovara konvencionalnom  $\lambda/2$  rezonatoru.

Na slici 2.18 na kojoj je prikazana zavisnost  $\theta_T$  od  $\theta_1$  za različite vrednosti  $K$ , uočava se da  $\theta_T$  ima minimalne vrednosti za  $0 < K < 1$ , a maksimalne vrednosti ukoliko je  $K > 1$ .

Radi analize odnosa pozicija osnovnog i viših harmonika može se posmatrati slučaj kada je  $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ . Tada izrazi (2.49) dobijaju jednostavniji oblik:

$$Z_{ine} = jZ_2 \frac{K \tan^2 \theta - 1}{\tan \theta (1 + K)}, \quad (2.52)$$

$$Z_{ino} = jZ_2 \frac{\tan \theta (1 + K)}{K - \tan^2 \theta}.$$

Rezonance osnovnog i viših harmonika javljaju se pod sledećim uslovima:

$$\tan^2 \theta = K, \quad \tan \theta \rightarrow \infty, \quad \tan \theta = 0. \quad (2.53)$$

Na osnovu (2.53) mogu se izraziti odnosi osnovnog i viših harmonika:

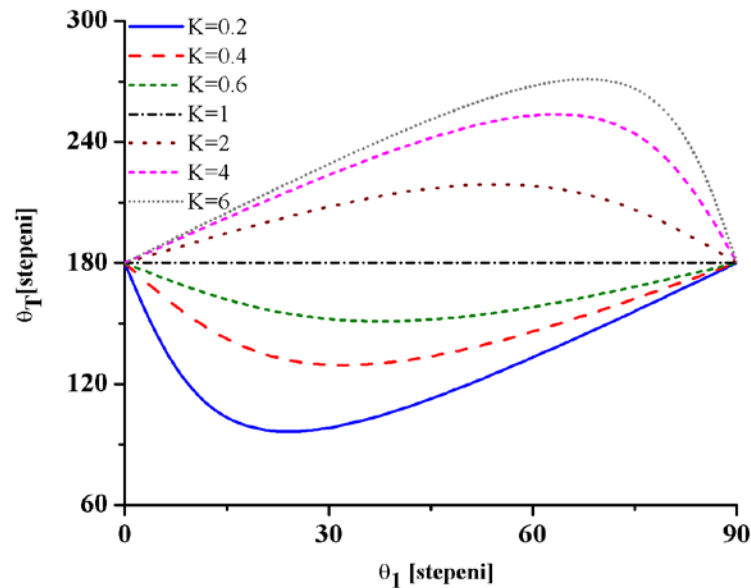


$$\begin{aligned}\frac{f_1}{f_0} &= \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{K}}, \\ \frac{f_2}{f_0} &= 2 \frac{f_1}{f_0} - 1, \\ \frac{f_3}{f_0} &= 2 \frac{f_1}{f_0},\end{aligned}\tag{2.54}$$

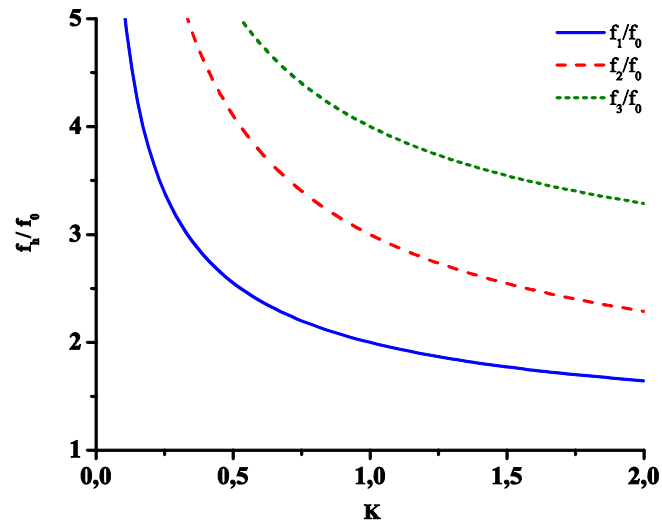
gde je  $f_0$  učestanost osnovnog harmonika, a  $f_1$ ,  $f_2$  i  $f_3$  učestanosti viših harmonika. Uočava se da odnos  $f_1/f_0$  ne predstavlja konvencionalni odnos učestanosti osnovnog i prvog višeg harmonika, dok  $f_2$  i  $f_3$  predstavljaju konvencionalne harmonike u odnosu na  $f_0$  odnosno  $f_1$ . Drugim rečima, harmonik na učestanosti  $f_1$  ne predstavlja konvencionalni harmonik već zajedno sa osnovnim harmonikom čini dva rezonantna moda, pa samim tim SIR struktura predstavlja dual-mod rezonator.

Na slici 2.19 prikazano je kako se odnosi osnovnog i viših harmonika menjaju sa  $K$ . Za  $K=1$  odnos  $f_1/f_0=2$  što je i očekivano s obzirom da SIR rezonator u tom slučaju predstavlja konvencionalni  $\lambda/2$  rezonator. Rezonantne učestanosti  $f_1$  i  $f_0$  se udaljavaju kada se  $K$  smanjuje, odnosno približavaju kada  $K$  raste. Međutim, važno je primetiti da je samo osnovni mod funkcija  $K$  dok drugi mod zavisi isključivo od  $\theta$  što znači da se samo osnovni mod može nezavisno kontrolisati, dok kontrola drugog moda neizostavno uključuje i uticaj na položaj prvog moda.

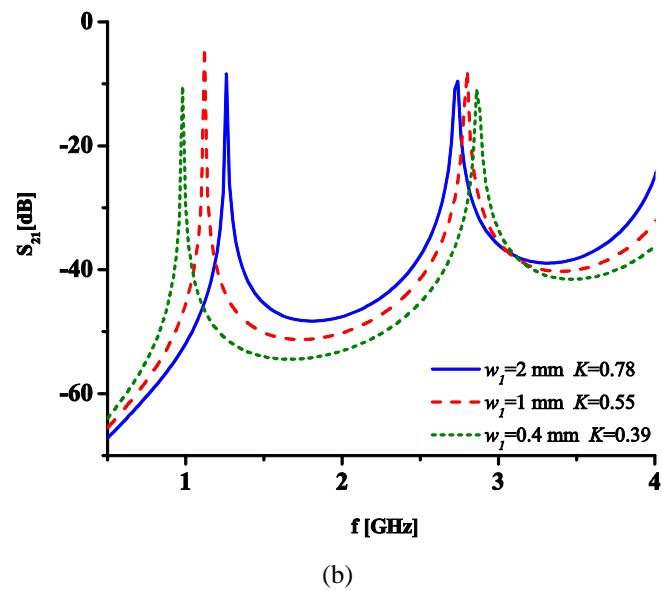
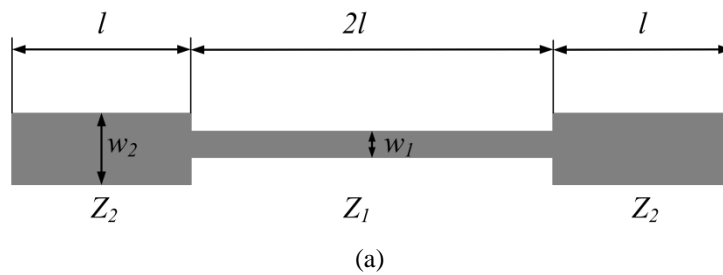
Ovo je ilustrovano na primeru strukture realizovane na podlozi sa  $\epsilon_r=9.8$  i debljinom od 1.27 mm u kojoj su geometrijski parametri  $l=10$  mm,  $w_2=3$  mm, dok je parametar  $w_1$  variran, slika 2.20(a). Odzivi tri strukture sa različitim  $K$  potvrđuju da



Slika 2.18: Zavisnost  $\theta_T$  od  $\theta_1$  za različite vrednosti  $K$ .



Slika 2.19: Odnosi osnovnog i viših harmonika za različite vrednosti  $K$ .



Slika 2.20: (a) Struktura SIR strukture sa označenim geometrijskim parametrima, (b) odziv strukture za različite vrednosti  $K$ .

se promenom  $K$  menja samo pozicija prvog moda, slika 2.20(b). Male promene u poziciji drugog moda objašnjavaju se činjenicom da izrazi (2.52) ne uključuju efekat nagle promene impedanse koja u praksi ima uticaj na sve modove rezonatora. Slika 2.21 prikazuje raspodelu struja u rezonatoru za oba moda i uočava se da prvi mod predstavlja neparni mod, dok je drugi mod parne prirode.

Korišćenjem istog principa može se realizovati i tri-mod rezonator, odnosno struktura koja podržava tri rezonantna moda. Na slici 2.22 prikazan je SIR rezonator sa tri segmenta sa različitim impedansama. Kao i u prethodnom slučaju i ovde će se primeniti analiza metodom parne i neparne pobude. Ekvivalentna kola za parnu i neparnu pobudu prikazana su na slici 2.23, a izrazi za ulaznu impedansu u slučaju parne, odnosno neparne pobude imaju sledeći oblik:

$$Z_{ine} = jZ_3 \frac{\tan^2 \theta (K_1 + K_2 + K_1 K_2) - 1}{\tan \theta (K_1 + K_1 K_2 + 1 - K_2 \tan^2 \theta)},$$

$$Z_{ino} = jZ_3 \frac{\tan \theta (1 + K_2 + K_1 K_2 - K_1 \tan^2 \theta)}{K_1 K_2 - \tan^2 \theta (K_1 + K_2 + 1)},$$
(2.55)

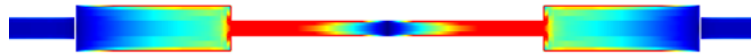
gde je  $K_1$  odnos impedansi  $Z_3/Z_2$ ,  $K_2$  odnos impedansi  $Z_2/Z_1$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$  i  $Z_3$  karakteristične impedanse segmenata voda, a  $\theta$  njihove električne dužine. Radi jednostavnosti smatra se da  $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = \theta$ .

Rezonance osnovnog i dva viša harmonika javljaju se kad su ispunjeni sledeći uslovi:

$$\tan^2 \theta = \frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2 + 1}, \quad \tan^2 \theta = \frac{K_1 + K_1 K_2 + 1}{K_2}, \quad \tan \theta \rightarrow \infty.$$
(2.56)

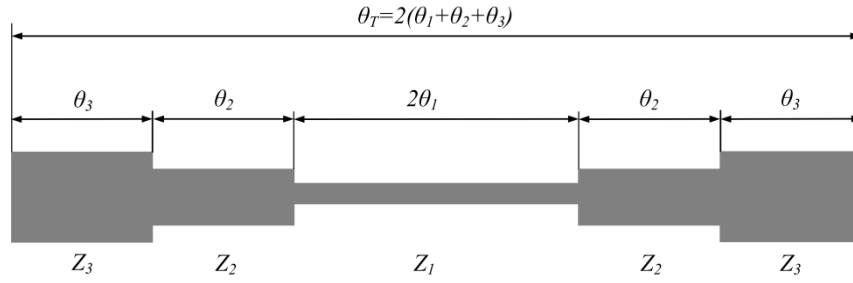


(a)

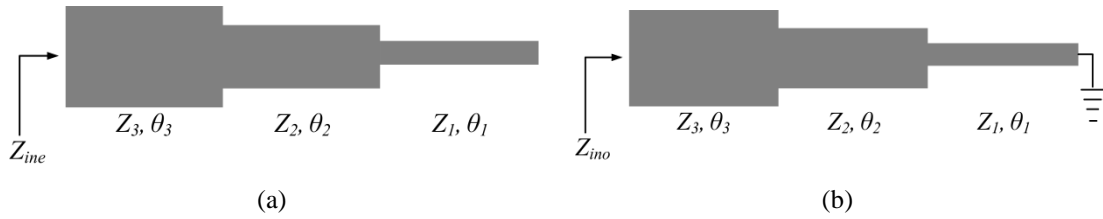


(b)

Slika 2.21: Raspodela struja SIR-a za: (a) prvi (neparni) mod, (b) drugi (parni) mod.



Slika 2.22: Struktura SIR sa tri segmenta sa različitim impedansama.



Slika 2.23: Ekvivalentno kolo SIR-a sa tri segmenta sa različitim impedansama za (a) parnu pobudu, (b) neparnu pobudu.

Na osnovu (2.56) mogu se izraziti odnosi osnovnog i viših harmonika:

$$\frac{f_1}{f_0} = \frac{\tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 + K_1 K_2 + 1}{K_2}}}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2 + 1}}}, \quad (2.57)$$

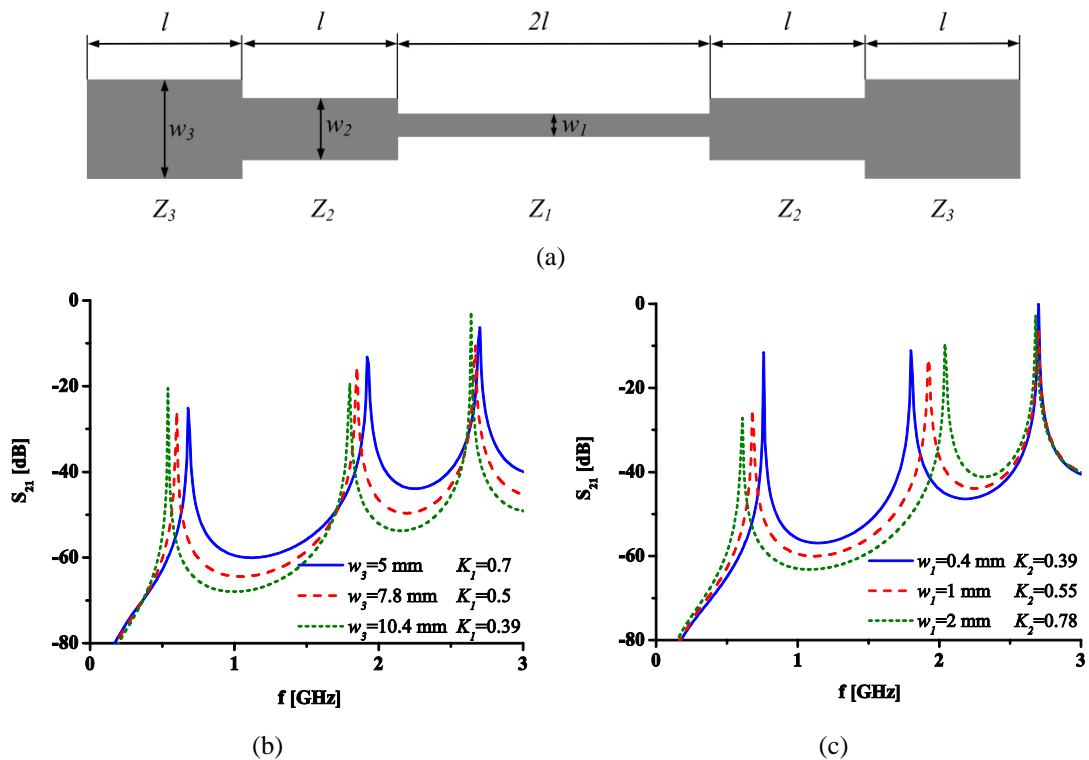
$$\frac{f_2}{f_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2 + 1}}}.$$

gde je  $f_0$  učestanost osnovnog harmonika, a  $f_1$  i  $f_2$  učestanosti viših harmonika. Slično kao i u slučaju dual-mod SIR-a, odnosi  $f_1/f_0$  i  $f_2/f_0$  ne predstavljaju konvencionalni odnose osnovnog i viših harmonika već prva dva viša harmonika zajedno sa osnovnim harmonikom čine tri rezonantna moda, pa SIR struktura sa tri segmenta sa različitim impedansama predstavlja tri-mod rezonator.

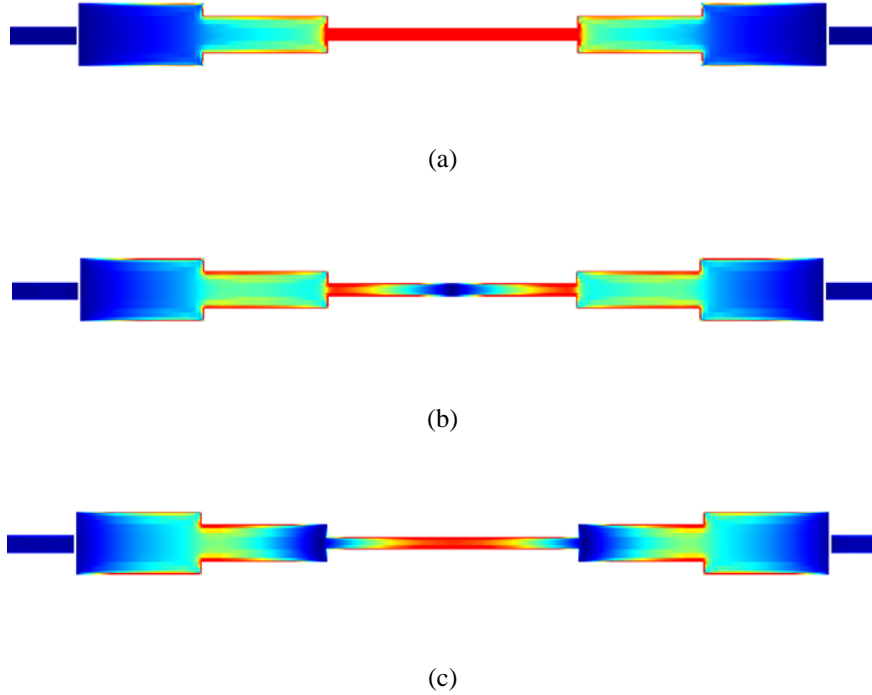
Važno je primetiti da se samo prva dva moda mogu kontrolisati promenom  $K_1$  i  $K_2$ , dok položaj trećeg moda zavisi isključivo od  $\theta$ . Takođe, prva dva moda nije moguće nezavisno kontrolisati jer su oba moda funkcije i  $K_1$  i  $K_2$ . Ovaj važan aspekt ponašanja tri-mod SIR-a ilustrovan je na primeru strukture sa slike 2.24(a) koja je realizovana na podlozi sa  $\epsilon_r=9.8$  i debljinom od 1.27 mm. Na slici 2.24(b) prikazani

su odzivi za različite  $K_1$ , odnosno za slučaj kada je parametar  $w_3$  variran dok ostali parametri imaju konstantne vrednosti  $l=10$  mm,  $w_1=1$  mm i  $w_2=3$  mm. Slika 2.24(c) prikazuje odzive za različite  $K_2$ , tj. za različite vrednosti  $w_1$ . U ovom slučaju ostali parametri imaju sledeće vrednosti:  $l=10$  mm,  $w_2=3$  mm i  $w_3=5$  mm. Odzivi potvrđuju da promena odnosa impedansi utiče na prva dva moda, dok treći mod ne zavisi od ovih parametara. Prikaz raspodela struja u rezonatorima, slika 2.25, ukazuje na činjenicu da su prvi i treći mod po svojoj prirodi neparni modovi, dok je drugi mod parne prirode.

Iz navedene analize ponašanja dual-mod i tri-mod SIR-a zaključuje se da su ove strukture limitirane u pogledu kontrole pozicija modova. Međutim, i pored navedenih ograničenja ove strukture su našle veliku primenu u multi-mod filterima što će biti diskutovano u glavama 3 i 4.



Slika 2.24: (a) Struktura SIR strukture sa tri segmenta sa različitim impedansama sa označenim geometrijskim parametrima, (b) odziv strukture za različite vrednosti  $K_1$ , (c) odziv strukture za različite vrednosti  $K_2$ .



Slika 2.25: Raspodela struja SIR-a sa tri segmenta sa različitim impedansama za: (a) prvi (neparni) mod, (b) drugi (parni) mod, (c) treći (neparni) mod.

### 2.3.3 Dual-mod rezonator opterećen stubom

Pored dual-mod rezonatora sa stepenasto promenljivom impedansom, još jedan način da se ostvari dual-mod ponašanje bez strukture koja podržava degenerativne modove jeste korišćenje rezonatora koji je opterećen stubom (engl. *stub-loaded resonator*, *SLR*). Rezonator opterećen stubom korišćen je po prvi put kao multi-mod rezonator u bandpas filtru predloženom u [8].

Struktura najjednostavnijeg SLR-a prikazana je na slici 2.26 i uočava se da se rezonator sastoji od konvencionalnog voda uniformne impedanse koji je na sredini opterećen otvorenim stubom. Zbog simetrije i ova struktura će biti analizirana metodom parne i neparne pobude. Ekvivalentna kola za obe pobude prikazana su na slici 2.27, a izrazi za ulaznu impedansu u slučaju parne, odnosno neparne pobude imaju sledeći oblik:

$$Z_{ine} = jZ_2 \frac{Z_{2even} \tan \theta_1 \tan \theta_2 - Z_1}{Z_1 \tan \theta_2 + Z_{2even} \tan \theta_1}, \quad (2.58)$$

$$Z_{ino} = jZ_1 \tan \theta_1.$$

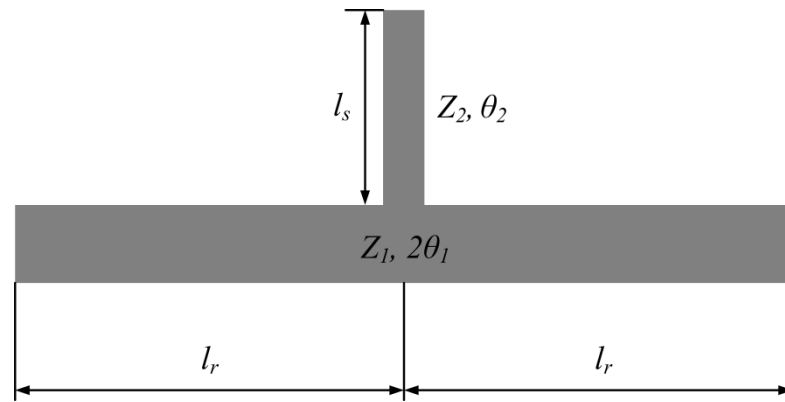
Iz uslova rezonance za parnu pobudu  $1/Z_{ine}=0$  dobija se sledeća jednakost:

$$Z_1 \tan \theta_2 = Z_2 \tan \theta_1, \quad (2.59)$$

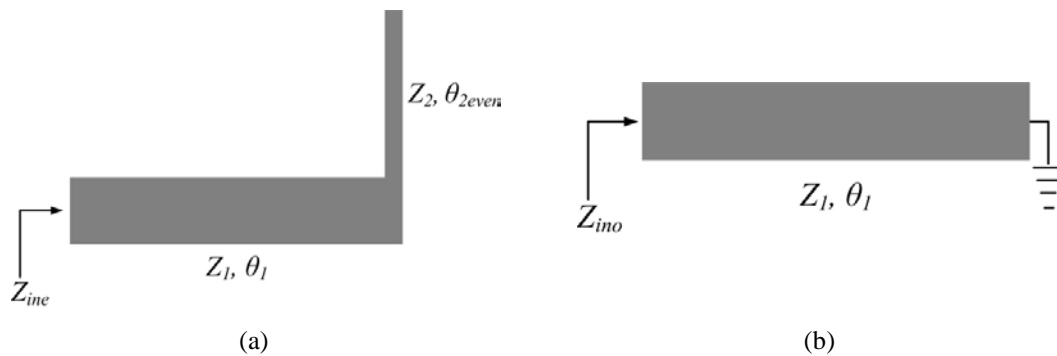
dok se iz uslova rezonance za neparnu pobudu  $1/Z_{ino}=0$  dobija sledeći uslov:

$$\tan \theta_1 \rightarrow \infty. \quad (2.60)$$

Iz (2.59) uočava se da u ekstremnom slučaju  $\theta_2=0$  (nepostojanje stuba) parni mod odgovara parnom modu konvencionalnog  $\lambda/2$  rezonatora. Takođe, iz (2.59) i (2.60) zaključuje se da neparni rezonantni mod zavisi samo od  $\theta_1$ , dok je parni mod funkcija i impedansi  $Z_1$  i  $Z_2$  i električnih dužina  $\theta_1$  i  $\theta_2$ . Samim tim, promenom  $Z_1$ ,  $Z_2$  i  $\theta_2$  pozicija parnog moda može se kontrolisati nezavisno od neparnog moda, dok se pozicija neparnog moda ne može menjati bez uticaja na parni mod jer su oba moda funkcija  $\theta_1$ . Drugim rečima, SLR podržava prostiranje dva moda od kojih se samo jedan može nezavisno kontrolisati.

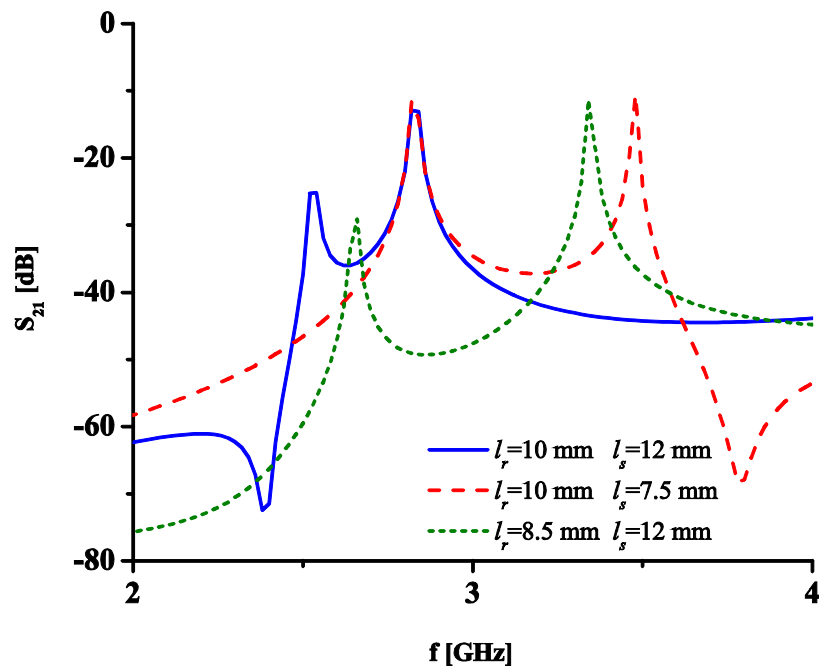


Slika 2.26: Struktura rezonatora opterećenog stubom.

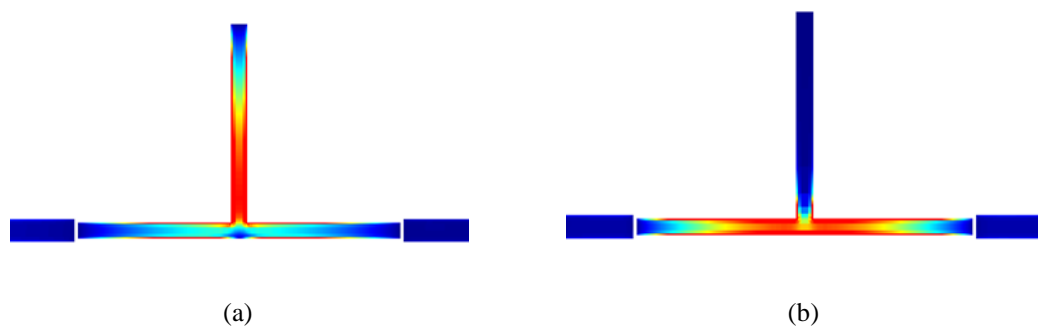


Slika 2.27: (a) Ekvivalentno kolo SLR-a za parnu pobudu, (b) ekvivalentno kolo SLR-a za neparnu pobudu.

Ponašanje SLR-a ilustrovano je na primeru strukture koja je realizovana na podlozi sa  $\epsilon_r=9.8$  i debljinom od 1.27 mm i kod koje su varirane dužine stuba  $l_s$  i osnovnog rezonatora  $l_r$ . Odzivi za različite dužine stuba  $l_s$  i osnovnog rezonatora  $l_r$  prikazani su na slici 2.28 i može se uočiti da je promena dužine stuba dovela do pomeranja pozicije samo jednog od modova, dok je promena dužine osnovnog rezonatora dovela do pomeranja oba moda. Takođe, u raspodeli struja za oba moda za  $l_r=10$  mm i  $l_s=12$  mm, slika 2.29, jasno se uočava da niži rezonantni mod predstavlja parni mod, dok viši mod predstavlja neparni mod.



Slika 2.28: Odzivi SLR-a za različite vrednosti  $l_r$  i  $l_s$ .



Slika 2.29: Raspodela struja SLR-a za: (a) prvi (parni) mod, (b) drugi (neparni) mod.



## 2.4 Zaključak

U ovoj glavi prikazane su teorijske osnove projektovanja multi-band filtara. Iako njihovo projektovanje zahteva drugačiji pristup u odnosu na projektovanje singl-band konfiguracija, ono se u velikoj meri bazira na strukturama i metodama koje su razvijene za singl-band filtre.

U prvom poglavlju analiziran je klasičan pristup projektovanju filtara koji predstavlja univerzalnu tehniku za projektovanje singl-band filtara i koji se sa određenim modifikacijama može koristiti i u projektovanju multi-band filtara. Pokazano je koji koraci sačinjavaju metodu i analizirani su glavni aspekti svakog koraka.

Prvi korak u projektovanju predstavlja formiranje prenosne funkcije koja predstavlja količnik dve polinomijalne funkcije. Diskutovani su načini na koji prenosna funkcija može da se formira na osnovu specifikacija filtra. Drugi korak obuhvata sintezu matrice sprežanja čiji elementi odgovaraju elementima u fizičkoj realizaciji filtra. Objasnjena je struktura dve vrste matrica sprežanja -  $N \times N$  i  $N+2$  kao i način na koji se one formiraju na osnovu matrice admitanse i prenosne funkcije filtra. Na kraju, analizirano je kako se korišćenjem podataka koje sadrži matrica sprežanja, prototipova filtarskih kola i alata za elektromagnetske simulacije određuju geometrijski parametri filtra.

U drugom poglavlju pokazano je kako se analiza simetričnih konfiguracija može pojednostaviti korišćenjem metode parne i neparne pobude. Ovom metodom problem simetričnog kola raščlanjuje se na dva manja problema - kolo sa parnom i kolo sa neparnom pobudom. Pokazano je na koji način se određuje matrica rasipanja početnog problema na osnovu rešenja dva potproblema. Takođe, analizirani su i uslovi rezonance i pojave transmisionih nula za simetrične rezonantne strukture.

Treća glava posvećena je multi-mod rezonatorima koji zbog prirode ponašanja nalaze primenu u multi-band filtrima. Analizirane su različite multi-mod strukture.

Dual-mod rezonatori sa perturbacijama imaju dvodimenzionalnu simetriju i podržavaju prostiranje dva degenerativna moda koja se sprežu perturbacijama u vidu kvadratnih isečaka i peč rezonatora.

Rezonatori sa stepenasto promenljivom impedansom i rezonatori opterećeni stubom ne predstavljaju tipične multi-mod strukture. Pokazano je da se kod njih multi-mod ponašanje zasniva na osnovnom i višim harmonicima čije se rezonantne učestanosti ne odnose kao harmonici u konvencionalnim rezonantnim strukturama. Takođe, pokazano je da se promenom različitih geometrijskih parametara pozicije modova mogu menjati, ali da ta kontrola nije u potpunosti nezavisna.

## Glava 3

### Metode projektovanja dual-band filtara

---

Razvojem brojnih standarda za bežičnu komunikaciju i odgovarajućih uređaja javila se potreba za komponentama koje imaju mogućnost da istovremeno rade na više različitih učestanosti koje odgovaraju standardima kao što su IEEE 806.16, IEEE 806.11, GSM, CDMA itd. Kao prvi odgovor na ovaj zahtev razvile su se dual-band komponente, tj. komponente koje rade na dve različite učestanosti.

Prvi rad na temu dual-band filtara objavljen je krajem prošlog veka [9] i od tada interesovanje za razvoj dual-band konfiguracija neprestano raste. U literaturi se može naći veliki broj dual-band filtarskih struktura i metoda za njihovo projektovanje i u ovom poglavlju biće dat pregled najznačajnijih rešenja i biće ukazano na njihove komparativne prednosti i mane.

U širem kontekstu pristupi projektovanju mikrostrip dual-band filtara mogu se svrstati u četiri vrste od kojih se svaka može podeliti u nekoliko podvrsta.

Prva vrsta projektovanja jeste klasičan pristup projektovanju filtara koji je analiziran u prethodnoj glavi. On primenjuje klasičnu teoriju filtara i predstavlja skoro u potpunosti analitičku metodu. Prvi deo ove glave posvećen je različitim procedurama koje su razvijene da bi se omogućilo analitičko projektovanje dual-band filtara, kao i filtarskim konfiguracijama koje su projektovane korišćenjem razvijenih procedura.

Uvođenje transmisionih nula u prenosnu funkciju singl-band filtra radi formiranja dual-band odziva predstavlja drugi način projektovanja dual-band filtara i o njemu će biti reči u drugom poglavlju.

Zbog mogućnosti da istovremeno podržavaju prostiranje dva moda čije rezonantne učestanosti međusobno ne predstavljaju harmonike, dual-mod rezonatori su privukli veliku pažnju jer predstavljaju dobre kandidate za realizaciju minijaturnih dual-band filtara visokih performansi. Treća glava posvećena je dual-band strukturama koje su realizovane korišćenjem različitih tipova dual-mod rezonatora.

Korišćenje dva singl-band filtra sa različitim propusnim opsezima radi dobijanja dual-band odziva predstavlja četvrti način projektovanja dual-band filtara koji je diskutovan u četvrtom poglavlju.

Navedenim metodama obuhvaćeni su filtri koji su realizovani kao planarne strukture u standardnoj tehnologiji štampanih ploča. Međutim, u literaturi se

mogu naći i mikrostrip dual-band filtri koji su realizovani na drugačiji način - u višeslojnim arhitekturama, korišćenjem drugačijih tehnologija fabrikacije ili korišćenjem različitih fenomena u prostiranju elektromagnetskih talasa. O ovim nešto drugačijim metodama biće reči u poslednjem poglavlju ove glave.

### 3.1 Projektovanje dual-band filtara klasičnim pristupom

Brojni radovi i udžbenici posvećeni su projektovanju singl-band filtara klasičnim pristupom i u njima su predložene različite filtarske funkcije i topologije [1], [10-12]. Klasičan pristup projektovanju filtara je veoma moćan aparat kada je u pitanju sinteza filtara jer on predstavlja skoro u potpunosti analitičku metodu. Razvijenost ove oblasti bio je osnovni motiv za primenu teorijskog pristupa na projektovanje multi-band filtara.

Do sada je predloženo nekoliko metoda projektovanja za dual-band i multi-band filtre od kojih se svaka karakteriše različitim pristupom sintezi prenosne funkcije ili matrice spreznja. Dok su neke metode u potpunosti analitičke ali i ograničene kada je u pitanju primenljivost na različite tipove i topologije filtara, druge se oslanjaju na veoma zahtevne optimizacione procedure ali sa druge strane su znatno univerzalnije. Kao zajednička osobina najvećeg broja do sada predloženih metoda može se izdvojiti činjenica da metode polaze od sinteze singl-band širokopojasnog filtra u čiji odziv se kasnije uvode transmisione nule i na taj način formiraju propusni opsezi. Samim tim, propusni opsezi ne mogu da se formiraju nezavisno što je jedna od osnovnih mana ovog pristupa. Takođe, filtri realizovani na ovaj način neizostavno imaju velike dimenzije.

U nastavku ovog poglavlja dat je pregled metoda za projektovanje dual-band filtara i navedene su njihove prednosti i mane. Takođe, predstavljeno je i nekoliko filtara realizovanih korišćenjem nekih od metoda.

U [13] je predstavljen prvi dual-band filtar propusnik opsega koji je realizovan klasičnim pristupom projektovanju filtara. Predloženi postupak omogućava projektovanje simetričnih dual-band filtara, odnosno filtara čiji su propusni opsezi simetrično raspoređeni u odnosu na neku učestanost i koji se karakterišu jednakim unesenim slabljenjem, povratnim gubicima i širinama propusnih opsega.

Na osnovu specifikacija dual-band filtra o karakteristikama propusnih i nepropusnog opsega, nakon transformacija dobija se niskopropusni prototip, slika 3.1, odnosno određuju se normalizovane učestanosti  $\Omega_a$  i  $\Omega_s$ . Ove učestanosti zajedno sa brojem polova i nula u propusnim i nepropusnom opsegu služe kao polazna osnova za formiranje karakterističnih polinoma  $P(s)$ ,  $F(s)$  i  $E(s)$ . Sinteza polinoma može da se izvrši nekom od metoda koje su navedene u glavi 2, a potom se formira matrica

sprezanja i konačno određuju geometrijski parametri filtra.

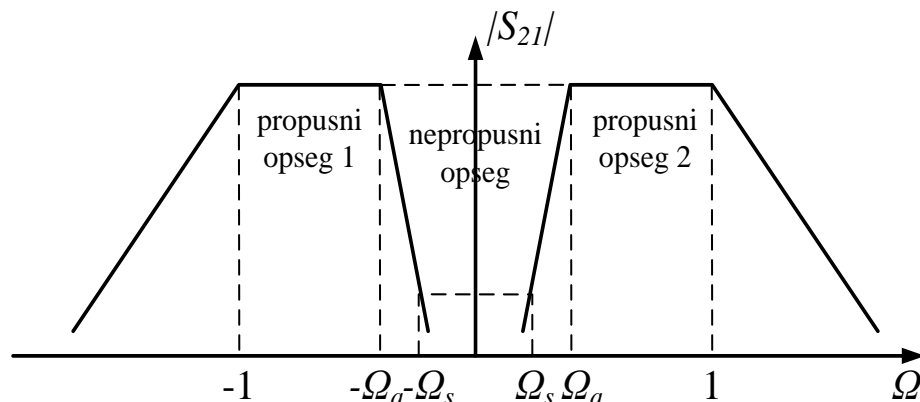
Iako je u [13] konačni filter realizovan u talasovodnoj arhitekturi to ne umanjuje primenljivost ovog postupka, jer je klasičan pristup projektovanju univerzalna tehnika koja može da se primeni na bilo koji tip filtra.

Prednost ovog postupka je što on predstavlja analitički pristup, a samim tim efikasnu i preciznu metodu, kao i činjenica da ovaj postupak daje jednoznačno rešenje kada je u pitanju matrica sprezanja. Međutim, njegov osnovni nedostatak je što je primenljiva samo na dual-band filtre sa simetrično raspoređenim propusnim opsezima. Takođe, ovaj postupak se ne može na jednostavan način primeniti na sve topologije filtara.

Baziran na ovom postupku, u [14] je predstavljen još jedan postupak za projektovanje dual-band filtara koji pored toga što je potpuno analitički, omogućava projektovanje filtara sa asimetričnim propusnim opsezima. Međutim, projektovanje karakteristika dva propusna opsega nije u potpunosti nezavisno što je osnovna mana ovog postupka. Takođe, ova metoda ne može da se primeni na sve topologije filtara.

Postupak koji je nešto univerzalniji, odnosno postupak koji se može primeniti na sve topologije filtara predstavljen je u [15]. On polazi od realizacije širokopojasnog filtra propusnika opsega koji svojim propusnim opsegom obuhvata oba propusna opsega dual-band filtra. Odziv filtra je realizovan standardnom Čebiševljevom funkcijom. Potom se bira broj transmisionih nula koje je potrebno pozicionirati na određene učestanosti kako bi se dobio dual-band odziv.

Da bi se formirala matrica sprezanja potrebno je prvo izvršiti sintezu prenosne funkcije koja se u standardnom postupku formira na osnovu željenih nula i polova u prenosnoj funkciji. Međutim, u ovom postupku se koristi drugi pristup koji podrazumeva formiranje prenosne funkcije na osnovu prenosnih funkcija dva singl-band filtra čiji propusni opsezi odgovaraju opsezima dual-band filtra. Nakon toga



Slika 3.1: Niskopropusni prototip simetričnog dual-band filtra.

određuje se polazna matrica sprežanja kod koje su elementi različiti od nule raspoređeni u matrici tako da odgovaraju konačnoj topologiji filtra. Međutim, vrednosti elemenata predstavljaju samo inicijalne vrednosti i matrica se mora optimizovati kako bi se dobila struktura koja odgovara specifikacijama filtra.

Slična metoda kod koje se inicijalna prenosna funkcija dual-band filtra formira od dve funkcije singl-band filtara, a matrica sprežanja optimizacionim procedurama predstavljena je u [16].

Oslanjanje na optimizaciju je ujedno i najveća mana ovih postupaka jer optimizacija zahteva procedure čije su brzine konvergencije veoma osetljive na izbor početnih rešenja. Takođe, s obzirom na to da ove metode mogu da se primene na različite topologije filtara, metode optimizacije ne daju jednoznačno rešenje za matricu sprežanja već one mogu da daju više desetina rešenja.

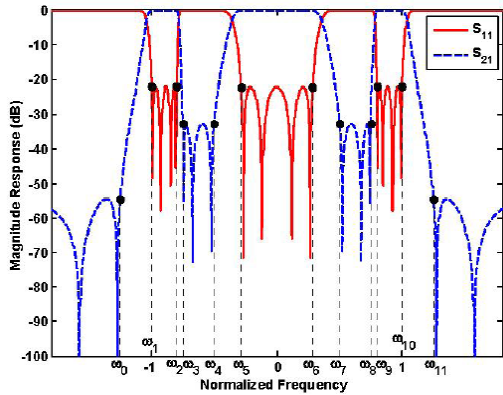
Metoda predstavljena u [17] je prva analitička procedura za sintezu simetričnih i asimetričnih multi-band odziva sa proizvoljnim brojem propusnih i nepropusnih opsega. Takođe, ona omogućava sintezu prenosne funkcije koja ima i realne i kompleksne nule.

Prema ovoj metodi, u specifikacijama filtra svaki propusni opseg se definiše sa dve učestanosti - na primer  $\omega_1$  i  $\omega_2$  za prvi propusni opseg,  $\omega_3$  i  $\omega_4$  za drugi propusni opseg, dok se dva spoljašnja nepropusna opsega definišu sa po jednom učestanošću, slika 3.2.

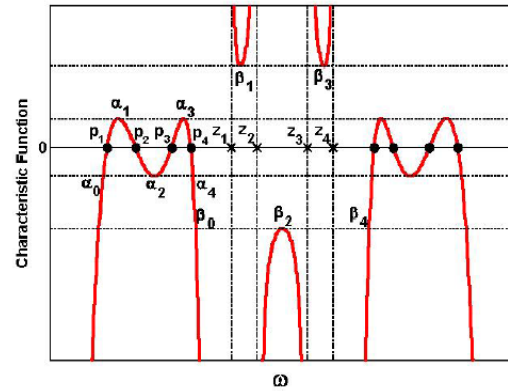
Prenosna funkcija filtra se formira tako da ona ima jednako talasanje u propusnim opsezima, a njena sinteza započinje formiranjem početne karakteristične funkcije na osnovu specifikacija za propusne i nepropusne opsege. Drugim rečima, pretpostave se vrednosti nula i polova u propusnim i nepropusnim opsezima. U primeru na slici 3.3 prikazana su dva propusna opsega i jedan nepropusni opseg i označeni polovi i nule sa  $p_i$  i  $z_i$ . Svaka nula i svaki pol nalaze se između dva ekstremuma prenosne funkcije - na primer  $p_2$  se nalazi između  $\alpha_1$  i  $\alpha_2$ . Na osnovu pretpostavljene vrednosti pola ili nule proverava se da li dva ekstremuma u okolini pola ili nule imaju jednaku vrednost - ukoliko nisu jednaki prelazi se na sledeću iteraciju, tj. pretpostavlja se nova vrednost pola ili nule, a ukoliko su ekstremumi jednaki prelazi se na određivanje sledećeg pola ili nule.

Za određivanje konačne prenosne funkcije potrebno je nekoliko desetina iteracija što znači da i ovaj postupak zahteva određeni nivo optimizacije iako je u pitanju analitička metoda. Ipak, zahtevnost optimizacionih procedura u ovom postupku je znatno manja u odnosu na postupke u [15] i [16].

Na osnovu prenosne funkcije formira se matrica sprežanja nekom od metoda koje se koriste za singl-band filtre, a potom se određuju geometrijski parametri filtra.

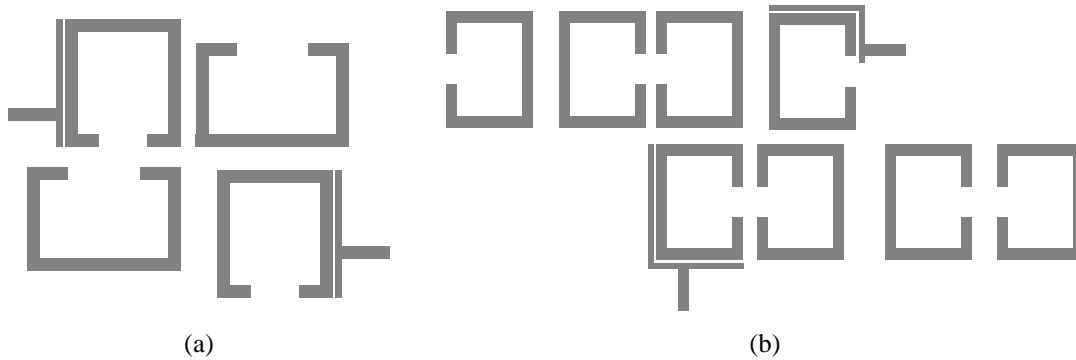


Slika 3.2: Normalizovani prototip multi-band filtra.



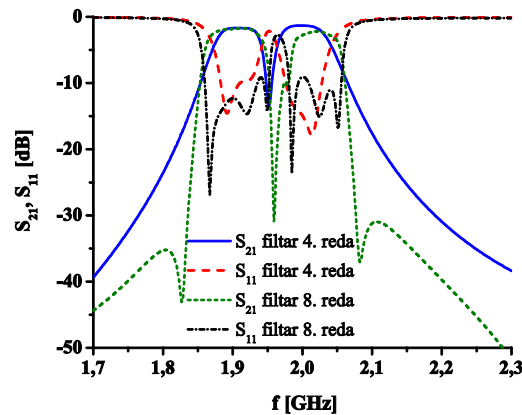
Slika 3.3: Tipična filtarska funkcija sa označenim kritičnim učestanostima.

Korišćenjem ove procedure u [18] je realizovan filtar četvrtog i osmog reda u cul-de-sac topologiji čije su konfiguracije i odzivi prikazani na slici 3.4.



(a)

(b)



(c)

Slika 3.4: (a) Konfiguracija filtra četvrtog reda predloženog u [18], (b) konfiguracija filtra osmog reda predloženog u [18], (c) odzivi filtara.

Rezonatori u filtrima realizovani su konvencionalnim prstenastim  $\lambda/2$  rezonatorima. U odzivima se uočava da su centralne učestanosti propusnih opsega pozicionirane veoma blizu kao i to da karakteristike nepropusne oblasti između dva opsega nisu na zavidnom nivou što je delimično uzrokovano činjenicom da se ovom metodom dual-band filter formira uvođenjem transmisionih nula u propusni opseg širokopojasnog filtra.

Takođe, oba filtra se karakterišu veoma velikim dimenzijama,  $0.41\lambda_g \times 0.35\lambda_g$  i  $1.18\lambda_g \times 0.28\lambda_g$  ( $\lambda_g$  je vođena talasna dužina na centralnoj učestanosti prvog propusnog opsega), što je zajednička karakteristika svih filtara koji su realizovani klasičnim pristupom. Naime, rezonatori koji se koriste u projektovanju filtara klasičnim pristupom su veoma jednostavni, tj. najčešće su u pitanju konvencionalni  $\lambda/2$  rezonatori za koje se veoma jednostavno određuje faktor dobrote kao i koeficijenti sprezanja između njih. Na taj način, izbegavaju se višestruke sprege između rezonatora što je veoma bitno jer se matricama sprezanja uglavnom predviđaju sprege između susednih rezonatora i nekoliko *cross-coupling*-a. Sa druge strane, jednostavni rezonatori zauzimaju veliku površinu, pa čak i filtri niskog reda imaju velike dimenzije.

U [19] predložen je još jedan filter koji je realizovan istom procedurom, slika 3.5. U ovom slučaju rezonatori koji se koriste u filtru predstavljaju dual-mod rezonatore sa perturbacijama. Slično kao i u prethodnom slučaju odziv filtra se karakteriše lošim nepropusnim opsegom između dva propusna opsega, slika 3.6. Takođe, i pored upotrebe dual-mod rezonatora čime se smanjuje broj rezonatora potrebnih za realizaciju filtarske funkcije, dimenzije filtra su velike -  $0.44\lambda_g \times 0.2\lambda_g$ .

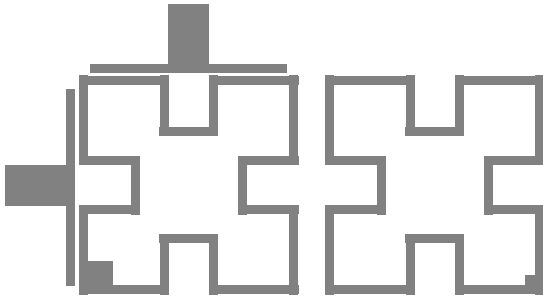
Pored ove metode, još jedna analitička metoda za projektovanje multi-band filtara predložena je u [20]. Prenosna funkcija filtra generiše se odgovarajućom kombinacijom singl-band filtarskih funkcija koje se formiraju metodama prezentovanim u glavi 2. Na osnovu prenosne funkcije, analitičkim putem se generišu parametri rasipanja koji se potom koriste za sintezu matrice sprezanja. Pored realizacije imaginarnih i realnih nula, ova metoda takođe omogućava realizaciju propusnih opsega različitih širina.

Ovom metodom realizuje se filtarska funkcija sa generalizovanom Čebiševljevom funkcijom koja se može izraziti kao:

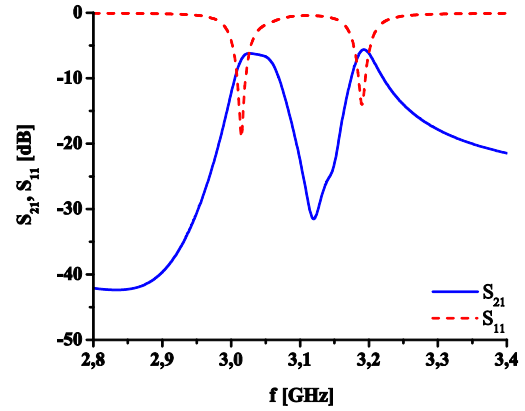
$$C_N(\omega) = \frac{F_N(\omega)}{P_N(\omega)}, \quad (3.1)$$

gde su  $F_N(\omega)$  i  $P_N(\omega)$  karakteristični polinomi.

Filtarska funkcija dual-band filtra sa generalizovanom Čebiševljevom karakteristikom može da se izrazi korišćenjem filtarskih funkcija dva singl-band filtra čiji propusni opsezi odgovaraju propusnim opsezima dual-band filtra:



Slika 3.5: Konfiguracija dual-band filtra predloženog u [19].



Slika 3.6: Odziv dual-band filtra predloženog u [19].

$$\begin{aligned}
 C_N(\omega) &= \frac{1}{\frac{1}{C_{N1}(\omega)} + \frac{1}{C_{N2}(\omega)}} = \frac{C_{N1}(\omega)C_{N2}(\omega)}{C_{N1}(\omega) + C_{N2}(\omega)} \\
 &= \frac{1}{\frac{P_{N1}(\omega)}{F_{N1}(\omega)} + \frac{P_{N2}(\omega)}{F_{N2}(\omega)}} = \frac{F_{N1}(\omega)F_{N2}(\omega)}{P_{N1}(\omega)F_{N2}(\omega) + P_{N2}(\omega)F_{N1}(\omega)} \\
 &= \frac{F_N(\omega)}{P_N(\omega)},
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

gde su  $F_{N1}(\omega)$ ,  $P_{N1}(\omega)$ ,  $F_{N2}(\omega)$  i  $P_{N2}(\omega)$  formirani pomeranjem učestanosti originalnih filtarskih funkcija:

$$\begin{aligned}
 F_{Ni}(\omega) &= F'_{Ni}(\omega - \omega_{si}), \\
 P_{Ni}(\omega) &= P'_{Ni}(\omega - \omega_{si}),
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

gde je  $i=1$  ili  $2$ , a  $\omega_{si}$  centralna učestanost  $i$ -tog propusnog opsega.

Ukoliko se realizuju propusni opsezi sa različitom širinom tada je polinome iz prethodnih izraza potrebno modifikovati na sledeći način:

$$\begin{aligned}
 P_{Ni}(\omega) &= \prod_{j=1}^{NP_i} (BW_i(\omega - \omega_{si}) - p_{i,j}), \\
 F_{Ni}(\omega) &= \prod_{j=1}^{NF_i} (BW_i(\omega - \omega_{si}) - f_{i,j}),
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

gde su  $p_{i,j}$ -ti koren  $P_{Ni}$  i  $f_{i,j}$ -ti koren  $F_{Ni}$ , a  $NP_i$  i  $NF_i$  broj korena  $P_{Ni}$  i  $F_{Ni}$ .



Na kraju se prenosna funkcija transformiše u propusni prototip korišćenjem sledeće transformacije:

$$\omega_{LP} = \frac{\omega_{C,BP}}{\omega_{H,BP} - \omega_{L,BP}} \left( \frac{\omega_{BP}}{\omega_{C,BP}} - \frac{\omega_{C,BP}}{\omega_{BP}} \right) = \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega_{BP}}{\omega_{C,BP}} - \frac{\omega_{C,BP}}{\omega_{BP}} \right), \quad (3.5)$$

gde su  $\omega_{LP}$  učestanost u niskopropusnom prototipu,  $\omega_{BP}$  učestanost u propusnom prototipu,  $\omega_{C,BP}$ ,  $\omega_{H,BP}$  i  $\omega_{L,BP}$  centralna učestanost, gornja i donja granica opsega, respektivno.  $\Delta$  je širina propusnog opsega.

Nakon formiranja prenosne funkcije, matrica sprezanja se generiše analitički metodama navedenim u glavi 2, a potom se određuje fizička konfiguracija filtra.

U slučaju da prilikom formiranja matrice sprezanja dođe do određenih pomeranja u učestanostima ova procedura zahteva određeni nivo optimizacije, što je i njena osnovna mana.

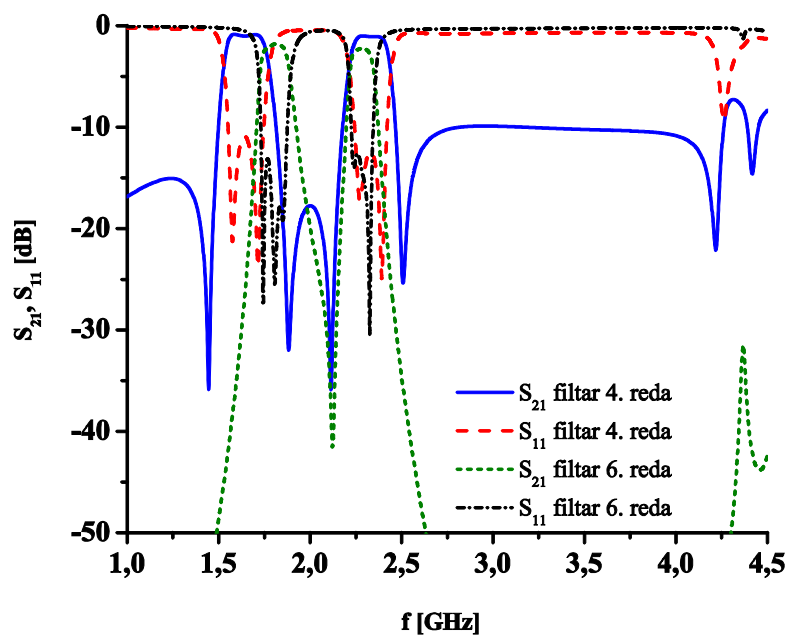
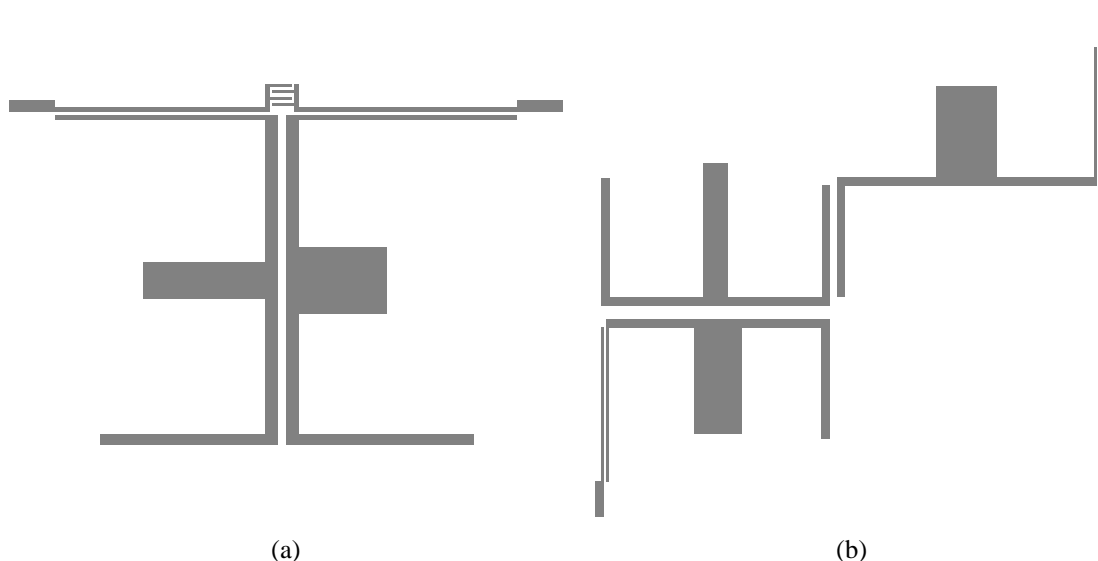
U [21] predstavljeni su filtri četvrtog i šestog reda koji su projektovani opisanom metodom i za čiju realizaciju su korišćeni rezonatori opterećeni stubom. Konfiguracije i odzivi filtara prikazani su na slici 3.7. Slično kao u slučaju filtara koji su projektovani metodom u [17], u odzivima filtara propusni opsezi su blisko pozicionirani, dok nepropusni opseg između dva propusna opsega ima nešto bolje karakteristike. Dimenzije filtara su očekivano veoma velike -  $0.35\lambda_g \times 0.25\lambda_g$  za filtar četvrtog reda, odnosno  $0.5\lambda_g \times 0.44\lambda_g$  za filtar šestog reda.

Pored do sada navedenih metoda, važno je navesti i dve optimizacione metode koje se koriste za generisanje multi-band karakteristika. Metoda predložena u [22] predstavlja metodu za realizaciju multi-band odziva koja za razliku od metoda iz [15] i [16] garantuje da se za zadate specifikacije filtra generiše prenosna funkcija sa optimalnim transmisionim i refleksionim nulama. Slična optimizaciona metoda predložena je u [23] i ona takođe predstavlja metodu koja garantuje određivanje funkcije sa optimalnim nulama i polovima, ali istovremeno predstavlja i Čebiševljevu sintezu za multi-band filtre. Međutim kao i druge metode optimizacije i ove zahtevaju velike računarske resurse.

Iz prethodne analize metoda za projektovanje dual-band filtara može se zaključiti da se kao najveća njihova prednost izdvaja njihova primenljivost na različite tipove filtara kao i činjenica da su u pitanju polu-analitičke ili u potpunosti analitičke metode koje obezbeđuju efikasnost i donekle jednostavnost projektovanja.

Sa druge strane, ove metode imaju dve značajne mane. Prva je da propusni opsezi ne mogu nezavisno da se formiraju jer se oni generišu ili iz jednog širokopojasnog opsega ili "preslikavanjem" singl-band odziva na više opsega. Druga mana je činjenica da projektovanje klasičnim pristupom neizostavno rezultuje filtrima velikih dimenzija. U primenama gde su neke druge karakteristike prioritet ovaj nedostatak se može zanemariti, ali u projektovanju filtara namenjenih minijaturnim uređajima za komunikaciju ova mana čini klasičan pristup skoro neprimenljivim.

Pored ovih mana, potrebno je i pomenuti da odzivi filtera realizovanih ovim metodama ne pokazuju dobre karakteristike u nepropusnim opsezima između propusnih opsega.



(c)

Slika 3.7: (a) Konfiguracija filtra četvrtog reda predloženog u [21], (b) konfiguracija filtra šestog reda predloženog u [21], (c) odzivi filtera.

### 3.2 Projektovanje dual-band filtara uvođenjem transmisionne nule u odziv singl-band filtra

Metod koji podrazumeva uvođenje transmisionne nule u prenosnu funkciju singl-band filtra predstavlja najjednostavniji metod za projektovanje dual-band odziva. U prethodnom poglavlju analizirani su filtri realizovani klasičnim pristupom i zaključeno je da najveći broj metoda za projektovanje kao polaznu tačku koristi sintezu širokopojasnog filtra u čiji odziv se kasnije uvode transmisionne nule i na taj način formiraju propusni opsezi. Samim tim, moglo bi se smatrati da metoda opisana u prethodnom poglavlju i ova metoda dele isti pristup projektovanju. Međutim, postoji jedna ključna razlika koje ove dve metode čine različitim.

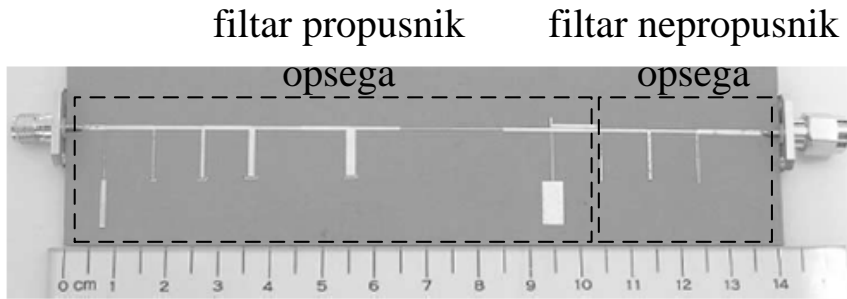
Naime, u klasičnom pristupu transmisionne nule, tj. nepropusni opseg realizuje se pomoću sprega između nesusednih rezonatora. Drugim rečima, struktura koja formira širokopojasni propusni opseg istovremeno svojom konfiguracijom formira potrebne transmisionne nule. Sa druge strane, u ovoj metodi strukture koje generišu propusni i nepropusni opseg su dve odvojene strukture, odnosno filtri propusnici opsega i filtri nepropusnici opsega odvojeno se projektuju. Takođe, projektovanje klasičnim pristupom se bazira na analitičkim i optimizacionim metodama, dok je metoda uvođenja transmisionnih nula značajno jednostavnija.

Iako veoma jednostavna, ovom metodom je projektovano svega nekoliko dual-band filtara. Među prvim publikovanim dual-band filtrima je konfiguracija predložena u [24]. Prodloženi filter se sastoji od kaskadne veze filtra propusnika opsega i filtra nepropusnika opsega. Oba filtra projektovana su korišćenjem idealnih prototipova filtara u  $z$ -domenu.

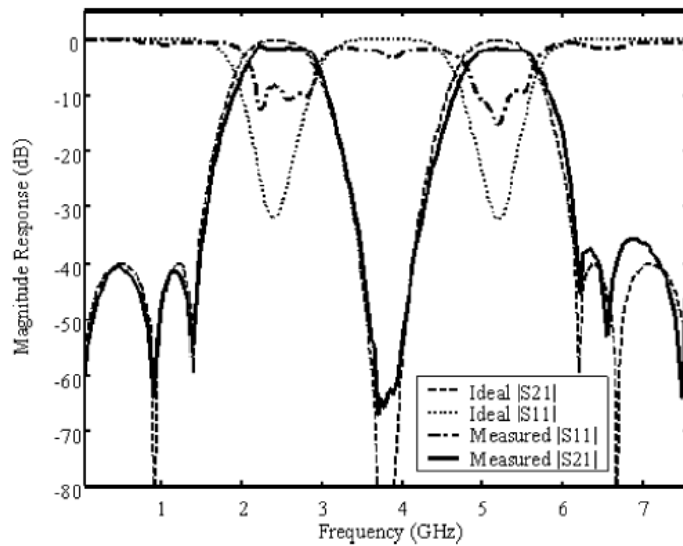
Prvo je projektovan filter propusnik opsega sa Čebiševljevim odzivom tipa II i sa centralnom učestanošću od 3.8 GHz, a potom je projektovan filter nepropusnik opsega sa istom centralnom učestanošću ali sa užim opsegom. Fabrikovano kolo prikazano je na slici 3.8 i na njoj se uočava kaskadna veza dva filtra. Filtri su realizovani uz pomoć otvorenih, odnosno kartko spojenih stubova. U odzivu filtra jasno se uočavaju dva propusna opsega na 2.4 i 5.2 GHz koja se karakterišu dobrim performansama, slika 3.9. Međutim, kaskadna konfiguracija filtra uzrokuje da konačni filter ima veoma velike dimenzije koje u ovom slučaju iznose  $2.15\lambda_g \times 0.35\lambda_g$  što je za primene u minijaturnim uređajima za komunikaciju neprihvatljivo veliko.

Nešto drugačija konfiguracija predložena je u [25]. Ona predstavlja kombinaciju filtra propusnika opsega i filtra nepropusnika opsega koji su za razliku od prethodne strukture sadržani u jednom kolu, tj. nisu kaskadno povezani. Kratko spojeni  $\lambda/4$  šant stubovi koji su razdvojeni sekcijama voda dužine  $\lambda/4$  predstavljaju filter propusnik opsega, slika 3.10. Ubacivanjem rednih  $LC$  kola na sredini između dva  $\lambda/4$  stuba formira se filter nepropusnik opsega sa istom centralnom učestanošću ali sa užim opsegom u odnosu na propusnik učestanosti.  $LC$  kola su realizovana stubovima i kondenzatorima i njihovim vrednostima se kontroliše širina

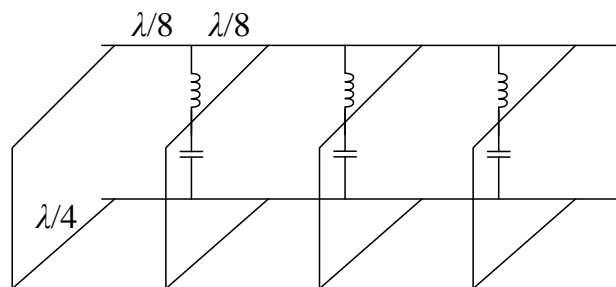
nepropusnog opsega. Iako je u ovoj strukturi izbegnuta kaskadna veza, korišćenje redne veze  $\lambda/4$  vodova čini dimenzije konačnog filtera veoma velikim.



Slika 3.8: Fabrikovano kolo dual-band filtera predloženog u [24].



Slika 3.9: Odziv filtera predloženog u [24].



Slika 3.10: Šema dual-band filtera predloženog u [25].

Na osnovu prethodnih primera može se zaključiti da prednost metode uvođenja transmisionih nula leži u njenoj jednostavnosti. Međutim, svi drugi aspekti ne idu u prilog ovoj metodi. S obzirom na to da se filtri realizovani ovom metodom sastoje od filtara propusnika i nepropusnika opsega oni neizostavno imaju velike dimenzije. Takođe, propusni opsezi se formiraju iz jednog širokopojasnog opsega što znači da se performanse i pozicije propusnih opsega ne mogu nezavisno kontrolisati.

### **3.3 Projektovanje dual-band filtara korišćenjem dual-mod rezonatora**

U prethodna dva poglavlja predstavljene su metode projektovanja filtara koje za rezultat daju filtre kod kojih karakteristike propusnih opsega nije moguće nezavisno kontrolisati i koji se karakterišu veoma velikim dimenzijama.

S obzirom na to da podržavaju istovremeno prostiranje dva moda, dual-mod rezonatori su se pokazali kao dobri kandidati za primenu i u singl-band i u dual-band filtrima jer ovakve rezonantne strukture doprinose minijaturizaciji filtara. Pored toga, dual-mod rezonatori pružaju znatno više slobode kada je u pitanju kontrola karakteristika propusnih opsega.

U glavi 2 predstavljeni su i analizirani osnovni tipovi dual-mod rezonatora - rezonatori sa perturbacijama, rezonatori sa stepenasto promenljivom impedansom (SIR) i rezonatori opterećeni stubom (SLR). U narednim odeljcima biće dat pregled dual-band filtara koji su realizovani korišćenjem navedenih dual-mod struktura.

#### **3.3.1 Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorima sa perturbacijama**

Dual-mod rezonatori sa perturbacijama predstavljaju strukture koje najčešće imaju dvodimenzionalnu simetriju i kod kojih se dva degenerativna moda sprežu uvođenjem perturbacije u simetriju rezonatora.

Ovaj tip dual-mod rezonatora može da se na osnovu fizičke konfiguracije podeli na dva podtipa - rezonatori sa konfiguracijom peča i rezonatori sa konfiguracijom prstena, slika 2.14, glava 2. U prvom slučaju perturbacije imaju oblik isečaka, dok u drugom slučaju perturbacije imaju oblik peč rezonatora malih dimenzija. Priroda ponašanja je istovetna za obe vrste rezonatora, samo što je u slučaju peč rezonatora analiza modova prostiranja nešto složenija.

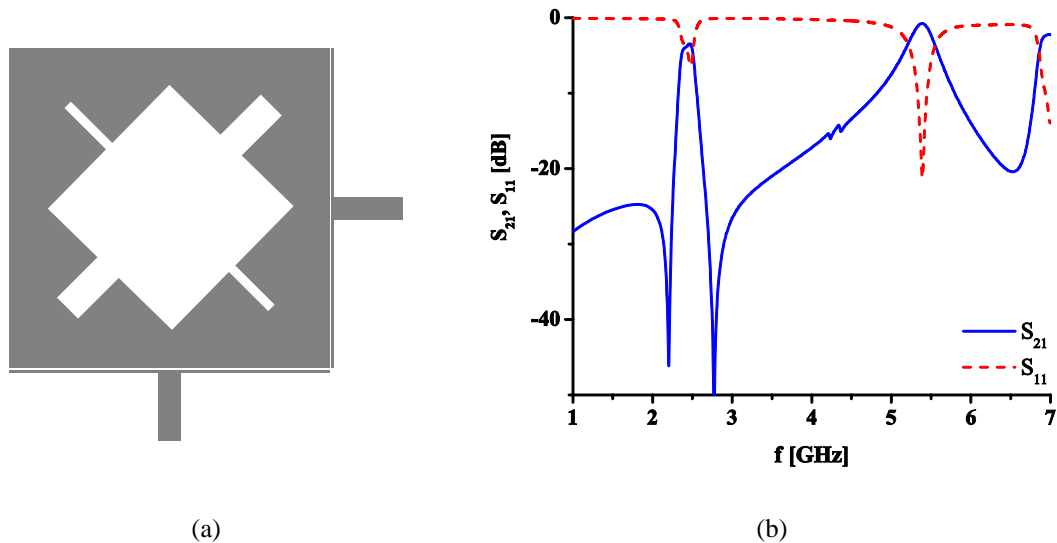
Ponašanje dual-mod rezonatora sa perturbacijama može na nekoliko načina da bude iskorišćeno za dobijanje dual-mod odziva. Prvi način jeste korišćenje dva spregnuta degenerativna moda kao izvor dva propusna opsega. Ovaj način je primenjen u svega nekoliko konfiguracija jer pozicioniranje dva degenerativna moda na relativno udaljene učestanosti iziskuje veoma jaku spregu između modova što usložnjava realizaciju filtra.

Konfiguracija predložena u [26] koristi dual-mod peč rezonator kvadratnog oblika sa perturbacijom u obliku krsta, slika 3.11(a). Variranjem dužine jednog kraka krsta rezonantna učestanost jednog od degenerativnih modova može se menjati nezavisno od rezonantne učestanosti drugog moda. Takođe, način napajanja omogućava pojavu transmisionih nula. Iako je ovo veoma elegantno rešenje u kojem je moguća nezavisna kontrola jednog propusnog opsega, ono se karakteriše i veoma slabom selektivnošću drugog propusnog opsega kao i relativno velikim ukupnim dimenzijama, slika 3.11(b).

Problem slabe selektivnosti može biti rešen uvođenjem proreza na ivicama peč rezonatora [27], međutim problem relativno velikih dimenzija filtra kao i nemogućnost nezavisne kontrole prvog propusnog opsega nije moguće rešiti ovim pristupom.

Ovaj način projektovanja dual-band odziva dual-mod rezonatorima primenjen je i u konfiguraciji predloženoj u [28]. Predloženi filter se sastoji od kvadratnog prstenastog rezonatora koji je opterećen perturbacijom u obliku peč rezonatora čije su dimenzije, za razliku od svih do sada predloženih dual-mod rezonatora, veoma velike. Na taj način ostvarena je snažna sprega između dva degenerativna moda i oni su pozicionirani na udaljenim učestanostima.

Nedostatak ove kao i prethodno navedenih konfiguracija jeste činjenica da je pozicioniranje propusnih opsega određeno spregom dva degenerativna moda, pa samim tim i veoma ograničeno. Takođe, nedostatak predstavlja i loša selektivnost drugog propusnog opsega kao i dimenzije filtra koje u ovim konfiguracijama ne mogu da se svedu ispod  $0.25\lambda_g \times 0.25\lambda_g$ .

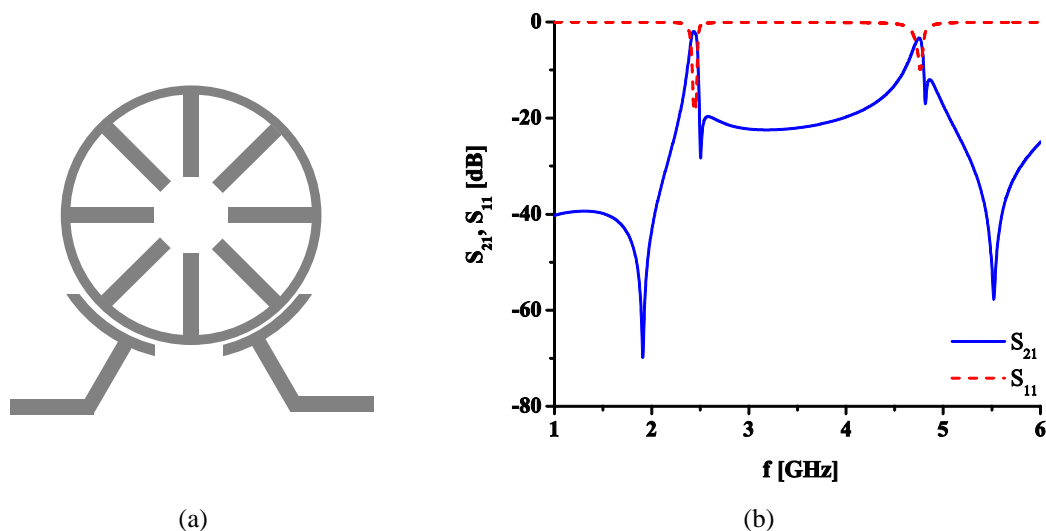


Slika 3.11: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [26], (b) odziv filtra.

Drugi način primene ponašanja dual-mod rezonatora jeste realizacija dva propusna opsega pomoću viših harmonika. Naime, svaki rezonator pored osnovnog rezonantnog moda ima i više modove (harmonike) koji se javljaju periodično u frekvencijskom spektru i svaki od harmonika podržava degenerativne modove. U slučaju dual-mod rezonatora usled perturbacije i kod osnovnog i kod viših harmonika u odzivu se jasno uočavaju dva degenerativna moda. Iako se dual-band odziv može dobiti i korišćenjem viših harmonika kod konvencionalnih rezonatora, prednost dual-mod rezonatora leži u činjenici da se u oba propusna opsega javljaju po dva transmisiona pola pa su samim tim performanse oba propusna opsega znatno bolje nego u slučaju konvencionalnih rezonatora.

Ova ideja prvi put je primenjena u zatvorenim prstenastim rezonatorima u [29]. Prstenasti rezonator sa simetričnom strukturom bez perturbacija pobuđen je asimetrično postavljenim uvodnim linijama, slika 3.12(a). Naime, pored uvođenja perturbacije još jedan način da se dva degenerativna moda spregnu jeste pobuđivanje rezonatora asimetrično postavljenim portovima što je pokazano u [30]. Pored sprežavanja dva moda, ovako postavljeni portovi omogućavaju i pojavu transmisionih nula, tj. dobru selektivnost propusnih opsega, slika 3.12(b). Takođe, rezonator je opterećen kratkim stubovima koji omogućavaju kontrolu pozicija propusnih opsega u određenoj meri.

Veoma slične dual-band konfiguracije predstavljene su u [31-34]. Prednost ovih struktura je što omogućavaju realizaciju opsega sa dobrim performansama u smislu unesenog slabljenja i selektivnosti. Međutim, osnovna mana i ovih filtara jeste veoma ograničena kontrola pozicija propusnih opsega. Iako se pozicija drugog propusnog opsega može donekle menjati određenim promenama u geometriji rezonatora, ipak je njegova pozicija dominantno određena rezonantnom učestanošću drugog harmonika. Pored toga, filtri se odlikuju i relativno velikim dimenzijama.



Slika 3.12: Konfiguracija filtra predloženog u [29], (b) odziv filtra.

Opisana ideja primenjena je i u rezonatorima sa konfiguracijom peča [35-36]. Iako nešto drugačijih konfiguracija, i ovi filtri pokazuju iste prednosti i mane kao i filtri realizovani prstenastim rezonatorima.

U [37] različiti modovi kružnog peč rezonatora korišćeni su na potpuno drugačiji način za projektovanje dual-band filtra. Naime, cirkularnim prorezima rezonantne učestanosti modova  $TM_{21}$  i  $TM_{01}$  su postavljene dovoljno blizu da formiraju drugi propusni opseg sa dva transmisiona pola, dok je pravolinijskim prorezima mod  $TM_{11}$  spregnut sa degenerativnim modom i na taj način je formiran prvi propusni opseg sa takođe dva transmisiona pola, slika 3.13.

Iako veoma inovativno, ovo rešenje takođe pokazuje mane kada su u pitanju dimenzije rezonatora i pozicioniranje propusnih opsega. Naime, iako su rezonantne učestanosti modova  $TM_{21}$  i  $TM_{01}$  postavljene dovoljno blizu, njihovo podešavanje je veoma ograničeno jer je i podesivost dimenzija cirkularnih proreza ograničeno.

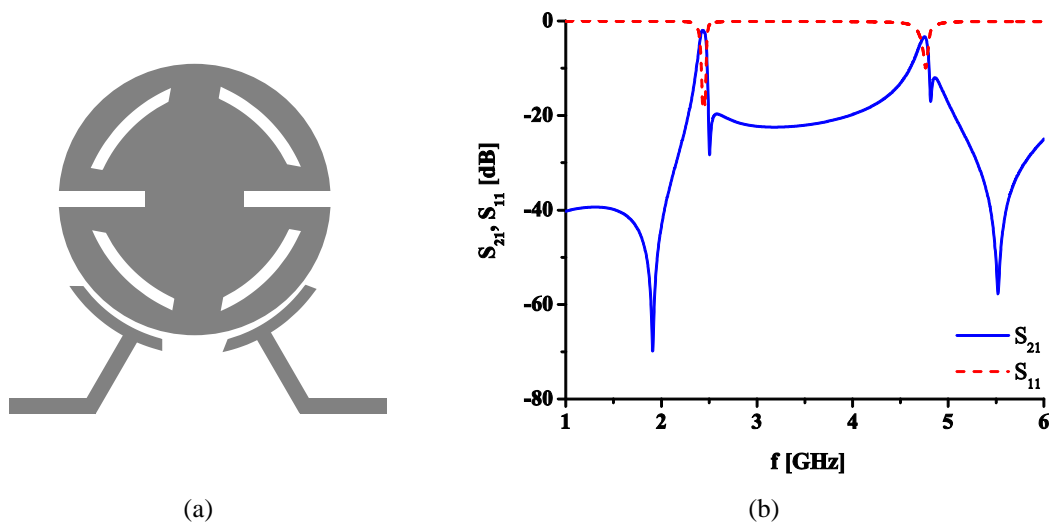
Kao zaključak, može se reći da dual-mod rezonatori sa perturbacijama omogućavaju projektovanje filtara sa relativno dobrim karakteristikama propusnih opsega. Međutim, pokazano je da su njihovi osnovni nedostaci ograničenost podešavanja propusnih opsega kao i relativno velike dimenzije koje, iako značajno manje negu u filtrima projektovanim klasičnim pristupom i metodom uvođenja transmisiona nule, ne mogu da se svedu ispod  $0.25\lambda_g \times 0.25\lambda_g$ .

### **3.3.2 Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorima sa stepenasto promenljivom impedansom**

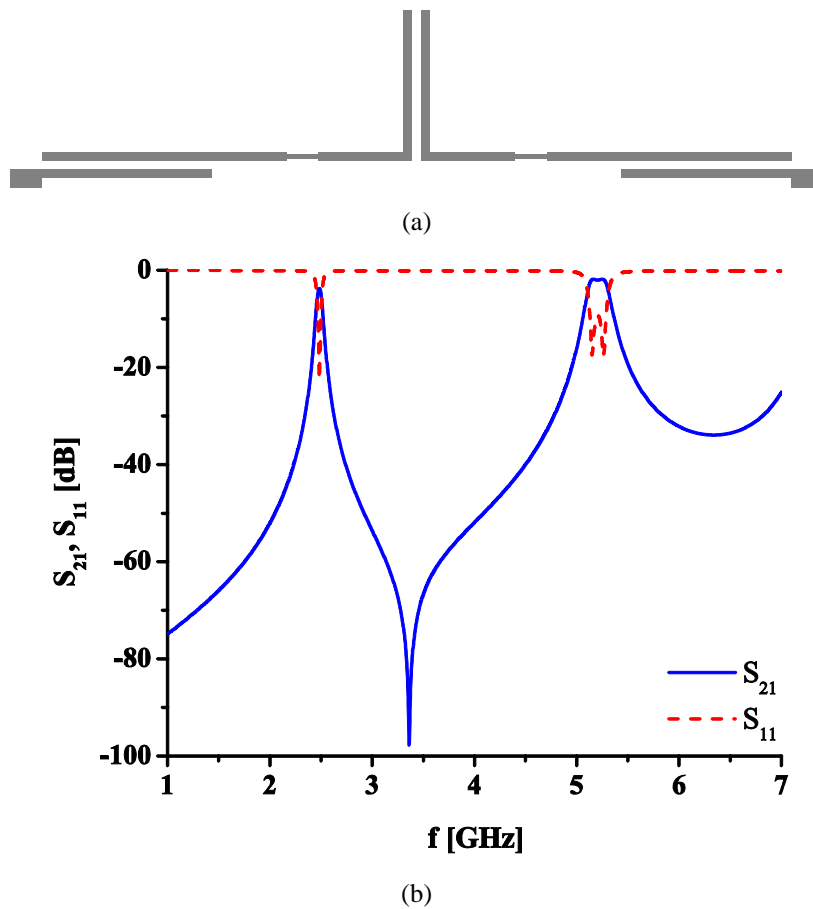
Zbog mogućnosti kontrole pozicija osnovnog i viših harmonika veoma jednostavnim mehanizmom kakvo je uvođenje perturbacije u vidu stepenasto promenljive impedanse, SIR strukture privukle su veliku pažnju i brojni do sada publikovani dual-band filtri bazirani su na ovim strukturama. U glavi 2 pokazano je da se rezonantne učestanosti modova ne mogu u potpunosti nezavisno kontrolisati, ali u poređenju sa strukturama sa perturbacijama ovaj tip rezonatora pruža daleko više slobode kada je u pitanju nezavisna kontrola propusnih opsega. Takođe, ponašanje SIR-a ukazuje i na mogućnost za minijaturizaciju filtara što je veoma važan aspekt filtarskih kola.

Prvi dual-band filtri sa SIR strukturama objavljeni su u [38-41] i u njima je demonstriran veliki potencijal ovih rezonatora za projektovanje dual-band filtara sa visokim performansama. Konfiguracija filtra iz [40] i njegov odziv prikazani su na slici 3.14. Iako bazirani na novoj ideji, mana navedenih filtara je slaba selektivnost, velike dimenzije i činjenica da su ovim načinom realizovani samo filtri koji pokrivaju opsege 2.4/5.2 GHz.





Slika 3.13: (a) Konfiguracija filtera predloženog u [37], (b) odziv filtera.



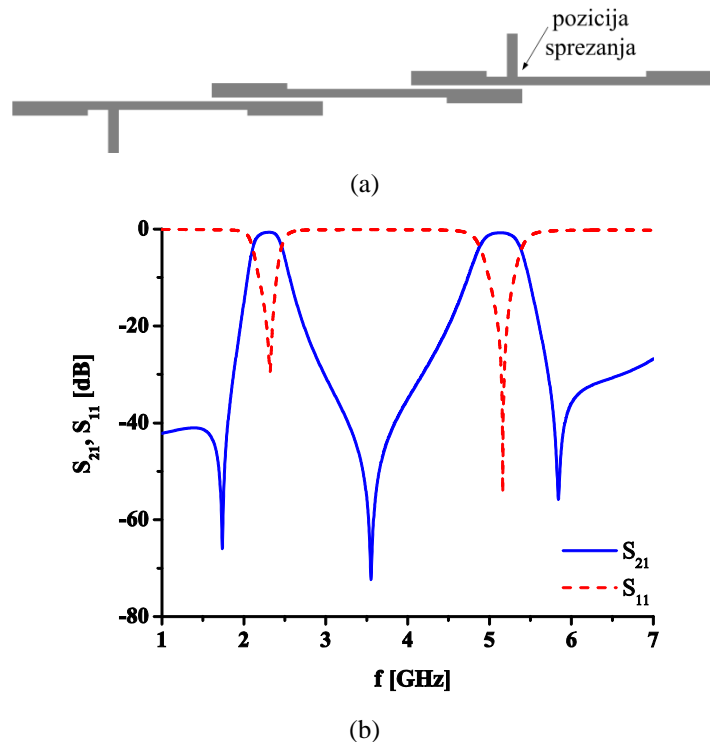
Slika 3.14: (a) Konfiguracija filtera predloženog u [40], (b) odziv filtera.

Slaba selektivnost je pre svega posledica činjenice da sama SIR struktura ne može da obezbedi transmisionu nulu već one moraju da budu generisane na drugačiji način. Jedan od načina jeste korišćenje većeg broja rezonatora i specifičnih sprega što sa druge strane povećava dimenzije filtra.

U narednim godinama pažnja je posvećena poboljšanju performansi dual-band filtara sa SIR rezonatorima. U [42] predstavljena je struktura sa nekoliko spregnutih SIR struktura, od kojih su prvi i poslednji rezonator induktivno spregnuti sa uvodnim linijama, slika 3.15. Odgovarajućim odabirom pozicije sprezanja obezbeđuju se transmisione nule koje poboljšavaju selektivnost filtra, slika 3.15(b). Međutim, iako je ovim rešen problem selektivnosti, ova konfiguracija ne predstavlja dobro rešenje kada su u pitanju dimenzije filtra. Veoma slični filtri predloženi su u [43] i [44].

Još jedan način da se ostvari dobra selektivnost prikazan je u [45-48] u kojima su predloženi filtri u kojima se dobra selektivnost ostvaruje *source-load coupling*-om, tj. spregom između uvodnih linija. Međutim, na ovaj način se povećavaju dimenzije filtra pa slično kao u prethodnom slučaju mogućnost minijaturizacije filtara je limitirana.

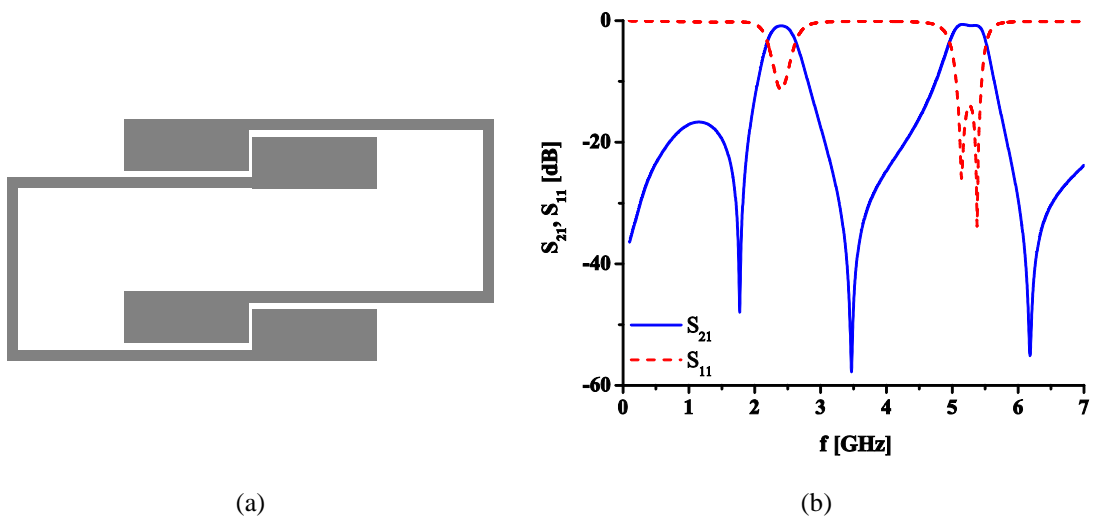
Filtri sa značajno manjim dimenzijama ali i dobrom selektivnošću propusnih opsega mogu se realizovati savijanjem spregnutih rezonatora [49-51]. Izgled kao i odziv konfiguracije iz [49] prikazani su na slici 3.16 i može se uočiti



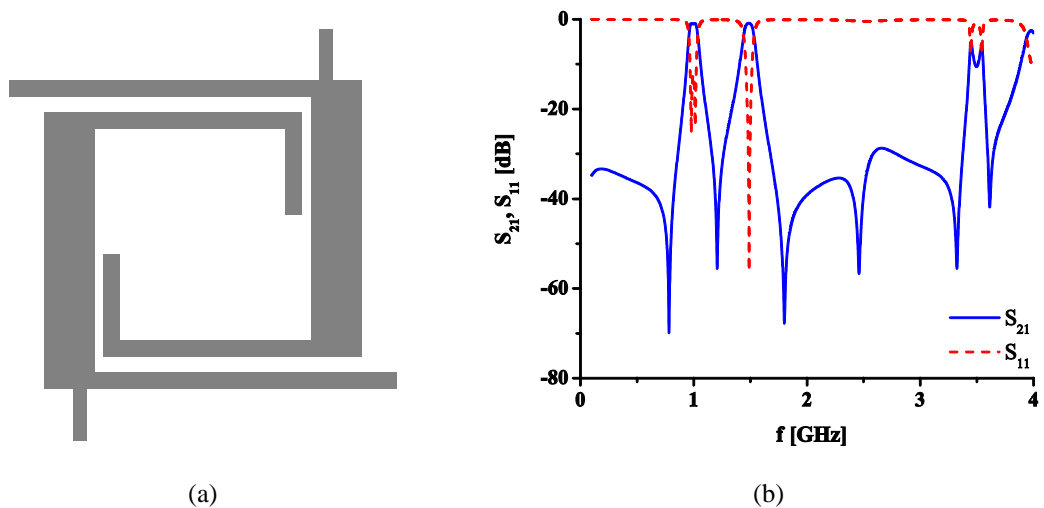
Slika 3.15: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [42], (b) odziv filtra.

veoma dobar dual-band odziv. Pritom, dimenzije filtra iznose samo  $0.21\lambda_g \times 0.11\lambda_g$ .

Veoma dobre karakteristike filtra mogu se postići i strukturama sa asimetrično napajanim SIR rezonatorima. Primeri takvih filtera predstavljeni su u [52-54], dok je filter predložen u [55] jedan od najboljih do sada publikovanih dual-band filtera u smislu unesenog slabljenja, selektivnosti i dimenzija. Njegova konfiguracija i odziv prikazani su na slici 3.17. Međutim, pošto je baziran na SIR rezonatorima pozicije propusnih opsega ne mogu se nezavisno kontrolisati. Štaviše, ovakva konfiguracija može da se koristi samo ukoliko su pozicije dva propusna opsega veoma bliske.



Slika 3.16: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [49], (b) odziv filtra.



Slika 3.17: Konfiguracija filtra predloženog u [55], (b) odziv filtra.

U prethodnoj analizi predstavljeni su brojni filtri na bazi SIR struktura i može se zaključiti da ovi rezonatori omogućavaju kako dobre performanse tako i minijaturizaciju filtarskih kola. Međutim, važno je uočiti da su ovakvi filtri namenjeni radu na učestanostima 2.4/5.2 GHz ili na dve blisko postavljene učestanosti kao na primer 1.575/2.4 GHz. Razlog za ovo leži u činjenici da promena impedansi segmenata SIR-a omogućava ili značajno udaljavanje ili značajno približavanje dva osnovna moda pa bi samim tim filter sa dual-mod SIR rezonatorima koji radi na na primer 2.4/3.5 GHz bilo veoma teško projektovati.

Drugim rečima, filtri na bazi SIR su najviše limitirani u pogledu pozicioniranja propusnih opsega. Takođe, nezavisna kontrola karakteristika filtara je ograničena ali se to donekle može poboljšati uvođenjem određenih sprega u filtarsko kolo.

### **3.3.3 Dual-band filtri sa rezonatorima opterećenim stubom**

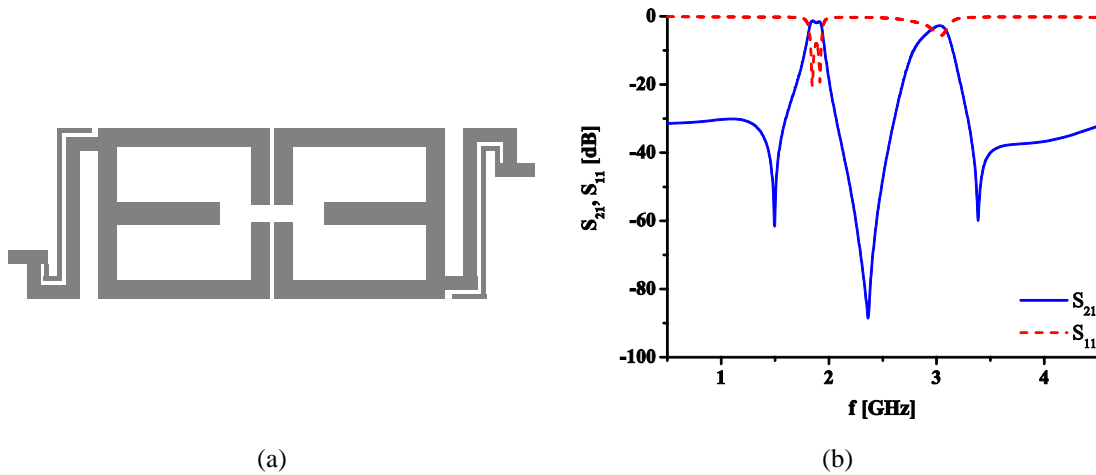
U prethodnoj glavi pokazano je da rezonatori opterećeni stubom pokazuju dual-mod ponašanje zahvaljujući perturbaciji u vidu stuba. Iako su po konfiguraciji drugačiji od SIR rezonatora ove dve strukture imaju nekoliko zajedničkih karakteristika - kontrola rezonantnih učestanosti modova je znatno fleksibilnija u odnosu na dual-mod rezonatore sa perturbacijama, ali istovremeno je i ograničena. Takođe, sam SLR nije struktura koja svojim ponašanjem može da izazove pojavu transmisionih nula.

Zbog ovih zajedničkih osobina SIR-a i SLR-a, filtri koji su realizovani korišćenjem SLR-a uglavnom su projektovani na veoma sličan način kao i filtri sa SIR strukturama u smislu broja rezonatora i uvođenja različitih sprega radi formiranja transmisionih nula.

Prvi dual-band filter sa SLR-om predložen je u [56]. Dva SLR-a spregnuta su električnim poljem i asimetrično su napajana radi formiranja transmisionih nula, tj. bolje selektivnosti propusnih opsega, slika 3.18(a). Radi smanjivanja dimenzija filtra rezonatori su savijeni tako da formiraju strukture prstenastog oblika pa su ukupne dimenzije filtra  $0.28\lambda_g \times 0.14\lambda_g$ . Odziv filtra ukazuje na dobre karakteristike propusnih opsega u smislu unesenog slabljenja i selektivnosti, slika 3.18(b).

Slični filtri sa sličnim karakteristikama predloženi su u [57-60], s tim što filtri u [59] i [60] ne koriste asimetrično napajanje za formiranje transmisionih nula.

Nešto drugačije strukture preložene su u [61] i [62] u kojima rezonatori imaju strukturu zatvorenog prstenastog rezonatora opterećenog stubovima. Međutim, ovi filtri ne pokazuju bolje performanse u odnosu na prethodno navedene filtre i uz to imaju značajno veće dimenzije.

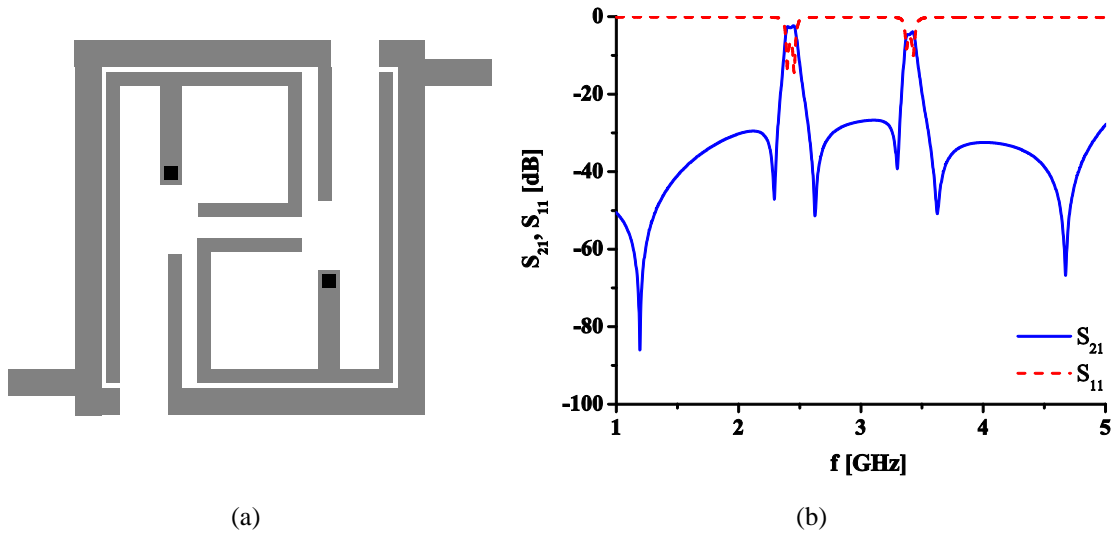


Slika 3.18: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [56], (b) odziv filtra.

Na primeru filtara baziranih na SIR i SLR strukturama pokazano je da je jedan od efikasnih načina da se smanje dimanzije filtra savijanje rezonatora. Međutim, u nekim filtrima na bazi SLR-a iskorišćen je još jedan način za minijaturizaciju konfiguracije a to je uzemljivanje stubova. Naime, poznato je da u slučaju konvencionalnih  $\lambda/2$  i  $\lambda/4$  rezonatora, uzemljeni rezonator rezonira zbog prisustva vie na istoj učestanosti kao i neuzemljeni rezonator dvostruko većih dimenzija. Cena koja se plaća za smanjivanje dimenzija rezonatora jeste složenija fabrikacija jer je potrebno koristiti vie za uzemljenje. Po istom principu, uzemljeni stubovi u SLR strukturama omogućavaju značajno smanjivanje dimenzija filtra u odnosu na filtre na bazi SLR-a bez uzemljenja.

Filtri sa SLR strukturama sa uzemljenim stubovima predloženi su u [63-68]. Konfiguracija predstavljena u [66] sastoji se od dva spregnuta SLR-a sa uzemljenim stubovima i zahvaljajući sprezi između uvodnih linija, pored malih dimenzija,  $0.19\lambda_g \times 0.19\lambda_g$ , ovaj filtar pokazuje i veoma dobre performanse kada su u pitanju uneseno slabljenje i selektivnost propusnih opsega, slika 3.19.

SLR strukture omogućavaju projektovanje filtara veoma dobrih performansi i malih dimenzija. Iako se ponašaju veoma slično SIR strukturama, filtri na bazi SLR-a nisu toliko ograničeni u smislu nezavisnog pozicioniranja propusnih opsega. Naime, u slučaju SIR-a pozicija rezonantne učestanosti jednog moda može da se menja nezavisno od pozicije rezonance drugog moda promenom odnosa impedansi segmenata rezonatora. Međutim, vrednosti odnosa impedansi su ograničene zbog tehnologije izrade kao i činjenice da prevelike ili premale impedanse neizostavno vode ka velikim gubicima. U slučaju SLR-a, jedan mod se može kontrolisati nezavisno od drugog promenom dužine stuba što nije ograničeno ni tehnologijom ni eventualnim gubicima. Jedino o čemu je potrebno voditi računa jesu dimenzije filtra koje rastu sa povećanjem stuba što sa druge strane može biti predupređeno manipulacijom geometrijom filtra.



Slika 3.19: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [66], (b) odziv filtra

Nedostatak filtara na bazi SLR-a jeste činjenica da dva propusna opsega potiču od rezonantnih modova jedne strukture pa nije moguće nezavisno kontrolisati njihove performanse kao što su uneseno slabljenje ili širina propusnog opsega.

### 3.3.4 Dual-band filtri sa rezonatorima sa stepenasto promenljivom impedansom koji su opterećeni stubom (SI-SLR)

Superpozicija rezonatora sa stepenasto promenljivom impedansom i rezonatora opterećenog stubom za rezultat daje strukturu koja pokazuje multi-mod ponašanje i kod koje postoji više parametara kojima se mogu kontrolisati modovi rezonatora. Samim tim ona može da se koristi za projektovanje i dual-band i tri-band filtara. Takođe, u projektovanju filtara koji su bazirani na ovakvoj strukturi postoji više stepeni slobode, ali sa druge strane, više stepeni slobode znači i veći broj parametara koje je potrebno uzeti u razmatranje, tj. nešto složenije projektovanje.

Iako SI-SLR objedinjuje dobre strane i SIR sa i SLR struktura što implicira mogućnost projektovanja dual-band filtara sa veoma dobrim performansama i malim dimenzijama, do sada objavljeni filtri sa ovim strukturama ili pokazuju loše odzive u smislu selektivnosti i unesenog slabljenja u propusnim opsezima ili imaju velike dimenzije.

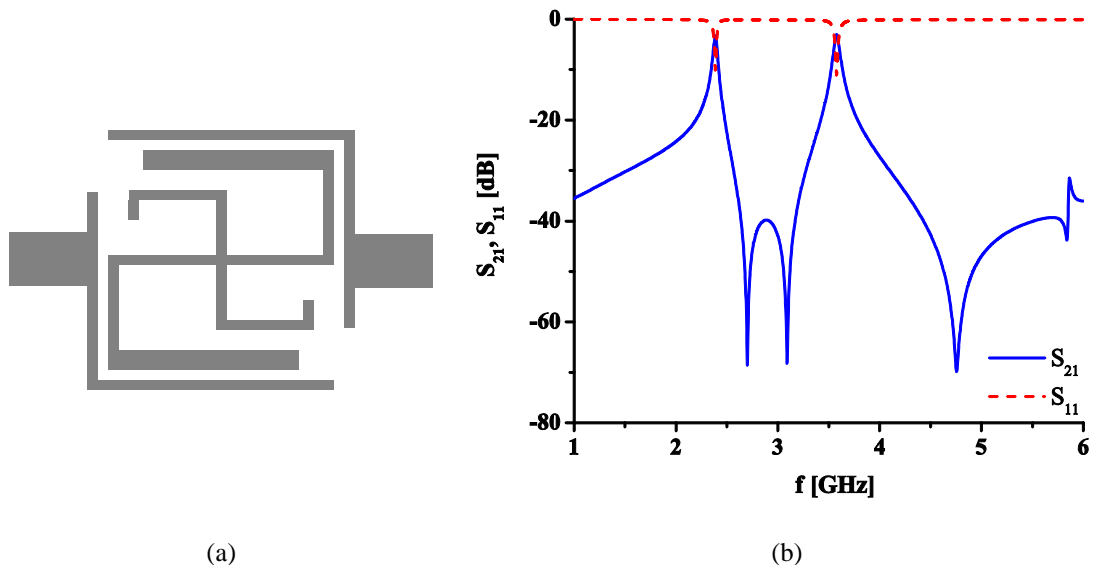
Primer filtra sa SI-SLR strukturom i njegov odziv prikazani su na slici 3.20 [69]. Iako malih dimenzija,  $0.18\lambda_g \times 0.13\lambda_g$ , ovaj filtar pokazuje relativno loše karakteristike kada su u pitanju uneseno slabljenje i selektivnost propusnih opsega.

Neke druge konfiguracije dual-band filtera sa SI-SLR strukturama predložene su u [70-77]. Međutim, kao što je već naglašeno, ni u jednoj od pomenutih konfiguracija nisu objedinjene dobre performanse propusnih opsega i male dimenzije kola.

### 3.4 Projektovanje dual-band filtera korišćenjem dva singl-band filtera

Četvrti metod za projektovanje dual-band filtera podrazumeva korišćenje dva singl-band filtera sa različitim centralnim učestanostima i on pruža najviše slobode kada su u pitanju izbor centralnih učestanosti propusnih opsega dual-band filtera i nezavisna kontrola njihovih performansi. S obzirom da ovakve konfiguracije zahtevaju dve odvojene strukture za očekivati je da dual-band filteri projektovani ovom metodom imaju velike fizičke dimenzije. Međutim, da to ne mora biti slučaj potvrđuje nekoliko predloženih struktura koje predstavljaju neke od najkompaktnijih do sada publikovanih dual-band filtera.

Projektovanje ovakvih filtera podrazumeva odvojeno projektovanje dva singl-band filtera koji se potom spajaju u jednu celinu. Iako u velikoj meri nezavisni, svaki singl-band filter utiče na performanse drugog filtera pa je kao poslednji korak u projektovanju potrebno izvršiti određenu optimizaciju geometrijskih parametara oba filtera kako bi se dobio željeni dual-band odziv.



Slika 3.20: (a) Konfiguracija filtera predloženog u [69], (b) odziv filtera.

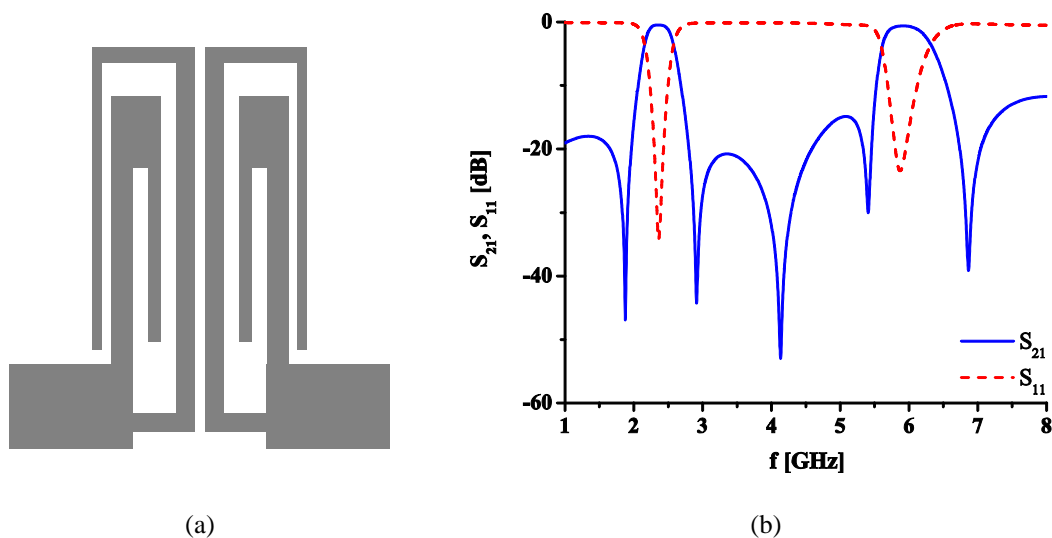
Tipovi rezonatora koji se koriste za realizaciju dual-band filtara uključuju kako konvencionalne  $\lambda/2$  i  $\lambda/4$  rezonatore, tako i složenije rezonantne strukture kao što su dual-mod rezonatori sa perturbacijama, SIR i SLR strukture.

Dual-band filtri projektovani ovom metodom mogu da se podele u dve grupe. Prvu grupu čine filtri u kojima su korišćeni rezonatori istog tipa ali različitih rezonantnih učestanosti, dok drugu grupu čine filtri koji su implementirani različitim tipovima rezonatora.

Jedan od najjednostavnijih načina da se realizuje dual-band filtar jeste korišćenje para konvencionalnih  $\lambda/2$  rezonatora što je primenjeno u [78] i [79]. Iako su veoma jednostavni za projektovanje i odlikuju se relativno dobrim performansama ovi filtri imaju velike dimezije jer su realizovani pomoću  $\lambda/2$  rezonatora.

Upotrebom minijaturnijih, ali za fabrikovanje zahtevnijih  $\lambda/4$  rezonatora mogu se realizovati filtri sa veoma dobrim performansama i značajno manjih dimenzija [80-86]. U [81] je predložen dual-band filtar sa spregnutim savijenim  $\lambda/4$  rezonatorima čime je realizovan filtar veoma dobrih performansi sa veoma malim dimenzijama, slika 3.21.

Nešto složeniji filtri za projektovanje su oni u kojima su korišćena dva dual-mod rezonatora sa različitim rezonantnim učestanostima. U prethodnom poglavlju pokazano je da se dual-band filtri mogu realizovati korišćenjem samo jednog dual-mod rezonatora ili više istih dual-mod rezonatora, pa se nameće pitanje zašto bi se za projektovanje dual-band filtara koristila dva dual-mod rezonatora istog tipa sa različitim rezonantnim učestanostima modova. Odgovor leži u činjenici da se na takav način poboljšavaju performanse propusnih opsega jer se u svakom propusnom opsegu formiraju dva transmisiona pola.



Slika 3.21: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [81], (b) odziv filtra.



U [87-90] predloženi su filtri koji koriste dva različita dual-mod rezonatora sa perturbacijama. Propusni opsezi se formiraju tako što se u svakom rezonatoru degenerativni modovi sprežu slabom spregom pa svaki od rezonatora daje po jedan propusni opseg sa dva transmisiona pola. Iako se ovim načinom mogu dobiti veoma dobre performanse filtra, ovakve strukture neizostavno imaju velike dimenzije jer u sebi sadrže dva rezonatora koji po pravilu nisu minijaturni.

Konfiguracije predstavljene u [91-93] bazirane su na SIR, odnosno SLR strukturama. U ovim filtrima dva različita rezonatora imaju veoma bliske ali ne i iste rezonantne učestanosti modova, pa se prvi modovi od svakog od rezonatora koriste za formiranje prvog propusnog opsega, a drugi modovi za formiranje drugog propusnog opsega. Na taj način oba propusa opsega imaju po dva transmisiona pola. Iako bazirani na SIR i SLR strukturama koje pokazuju veliki potencijal za projektovanje minijaturnih filtara sa dobrim performansama, ovi filtri pokazuju veoma dobre karakteristike odziva ali ne i kompaktnost kola.

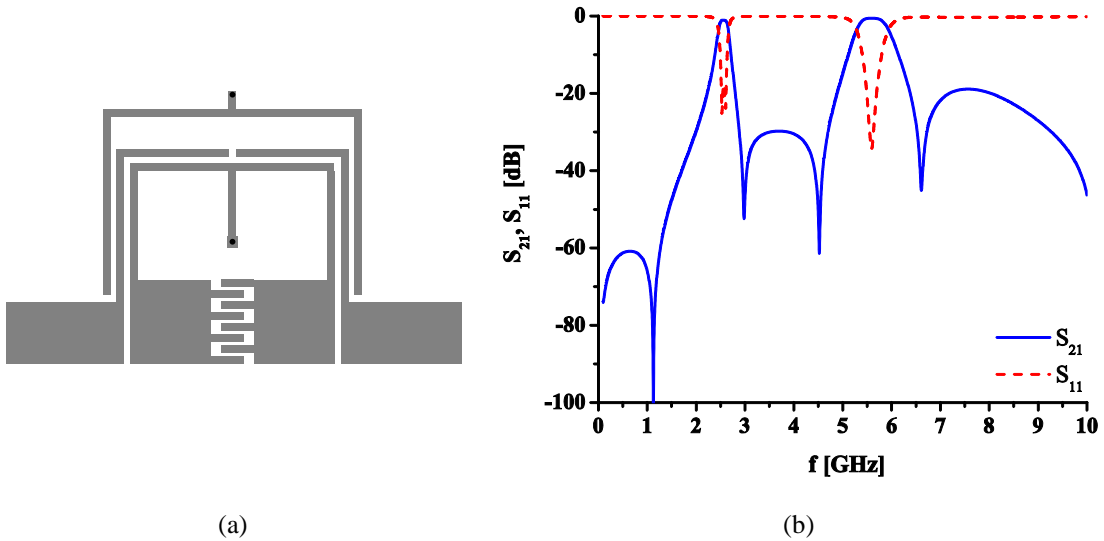
U [94] i [95] filtri su formirani na sličan način kao u [78] s tim što su umesto  $\lambda/2$  rezonatora korišćeni asimetrični SIR rezonatori koji imaju takvu strukturu da su dva moda značajno udaljena pa se prvi propusni opseg formira prvim modom jednog SIR-a, a drugi propusni opseg prvim modom drugog SIR-a. Na ovaj način dobijaju se relativno dobre karakteristike filtra sa nešto manjim dimenzijama u odnosu na one predložene u [78] i [79]. Međutim, ovaj metod može da se koristi samo za dual-band filtre sa blisko pozicioniranim propusnim opsezima kao na primer 900/1800 MHz.

Veoma kompaktni filtri sa dobrim karakteristikama koji koriste SI-SLR, odnosno SLR rezonatore predloženi su u [96] i [97]. U ovom slučaju konfiguracije dual-mod rezonatora su takve da su dva moda svakog rezonatora veoma blisko pozicionirana, pa svaki rezonator formira po jedan propusni opseg sa dva transmisiona pola. Struktura iz [97] kao i njen odziv prikazani su na slici 3.22. Iako odlični filtri, ove strukture su projektovane za rad na 2.4/5.2 GHz što značajno pojednostavljuje projektovanje i doprinosi kompaktnosti filtra.

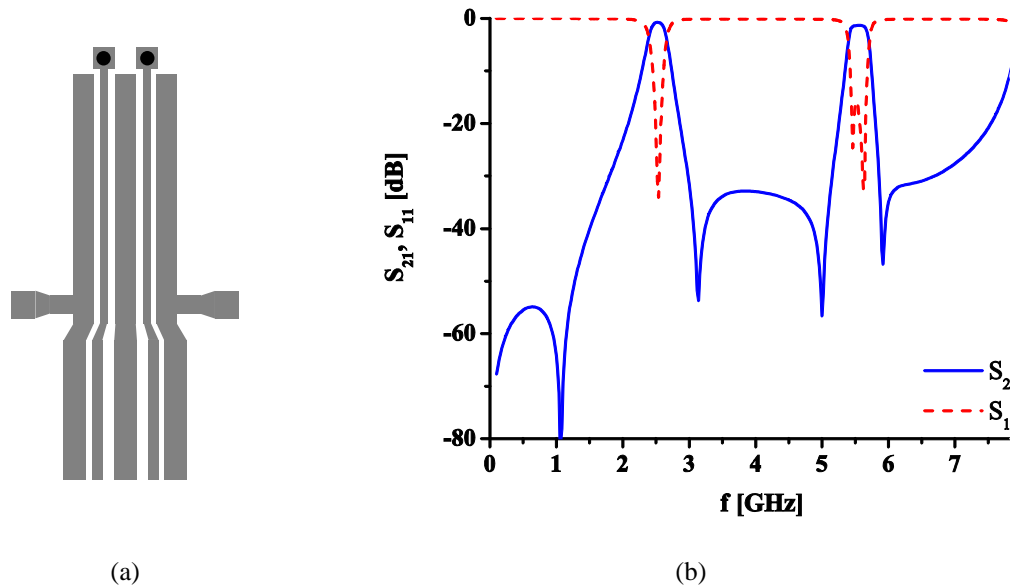
Drugu grupu filtara čine filtri koji su implementirani sa različitim tipovima rezonatora. Takvi filtri predstavljeni su u [98-103] i oni se karakterišu dobrim odzivima i relativno malim dimenzijama.

Veoma kompaktni filter sa dobrim performansama predstavljen je u [100] i on je baziran na uzemljenoj i neuzemljenoj SIR strukturi, slika 3.23. Konfiguracija svakog SIR-a je takva da su perturbacije u impedansi voda veoma male pa su modovi rezonatora veoma udaljeni. Na taj način svaki SIR obezbeđuje po jedan propusni opseg - uzemljni SIR opseg na 2.4 GHz, a neuzemljeni SIR na 5.2 GHz. Slično prethodnom primeru, i kod ovog filtra se uočava da je on projektovan za rad na 2.4/5.2 GHz što čini projektovanje jednostavnijim, a dimenzije filtra manjim.

Kao posebne vrste dual-band filtara bazirane na ovoj metodi mogu da se izdvoje tzv. *dual-path* i *embedded* konfiguracije.



Slika 3.22: (a) Konfiguracija filtera predloženog u [97], (b) odziv filtera.



Slika 3.23: (a) Konfiguracija filtera predloženog u [100], (b) odziv filtera.

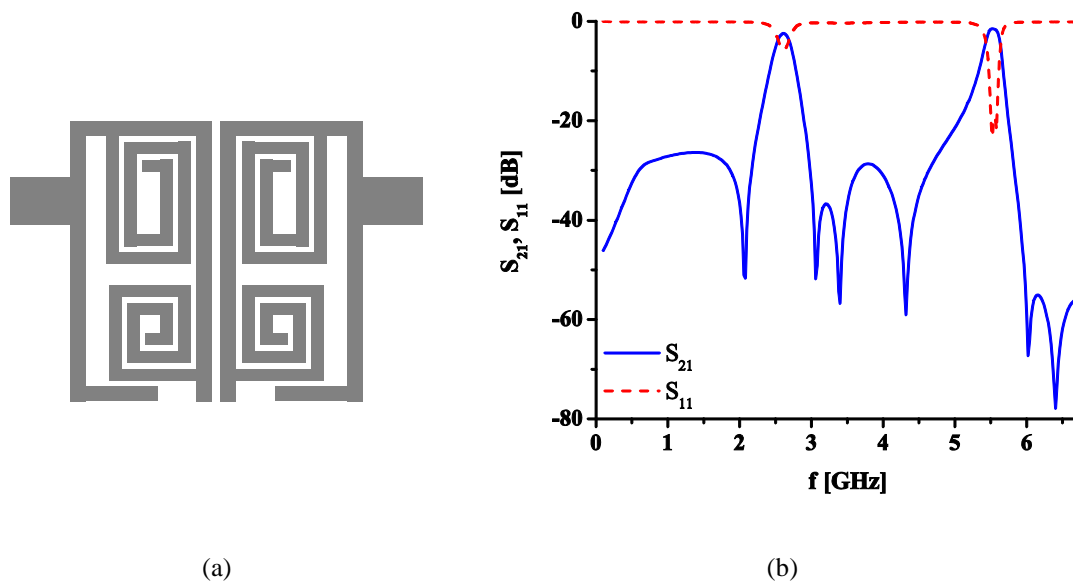
U *dual-path* konfiguraciji signal se grana na dve putanje koje su različitih električnih dužina pa se na izlazu dobijaju dva propusna opsega. Takođe, u odzivu mogu da se jave i transmisionone nule ukoliko su karakteristike dveju putanja takve da na izlazu na određenim učestanostima postoji destruktivna interferencija. U [104-107] predloženi su dual-band filteri projektovani na ovaj način. Iako vrlo jednostavan, ovaj

pristup ne može istovremeno da odgovori svim zahtevima za dobar dual-band filtar kao što su kompaktnost, malo uneseno slabljenje i dobra selektivnost propusnih opsega.

Filtari sa tzv. *embedded* rezonatorima su strukture kod kojih dva različita rezonatora "dele" deo putanje signala. U [108-112] predložene su strukture sa *embedded* rezonatorima i one se karakterišu izuzetno dobrim performansama i malim dimenzijama. Konfiguracija i odziv filtra iz [109] prikazani su na slici 3.24. Odlične performanse odziva kao i izuzetno male dimenzije od samo  $0.1\lambda_g \times 0.1\lambda_g$  potvrda su velikog potencijala struktura ovog tipa.

Nedostatak koji imaju ovakvi filtri leži u činjenici da rezonatori "dele" deo putanje signala pa samim tim dva singl-band filtra nisu nezavisni u meri u kojoj su nezavisni filtri iz drugih primera navedenih u ovom poglavlju. Takođe, važno je primetiti da i kod ovih filtara nijedan od predloženih nije namenjen za rad na bliskim učestanostima kao što su 2.4/3.5 GHz, već prvenstveno za rad na 2.4/5.2 GHz što znatno olakšava projektovanje i doprinosi kompaktnosti filtra.

Iz prethodne analize može se zaključiti da je veliki broj dual-band filtara realizovan metodom koja podrazumeva korišćenje dva singl-band filtra. Primena različitih tipova rezonatora kao i činjenica da su dva singl-band filtra skoro u potpunosti nezavisna implicira da ovaj metod pruža veliku slobodu u projektovanju. Suprotno očekivanjima, ovim postupkom su realizovani i neki od najkompaktnijih filtara koji pored malih dimenzija imaju i izuzetno dobre performanse.



Slika 3.24: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [109], (b) odziv filtra.

### 3.5 Ostale metode projektovanja dual-band filtara

U prethodna četiri poglavlja analizirani su mikrostrip dual-band filtri koji su realizovani kao planarne arhitekture u standardnoj tehnologiji štampanih ploča koja sa aspekta složenosti fabrikacije predstavlja najjednostavniji i najjeftiniji način za realizaciju filtarskih kola.

Međutim, u literaturi se mogu naći i mikrostrip dual-band filtri koji su realizovani na drugačiji način - u višeslojnim arhitekturama, korišćenjem drugačijih tehnologija fabrikacije ili korišćenjem različitih fenomena u prostiranju elektromagnetskih talasa. U nastavku ovog poglavlja biće dat kratak pregled dual-band filtara koji su realizovani različitim nekonvencionalnim metodama.

Jedan od važnih aspekata filtarskog kola jeste njegova kompaktnost i u prethodnim poglavljima navedeni su neki od načina koji vode ka smanjivanju dimenzija filtarskog kola. Još jedan način da se konfiguracija učini minijaturnijom jeste njena realizacija u višeslojnoj arhitekturi koja omogućava da se elementi filtarskog kola realizuju u nekoliko vertikalno složenih slojeva i na taj način umanju površina koju kolo zauzima.

Najjednostavnije višeslojne strukture realizovane su u tehnologiji štampanih ploča i nazivaju se strukture sa poremećajem u uzemljenom sloju (engl. *defected ground structure, DGS*). Pored standardnih vodova i rezonatora u osnovnom provodnom sloju, u DGS konfiguracijama postoje i strukture realizovane u uzemljenom sloju.

DGS strukture mogu da se podele na konfiguracije kod kojih su rezonatori realizovani i u provodnom i u uzemljenom sloju i konfiguracije kod kojih su svi rezonantni elementi realizovani u uzemljenom sloju.

Prvi tip realizacije ima za cilj da smanji dimezije kola ali i da poveća spregu između rezonatora jer se rezonatori realizovani u dva sloja sprežu celokupnom površinom a ne samo ivicama. Ovakve konfiguracije DGS filtara predložene su u [113-116]. Međutim, nijedna od struktura nije objedinila dobre performanse i kompaktnost filtra.

Drugi tip realizacije ima za cilj snažniju međusobnu spregu uvodnih linija kao i njihovu snažniju spregu sa rezonatorima. Na taj način mogu se poboljšati unesena slabljenja u propusnim opsezima, ali i formirati transmisione nule koje poboljšavaju selektivnost filtra. U filtrima publikovanim u [117-120] primenjen je ovaj tip realizacije, ali slično prvoj grupi DGS filtara ni ove konfiguracije se ne karakterišu dobrim performansama i kompaktnošću.

Nešto složenije višeslojne strukture su one kod kojih su rezonatori realizovani u dva odvojena sloja koji se fizički nalaze iznad uzemljenog sloja. One koriste standardne dielektrične podloge, a primeri takvih filtara publikovani su u [121] i [122]. U obe strukture dva dual-mod rezonatora sa perturbacijama realizovani su u

odvojenim slojevima i svaki rezonator daje po jedan propusni opseg. Iako veoma dobrih odziva, ovi filtri se ne karakterišu i kompaktnošću što je posledica činjenice da su realizovani dual-mod rezonatorima sa perturbacijama koji po pravilu nisu minijaturni.

Najsloženiji višeslojni filtri su oni koji se sastoje od tri ili više slojeva realizovani korišćenjem tehnologija koje su u principu skuplje i zahtevnije od PCB tehnologije, ali koje istovremeno daju značajno više slobode u projektovanju filtara. Jedna od danas najperspektivnijih tehnologija ovog tipa je *Low Temperature Co-Fired Ceramics* (LTCC) i o njoj će više reči biti u glavi 6. U ovoj tehnologiji realizovani su najkompaktniji dual-band filtri čije linearne dimenzije mogu da budu i niže od  $0.08\lambda_g$  [123-126].

Višeslojne strukture pružaju pre svega mogućnost za minijaturizaciju filterskih kola ali i za poboljšanje određenih karakteristika filtara. Međutim, osnovni nedostatak ovakvih struktura u odnosu na planarne jeste potreba za složenijom fabrikacijom u tehnologiji štampanih ploča ili čak potreba za skupljim tehnologijama kakva je LTCC.

Pored drugačije arhitekture, u literaturi se javljaju i dual-band filtri koji koriste drugačije provodne materijale umesto standardnih provodnika kao što je bakar.

Superprovodnici su materijali koji na temperaturama nižim od određene vrednosti pokazuju nultu unutrašnju otpornost. Temperatura na kojoj dolazi do nagle promene osobina materijala naziva se kritična temperatura. Prvi superprovodnici su otkriveni 1911. godine ali sve do kraja osamdesetih godina prošlog veka nisu otkriveni superprovodni materijali sa kritičnom temperaturom većom od 77 K što je temperatura ključanja tečnog azota. Materijali čija je kritična temperatura viša od 77 K nazivaju se visoko-temperaturnim superprovodnicima (engl. *high-temperature superconductors*, HTS) i poslednjih decenija oni su našli široku primenu u mikrotalasnim uređajima.

Najčešće korišćeni HTS materijali u mikrotalasnim primenama su itrijum-barijum-bakar-oksidi (YBCO) i talijum-barijum-kalcijum-bakar-oksidi (TBCCO). Najveća prednost ovih materijala su svakako velike vrednosti njihove provodnosti, tj. malo slabljenje u provodnicima što ove materijale čini veoma atraktivnim za primene u kojima su mali gubici prioritet. Međutim, iako komercijalno dostupni HTS materijali su i dalje značajno skuplji u odnosu na konvencionalne materijale. Takođe, realizacija filtara sa ovim materijalima je zahtevnija i složenija u odnosu na realizaciju standardnim metodama.

Dual-band filtri sa HTS materijalima predloženi su u [127-129] i odzivi svih filtara se karakterišu izuzetno niskim unesenim slabljenjima u propusnim opsezima. Druge performanse filtra nisu određene HTS materijalima pa ovi filtri nisu kompaktni dok njihovi odzivi imaju dobre karakteristike.

Još jedan nekonvencionalan metod za realizaciju dual-band filtara jeste korišćenje elemenata sa koncentrisanim parametrima. Oni se koriste u kombinaciji sa

vodovima i drugim elementima sa distribuiranim parametrima, a njihova upotreba ima za cilj da rezonatori u kolu imaju efektivne vrednosti induktivnosti i kapacitivnosti koje inače ne mogu da se postignu upotrebom samih vodova. Takođe, oni se koriste i za poboljšanje određenih sprega u kolu, ali mogu da doprinesu i minijaturizaciji filtarskog kola. Primeri dual-band filtara realizovanih sa elementima sa koncentrisanim parametrima predstavljeni su u [130] i [131].

Kao poslednja grupa dual-band filtara, u ovom poglavlju biće analizirana vrsta filtara koji koriste *composite right/left-handed* (CRLH) vodove, strukture bazirane na metamaterijalima.

Metamaterijali su veštački materijali koji na makroskopskom nivou pokazuju ekstremne vrednosti efektivnih permitivnosti i permeabilnosti pa su zbog te osobine našli veliku primenu u minijaturizaciji i poboljšanju performansi mikrotalasnih kola. Od posebnog interesa su tzv. duplo-negativni (engl. *double-negative*) metamaterijali koji u određenom opsegu učestanosti pokazuju istovremeno i negativnu permitivnost i negativnu permeabilnost. Usled antiparalelne fazne i grupne brzine, odnosno rasporeda vektora polja po tzv. pravilu "leve ruke", duplo-negativni metamaterijali nazivaju se još i "levoruki" (engl. *left-handed*), odnosno LH metamaterijali.

Vodovi koji su bazirani na LH konceptu nazivaju se LH vodovima. Čisti LH vod u stvarnosti ne postoji nego je uvek reč o kompozitnoj strukturi – CRLH vodu (engl. *composite right/left-handed*).

Upotreba CRLH vodova omogućava realizaciju veoma kompaktnih dual-band filtara [132-135] u poređenju sa konvencionalnim strukturama. Sa druge strane, kola bazirana na metamaterijalima karakterišu se povećanim unesenim slabljenjima u propusnim opsezima što je i najveći nedostatak ovih kola.

### 3.6 Zaključak

Metode projektovanja dual-band filtara mogu da se podele u četiri grupe od kojih svaka može da se podeli u nekoliko podvrsta.

Klasičan pristup projektovanju filtara je osnova prvog metoda projektovanja. Njena najveća prednost jeste primenljivost na različite tipove filtara kao i činjenica da ona obuhvata polu-analitičke ili u potpunosti analitičke pristupe što obezbeđuje efikasnost i donekle jednostavnost projektovanja.

Sa druge strane, ova metoda pokazuje nekoliko značajnih nedostataka. Propusni opsezi u odzivu filtra ne mogu nezavisno da se formiraju i kontrolišu jer se oni generišu ili uvođenjem transmisionih nula u širokopojasni opseg ili "preslikavanjem" singl-band odziva na više opsega. Takođe, zbog primene jednostavnih rezonatora kao što su konvencionalni  $\lambda/2$  rezonatori projektovanje ovom metodom neizostavno rezultuje filtrima velikih dimenzija. Pored ovih mana, potrebno

je i pomenuti da odzivi filtara realizovanih ovim metodama ne pokazuju dobre karakteristike u nepropusnim opsezima.

Druga metoda projektovanja podrazumeva uvođenje transmisiona nule u prenosnu funkciju singl-band filtra i ona predstavlja najjednostavniji način za projektovanje dual-band odziva. Prednost metode uvođenja transmisionih nula leži u njenoj jednostavnosti, ali svi drugi aspekti ne idu u prilog ovoj metodi. S obzirom na to da se filtri realizovani ovom metodom sastoje od filtara propusnika i nepropusnika opsega oni neizostavno imaju velike dimenzije. Takođe, propusni opsezi se formiraju iz jednog širokopojasnog opsega što znači da se performanse i pozicije propusnih opsega ne mogu nezavisno kontrolisati.

Treća metoda projektovanja bazira se na korišćenju dual-mod rezonatora i ona pruža značajno više slobode u projektovanju dual-band odziva.

Dual-mod rezonatori sa perturbacijama omogućavaju projektovanje filtara sa relativno dobrim karakteristikama propusnih opsega. Međutim, ograničenost podešavanja propusnih opsega kao i relativno velike dimenzije koje ne mogu da se svedu ispod  $0.25\lambda_g \times 0.25\lambda_g$  osnovne su mane ovih filtara.

SIR strukture omogućavaju projektovanje filtara sa dobrim performansama i kompaktnijim kolima. Međutim, zbog specifične strukture SIR-a filtri na bazi SIR su najviše limitirani u pogledu pozicioniranja propusnih opsega.

SLR strukture takođe omogućavaju projektovanje filtara veoma dobrih karakteristika i malih dimenzija. Iako se ponašaju veoma slično SIR strukturama, filtri na bazi SLR-a nisu toliko ograničeni u smislu nezavisnog pozicioniranja propusnih opsega. Nedostatak filtara na bazi SLR-a jeste činjenica da dva propusna opsega potiču od rezonantnih modova jedne strukture pa nije moguće u potpunosti nezavisno kontrolisati njihove performanse kao što su uneseno slabljenje ili širina propusnog opsega.

SI-SLR struktura nastala je superpozicijom SIR i SLR struktura pa ona objedinjuje karakteristike oba tipa rezonatora. Iako pruža više mogućnosti u projektovanju filtara, do sada objavljeni filtri sa ovakvim strukturama pokazuju loše odzive u smislu selektivnosti i unesenog slabljenja u propusnim opsezima ili imaju velike dimenzije.

Četvrta metoda za projektovanje dual-band filtara podrazumeva korišćenje dva singl-band filtra sa različitim centralnim učestanostima. Tipovi rezonatora koji se koriste za realizaciju dual-band filtara uključuju kako konvencionalne  $\lambda/2$  i  $\lambda/4$  rezonatore, tako i složenije rezonantne strukture kao što su dual-mod rezonatori sa perturbacijama, SIR i SLR strukture. Primena različitih tipova rezonatora kao i činjenica da su dva singl-band filtra skoro u potpunosti nezavisna implicira da ovaj metod pruža veliku slobodu u projektovanju. Suprotno očekivanjima, ovim postupkom su realizovani neki od najkompaktnijih filtara koji pored malih dimenzija imaju i izuzetno dobre performanse.

### *Glava 3 Metode projektovanja dual-band filtara*

Pored ovih metoda u literaturi se mogu naći i mikrostrip dual-band filtri koji su realizovani na drugačiji način - u višeslojnim arhitekturama, korišćenjem drugačijih tehnologija fabrikacije ili korišćenjem različitih fenomena u prostiranju elektromagnetskih talasa. Iako neke od ovih metoda omogućavaju projektovanje filtara sa boljim karakteristikama u odnosu na prethodne četiri metode, njihov glavni nedostatak je složenija i skuplja fabrikacija filtarskih kola.



## Glava 4

### Metode projektovanja tri-band filtara

---

U poređenju sa dual-band filtrima, projektovanje tri-band konfiguracija predstavlja još veći izazov kada su u pitanju performanse i kompaktnost filtra jer je potrebno ostvariti dobre osobine u tri, često veoma blisko postavljena propusna opsega. Sem potencijalnog preslušavanja koje se može desiti između signala u blisko postavljenim opsezima, projektovanje filtara za ove opsege je netrivialno jer se zahteva veoma velika strmost prenosne funkcije. Međutim, skoro svi opsezi koji se danas najčešće koriste u komercijalne svrhe, jesu blisko postavljeni, kao na primer WiFi, WiMAX i GSM sistemi koji rade na učestanostima 0.9/1.8 GHz, 2.4/2.45 GHz, 3.5 GHz i 5.2/5.25 GHz.

Iako je i razvoju tri-band filtara posvećena velika pažnja u poslednjih nekoliko godina, značajno manji broj radova je objavljen o tri-band konfiguracijama u odnosu na broj radova posvećenih dual-band strukturama.

Slično kao u slučaju dual-band filtara mogu da se izdvoje četiri metode za projektovanje. Metoda na bazi klasičnog pristupa projektovanju filtara kao i metoda koja podrazumeva uvođenje transmisionih nula istovetne su u smislu pristupa odgovarajućim metodama korišćenim za projektovanje dual-band filtara. U prva dva poglavlja biće dat kratak pregled tri-band filtara koji su realizovani ovim metodama.

Treća metoda projektovanja tri-band filtara bazira se na korišćenju multi-mod rezonatora. Pored tri-mod rezonatora koji se najčešće koriste za realizaciju tri-band filtara, za projektovanje tri-band konfiguracija mogu se koristiti i dual-mod rezonatori. Na koji način se koristi ponašanje dual-mod i tri-mod rezonatora za realizaciju tri-band filtara biće analizirano u trećem poglavlju.

Četvrto poglavlje posvećeno je metodi koja podrazumeva kombinovanje singl-band i dual-band filtara radi realizacije odziva sa tri propusna opsega.

U okviru poslednjeg poglavlja biće dat kratak pregled tri-band filtara koji su realizovani drugačijim metodama u smislu arhitekture i korišćenih materijala, a o kojima je već bilo reči u prethodnoj glavi.

## 4.1 Projektovanje tri-band filtara klasičnim pristupom

U glavi 3 predstavljeno je nekoliko metoda za projektovanje dual-band filtara klasičnim pristupom. Dok su metode predstavljene u [13], [14] i [16] namenjene isključivo projektovanju dual-band filtara, ostale navedene metode mogu da se koriste za projektovanje filtara u čijem odzivu teorijski može da postoji proizvoljan broj propusnih opsega.

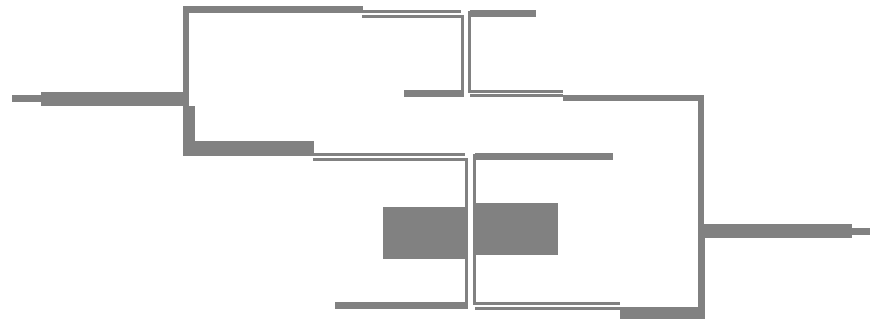
Postupak predstavljen u [15] može se primeniti na sve topologije filtara i on polazi od realizacije širokopojasnog filtra propusnika opsega koji svojim propusnim opsegom obuhvata sva tri opsega tri-band filtra. Odziv filtra je realizovan standardnom Čebiševljevom funkcijom. Prenosna funkcija se formira na osnovu prenosnih funkcija tri singl-band filtra čiji propusni opsezi odgovaraju opsezima tri-band filtra. Međutim, najveći nedostatak ove procedure je što sinteza matrice sprezanja zahteva optimizaciju koja za rezultat ne mora da da optimalan odziv kada su u pitanju nule i polovi filtra.

Metoda predstavljena u [17] je prva analitička procedura za sintezu simetričnih i asimetričnih multi-band odziva sa proizvoljnim brojem propusnih i nepropusnih opsega. Postupak formiranja filtarske funkcije sa jednakim talasanjem opisan je u glavi 3. Kao što je navedeno, osnovna prednost ove metode je to što je ona analitička metoda iako zahteva određeni nivo optimizacije.

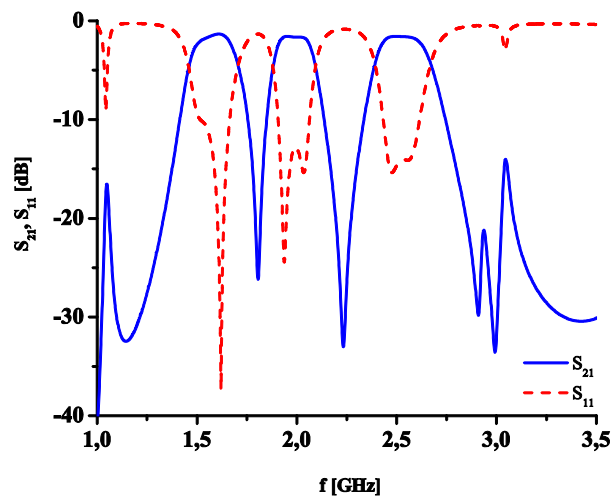
Ova procedura iskorišćena je za realizaciju filtra sa tri propusna opsega u [136]. Prva dva opsega filtra su formirana na osnovu dual-band filtra predloženog u [21], a treći propusni opseg korišćenjem singl-band filtra. Konfiguracija i odziv filtra prikazani su na slici 4.1. U odzivu se uočavaju tri blisko postavljena propusna opsega sa relativno dobrim karakteristikama u nepropusnim opsezima, dok su dimenzije filtra očekivano veoma velike -  $0.31\lambda_g \times 0.3\lambda_g$ .

Procedura predložena u [20] je takođe analitička metoda za projektovanje multi-band filtara. Prenosna funkcija filtra generiše se odgovarajućom kombinacijom singl-band filtarskih funkcija koje se formiraju metodama navedenim u glavi 2. Na osnovu prenosne funkcije analitičkim putem generišu se parametri rasipanja koji se potom koriste za sintezu matrice sprezanja.

Kao i u slučaju metoda za projektovanje dual-band filtara, i ovde se mogu izvesti istovetni zaključci. Njihova prednost jeste primenljivost na različite tipove filtara kao i činjenica da su u pitanju polu-analitičke ili potpuno analitičke metode, dok su mane nemogućnost nezavisne kontrole propusnih opsega i velike dimenzije realizovanih filtara.



(a)



(b)

Slika 4.1: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [136], (b) odziv filtra.

## 4.2 Projektovanje tri-band filtara uvođenjem transmisionih nula u prenosnu funkciju filtra

U prethodnoj glavi metoda koja podrazumeva uvođenje transmisionih nula u odziv singl-band filtra okarakterisana je kao najjednostavniji pristup projektovanju multi-band filtara. Iako pruža veoma brzu i efikasnu realizaciju, ovom metodom je projektovan veoma mali broj kako dual-band tako i tri-band struktura. Razlog za to leži u činjenici da ova metoda nije adekvatan odgovor za većinu važnih aspekata filtara.

Prvi tri-band filtar baziran na ovoj metodi predstavljen je u [137] i realizovan je korišćenjem veoma jednostavne ideje. Predložena struktura sastoji se samo od filtara nepropusnika opsega koji na određenim učestanostima stvaraju transmisionih nule. Filtri su realizovani otvorenim šant stubovima čije se dužine i impedanse veoma

Iako izračunavaju na osnovu pozicija transmisionih nula koje su diktirane pozicijama propusnih opsega.

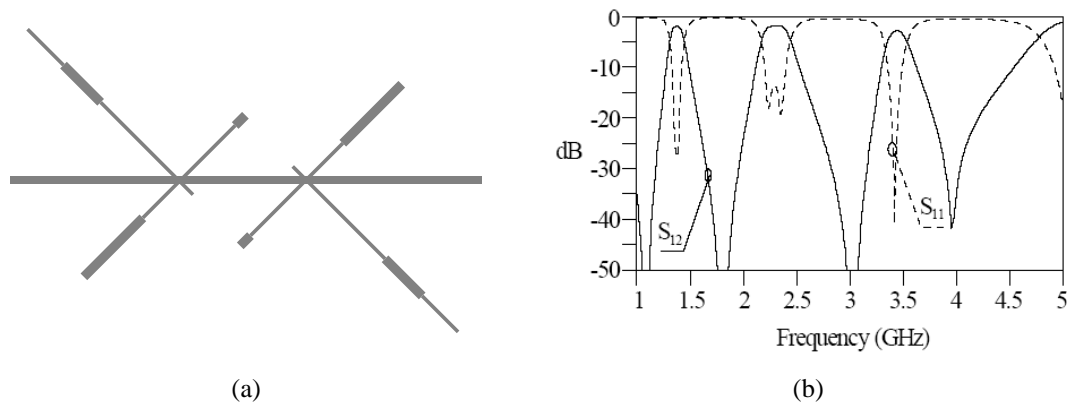
Konfiguracija i odziv predloženog filtra prikazani su na slici 4.2. Najveća prednost ovog tipa filtra jeste jednostavno projektovanje ali sa druge strane, ovaj način projektovanja ima nekoliko bitnih nedostataka. Na osnovu odziva jasno se uočava da ovakva konfiguracija ne može da ima dobre karakteristike u nepropusnim opsezima. Takođe, kako bi se izbegla sprega između susednih filtara potrebno je da oni budu fizički dovoljno udaljeni što za rezultat daje veoma velike dimenzije filtra.

Iako naizgled ovaj tip filtra omogućava proizvoljno pozicioniranje propusnih opsega to ipak nije slučaj. Naime, zbog periodičnosti odziva otvorenih stubova, tj. periodičnosti transmisionih nula u odzivu filtra, pozicije propusnih opsega ne mogu biti veoma udaljene. Još jedna mana jeste činjenica da se širine propusnih opsega ne mogu nezavisno kontrolisati jer jednu transmisionu nulu "dele" dva opsega pa se širine ne mogu istovremeno kontrolisati u oba opsega.

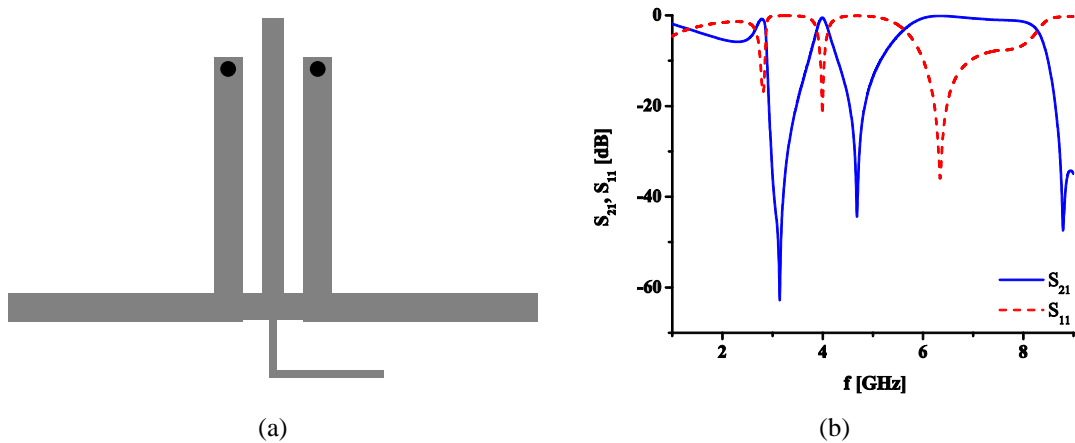
Drugi filtri realizovani ovom metodom oslanjaju se na ideju predloženu u [25] koja se bazira na korišćenju širokopojasnog filtra realizovanog  $\lambda/4$  zatvorenim stubovima i uvođenjem transmisionih nula pomoću šant stubova.

U [138] tri-band filter je realizovan tako što su u odziv širokopojasnog filtra propusnika opsega na bazi  $\lambda/4$  stubova uvedene dve transmisione nule koje su generisane pomoću šant otvorenih stubova čije rezonance odgovaraju pozicijama nula, slika 4.3. Kao što se može uočiti u odzivu filtra, ni ova konfiguracija se ne karakteriše zavidnim performansama u nepropusnim opsezima, a pored toga dimenzije filtra su veoma velike.

Slična konfiguracija je predložena u [139]. U ovom slučaju vod dužine  $\lambda/4$  opterećen je šant otvorenim i zatvorenim SIR stubovima. Ova struktura obezbeđuje tri propusna opsega od kojih dva predstavljaju harmonike, ali i tri transmisione nule pri čemu je treća nula rezultat periodičnog odziva druge transmisione nule.



Slika 4.2: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [137], (b) odziv filtra.



Slika 4.3: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [138], (b) odziv filtra.

Realizacija tri-band filtra u [140] polazi od dual-band filtra u čiji se jedan propusni opseg unosi transmisiona nula i na taj način se dobijaju tri propusna opsega. Dual-band filtar realizovan je pomoću šant stubova u SIR konfiguraciji koji su povezani zajedničkim vodom. Filtar nepropusnik opsega realizovan je šant stubovima opterećenim kondenzatorima. Činjenica da je dual-band filtar realizovan SIR strukturama ukazuje na ograničenu nezavisnu kontrolu propusnih opsega, koja je dodatno ograničena stvaranjem trećeg propusnog opsega uvođenjem transmisiona nule u jedan od propusnih opsega. Takođe, dimenzije kola od  $0.42\lambda_g \times 0.37\lambda_g$  ne mogu svrstati ovaj tip filtra u minijaturne konfiguracije.

Pored toga što su bazirani na istoj ideji koja je veoma jednostavna, filtrima [137-140] je zajedničko i to da u njihovim odzivima nepropusni opsezi nemaju dobre karakteristike, kao i činjenica da karakteristike propusnih opsega ne mogu da budu nezavisno kontrolisane.

Slično kao u slučaju dual-band filtara projektovanih ovom metodom, i u ovom slučaju može se zaključiti da je najveća prednost metode efikasna i laka realizacija filtara. Međutim, druge ključne osobine kao što su nezavisna kontrola pozicija i karakteristika propusnih opsega, nepropusni opsezi sa velikim slabljenjem i male dimenzije kola vrlo teško se mogu postići ukoliko se filtar realizuje ovom metodom.

### 4.3 Projektovanje tri-band filtara korišćenjem multi-mod rezonatora

Multi-mod rezonatori su strukture koje zbog prirode ponašanja omogućavaju u određenoj meri nezavisnu kontrolu pozicija rezonantnih učestanosti pa su kao takve veoma atraktivne za primenu u multi-band filtrima. Kao što je prikazano u glavi 2

dual-mod strukture su veoma često korišćene za projektovanje dual-band filtara, pa je logičan izbor bio da se multi-mod strukture iskoriste za realizaciju tri-band filtara.

Iako se za realizaciju tri-band filtara najčešće koriste tri-mod rezonatori, u analizi koja sledi pokazaće se da se za projektovanje tri-band filtara mogu koristiti i dual-mod rezonatori.

Kao i u slučaju dual-band filtara i ovde će biti analizirane tri-band konfiguracije bazirane na strukturama sa perturbacijama kao i na SIR i SLR strukturama.

#### 4.3.1 Tri-band filtri sa dual-mod rezonatorima sa perturbacijama

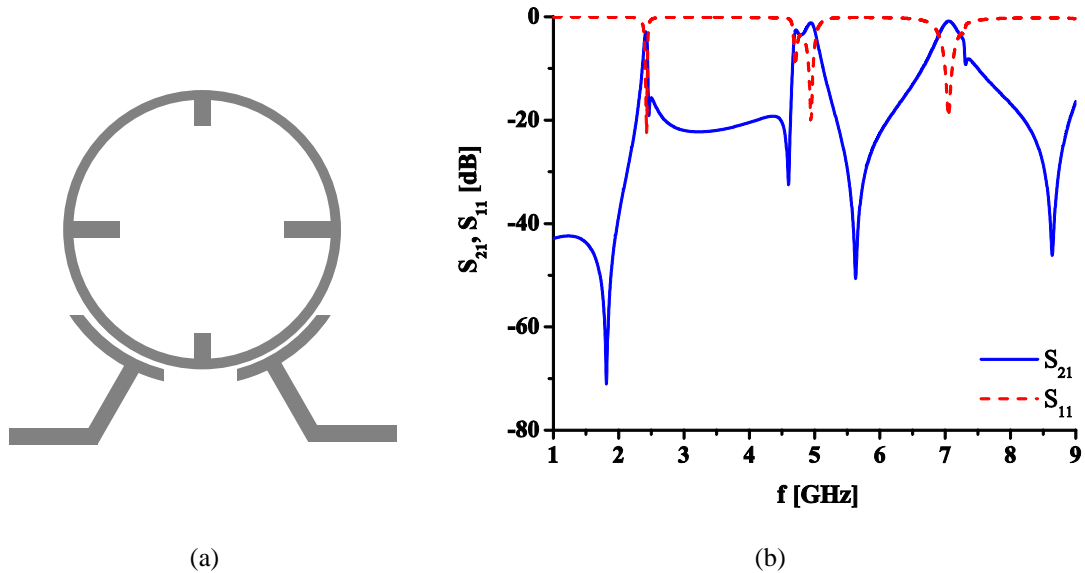
Uvođenjem perturbacije u rezonator sa dvodimenzionalnom simetrijom dolazi do sprezanja dva degenerativna moda. S obzirom na to da u takvim rezonatorima samo dva moda mogu da imaju istu rezonantnu učestanost nije moguće realizovati tri-mod strukturu korišćenjem perturbacija. I pored ovog nedostatka, dual-mod rezonatori sa perturbacijama su implementirani u nekoliko tri-band konfiguracija.

U poglavlju 3.3.1 navedeno je nekoliko načina da se ponašanje dual-mod rezonatora sa perturbacijama iskoristi za realizaciju dual-band filtara. U slučaju tri-band struktura moguće je iskoristiti samo način u kojem se propusni opsezi formiraju pomoću osnovnog i viših harmonika.

Struktura predložena u [29] iskorišćena je za realizaciju tri-band filtra u [141]. Veoma slična konfiguracija predstavljena je u [142]. Predloženi filter sastoji se od zatvorenog prstenastog rezonatora koji se pobuđuje asimetrično postavljenim uvodnim linijama, slika 4.4(a). Tri para degenerativnih modova formiraju tri propusna opsega sa malim unesenim slabljenjem i dobrom selektivnošću u sva tri propusna opsega, slika 4.4(b). Međutim, kao i u slučaju dual-band filtra nedostatak ove strukture je što su propusni opsezi formirani pomoću harmonika pa iako postoje mehanizmi sa određenu kontrolu pozicija opsega, oni su dominantno određeni učestanostima viših harmonika. Takođe, zajednička mana ovakvih filtara može da se uvidi i u ovom primeru - dimenzije kola su relativno velike i iznose  $0.31\lambda_g \times 0.31\lambda_g$ .

#### 4.3.2 Tri-band filtri sa tri-mod rezonatorima sa stepenasto promenljivom impedansom

Tri-mod rezonator sa stepenasto promenljivom impedansom analiziran je u glavi 2 i pokazano je da on slično kao i dual-mod SIR ima veliki potencijal za primenu u multi-band filtrima. S obzirom na to da se tri-mod SIR sastoji od tri segmenta sa različitim impedansama, za ovaj rezonator postoji više stepena slobode za kontrolu njegovog odziva u odnosu na dual-mod SIR. Iako ova činjenica



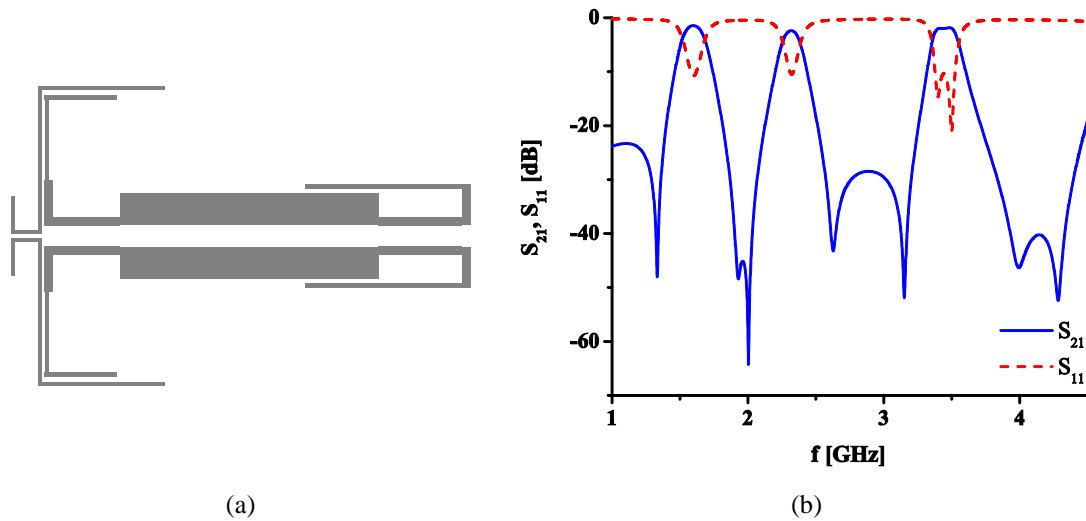
Slika 4.4: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [141], (b) odziv filtra.

omogućava fleksibilnije projektovanje filtara, sa druge strane ona implicira da je projektovanje filtara sa ovim rezonatorima složenije zbog velikog broja parametara koje je potrebno uzeti u obzir. Takođe, analiza tri-mod SIR-a ukazuje i na to da je nezavisno projektovanje propusnih opsega filtara sa ovim rezonatorima veoma ograničeno.

Korišćenjem tri-mod SIR struktura projektovani su tri-band filtri predloženi u [143-146]. Konfiguracije u [143] i [145] pokazuju veoma skromne karakteristike kada je u pitanju selektivnost propusnih opsega i dimenzije filtara. Iako je u njima korišćen veći broj rezonatora dobru selektivnost nije moguće ostvariti u sva tri propusna opsega jer postoji samo ivična sprega između rezonatora.

Filtar sa nešto boljim karakteristikama predložen je u [146], ali su relativno dobre karakteristike odziva ostvarene na uštrb dimenzija filtra koje su u ovoj konfiguraciji veoma velike.

Međutim, konfiguracija prikazana u [144] čiji su izgled i odziv prikazani na slici 4.5 predstavlja jedan od najboljih tri-band rezonatora kada su u pitanju karakteristike odziva. Slično kao u slučaju dual-band filtara sa SIR strukturama, i ovde je dobru selektivnost moguće ostvariti stvaranjem određenih sprega u filterskom kolu. U ovom slučaju projektovana je sprega između uvodnih linija kao i snažna sprega između dva SIR rezonatora. Pored limitiranih mogućnosti za pozicioniranje propusnih opsega osnovni nedostatak ovog kola su relativno velike dimenzije koje iznose  $0.34\lambda_g \times 0.24\lambda_g$ .



Slika 4.5: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [144], (b) odziv filtra.

### 4.3.3 Tri-band filtri sa rezonatorima opterećenim stubom

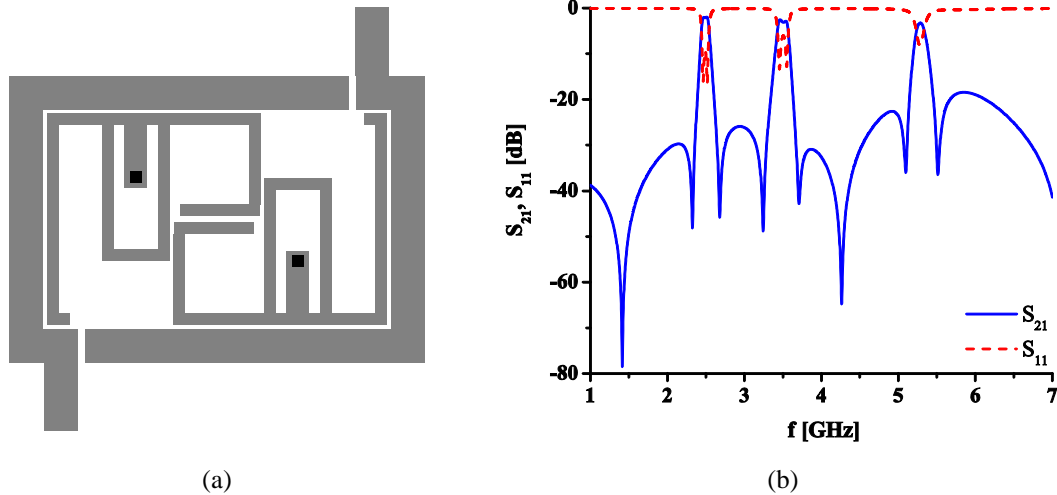
Dodavanjem stuba konvencionalnom  $\lambda/2$  rezonatoru formira se dual-mod rezonator opterećen stubom. Ova struktura našla je veliku primenu u projektovanju dual-band filtara jer omogućava realizaciju minijaturnih filtara sa veoma dobrim performansama.

Tri-mod rezonator opterećen stubom može da se formira na veoma sličan način tako što se konvencionalni  $\lambda/2$  rezonator optereti sa dva stuba. Pritom, stubovi mogu da budu uzemljeni što predstavlja dodatni stepen slobode u projektovanju filtra.

Tri-band filtri sa tri-mod SLR strukturama predstavljeni su u [147-149]. Filtar predložen u [149] baziran je na dual-band strukturi predloženoj u [85]. Dva spregnuta tri-mod SLR-a čine filter čija je selektivnost poboljšana zahvaljujući sprezi između uvodnih linija, slika 4.6. Ova tri-band konfiguracija koja radi na 2.4/3.5/5.2 GHz predstavlja jedan od najboljih do sada publikovanih tri-band filtara jer se karakteriše veoma niskim unesenim slabljenjem i dobrom selektivnošću u sva tri propusna opsega, kao i malim dimenzijama od  $0.27\lambda_g \times 0.19\lambda_g$ .

Slično kao u dual-band konfiguracijama na bazi SLR-a, može se reći da tri-mod SLR strukture omogućavaju veoma veliku slobodu u projektovanju filtara, kao i to da takvi filtri imaju veoma dobre performanse. Jedina mana koja se izdvaja jeste nemogućnost nezavisne kontrole karakteristika propusnih opsega.





Slika 4.6: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [149], (b) odziv filtra.

#### 4.3.4 Tri-band filtri sa rezonatorima sa stepenasto promenljivom impedansom koji su opterećeni stubom (SI-SLR)

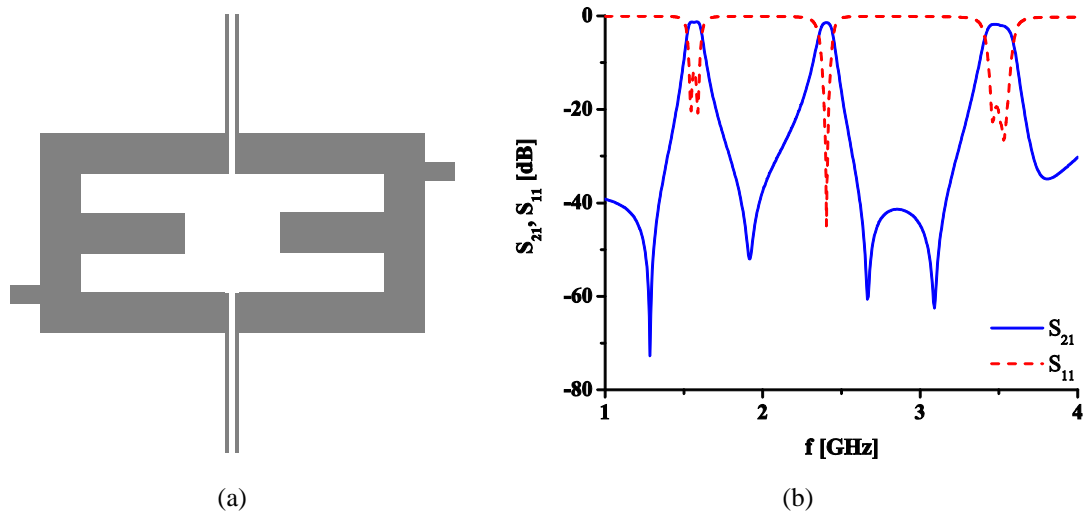
Rezonator sa stepenasto promenljivom impedansom koji je opterećen stubom predstavlja multi-mod strukturu koja objedinjuje osobine SIR-a i SLR-a pa samim tim ima dobar potencijal za realizaciju minijaturnih multi-band filtera sa dobrim performansama. Međutim, pokazano je da u slučaju dual-band filtera potencijal ovih struktura nije iskorišćen na najbolji način.

Kada su u pitanju tri-band filtri bazirani na SI-SLR situacija je veoma slična, pa do sada predložene tri-band konfiguracije imaju veoma dobre performanse ali nijedan filter ne može da se svrsta u grupu minijaturnih filtera [150-155].

Konfiguracija i odziv filtra predloženog u [151] prikazani su na slici 4.7. Iako sva tri propusna opsega imaju veoma dobre karakteristike, osnovni nedostatak predloženog filtra su velike dimenzije.

### 4.4 Projektovanje tri-band filtera korišćenjem singl-band i dual-band filtera

Četvrti metod projektovanja tri-band filtera podrazumeva kombinovanje dual-band i singl-band filtera. Veliki broj načina za realizaciju dual-band i singl-band filtera čini da ovaj metod pruža veoma veliku slobodu u projektovanju tri-band filtera.



Slika 4.7: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [151], (b) odziv filtra.

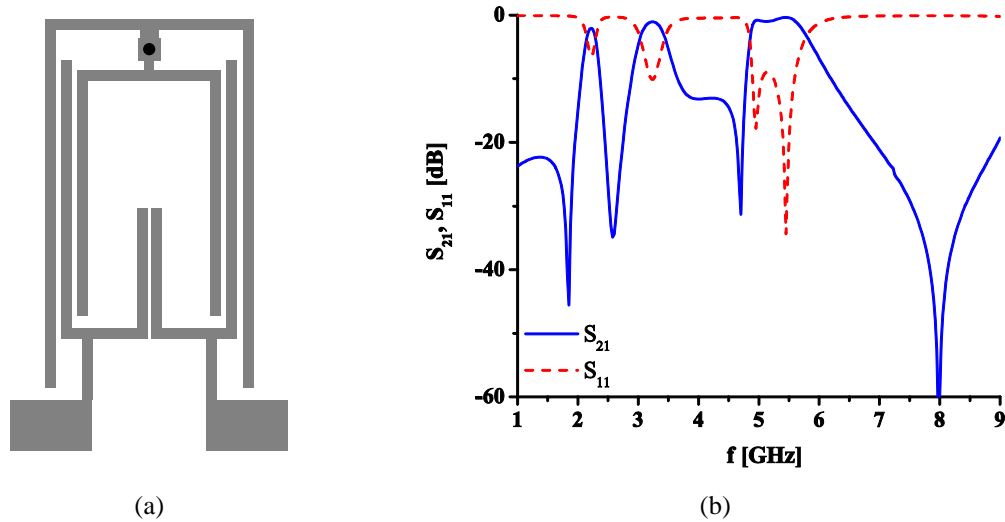
Tri-band filtri realizovani ovom metodom predstavljeni su u [156-161]. Sa izuzetkom filtra predloženog u [158] koji se sastoji od tri singl-band filtra, ostale konfiguracije čine po jedan dual-band i singl-band faltar. Dual-band filtri realizovani su korišćenjem dual-mod SIR i SLR struktura, dok su singl-band filtri realizovani konvencionalnim  $\lambda/2$  i  $\lambda/4$  rezonatorima. Ove konfiguracije karakterišu se veoma dobrim performansama i relativno kompaktnim kolima.

Struktura filtra predloženog u [160] kao i njegov odziv prikazani su na slici 4.8. Konfiguracija se sastoji od uzemljenog SLR-a i  $\lambda/2$  rezonatora koji svojom konfiguracijom pored tri propusna opsega obezbeđuju i dobru selektivnost. Ova struktura predstavlja najkompaktniji tri-band faltar koji uz to pokazuje i veoma dobre performanse, tj. malo uneseno slabljenje i veoma dobro ponašanje u nepropusnim opsezima.

## 4.5 Ostale metode projektovanja tri-band filtara

U prethodnoj glavi analizirano je nekoliko nekonvencionalnih metoda za projektovanje dual-band filtara. Iste metode korišćene su i za realizaciju tri-band konfiguracija pa one u ovom poglavlju neće biti detaljno opisane već će samo biti dat kratak pregled filtara koji su bazirani na pomenutim metodama.

Višeslojna arhitektura jedan je od načina da se smanje dimenzije filtarskih kola, ali i poboljšaju određene karakteristike odziva filtra.



Slika 4.8: (a) Konfiguracija filtra predloženog u [160], (b) odziv filtra.

DGS strukture u kojima su rezonatori pozicionirani u osnovnom provodnom i u uzemljenom sloju iskorišćeni su za realizaciju nekoliko tri-band filtara [162-164]. Struktura predložena u [162] sastoji se od dva para SIR rezonatora u provodnom sloju i jednog para SIR rezonatora realizovanih u uzemljenom sloju. Filtar se karakteriše veoma dobrim odzivom i malim dimenzijama od  $0.26\lambda_g \times 0.2\lambda_g$ .

Da realizacija filtara pomoću DGS struktura nije garant za dobre performanse može se videti na primeru filtara predloženih u [163] i [164] koji se ne odlikuju ni kompaktnošću, ali ni dobrim karakteristikama odziva.

Korišćenjem LTCC tehnologije realizovani su filtri u [165] i [166] i slično kao u slučaju dual-band filtara, ove strukture predstavljaju najkompaktnije tri-band filtre koji pritom imaju i odzive sa dobrom selektivnošću i malim unesenim slabljenjima.

Kada je u pitanju metoda koja se bazira na superprovodnim materijalima, samo jedan tri-band filtar je realizovan na ovaj način [167]. Upotreba superprovodnih materijala za rezultat je dala veoma mala unesena slabljenja u propusnim opsezima, ali svi ostali parametri ovog filtra nisu na zavidnom nivou.

Tri-band filtri koji su bazirani na metamaterijalima predloženi su u [168] i [169]. Obe strukture odlikuju se kompaktnošću, ali glavni ograničavajući faktor u primeni ovih filtara jesu velika unesena slabljenja u propusnim opsezima.

## 4.6 Zaključak

Metode projektovanja tri-band filtara svrstavaju se u četiri grupe. Metoda koja se oslanja na klasičan pristup projektovanju filtara i metoda koja podrazumeva uvođenje transmisionih nula u odziv filtra skoro su u potpunosti iste kao odgovarajuće metode za projektovanje dual-band filtara.

Osnovna prednost metode na bazi klasičnog pristupa projektovanju filtara jeste primenljivost na različite tipove filtara kao i činjenica da ona obuhvata poluanalitičke ili u potpunosti analitičke metode, dok su njene mane nemogućnost nezavisne kontrole propusnih opsega i velike dimenzije realizovanih filtara.

Druga metoda omogućava veoma efikasnu realizaciju tri-band filtara, ali druge ključne osobine filtara kao što su nezavisna kontrola pozicija i karakteristika propusnih opsega, nepropusni opsezi sa velikim slabljenjem i male dimenzije kola vrlo teško se mogu postići ukoliko se filtar realizuje ovom metodom.

Korišćenje multi-mod rezonatora omogućava fleksibilnije projektovanje tri-band filtara. Kada su u pitanju filtri na bazi dual-mod rezonatora oni mogu da imaju dobre performanse ali se kompaktnost kola veoma teško može postići ukoliko je filtar realizovan sa ovim tipom rezonatora.

Tri-mod SIR strukture omogućavaju realizaciju filtara sa dobrim karakteristikama, ali slično kao u slučaju dual-mod SIR-a, mogućnost nezavisne kontrole propusnih opsega je limitirana. Takođe, veoma teško je objediniti kompaktnost i dobre dimenzije u filtrima na bazi tri-mod SIR struktura.

Tri-mod SLR rezonatori omogućavaju projektovanje veoma minijaturnih filtara sa dobrim performansama. Iako ograničenost nezavisne kontrole karakteristika propusnih opsega nije izražena kao u slučaju SIR struktura, potpuno nezavisna kontrola nije moguća s obzirom na to da tri različita moda potiču od iste strukture.

Kada su u pitanju filtri na bazi SI-SLR struktura, oni ne pokazuju istovremeno i dobre performanse i kompaktnost iako SI-SLR struktura objedinjuje osobine i SIR i SLR rezonatora.

Četvrti metod projektovanja tri-band filtara podrazumeva kombinovanje dual-band i singl-band filtara. Veliki broj načina za realizaciju dual-band i singl-band filtara čini da ovaj metod pruža veoma veliku slobodu u projektovanju tri-band filtara. Konfiguracije realizovane ovom metodom karakterišu se veoma dobrim performansama i relativno kompaktnim kolima.

Filtri projektovani u nešto drugačijim arhitekturama ili sa drugačijim materijalima omogućavaju poboljšanje nekih odlika filtra - performansi ili kompaktnosti, ali cena koja se plaća za to jeste skuplja i složeniji proces fabrikacije.

## Glava 5

### Fraktalne krive

---

Pored karakteristika u propusnim i nepropusnim opsezima, veoma važna osobina filtarskog kola jesu i njegove dimenzije. Tradicionalni način minijaturizacije podrazumeva savijanje rezonatora na takav način da on zauzme što manju površinu. Fraktalne krive poseduju osobine koje omogućavaju realizaciju veoma kompaktnih filtara jer, teorijski, fraktalna linija beskonačne dužine može da bude smeštena na konačnu površinu.

Prvu fraktalnu krivu konstruisao je Đuzepe Peano 1890. godine [170]. S obzirom na to da je konstruisana kriva bila neprekidna kriva koja prolazi kroz svaku tačku nekog kvadrata, fraktalne krive su prvobitno nazvane krive koje ispunjavaju prostor (engl. *space-filling curves*). Kasnije, kada je pokazano da dimenzija krivih koje ispunjavaju prostor nije celobrojna, one su nazvane fraktalnim krivama.

Peanova kriva je izazvala veliko interesovanje pa je već 1891. godine David Hilbert konstruisao novu fraktalnu krivu koja nosi njegovo ime. Takođe, Hilbert je prvi definisao proceduru koja omogućava konstruisanje čitave klase krivih koje ispunjavaju prostor [171].

Hilbertova fraktalna kriva korišćena je u ovoj disertaciji za minijaturizaciju rezonatora, odnosno filtara pa će ova glava biti posvećena fraktalnim krivama sa posebnim osvrtom na Hilbertov fraktal.

U prvom delu biće dat pregled osnovnih osobina fraktalnih krivi, dok će u drugom delu biti analizirana Hilbertova fraktalna kriva sa aspekta generisanja krive.

#### 5.1 Osobine fraktala

Sve fraktalne krive generišu se iterativno. Postoje tri osnovna tipa iteracija - iteracija pomoću generatora, IFS (engl. *iterated function system*, *IFS*) iteracije i iteracije pomoću formule. Sa aspekta primene fraktala u ovoj disertaciji najinteresantniji je prvi tip iteracije.

U tom slučaju fraktal se formira sukcesivnim zamenjivanjem određenog geometrijskog oblika drugim geometrijskim oblikom. Za generisanje proizvoljne fraktalne krive potrebno je imati dve komponente: inicijator i generator.

Inicijator predstavlja skup pravolinijskih segmenata nad kojima će se formirati fraktalna kriva, odnosno polazni oblik. Ovi segmenti mogu ali i ne moraju biti iste dužine. Generator se sastoji od skupa pravolinijskih segmenata koji će se koristiti za formiranje fraktala, i najčešće predstavlja kolekciju skaliranih kopija inicijatora. Ni ovi segmenti ne moraju biti iste dužine.

Fraktalna kriva generiše se na sledeći način: u prvoj iteraciji svaki segment inicijatora zamenjuje se kopijom generatora. Dimenzije i položaj kopije generatora se menjaju tako da mu se krajnje tačke poklope sa krajnjim tačkama segmenta koji se zamenjuje. U drugoj iteraciji, za svaki segment krive dobijene posle prve iteracije, ponavlja se opisana procedura kopiranja generatora.

Kako su fraktali nastali ponavljenjem skaliranog, pomerenog i/ili rotiranog generatora, očigledno je da oni poseduju osobinu samosličnosti. To znači da se specifičan uzorak može uočiti na više mesta u fraktalu, i to u različitim razmerama - od makroskopske do beskonačno male.

Pored samosličnosti, fraktali se karakterišu i osobinama nediferencijabilnosti i dimenzijom fraktala.

Klasične kontinualne krive su diferencijabilne. Kako se fraktal sastoji od beskonačno velikog broja beskonačno kratkih pravolinijskih segmenata, na njega se ni u jednoj tački ne može postaviti tangenta. Iz ovoga sledi još jedna značajna osobina fraktala, a to je da su oni nediferencijabilne, iako kontinualne, krive.

Kada je u pitanju dimenzija fraktala, ona u opštem slučaju ima vrednost između 1 i 2. U klasičnoj geometriji topološka dimenzija krive jednaka je 1, jer se položaj svake tačke na njoj može definisati samo jednim brojem, na primer udaljenošću od početka krive ili neke druge unapred izabrane tačke. Ekvivalentno tome, klasične ravni su dvodimenzionalne, jer je položaj bilo koje tačke koja pripada ravni određen sa dve koordinate.

Kako su fraktalne krive beskonačne dužine, nije moguće jednim brojem odrediti položaj neke tačke koja pripada krivoj, jer je ona beskonačno udaljena od bilo koje druge tačke koja pripada istom fraktalu. Stoga dimenzija fraktala nije jednaka 1. Sa druge strane, fraktalna kriva pripada ravni u kojoj je generisana (a čija je dimenzija jednaka 2). Intuitivno je jasno da je topološka dimenzija fraktala svakako veća od 1, ali i manja od 2, dakle da nije celobrojna.

Dimenzija fraktala se dobija na osnovu Hausdorf-Bezikovičeve jednačine:

$$D = \frac{\log N}{\log r} \quad (5.1)$$

gde  $N$  predstavlja broj samosličnih segmenata dobijenih od jednog segmenta pri svakoj iteraciji, dok  $r$  pokazuje na koliko segmenata se deli posmatrani segment pri svakoj iteraciji.

Dimenzija fraktala predstavlja meru mogućnosti fraktala da ispuni određenu površinu. Kako se  $D$  približava vrednosti 2, fraktal sve više ispunjava posmatrani deo ravni.

Do sada je predstavljen veliki broj fraktalnih krivih, a na slici 5.1 prikazani su neki od najpoznatijih fraktala - Peanov, Hilbertov i fraktal Sierpinskog.

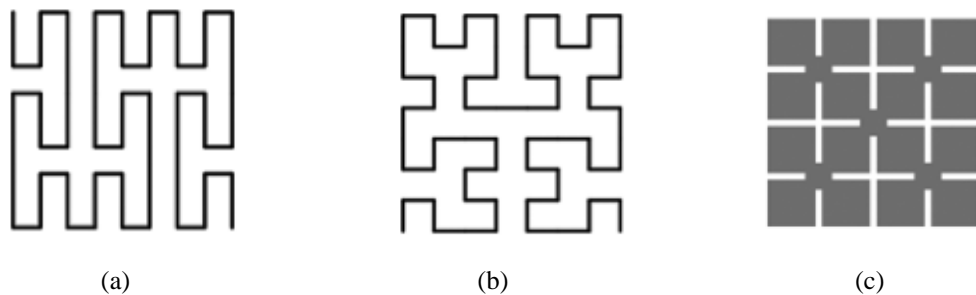
Fraktali nalaze primenu u velikom broju oblasti kao što su kompresija slike, analiza saobraćaja, dinamika fluida i telekomunikacione mreže.

Kada je u pitanju primena fraktala u mikrotalasnoj elektronici ona je donekle određena mogućnostima tehnologije fabrikacije. Naime, posle beskonačno mnogo iteracija, fraktalna kriva postaje beskonačno duga i u potpunosti ispunjava dvodimenzionalnu oblast u kojoj je definisana što implicira da je širina linije fraktala beskonačno mala. Takve linije nije moguće fizički realizovati pa se u praksi koriste tzv. pre-fraktali - fraktalne krive dobijene nakon konačnog broja iteracija, odnosno fraktalne krive konačnog reda. Ovakve linije ne popunjavaju zadata regiju u potpunosti i nisu beskonačno male širine. Takođe, kod njih osobina samosličnosti postoji samo do određene granice.

Različite fraktalne geometrije korišćene su poslednjih godina u različitim mikrotalasnim primenama kao što su kompaktne antene [172-176], površi visoke impedanse [177], RFID uređajic[178] i filtri [179]. Osnovni motiv za primenu fraktala jeste njihov veliki potencijal za minijaturizaciju mikrotalasnih komponenti i kola.

## 5.2 Hilbertova fraktalna kriva

Nakon što je Peano 1890. godine konstruisao prvu fraktalnu krivu, ovaj matematički kuriozitet je izazvao veliku pažnju. Već naredne godine David Hilbert konstruisao je krivu koja ispunjava prostor, a koja danas nosi njegovo ime.



Slika 5.1: Fraktalne krive čija je dimenzija jednaka 2: (a) Peanova kriva, (b) Hilbertova kriva, (c) kriva Sierpinskog.

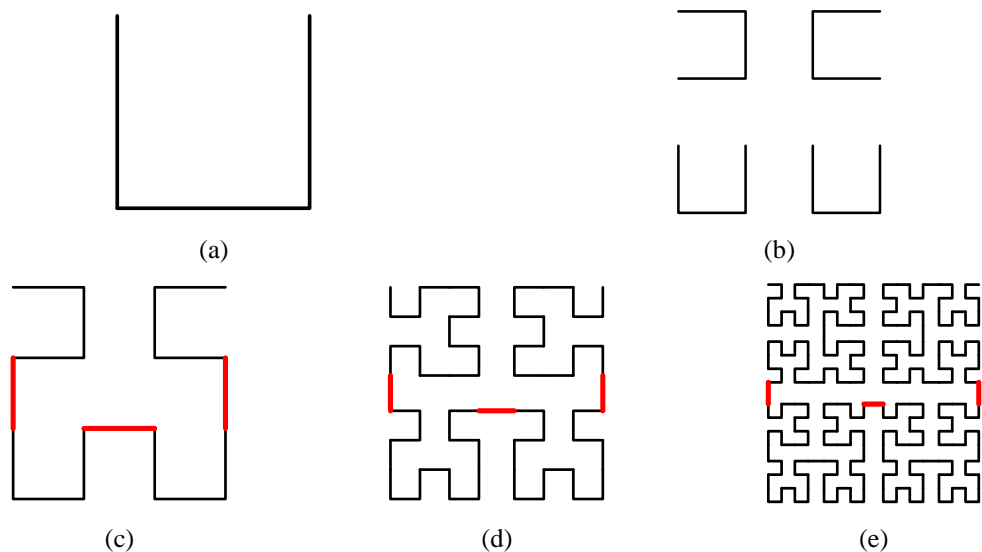
Prve četiri iteracije Hilbertovog fraktala kao i ilustracija generisanja krive prikazani su na slici 5.2. Slika 5.2(a) prikazuje krivu prvog reda. Radi formiranja krive drugog reda, od krive prvog reda prave se tri kopije, od kojih se jedna rotira za  $90^\circ$  u pozitivnom matematičkom smeru, a jedna za  $90^\circ$  u negativnom matematičkom smeru. Potom se četiri ista oblika spajaju i čine Hilbertov fraktal prvog reda. Na isti način formiraju se Hilbertove krive višeg reda.

Pošto se pri svakoj iteraciji stranica kvadrata deli na dva dela  $r = 2$ . Nakon svake iteracije dobijaju se četiri samoslična oblika pa je  $N = 4$ . Na osnovu Hausdorff-Bezikovičeve jednačine dimenzija Hilbertovog fraktala je:

$$D = \frac{\log 4}{\log 2} = 2.$$

S obzirom na to da nakon beskonačnog broja iteracija Hilbertova fraktalna kriva u potpunosti ispunjava kvadratnu površinu jasno je da ona mora imati istu dimenziju kao kvadrat, odnosno 2.

Fraktalne krive mogu se generisati u proizvoljnom broju dimenzija. Međutim, fizička realizacija kola ograničava primene na tri dimenzije. Analogno dvodimenzionalnom Hilbertovom fraktalu, trodimenzionalna Hilbertova fraktalna kriva predstavlja krivu koja nakon beskonačno mnogo iteracija u potpunosti ispunjava prostor u kojoj je definisana. Šematski prikaz 3-D Hilbertove fraktalne krive prikazan je na slici 5.3.



Slika 5.2: (a) Hilbertova fraktalna kriva prvog reda, (b) generisanje krive drugog reda, (c) Hilbertova fraktalna kriva drugog reda, (d) Hilbertova fraktalna kriva trećeg reda, (e) Hilbertova fraktalna kriva četvrtog reda.

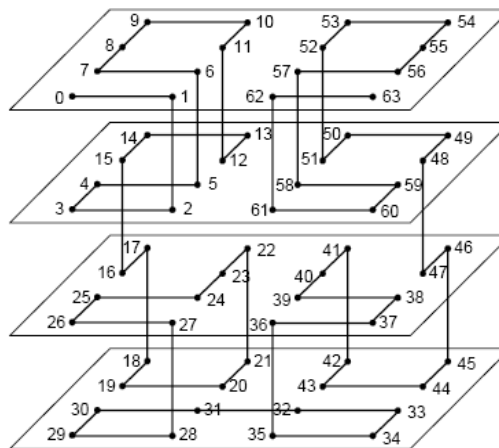


U ovoj disertaciji biće prikazano nekoliko novih konfiguracija multi-band filtara koji koriste Hilbertove fraktalne krive konačnog reda. U narednoj glavi biće prikazan rezonator na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive, dok će u glavama 6, 7 i 9 biti prikazane strukture na bazi dvodimenzionalne Hilbertove fraktalne krive drugog reda.

### 5.3 Zaključak

Zbog svojih osobina fraktalne krive nalaze veliku primenu u različitim oblastima kao što su kompresija slike, analiza saobraćaja, dinamika fluida i telekomunikacione mreže. Osobine popunjavanja prostora, odnosno činjenica da fraktalne krive imaju beskonačnu dužinu, a da su pritom ograničene na konačnu površinu, čini fraktalne krive odličnim kandidatima za primenu u minijaturizaciji mikrotalasnih kola.

Hilbertova fraktalna kriva ima maksimalnu moguću dimenziju koju fraktali mogu da poseduju. Takođe, Hilbertov fraktal je otvorena kriva čiji se krajevi nalaze na suprotnim stranama, pa je ona pogodna za primenu u strukturama kao što su krajevima spregnuti mikrostrip rezonatori. Stoga je Hilbertova fraktalna kriva primenjena u nekoliko novih filtarskih konfiguracija koje će biti prikazane u ovoj disertaciji.



Slika 5.3: Šematski prikaz 3-D Hilbertove fraktalne krive.

## Glava 6

### Dual-band filtar sa dual-mod rezonatorom na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive

---

Sa aspekta minijaturizacije, najvažnija osobina fraktalnih krivi jeste ispunjavanje prostora što je u skladu sa idejom minijaturizacije rezonatora - da se na što manjoj površini podloge realizuje linija što veće električne dužine.

U glavama 3 i 4 diskutovano je da se dodatno smanjivanje dimenzija filtarskih kola može ostvariti ukoliko se struktura realizuje u višeslojnoj arhitekturi. Takva arhitektura omogućava da se elementi filtarskog kola realizuju u nekoliko vertikalno složenih slojeva i na taj način umanju površina koju kolo zauzima.

Najjednostavnije višeslojne strukture su *defected ground structures* koje su realizovane u tehnologiji štampanih ploča. Složene višeslojne strukture koje se sastoje od tri ili više slojeva mogu se realizovati korišćenjem tehnologija kao što su debeloslojna tehnologija (engl. *Thick-Film technology*) ili tehnologija niskotemperaturne zajedno pečene keramike (engl. *Low Temperature Co-fired Ceramics, LTCC*).

Kod debeloslojne tehnologije proces izrade kola odvija se na temperaturama od 850°C do 1000°C što omogućava korišćenje dobrih provodnika kao što su zlato, srebro i bakar. Međutim, prilikom izrade kola sa nešto više slojeva, u debeloslojnoj tehnologiji dolazi do neravnomerne raspodele provodne paste pa se kao rezultat dobija kolo čije dimenzije znatno odstupaju od projektovanih, odnosno željenih. Takođe, ova tehnologija podrazumeva i višestruku laminaciju i pečenje što dodatno kvari osobine dobijene komponente.

Za razliku od debeloslojne tehnologije gde ponavljanje procesa laminacije i pečenja uzrokuje savijanje i deformaciju linija, jednostepeni proces laminacije i pečenja kod LTCC tehnologije ima za rezultat veoma kvalitetne strukture sa visokom rezolucijom linija. Eliminacijom velikog broja koraka pečenja povećava se broj slojeva koji se mogu koristiti u strukturi. Takođe, LTCC tehnologija omogućava proveru svakog sloja ponaosob što je čini znatno pouzdanijom tehnologijom od debeloslojne.

U [180] predložen je rezonator na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive i pokazano je da takav rezonator pokazuje bolje osobine u odnosu na druge trodimenzionalne rezonatore kao što su meandar i spirala. Struktura je fabrikovana u debeloslojnoj tehnologiji [181] i pokazalo se da ova tehnologija nije pogodna za

fabrikaciju višeslojnih rezonatora jer usled višestruke laminacije i pečenja dobija se kolo čije dimenzije znatno odstupaju od projektovanih. Samim tim, odziv fabrikovanog kola umnogome odstupa od odziva simuliranog kola.

U ovoj glavi biće prikazan jedan od glavnih doprinosa ove disertacije [182]. Rezonator na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive biće analiziran iz drugog aspekta i biće pokazano da se on ponaša kao dual-mod rezonator. Zahvaljujući njegovoj strukturi, biće pokazano da postoje mehanizmi koji omogućavaju da se odnos prve i druge rezonantne učestanosti menja u širokom opsegu, odnosno da se pozicije prvog i drugog propusnog opsega menjaju skoro nezavisno. Zbog dual-mod prirode ponašanja i kompaktne strukture, 3-D Hilbertov rezonator je dobar kandidat za realizaciju minijaturnih dual-band filtera.

Dual-band struktura sa 3-D Hilbertovim rezonatorom realizovana je u LTCC tehnologiji i s obzirom na to da je za projektovanje ovog rezonatora bilo potrebno poznavanje tehnologije, u prvom delu ove glave biće više reči o LTCC tehnologiji. U nastavku biće data detaljna analiza ponašanja rezonatora kao i prikaz fabrikovane strukture u određenim koracima fabrikacije.

## **6.1 LTCC tehnologija**

LTCC tehnologija predstavlja veoma pouzdanu tehnologiju koja omogućava realizaciju složenih višeslojnih komponenti sa veoma dobrim karakteristikama. LTCC koristi keramičke materijale na bazi stakla koji omogućavaju projektovanje veoma stabilnih kola velike gustine pakovanja. Takođe, višeslojna struktura omogućava da više različitih kola bude integrisano u jedno što daje veću kompaktnost i povećava stabilnost komponente. Ovim osobinama treba dodati i smanjenu masu i gubitke u komponenti što LTCC tehnologiju čini veoma pogodnom za primene u komercijalnim i vojnim elektronskim sistemima.

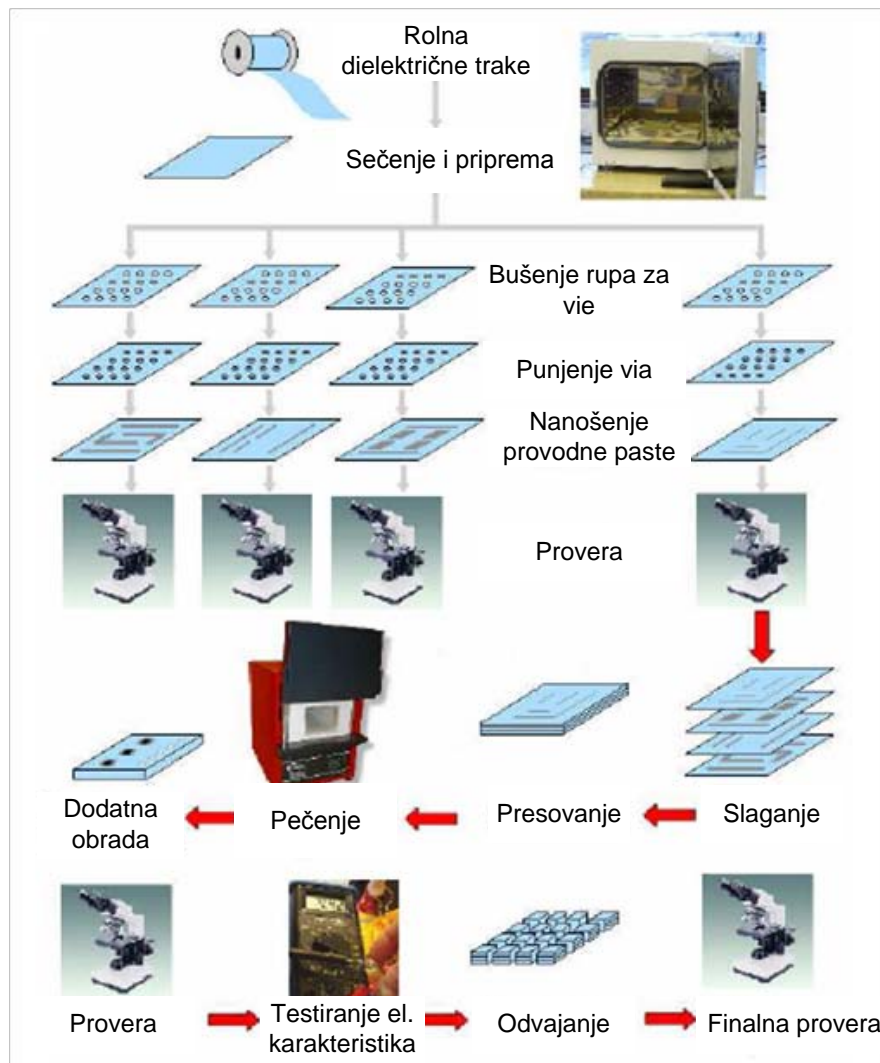
Na slici 6.1 prikazan je tipičan proces izrade komponenti u LTCC tehnologiji. Proces izrade struktura u LTCC tehnologiji sastoji se od sledećih faza:

1. Projektovanje maski za kanale veza i maski za nanošenje provodnih pasti.
2. Sečenje i priprema traka.
3. Bušenje otvora za vie i markere pomoću lasera.
4. Popunjavanje otvora i nanošenje provodnih pasti postupkom sitoštampe.
5. Slaganje slojeva i laminacija.
6. Pečenje.
7. Naknadno lemljenje ukoliko postoje i površinske komponente.
8. Provera dimenzija strukture.
9. Provera električnih karakteristika uređaja.
10. Konačna provera komponente.

*Glava 6 Dual-band filter sa dual-mod rezonatorom  
na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive*

Za izradu komponenti u LTCC tehnologiji potrebno je projektovati dva tipa maski. Prvi tip predstavljaju maske koje se koriste za kanale veza i sečenje traka (engl. *masks for cutting*), a drugi tip su maske koje se koriste za nanošenje provodnih paste (engl. *masks for films*). Maske se mogu projektovati u nekom od CAD programa (*AutoCad, Piked, LTCC Layout Editor* itd.). Projektovanje maski za kanale veza i sečenje vrši se pojedinačno za svaki sloj. Treba imati u vidu da prilikom pečenja materijal pretrpi određeno skupljanje. Zbog toga, projektovane dimenzije moraju biti veće od željenih za veličinu vrednosti skupljanja.

Dielektrične trake koje se koriste u LTCC fabrikaciji pakovane su u rolnama i u



Slika 6.1: Proces izrade komponenti u LTCC tehnologiji.

drugom koraku potrebno je iseći i pripremiti trake koje će se koristiti u daljem procesu.

Nakon što su trake isečene prema projektovanim dimenzijama, one se stavljaju u peć i greju na temperaturi od oko 100°C u trajanju od 10 do 20 minuta. Tako zagrejene trake se ostavljaju da odstoje preko noći kako bi se prilagodile i stabilizovale na ambijentalnoj temperaturi.

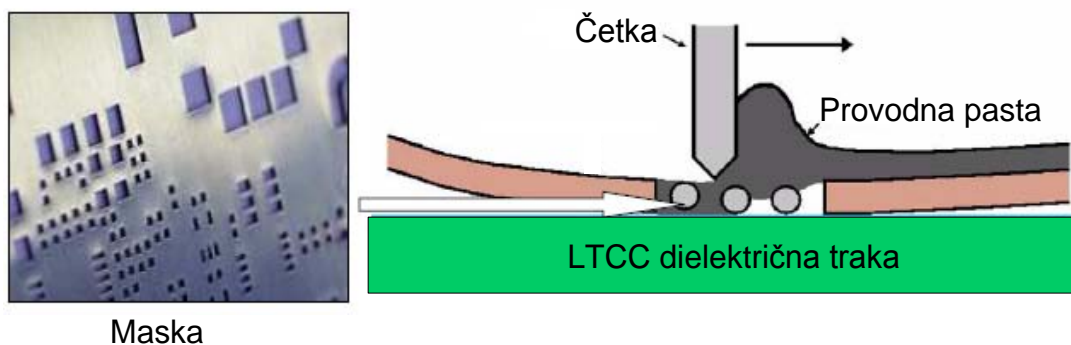
U sledećem koraku vrši se bušenje otvora za kanale veze. Vie, markeri i različiti otvori i šupljine u dielektričnim trakama mogu da se formiraju na tri različita načina – bušenjem, laserom ili korišćenjem mašine koja radi na principu peščanog mlaza. Takođe, laseri koji se koriste u ovom koraku fabrikacije dele se na tri vrste – CO<sub>2</sub>, NdYAG i UV laseri.

Kada je u pitanju nanošenje provodnih pasti i punjenje kanala veza ono se vrši za svaki sloj posebno. Jedan od načina nanošenja provodnih pasti jeste postupak sitoštampe. Maske koje se koriste za sitoštampanje prave se pomoću fotopostupka. Prethodno projektovane maske za sitoštampanje prvo se štampaju na foliju i nakon toga se fotopostupkom prenose na fotopapir. Nakon praviljenja fotomaske radi se postupak sitoštampe. Na slici 6.2 skiciran je proces nanošenja provodne paste sitoštampanjem.

Postupak nanošenja pasti može se vršiti ručno ili automatski. Za automatski tip nanošenja potrebno je podesiti optimalnu brzinu kretanja četke i pritisak kojom četka deluje na fotomasku. Postupak sitoštampe radi se pojedinačno za svaki sloj trake. Trake se nakon toga stavljaju u peć i suše na temperaturi od 70-75°C, u trajanju od tri do pet minuta.

Ovaj korak prati i proces inspekcije traka sa popunjenim otvorima kao i traka sa provodnim slojevima korišćenjem mikroskopa.

Nakon što su nanoseni provodni slojevi na sve provodne trake potrebno je izvršiti slaganje slojeva pa se zbog toga na trakama projektuju i referentni otvori - markeri. Markeri služe za precizno pozicioniranje traka jednih na druge. Slaganje



Slika 6.2: Ilustracija procesa nanošenja provodne paste.

## Glava 6 Dual-band filter sa dual-mod rezonatorom na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive

traka se obično radi pomoću kalupa sa pinovima. Na slici 6.3 prikazana je skica donje ploče kalupa sa četiri referentna pina za precizno pozicioniranje traka. Nakon postupka slaganja traka u donju ploču kalupa, trake se poklapaju gornjom pločom kalupa. Pre nego što se postavi u mašinu za vakuumiranje kompletna struktura se stavlja u zaštitnu foliju.

Nakon toga vrši se presovanje pomoću izostatičke prese. Presovanje izostatičkom presom se vrši pod pritiskom od približno 3 MPa koji se pušta u komoru u kojoj se nalazi voda zagrejana na 70°C. Struktura koja je prethodno postavljena u kalup, stavlja se u komoru. Pošto se u komori nalazi voda, folija i vakuumiranje imaju za cilj da zaštite strukturu, jer bi eventualni kontakt sa vodom doveo do uništenja čitave strukture i postupak laminacije ne bi bio moguć. Nakon presovanja dobija se monolitna struktura spremna za proces pečenja.

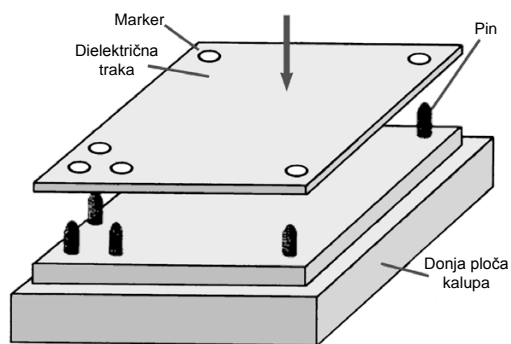
Pečenje se vrši u za to predviđenim pećima prema profilu pečenja određenog materijala koji zadaje proizvođač. Ukoliko se parametri pečenja kao što je na primer brzina pečenja ne odaberu pažljivo, pečenje može biti agresivan proces koji uzrokuje delaminaciju, povećanu poroznost i krivljenje strukture.

Nakon što je pečenjem završeno formiranje strukture, na nju je moguće nalemiti površinske komponente. Pošto ovakav postupak prevazilazi okvire ove disertacije, ovaj korak neće biti dalje diskutovan.

Na kraju procesa fabrikacije potrebno je izvršiti proveru dimenzija i karakteristika komponente, odnosno izvršiti merenje  $S$  parametara i uporediti ih sa rezultatima koji su dobijeni u simulaciji.

Presudnu ulogu u kvalitetu fabrikovanog kola imaju preciznost tehnološkog postupka kao i materijali koji se koriste u fabrikaciji. Iz opisa postupka fabrikacije jasno je da postoje tri vrste materijala koje se koriste - provodna pasta za provodne linije, provodna pasta za kanale veza i dielektrične trake.

Kada su u pitanju dielektrični materijali, njihove najvažnije osobine su tangens ugla gubitaka, dielektrična konstanta i koeficijent termičkog širenja. Takođe, važno je



Slika 6.3: Skica donje ploče kalupa sa četiri referentna pina.

da dielektrične trake budu kompatibilne sa provodnim materijalima koji se nanose na njih.

Pregled osobina nekih od najčešće korišćenih dielektričnih traka dat je u tabeli 6.1. Može se uočiti da je opseg vrednosti dielektrične konstante relativno velik kao i izbor debljina dielektričnih traka. Osobina na koju se mora obratiti posebna pažnja jeste linearno skupljanje traka zbog čega projektovane dimenzije moraju biti veće od željenih za veličinu vrednosti skupljanja.

Da bi se moglo fabrikovati višeslojno kolo sa željenim performansama dielektrične trake moraju da imaju odgovarajuće dielektrične i termodinamičke osobine kao i osobine koje se odnose na proces pečenja. Pod odgovarajućim osobinama koje se odnose na proces pečenja podrazumeva se da dielektrični materijal mora da ima gustu, neporoznu mikrostrukturu na temperaturi ispod 950° kako bi mogao da se peče sa provodnim materijalima male otpornosti kao što su srebro ili zlato.

Za svaki LTCC dielektrični materijal postoji profil pečenja specificiran od strane proizvođača. Na slici 6.4 prikazan je jedan tipičan profil pečenja. Koraci 1, 3 i 5 predstavljaju periode zagrevanja i hlađenja, korak 2 je period u toku kojeg se dešava organsko sagorevanje dok korak 4 predstavlja sinterovanje. Korak 2 se odvija na temperaturi od oko 450°C dok se korak 4 odvija na temperaturi od oko 850°C.

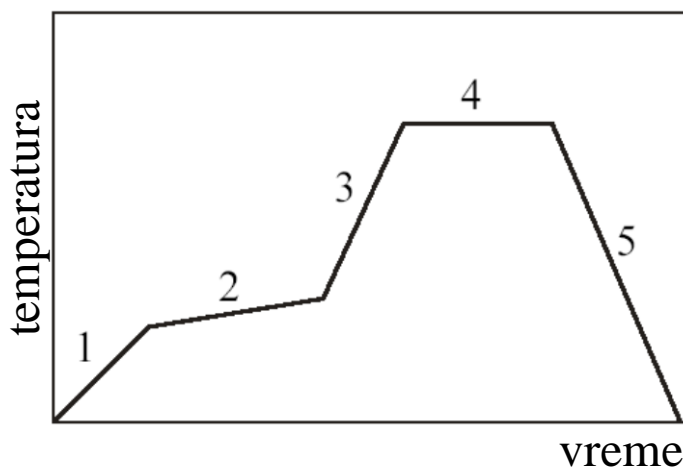
Tabela 6.1: Pregled osobina nekih od najčešće korišćenih dielektričnih traka

osobina/ proizvođač	Dupont 951	Dupont 943	Ferro A6M	Ferro A6B	Heraeus CT2000	Heralock HL2000
boja	plava	plava	bela	crna	plava	plava
dostupne debljine traka [mils]	1.7, 3.5, 5.1, 7.8	4.4	3.7, 7.4	3.3, 6.7	0.8, 1.6, 3.1, 4.1, 8.0	3.5 do 3.75
dielektrična konstanta	7.8	7.5	5.9	6.5	9.1	7.3
gubici	0.15%	<0.1%	<0.2%	<0.5%	<0.2%	<0.26%
termička provodnost [W/mK]	3.0	4.4	2.0	3.2	3.0	3.0
X-Y skupljanje	12.7% ± 0.3%	9.5% ± 0.3%	15.0% ± 0.2%	14.5% ± 0.2%	10.6% ± 0.3%	0.16% to 0.24%
Z skupljanje	15.% ± 0.5%	10.3.% ± 0.5%	25.0.% ± 0.5%	35.0.% ± 0.5%	16.0.% ± 1.5%	32.0%
metalizacija	Au/Ag	Au/Ag	Au/Ag	Au/Ag	Au/Ag	Au/Ag

Kada su u pitanju provodne paste za kanale veza najčešće se koriste zlato, srebro ili smeša platine i zlata. Zlato je najbolji provodnik od navedenih materijala ali zato i najskuplji dok srebro ima veoma dobre karakteristike, a pritom predstavlja najjeftiniji materijal od navedenih materijala.

Slična situacija je i sa materijalima za provodne linije - najčešće se koriste zlatne i srebrne paste, a pored provodnosti veoma važna osobina je i minimalna širina provodne linije koja se sa datim materijalom može postići. U tabeli 6.2 dat je pregled karakteristika zlatnih i srebrnih pasti proizvođača Ferro i DuPont.

Na osnovu iznetog može se zaključiti da je proces fabrikacije u LTCC tehnologiji relativno složen i zahtevan ali da sa druge strane on pruža veoma veliku slobodu u projektovanju mikrotalasnih kola jer se LTCC tehnologijom mogu fabrikovati kola sa velikim brojem slojeva. Takođe, materijali koji se koriste za realizaciju LTCC komponenti su visokokvalitetni provodnici i dielektrici što su osnovni preduslovi za fabrikaciju struktura sa odličnim performansama.



Slika 6.4: Tipičan profil pečenja dielektrične trake za LTCC fabrikaciju.

Tabela 6.2: Pregled osobina provodnih pasti proizvođača Ferro i DuPont

osobina/proizvođač	Ferro	Ferro	DuPont	DuPont
	zlatna pasta	srebrna pasta	zlatna pasta	srebrna pasta
debljina pre pečenja [μm]	15-30	9-16	13-25	16-24
debljina posle pečenja [μm]	8-15	6-12	6-15	5-25
minimalna širina linije [μm]	100	100-125	100-125	100-125



## 6.2 Dual-band filter sa dual-mod rezonatorom na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive

Kao što je rečeno u prethodnoj glavi fraktalne krive mogu se generisati u proizvoljnom broju dimenzija. Međutim, fizička realizacija kola ograničava primene na tri dimenzije. Analogno dvodimenzionalnom Hilbertovom fraktalu, trodimenzionalna Hilbertova fraktalna kriva predstavlja krivu koja nakon beskonačno mnogo iteracija u potpunosti ispunjava prostor u kojoj je definisana. Sa druge strane, fizička realizacija kola ograničava primene na fraktalne krive konačnog reda čija je širina linija konačna.

U ovom poglavlju biće prikazan i analiziran dual-band filter sa dual-mod rezonatorom na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive.

### 6.2.1 Konfiguracija dual-mod rezonatora na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive

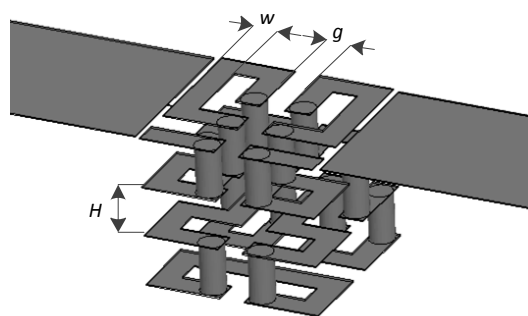
Predloženi rezonator baziran je na 3-D Hilbertovom pre-fraktalu i njegov izgled, poprečni presek kao i izgled provodnih slojeva prikazani su na slici 6.5. Rezonator se sastoji od četiri provodna i pet dielektričnih slojeva koji se nalaze iznad zajedničkog uzemljenog sloja. Dielektrični slojevi realizovani su korišćenjem DuPont 951 Green Tape čije su dielektrična konstanta i tangens ugla gubitaka jednaki 7.8 i 0.006, respektivno. Inicijalno, debljina slojeva je odabrana da bude jednaka  $H = H_b = 400 \mu\text{m}$ . Širina provodnih linija  $w$  i rastojanje između njih  $g$  su jednaki i iznose  $200 \mu\text{m}$ . Susedni provodni slojevi povezani su višestruki je prečnik jednak širini provodnih linija kako bi se postiglo prilagođenje impedansi. Rezonator je kapacitivno spregnut sa 50-omskim uvodnim linijama procepom širine  $50 \mu\text{m}$ . Uvodne linije se nalaze na četvrtom provodnom sloju. Uloga gornjeg dielektričnog sloja jeste da obezbedi da provodne linije u najvišem provodnom sloju imaju približno istu karakterističnu impedansu kao i linije u nižim provodnim slojevima.

### 6.2.2 Analiza elektromagnetskog ponašanja rezonatora

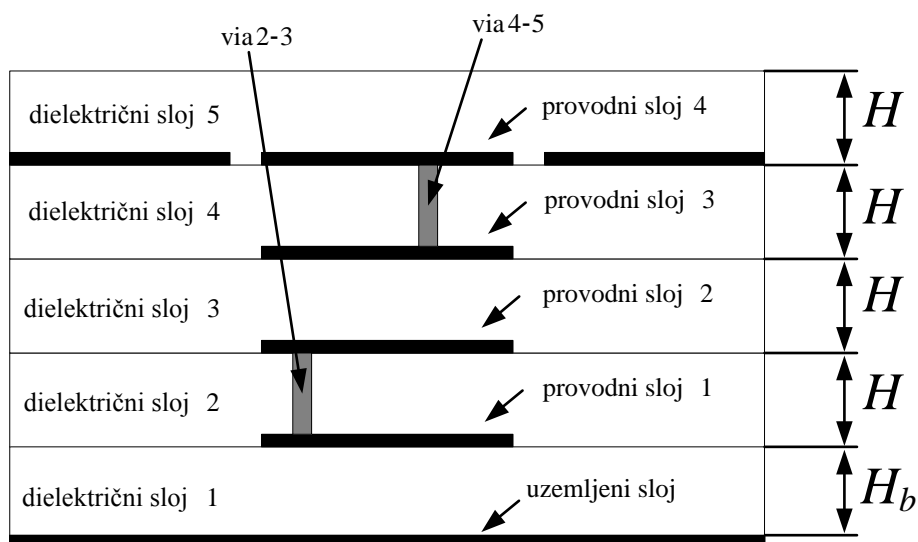
Performanse predloženog rezonatora prvo su određene korišćenjem komercijalno dostupnih softverskih paketa za elektromagnetsku *full-wave* simulaciju Ansoft HFSS [183] i CST Studio [184]. U simulacijama su za parametre materijala korišćeni podaci zadati od strane proizvođača DuPont.

U prethodnom poglavlju navedeno je da su kao inicijalni geometrijski parametri rezonatora uzete sledeće vrednosti  $H = H_b = 400 \mu\text{m}$ ,  $w = g = 200 \mu\text{m}$ . Odziv 3-D Hilbertovog rezonatora sa navedenim dimenzijama prikazan je na slici 6.6.

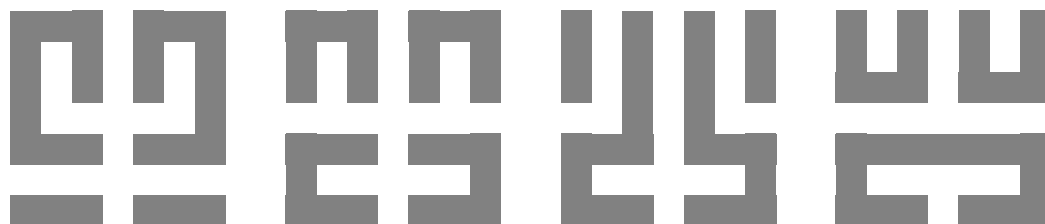
Glava 6 Dual-band filter sa dual-mod rezonatorom  
na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive



(a)



(b)



(c)

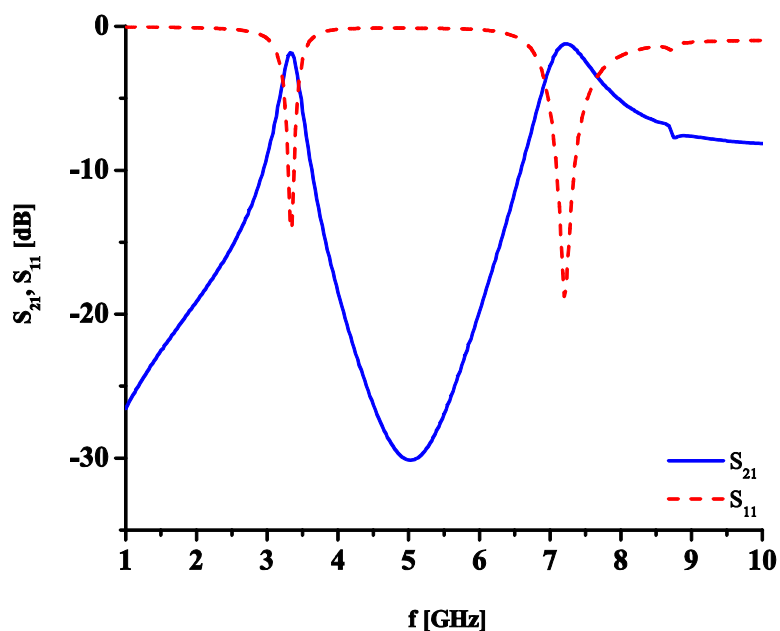
Slika 6.5: (a) Izgled rezonatora na bazi 3-D Hilbertovog pre-fraktala, (b) poprečni presek rezonatora, (c) izgled provodnih slojeva od gornjeg ka donjem.

Glava 6 Dual-band filter sa dual-mod rezonatorom  
na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive

U odzivu se mogu uočiti dve rezonance  $f_1 = 3.32$  i  $f_2 = 7.23$  GHz. Prva rezonanca, odnosno propusni opseg, karakteriše se veoma dobrom selektivnošću i slabljenjem od 1.85 dB, dok drugi propusni opseg ima nešto slabiju selektivnost ali i manje uneseno slabljenje od 1.21 dB.

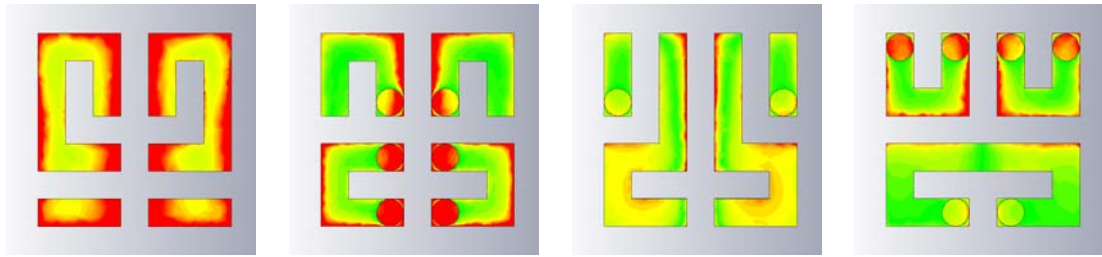
Predloženi rezonator odlikuje se veoma složenom višeslojnom strukturom pa je i analiza njegovog ponašanja veoma kompleksna. Iako konfiguracija ukazuje na to da struktura predstavlja konvencionalni  $\lambda/2$  rezonator i da su dve rezonance u odzivu osnovni i prvi viši harmonik, ova pretpostavka je dodatno potvrđena posmatranjem električnog i magnetskog polja na rezonantnim učestanostima.

Na slici 6.7 prikazana je raspodela  $E$  i  $H$  polja na prvoj, odnosno drugoj rezonantnoj učestanosti za sve provodne slojeve ponaosob. Međutim, zbog kompleksnosti strukture ovakve slike polja nisu pogodne za analizu njenog ponašanja. Stoga je primenjen pojednostavljen model u kojem se svakom segmentu u svakom provodnom sloju pridružuje odgovarajući broj onako kako je to označeno na slici 5.3, odnosno svakom broju se pridružuje odgovarajuća jačina polja. Sada se 3-D Hilbert rezonator posmatra kao planarni rezonator bez savijenih segmenata čiji je početak u tački 0, a kraj u tački 63, te se dobija struktura čiji je izgled i raspodela  $E$  i  $H$  polja za obe rezonance prikazan na slici 6.8. Iz uprošćenog modela jasno se uočava da  $E$  i  $H$  polje na prvoj i drugoj rezonanci odgovaraju poljima osnovnog i prvog višeg harmonika konvencionalnog  $\lambda/2$  rezonatora.

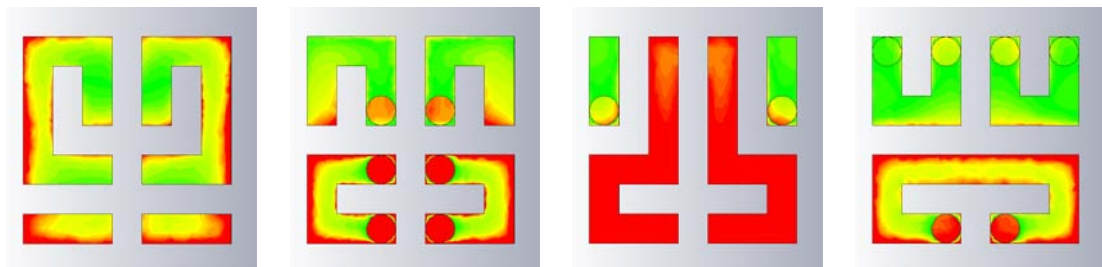


Slika 6.6: Odziv 3-D Hilbertovog rezonatora.

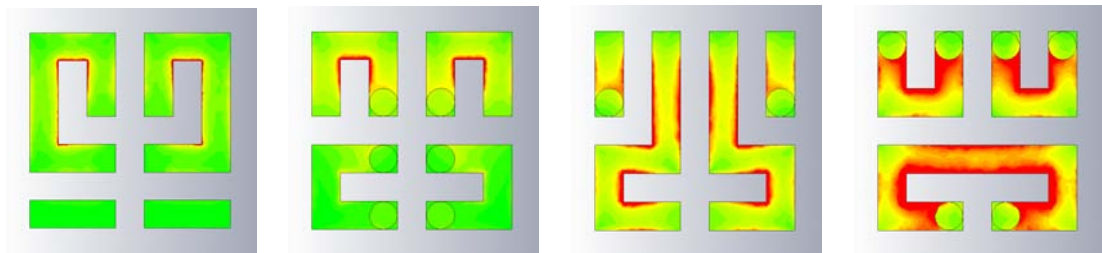
Glava 6 Dual-band filter sa dual-mod rezonatorom  
na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive



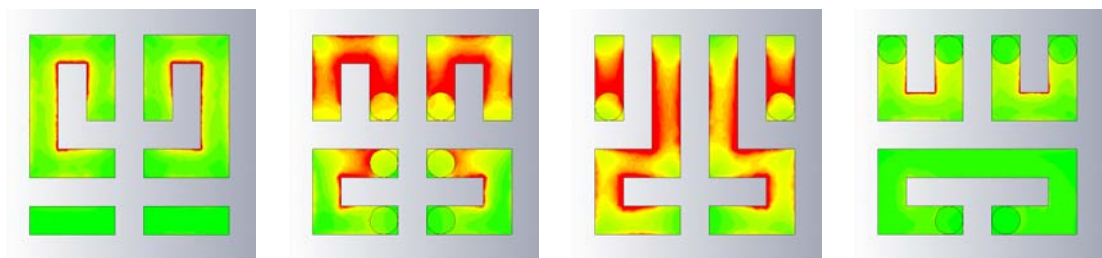
(a)



(b)



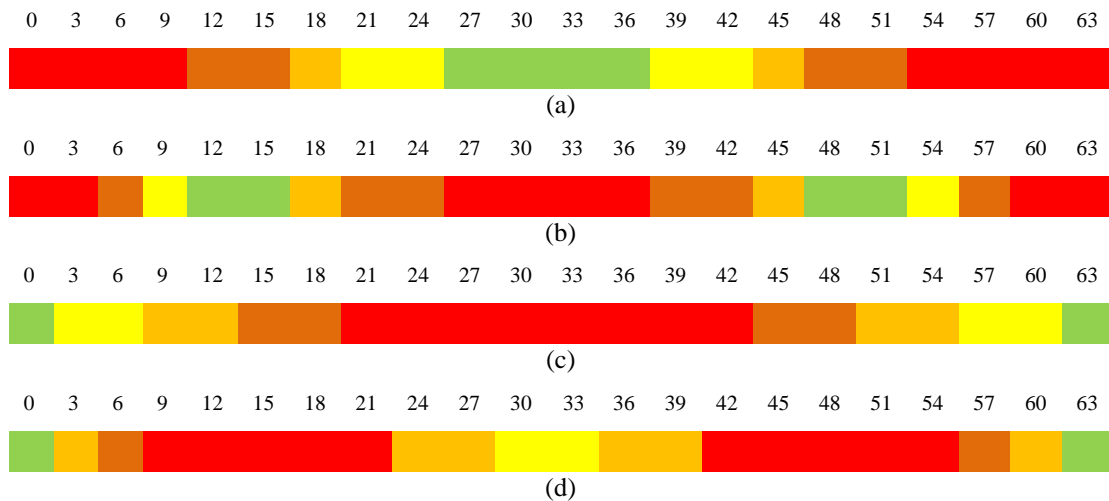
(c)



(d)

Slika 6.7: Raspodela (a)  $E$  polja na prvoj rezonanci, (b)  $E$  polja na drugoj rezonanci, (c)  $H$  polja na prvoj rezonanci, (d)  $H$  polja na drugoj rezonanci.

*Glava 6 Dual-band filter sa dual-mod rezonatorom  
na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive*



Slika 6.8: Pojednostavljeni prikaz: (a)  $E$  polja na prvoj rezonanci, (b)  $E$  polja na drugoj rezonanci, (c)  $H$  polja na prvoj rezonanci, (d)  $H$  polja na drugoj rezonanci.

Iz prethodne analize zaključuje se da se predloženi rezonator ponaša kao konvencionalni rezonator pa se nameće pitanje na koji način se pomoću ove strukture može realizovati dual-band odziv. U analizi koja sledi biće pokazano da višeslojna arhitektura igra ključnu ulogu u stvaranju mehanizma koji omogućava da se dva propusna opsega skoro nezavisno kontrolišu.

### 6.2.3 Uticaj različitih geometrijskih parametara na performanse rezonatora

Višeslojna struktura i činjenica da je rezonator baziran na 3-D Hilbertovom pre-fraktalu pruža veliku slobodu u projektovanju strukture jer se performanse rezonatora mogu menjati promenom različitih geometrijskih parametara.

Jedan od načina da se utiče na performanse rezonatora jeste promena širine provodnih linija  $w$  i rastojanja između njih  $g$ . U cilju istraživanja uticaja ovih parametara na odziv rezonatora analizirani su odzivi četiri strukture sa vrednostima  $w$  i  $g$  od 200, 250, 300 i 350  $\mu\text{m}$ .

Vrednosti  $w$  i  $g$  su varirane istovremeno jer je ranije pokazano da se na taj način postižu najbolje performanse rezonatora [181]. Naime, ukoliko je  $w \ll g$  tada struktura postaje dominantno induktivna i provodne linije imaju veliku karakterističnu impedansu čime se povećavaju gubici u rezonatoru. Sa druge strane, ukoliko je  $w \gg g$  tada kapacitivnost strukture prema uzemljenom sloju raste pa je ona dominantno kapacitivna što može da naruši rezonantna svojstva strukture. Kao kompromis izabran je slučaj u kojem je  $w = g$  pa nijedna osobina rezonatora, ni induktivnost niti kapacitivnost, nije dominantna.

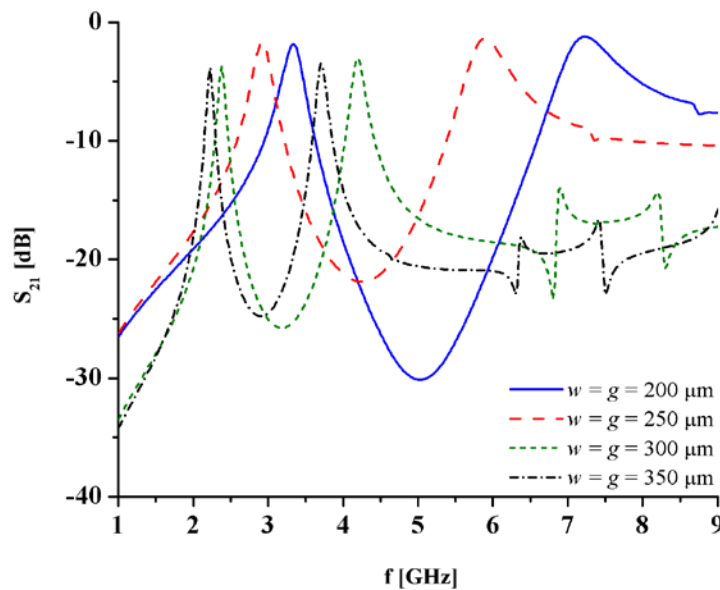
*Glava 6 Dual-band filter sa dual-mod rezonatorom  
na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive*

Vrednosti parametara  $w$  i  $g$  koje se kreću između 200 i 350  $\mu\text{m}$  obezbeđuju da se nijedna struktura ne karakteriše isuviše dugačkim "strujnim" putem koji može u velikoj meri da naruši performanse rezonatora. Takođe, na taj način se izbegava da ukupne dimenzije rezonatora budu značajno veće od širine uvodne linije, odnosno izbegava se povećanje unesenog slabljenja.

Na slici 6.9 prikazani su odzivi četiri strukture sa različitim  $w$  i  $g$ , dok su vrednosti rezonantnih učestanosti kao i unesena slabljenja dati u tabeli 6.3. Kao što se očekuje, povećanjem  $w$  i  $g$  rezonantne učestanosti su smanjene jer se dužina rezonatora povećala. Takođe, selektivnost propusnih opsega je poboljšana.

S obzirom na to da se dielektrični slojevi u rezonatoru realizuju slaganjem više dielektričnih traka, debljine dielektričnih slojeva mogu imati skoro proizvoljnu vrednost.

Radi istraživanja uticaja debljine dielektričnih slojeva na performanse rezonatora analizirane su četiri strukture sa debljinama slojeva  $H=H_b= 100, 200, 300$  i



Slika 6.9: Uticaj širine provodne linije  $w$  i razmaka između linija  $g$  na performanse rezonatora.

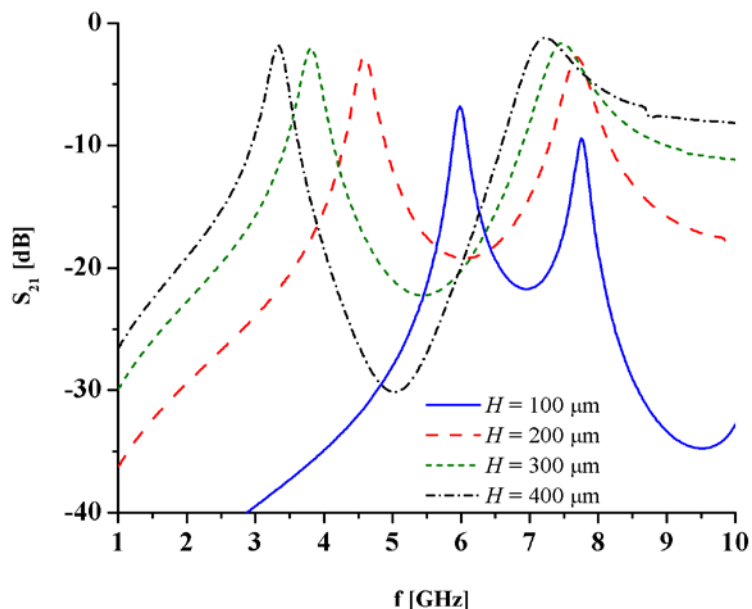
Tabela 6.3: Karakteristike rezonatora sa različitim vrednostima  $w$  i  $g$

$w = g$ [ $\mu\text{m}$ ]	$f_1$ [GHz]	$f_2$ [GHz]	IL @ $f_1$ [dB]	IL @ $f_2$ [dB]
200	3.33	7.22	-1.8	-1.2
250	2.92	4.2	-1.7	-1.3
300	2.38	3.69	-3.7	-3.1
350	2.22	3.69	-3.76	-3.5

400  $\mu\text{m}$ . Sa ovim vrednostima parametara  $H$  i  $H_b$ , obezbeđeno je da dužina via koje povezuju susedne provodne slojeve ne bude previše velika kako se ne bi narušile performanse rezonatora. Naime, s obzirom na to da vie predstavljaju vertikalne veze i da se one formiraju punjenjem otvora u dielektričnim slojevima, a ne štampanjem, one predstavljaju najosetljiviji deo strukture i sa aspekta fabrikacije i sa aspekta elektromagnetskog ponašanja rezonatora. Takođe, izabranim vrednostima parametara  $H$  i  $H_b$ , obezbeđeno je i da sprege između susednih provodnih slojeva ne budu previše snažne kako ne bi u potpunosti narušile rezonantnu prirodu konfiguracije.

Na slici 6.10 prikazani su odzivi četiri strukture sa različitim debljinama dielektričnih slojeva, dok su u tabeli 6.4 date vrednosti rezonantnih učestanosti kao i odnosi prve i druge rezonantne učestanosti za svaku strukturu.

Može se uočiti da se promenom debljine slojeva pozicija osnovnog harmonika značajno menja, dok se pozicija druge rezonantne učestanosti menja u veoma malom procentu. Pored promene dužine rezonatora usled promene dužine via, uzrok ovakavog ponašanja rezonatora leži i u specifičnoj raspodeli  $E$  i  $H$  polja u strukturi. Na uprošćenoj predstavi polja, slika 6.8, uočava se da je magnetsko polje na prvoj rezonantnoj učestanosti najjače između tačaka 20 i 42 što odgovara provodnim slojevima 1 i 2. Magnetsko polje na drugoj rezonanci najjače je između tačaka 9 i 21 odnosno 42 i 54 što odgovara određenim segmentima u provodnim slojevima 2 i 3. Drugim rečima, na prvoj rezonanci postoji veoma jaka magnetska sprega između celokupnih provodnih slojeva 1 i 2, dok na drugoj rezonanci magnetska sprega postoji samo između određenih segmenata drugog i trećeg provodnog sloja. S obzirom na to da je između provodnih slojeva magnetska sprega dominantnija u odnosu na električnu i da njena jačina veoma zavisi od udaljenosti provodnih slojeva,



Slika 6.10: Uticaj debljine dielektričnih slojeva na performanse rezonatora.

*Glava 6 Dual-band filter sa dual-mod rezonatorom  
na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive*

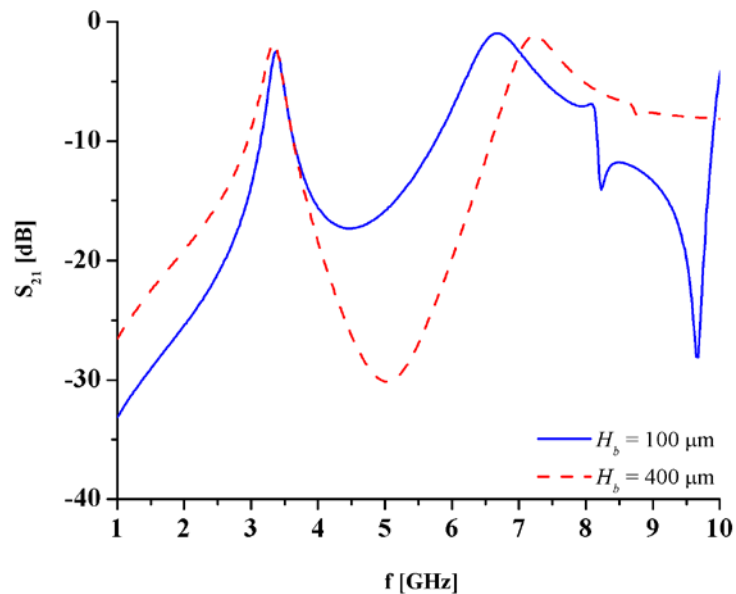
Tabela 6.4: Karakteristike struktura sa različitim vrednostima  $H$

$H$ [ $\mu\text{m}$ ]	$f_1$ [GHz]	$f_2$ [GHz]	$f_2/f_1$
100	5.97	7.75	1.3
200	4.59	7.67	1.67
300	3.81	7.47	1.96
400	3.32	7.25	2.18

odnosno debljine dielektričnih slojeva, razumljivo je zašto je pozicija prve rezonantne učestanosti osetljivija na promenu debljine dielektričnih slojeva.

Pored ovog slučaja, analiziran je i slučaj u kojem je varirana debljina samo najnižeg dielektričnog sloja, odnosno parametar  $H_b$ . Na slici 6.11 prikazani su odzivi struktura sa debljinom najnižeg dielektričnog sloja od 100 i 400  $\mu\text{m}$ . Uočava se da promenom parametra  $H_b$  dolazi do pomeranja samo druge rezonantne učestanosti. Takođe, smanjenje  $H_b$  dovodi i do pogoršanja selektivnosti drugog propusnog opsega.

Raspodela  $E$  polja ukazuje da je električno polje na prvoj rezonantnoj učestanosti veoma slabo na najnižem provodnom sloju, dok je na drugoj rezonanci ono najjače upravo na najnižem provodnom sloju. S obzirom na to da je sprege između rezonatora i uzemljenog sloja dominantno električna jasno je zašto se promenom debljine prvog dielektričnog sloja, odnosno sprege između rezonatora i uzemljenog sloja, menja pozicija druge rezonance, dok prva rezonantna učestanost ostaje praktično ista.



Slika 6.11: Uticaj parametra  $H_b$  na performanse rezonatora.



Prethodna analiza pokazala je da se pozicije dve rezonantne učestanosti mogu skoro nezavisno menjati promenom debljine dielektričnih slojeva. Ukoliko se uzmu u obzir rezultati dobijeni varijacijom debljina svih dielektričnih slojeva kao i rezultati dobijeni promenom debljine samo najnižeg dielektričnog sloja, može se zaključiti da se ovim mehanizmom odnos dve rezonantne učestanosti može menjati u opsegu od 1.29 do 2.18.

S obzirom na to da se promenama određenih geometrijskih parametara može menjati odnos pozicija prvog i drugog harmonika, 3-D Hilbert rezonator, iako suštinski konvencionalni  $\lambda/2$  rezonator, može se posmatrati kao dual-mod struktura koja je po svom ponašanju slična SIR i SLR strukturama. Stoga je ovaj rezonator dobar kandidat za primenu u dual-band filtrima.

U narednim odeljcima biće prikazan proces fabrikacije dual-band filtra baziranog na 3-D Hilbertovom rezonatoru kao i rezultati merenja. Takođe, karakteristike filtra biće upoređene sa drugim dual-band filtrima realizovanim u LTCC tehnologiji.

#### **6.2.4 Fabrikacija i rezultati merenja**

Projektovanje dual-band filtera zahteva određene kompromise jer su zahtevi za malim unesenim slabljenjem, dobrom selektivnošću i kompaktnošću filtera kola kontradiktorni. Na osnovu analize iz prethodnog odeljka, za fabrikaciju je odabrana struktura koja je pokazala najbolje karakteristike, a njeni geometrijski parametri su  $H=H_b=400 \mu\text{m}$  i  $w=g=300 \mu\text{m}$ . Prva rezonanca nalazi se na učestanosti od 2.55 GHz, dok je druga rezonantna učestanost jednaka 4.83 GHz. Unesena slabljenja jednaka su 2.28 i 1.88 dB, respektivno. Ukupne dimenzije ove strukture jednake su  $2.1 \times 2.1 \times 2 \text{ mm}^3$  odnosno  $\lambda_g/25 \times \lambda_g/25 \times \lambda_g/25$ , gde  $\lambda_g$  predstavlja vođenu talasnu dužinu na prvoj rezonantnoj učestanosti.

Predloženi dual-band rezonator fabrikovan je u LTCC tehnologiji. Najmanji procep između rezonatora i uvodnih linija koji se mogao realizovati u procesu fabrikacije iznosi  $120 \mu\text{m}$ , što je nešto veći procep u odnosu na elektromagnetske simulacije u kojima je procep projektovan da bude jednak  $50 \mu\text{m}$ . Međutim, ova razlika utiče samo na uneseno slabljenje u odzivu rezonatora, dok sve ostale karakteristike odziva ostaju praktično nepromenjene. Takođe, važno je napomenuti da se procepi od  $50 \mu\text{m}$  mogu realizovati u standardnoj LTCC tehnologiji laserskim trimovanjem.

U prethodnom poglavlju navedeni su koraci u procesu LTCC fabrikacije. Nakon što su isprojektovane maske za punjenje kanala veza i za nanošenje provodnih pasti, kao naredni korak vrši se pripremanje dielektričnih traka koje će biti korišćene u fabrikaciji kola. 3-D Hilbert rezonator projektovan je sa dielektričnim trakama DuPont 951 Green Tape čija je debljina jednaka  $114 \mu\text{m}$ , a skupljanje po vertikalnoj

osi 14%, pa su za svaki dielektrični sloj korišćene četiri trake. Više detalja o korišćenim dielektričnim trakama može se naći u dodatku B.

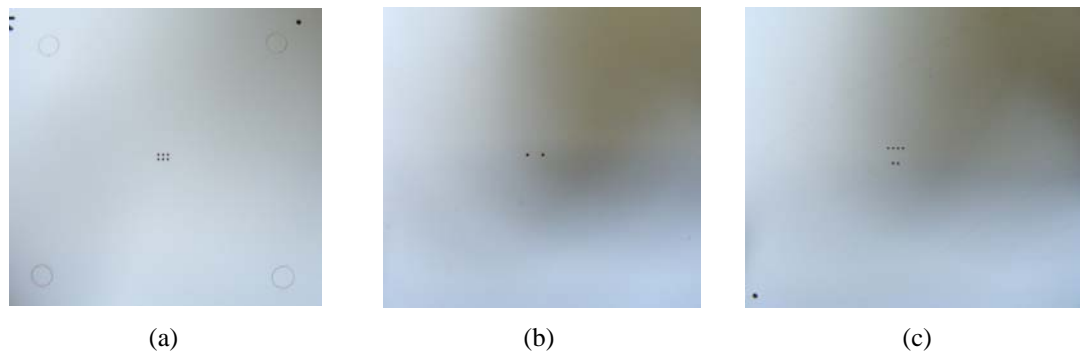
Nakon pripreme dielektričnih traka, izbušeni su otvori za vie koje povezuju susedne slojeve. U tu svrhu korišćen je CO<sub>2</sub> laser za koji su podešeni optimalni parametri sečenja kao što su pritisak i jačina laserskog snopa kako se ne bi narušile karakteristike dielektričnih traka. Slika 6.12 prikazuje formirane otvore u trakama za vie koje povezuju, treći i četvrti, drugi i treći, odnosno prvi i drugi provodni sloj. Pošto su za svaki dielektrični sloj rezonatora korišćene četiri trake, bilo je potrebno ponoviti bušenje sa istim rasporedom otvora četiri puta.

Za provodne slojeve i punjenje kanala veza korišćena je DuPont 6142D, odnosno DuPont 6141 srebrna pasta koje su kompatibilne sa materijalom korišćenim za dielektrične slojeve, odnosno ovi materijali imaju isti koeficijent skupljanja po  $x$  i  $y$  osi. Više detalja o korišćenim srebrnim pastama može se naći u dodatku B.

Punjenje kanala veza, tj. via, izvršeno se za svaki sloj posebno. S obzirom na to da je za svaki dielektrični sloj rezonatora korišćeno četiri dielektrične trake, i da rezonator ima četiri provodna sloja, za fabrikaciju jednog rezonatora urađeno je punjenje kanala veza u dvanaest dielektričnih traka. Slika 6.13 prikazuje napunjene kanale veza koji povezuju, treći i četvrti, drugi i treći, odnosno prvi i drugi provodni sloj.

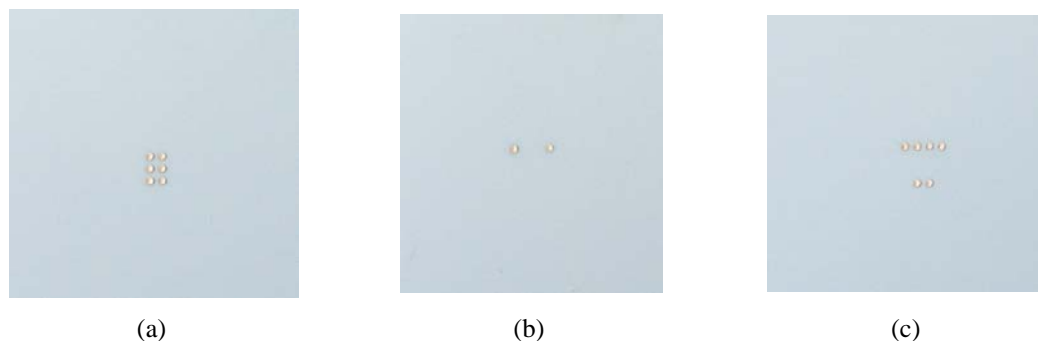
Nakon ovih koraka fabrikacije urađena je i provera traka sa popunjenim otvorima korišćenjem mikroskopa. Na slici 6.14 prikazane su mikroskopske slike popunjenih kanala veza koje povezuju treći i četvrti odnosno drugi i treći provodni sloj. Uočava se da su kanali veza popunjeni na zadovoljavajući način, odnosno da je srebrna pasta u potpunosti ispunila prethodno izbušene otvore.

Nanošenje provodnih pasti rađeno je postupkom sitoštampe. Takođe, u procesu izrade struktura korišćen je automatski proces nanošenja provodnih slojeva za koji je veoma važno podesiti optimalnu brzinu kretanja četke i pritisak kojom četka deluje na fotomasku. Postupak sitoštampe rađen je pojedinačno za svaki sloj dielektrične trake.



Slika 6.12: Formirani otvori u dielektričnim trakama za vie koje povezuju: (a) treći i četvrti, (b) drugi i treći, (c) prvi i drugi provodni sloj.

*Glava 6 Dual-band filter sa dual-mod rezonatorom  
na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive*



Slika 6.13: Napunjeni kanali veza koji povezuju: (a) treći i četvrti, (b) drugi i treći, (c) prvi i drugi provodni sloj.



(a)



(b)

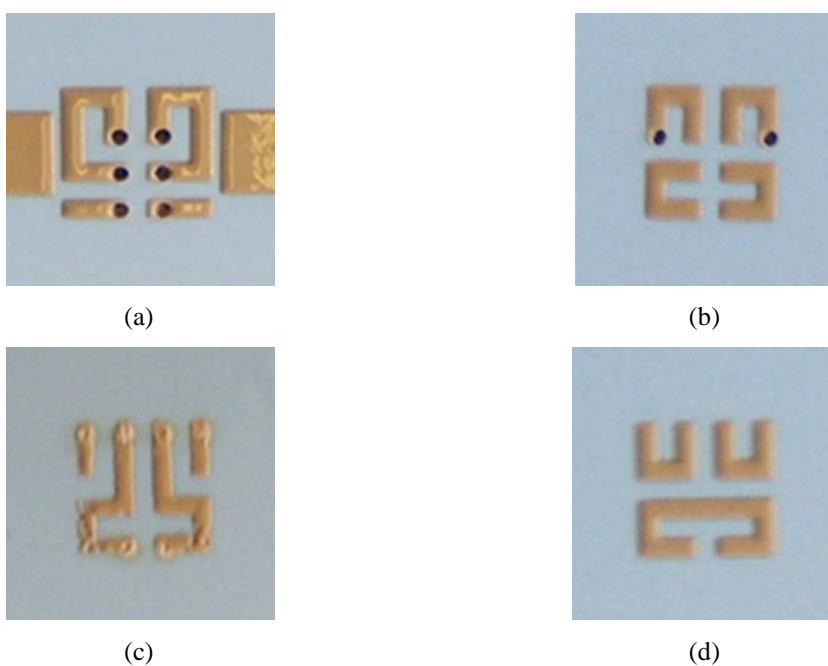
Slika 6.14: Mikroskopske slike popunjenih kanala veza: (a) veze koje povezuju treći i četvrti provodni sloj, (b) veze koje povezuju drugi i treći provodni sloj.

Slika 6.15 prikazuje izgled provodnih slojeva nakon nanošenja provodne paste. Kao i u slučaju punjenja kanala veza i ovde je vršena provera dimenzija rezonatora, tj. provera širina provodnih linija i rastojanja između njih. Korišćenjem mikroskopa utvrđeno je da se dimenzije poklapaju sa projektovanim koje su nešto veće od

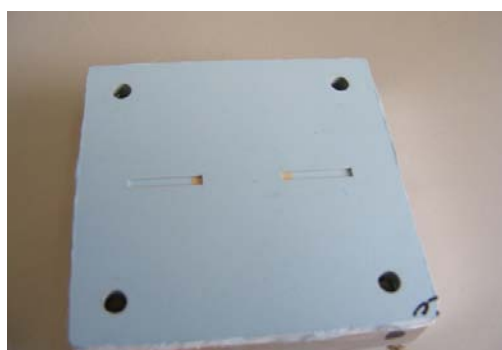
*Glava 6 Dual-band filter sa dual-mod rezonatorom  
na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive*

dimenzija korišćenih u simulacijama jer one uključuju i procenat koji se izgubi usled skupljanja tokom pečenja.

Nakon štampanja provodne paste i punjenja kanala veza, slojevi su složeni pomoću kalupa sa pinovima, a potom je formirana struktura vakuumirana i presovana pomoću izostatičke prese pod pritiskom od približno 3 MPa. Nakon presovanja dobija se monolitna struktura što je prikazano na slici 6.16. Takođe, na slici se može uočiti da su na gornjem dielektričnom sloju rezonatora napravljeni zarezi kako bi bilo moguće zalemiti odgovarajuće konektore i izmeriti parametre rasipanja rezonatora.



Slika 6.15: Izgled provodnih slojeva nakon nanošenja provodne paste: (a) provodni sloj 4, (b) provodni sloj 3, (c) provodni sloj 2, (d) provodni sloj 1.



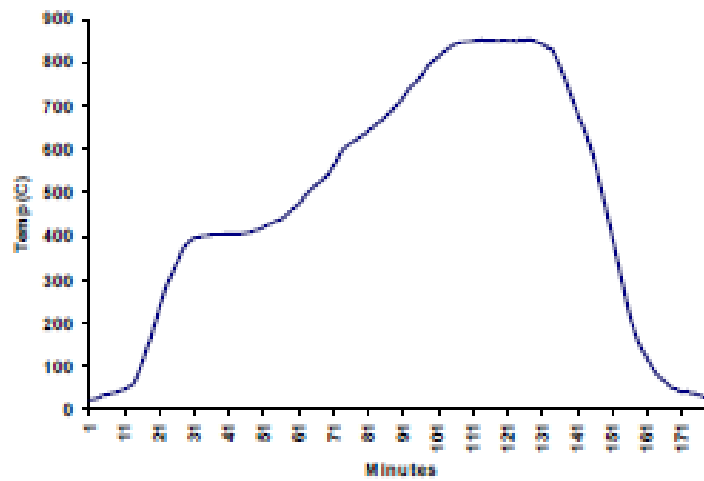
Slika 6.16: Izgled strukture nakon presovanja.

## Glava 6 Dual-band filter sa dual-mod rezonatorom na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive

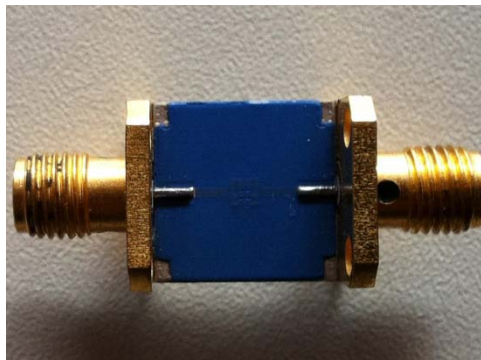
Žarenje strukture izvršeno je prema profilu pečenja DuPont 951 Green Tape koji je zadat od strane proizvođača, slika 6.17. Slika 6.18 prikazuje izgled konačnog kola sa zalemljenim konektorima.

Performanse fabrikovanog kola određene su merenjima na vektorskom analizatoru mreža Agilent E5071B. Simulacioni i mereni rezultati upoređeni su na slici 6.19 i uočava se veoma dobro slaganje između njih. U tabeli 6.5 dat je pregled vrednosti najvažnijih parametara za simulirano i fabrikovano kolo.

Razlika u pozicijama rezonantnih učestanosti simuliranog i fabrikovanog kola iznosi svega nekoliko procenata i posledica je određenih odstupanja dimenzija fabrikovanog kola od projektovanih usled složenosti procesa fabrikacije. Kada su u pitanju unesenena slabljenja u propusnim opsezima, u fabrikovanom kolu ona su veća što je razumljivo jer procepi između rezonatora i uvodnih linija u fabrikovanom kolu



Slika 6.17: Profil pečenja dielektrične trake DuPont 951 Green Tape.

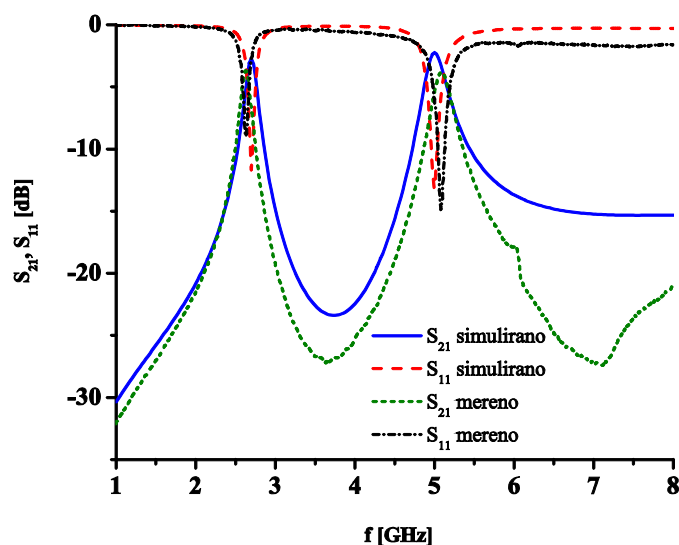


Slika 6.18: Izgled fabrikovanog filtarskog kola.

*Glava 6 Dual-band filter sa dual-mod rezonatorom  
na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive*

iznose 120  $\mu\text{m}$  u odnosu na 50  $\mu\text{m}$  u simuliranom kolu. Takođe, u merenim rezultatima uočava se da drugi propusni opseg ima značajno bolju selektivnost kao i slabljenje u nepropusnom opsegu između dva propusna opsega.

Prethodnim rezultatima potvrđeno je da LTCC tehnologija predstavlja veoma pouzdanu tehnologiju koja omogućava projektovanje i fabrikaciju veoma složenih kola. Za razliku od debeloslojne tehnologije koja je korišćena za fabrikaciju rezonatora u [181] LTCC tehnologija se karakteriše jednostavnijim postupkom sa jednostepenim procesom laminacije i pečenja što za rezultat daje veoma kvalitetne strukture sa visokom rezolucijom linija. Prilikom izrade kola sa tri ili više slojeva, u debeloslojnoj tehnologiji dolazi do neravnomerne raspodele provodne paste pa se kao rezultat dobija kolo čije dimenzije znatno odstupaju od projektovanih, odnosno željenih. Stoga kolo fabrikovano u LTCC tehnologiji pokazuje značajno bolje rezultate u odnosu na kolo fabrikovano u debeloslojnoj tehnologiji.



Slika 6.19: Poređenje odziva simuliranog i fabrikovanog filtarskog kola.

Tabela 6.5: Karakteristike simuliranog i fabrikovanog filtarskog kola

	simulirano	mereno
$f_1$ [GHz]	2.55	2.63
$f_2$ [GHz]	4.83	5.09
IL @ $f_1$ [dB]	2.28	3.7
IL @ $f_2$ [dB]	1.88	3.8
FBW @ $f_1$ [%]	7.6	6.8
FBW @ $f_2$ [%]	6.8	5.3

### 6.2.5 Poređenje sa drugim dual-band filterima realizovanim u LTCC tehnologiji

Propusni opsezi predloženog kola nalaze se na 2.55 GHz, odnosno 4.83 GHz. Unesena slabljenja jednaka su 2.28 i 1.88 dB, respektivno. Ukupne dimenzije strukture jednake su  $2.1 \times 2.1 \times 2 \text{ mm}^3$  odnosno  $0.038\lambda_g \times 0.038\lambda_g \times 0.038\lambda_g$ , gde  $\lambda_g$  predstavlja vođenu talasnu dužinu na prvoj rezonantnoj učestanosti.

Predložena struktura predstavlja najmanji do sada predloženi dual-band filter. S obzirom na to da struktura ima višeslojnu arhitekturu i da je fabrikovan u LTCC tehnologiji, ona se karakteriše značajno manjim dimenzijama u odnosu na planarne filtre. U tabeli 6.6 upoređene su karakteristike predložene konfiguracije sa drugim dual-band filterima realizovanim u LTCC tehnologiji i uočava se da filter na bazi 3-D Hilbertovog rezonatora ima najmanje dimenzije, dok su ostale karakteristike slične drugim strukturama.

## 6.3 Zaključak

U ovoj glavi prikazan je jedan od glavnih doprinosa ove disertacije, odnosno novi dual-band filter sa dual-mod rezonatorom baziranim na 3-D Hilbertovoj fraktalnoj krivoj.

Predloženi rezonator se sastoji od četiri provodna i pet dielektričnih slojeva. Zbog veoma složene strukture, ponašanje rezonatora analizirano je korišćenjem raspodela električnog i magnetskog polja na prvoj i drugoj rezonantnoj učestanosti i utvrđeno je da se 3-D Hilbertov rezonator ponaša kao konvencionalni  $\lambda/2$  rezonator.

Analiziran je uticaj različitih geometrijskih parametara na performanse strukture. Promenom širine provodnih linija i rastojanja između linija menja se dužina

Tabela 6.6: Poređenje karakteristika predloženog filtra sa drugim dual-band filterima realizovanim u LTCC tehnologiji

	$f_1$ [GHz]	$f_2$ [GHz]	IL @ $f_1$ [dB]	IL @ $f_2$ [dB]	RL @ $f_1$ [dB]	RL @ $f_2$ [dB]	dimenzije $\lambda_g \times \lambda_g \times \lambda_g$
predloženi filter	2.55	4.83	2.28	1.88	9	15	0.038x0.038x0.038
[123]	2.4	5.2	1.4	1.4	15	16	0.053x0.044x0.018
[124]	2.4	5.2	1.3	1.5	15	17	0.19x0.25x0.011
[125]	2.4	5.2	2.35	1.72	25	15	0.083x0.083x0.015
[126]	2.4	5.2	2.1	2.3	15	16	0.077x0.069x0.01

*Glava 6 Dual-band filter sa dual-mod rezonatorom  
na bazi 3-D Hilbertove fraktalne krive*

rezonatora pa se samim tim pozicije obe rezonantne učestanosti pomeraju.

Analiza uticaja debljine dielektričnih slojeva pokazala je da je pozicija prvog propusnog opsega značajno osetljivija na promenu debljine slojeva u odnosu na drugi propusni opseg. To je posledica činjenice da na prvoj rezonanci postoji veoma jaka magnetska sprema između prvog i drugog provodnog sloja, dok na drugoj rezonanci magnetska sprema postoji samo između određenih segmenata drugog i trećeg provodnog sloja.

Pokazano je i da promena debljine najnižeg dielektričnog sloja utiče samo na drugu rezonancu što je posledica činjenice da je električno polje na prvoj rezonantnoj učestanosti veoma slabo na najnižem provodnom sloju, dok je na drugoj rezonanci ono najjače upravo na najnižem provodnom sloju.

Stoga, promena debljine dielektričnih slojeva predstavlja mehanizam kojim se pozicije prvog i drugog propusnog opsega mogu nezavisno kontrolisati. Samim tim, iako suštinski konvencionalni  $\lambda/2$  rezonator, 3-D Hilbertov rezonator predstavlja dual-mod strukturu koja je veoma atraktivna za primenu u dual-band filtrima.

Na osnovu detaljne analize, za fabrikaciju je odabrana struktura koja je pokazala najbolje karakteristike. Kolo je fabrikovano u LTCC tehnologiji i detaljan prikaz procesa fabrikacije pokazao je da LTCC tehnologija predstavlja relativno složenu tehnologiju, ali da sa druge strane pruža veliku slobodu u projektovanju kola.

Poređenje odziva fabrikovanog i simuliranog kola pokazalo je dobro slaganje između merenih i simuliranih rezultata čime je potvrđeno da LTCC tehnologija predstavlja veoma pouzdanu tehnologiju koja omogućava projektovanje i fabrikaciju složenih kola.

Propusni opsezi projektovanog dual-band filtra nalaze se na 2.55 i 4.83 GHz, a unesena slabljenja jednaka su 2.28 i 1.88 dB, respektivno. Ukupne dimenzije strukture jednake su  $2.1 \times 2.1 \times 2 \text{ mm}^3$  odnosno  $0.038\lambda_g \times 0.038\lambda_g \times 0.038\lambda_g$ , što ovu strukturu čini najkompaktnijim dual-band filtrom ne samo u poređenju sa planarnim filtrima već i sa dual-band strukturama realizovanim u LTCC tehnologiji.



## Glava 7

### **Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorom na bazi Hilbertove fraktalne krive drugog reda**

---

Nakon diskusije u glavi 5 o velikom potencijalu fraktalnih krivih za minijaturizaciju filtarskih kola, u glavi 6 pokazano je da se primenom trodimenzionalne Hilbertove fraktalne krive konačnog reda može realizovati izuzetno kompaktan dual-band filter. Međutim, za realizaciju predložene konfiguracije potrebno je koristiti neku od tehnologija koja omogućava fabrikaciju višeslojnih kola što u nekim primenama može biti nepraktično.

Fraktalne krive našle su primenu pre svega u planarnim filtarskim strukturama koje su jednostavnije za analizu i realizaciju i ne zahtevaju složen proces fabrikacije. U [179], [181], [185] i [186] pokazano je da filtri sa rezonatorima baziranim na fraktalnim krivama imaju značajno bolje karakteristike u odnosu na filtre sa konvencionalnim rezonatorima, ne samo kada je u pitanju kompaktnost već i faktor dobrote i uneseno slabljenje.

Najčešće korišćene fraktalne krive su Peanova i Hilbertova kriva kao i krive Minkovskog i Sierpinskog. Krive Minkovskog i Sierpinskog su zatvorene krive pa su rezonatori bazirani na ovim krivama namenjeni pre svega za primene u dual-mod rezonatorima na bazi peča.

Peanova i Hilbertova kriva su otvorene krive čiji se krajevi nalaze na naspranim stranama pa se one mogu direktno zameniti provodnim linijama i pogodne su za primenu u strukturama sa krajevima spregnutim mikrostrip rezonatorima. Međutim, Peanova kriva ima složeniju strukturu pa su sprege između susednih segmenata izraženije nego u slučaju Hilbertovog pre-fraktala. Stoga, rezonatori na bazi Hilbertove krive pokazuju bolje karakteristike.

U ovoj glavi biće predstavljen novi dual-mod rezonator na bazi dvodimenzionalne Hilbertove fraktalne krive drugog reda [187]. Dual-mod rezonator formiran je serijskim spajanjem dve Hilbertove krive drugog reda i zahvaljujući specifičnoj konfiguraciji dve rezonantne učestanosti mogu nezavisno da se kontrolišu.

Ova struktura iskorišćena je za realizaciju dva dual-band filtra koji se odlikuju kompaktnim dimenzijama, dobrom selektivnošću i malim unesenim slabljenjima.

U prvom delu ove glave biće analizirana struktura i ponašanje rezonatora i u tu svrhu biće primenjena metoda parne i neparne pobude. U nastavku biće

predstavljena dva filtra sa predloženim rezonatorom kao i fabrikovana kola i mereni rezultati. U poslednjoj glavi biće dato poređenje predloženih filtara sa drugim dual-band strukturama.

## 7.1 Konfiguracija dual-mod rezonatora na bazi Hilbertove fraktalne krive drugog reda

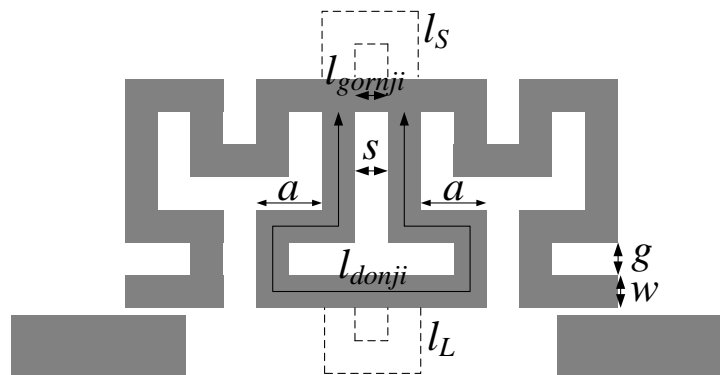
Predloženi rezonator sastoji se od dve serijski povezane Hilbertove fraktalne krive drugog reda i njegov izgled prikazan je na slici 7.1. Dve krive povezane su provodnim linijama na dvema pozicijama - na mestu savijanja fraktala i na mestu gde se fraktalne linije završavaju. Širina fraktalne linije označena je sa  $w$ , dok je rastojanje između linija označeno sa  $g$ . Parametar  $s$  predstavlja rastojanje dve Hilbertove krive, dok parametri  $l_{gornji}$  i  $l_{donji}$  označavaju dužine provodnih linija koje spajaju dve Hilbertove krive u gornjoj, odnosno donjoj tački spajanja.

Rezonator kao i dual-band filtri o kojima će biti reči u narednim poglavljima realizovani su na podlozi Rogers RT/Duriod 5880 debljine 1.575 mm čija je dielektrična konstanta  $\epsilon_r = 2.2$  i tangens ugla gubitaka  $\tan\delta = 0.0009$ . Za elektromagnetske analizu struktura korišćeni su programski paketi *Microwave Office 2008* [188] i *Sonnet* ver. 13 [189].

Uočava se da u rezonatoru ne postoji jedna glavna putanja signala već da signal može da se grana na dve putanje u gornjoj tački spajanja dve fraktalne krive.

Pošto je rezonator simetričan za analizu njegovog ponašanja može se primeniti metod parne i neparne pobude.

Na slici 7.2 prikazana su ekvivalentna kola za parnu i neparnu pobudu. Parametri  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  i  $\theta_3$  predstavljaju električne dužine odgovarajućih segmenata, a  $Z_{ineven}$  i  $Z_{inodd}$  ulazne impedanse za parnu, odnosno neparnu pobudu. Pritom, svi segmenti



Slika 7.1: Konfiguracija predloženog dual-mod rezonatora na bazi Hilbertove fraktalne krive.

*Glava 7 Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorom  
na bazi Hilbertove fraktalne krive drugog reda*

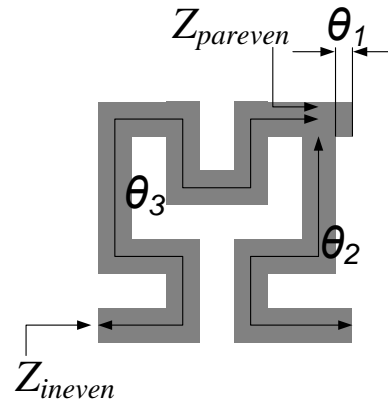
imaju istu karakterističnu impedansu koja je jednaka  $Z_0$ . Iako su segmenti sa dužinama  $\theta_2$  i  $\theta_3$  savijeni, radi jednostavnosti analize efekat savijanja neće se uzimati u razmatranje.

U slučaju parne pobude impedansa  $Z_{pareven}$  predstavlja paralelnu vezu ulaznih impedansi dva otvorena stuba pa je ona izražena na sledeći način:

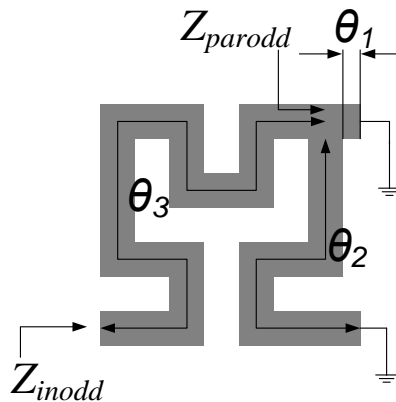
$$\frac{1}{Z_{pareven}} = \frac{j \tan \theta_1}{Z_0} + \frac{j \tan \theta_2}{Z_0} \quad (7.1)$$

Ukupna ulazna impedansa za parnu pobudu data je sledećim izrazom:

$$Z_{ineven} = Z_0 \frac{Z_{pareven} + jZ_0 \tan \theta_3}{Z_0 + jZ_{pareven} \tan \theta_3}, \quad (7.2)$$



(a)



(b)

Slika 7.2: Ekvivalentno kolo za: (a) parnu pobudu, (b) neparnu pobudu.

odnosno

$$Z_{ineven} = jZ_0 \frac{(\tan \theta_1 + \tan \theta_2) \tan \theta_3 - 1}{\tan \theta_1 + \tan \theta_2 + \tan \theta_3}. \quad (7.3)$$

Na veoma sličan način dobija se izraz za ulaznu impedansu za neparnu pobudu.  $Z_{parodd}$  predstavlja paralelnu vezu ulaznih impedansi dva kratko spojena stuba:

$$\frac{1}{Z_{parodd}} = \frac{1}{jZ_0 \tan \theta_1} + \frac{1}{jZ_0 \tan \theta_2}, \quad (7.4)$$

pa ulazna impedansa za neparnu pobudu ima sledeći oblik:

$$Z_{inodd} = jZ_0 \frac{\tan \theta_1 \tan \theta_2 + \tan \theta_3 (\tan \theta_1 + \tan \theta_2)}{\tan \theta_1 + \tan \theta_2 - \tan \theta_1 \tan \theta_2 \tan \theta_3}. \quad (7.5)$$

U glavi 2 navedeno je da se rezonanca javlja kada je ispunjen uslov  $1/Z_{in} = 0$ , pa se iz prethodnih izraza mogu izvesti uslovi za rezonancu za predloženi rezonator:

$$\tan \theta_1 + \tan \theta_2 + \tan \theta_3 = 0, \quad (7.6)$$

i

$$\tan \theta_1 + \tan \theta_2 - \tan \theta_1 \tan \theta_2 \tan \theta_3 = 0. \quad (7.7)$$

Iz prethodna dva izraza može se zaključiti da na pozicije i parne i neparne rezonantne učestanosti utiču svi segmenti rezonatora  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  i  $\theta_3$ . Usled činjenice da parametar  $\theta_3$  ima najveću vrednost, a samim tim i funkcija  $\tan \theta_3$  jasno je da najviše utiča na rezonantne učestanosti ima upravo segment čija je električna dužina  $\theta_3$ .

Međutim, značajan uticaj na rezonance imaju i parametri  $\theta_1$  i  $\theta_2$  i zahvaljujući specifičnoj konfiguraciji rezonatora moguće je ostvariti skoro nezavisnu kontrolu pozicija rezonantnih učestanosti promenom upravo ovih parametara. Naime, struktura rezonatora je takva da je  $l_{gornji} \ll l_{donji}$  odnosno  $\tan \theta_1 \ll \tan \theta_2$ . Samim tim parna rezonanca je dominantno određena parametrima  $\theta_2$  i  $\theta_3$ , odnosno uticaj  $\theta_2$  je značajno veći od uticaja  $\theta_1$ .

Kada je u pitanju neparna rezonanca situacija je nešto složenija. Uslov iz jednačine (7.7) dominantno je određen trećim činiocem sa leve strane jednačine jer u njemu figuriše  $\theta_3$ . S obzirom na to da  $\theta_3$  ima najveću vrednost od tri navedene električne dužine, funkcija  $\tan \theta_3$  teži beskonačnosti na nižoj učestanosti od funkcija  $\tan \theta_1$  i  $\tan \theta_2$  i upravo ta učestanost presudno utiče na ispunjenje navedenog uslova.

Naime, izraz sa leve strane jednačine je pozitivan do onog momenta kada funkcija  $\tan \theta_3$  teži beskonačnosti i u okolini te tačke funkcija

$\tan\theta_1 + \tan\theta_2 - \tan\theta_1 \tan\theta_2 \tan\theta_3$  proći će kroz nulu jer treći činilac ima negativan predznak, a funkcija tangensa je monotono rastuća funkcija.

Koliko će frekvencijski opseg u kojem treći činilac teži beskonačnosti biti širok određeno je upravo funkcijama  $\tan\theta_1$  i  $\tan\theta_2$ , ali dominantno parametrom  $\theta_1$  jer  $\tan\theta_1 \ll \tan\theta_2$ . Što je frekvencijski opseg širi to je niža učestanost na kojoj će uslov iz jednačine (7.7) biti ispunjen.

Važno je uočiti i da se neparna rezonanca javlja na nižoj učestanosti u odnosu na parnu što je opet posledica specifične strukture rezonatora. Kao što je rečeno funkcija  $\tan\theta_3$  teži beskonačnosti na nižoj učestanosti od funkcija  $\tan\theta_1$  i  $\tan\theta_2$  i upravo u okolini te učestanosti uslovi (7.6) i (7.7) bivaju ispunjeni. S obzirom na to da u (7.6)  $\tan\theta_3$  ima pozitivan predznak, a u (7.7) negativan predznak i s obzirom na to da je funkcija tangensa monotono rastuća, parna rezonanca se javlja uvek na višoj učestanosti, a neparna na nižoj učestanosti u odnosu na učestanost u kojoj  $\tan\theta_3$  teži beskonačnosti.

Iz prethodne analize može se zaključiti da ovakva struktura rezonatora pruža mogućnost da se pozicije dve rezonante učestanosti nezavisno kontrolišu - parna rezonantna učestanost promenom parametra  $\theta_2$ , a neparna rezonantna učestanost promenom parametra  $\theta_1$ .

Ovo se može pokazati i analizom odziva rezonatora koji se razlikuju po dužini segmenata  $l_L$  i  $l_S$ . Na slici 7.3 pokazano je kako se menjaju pozicije rezonantnih učestanosti struktura sa  $w = g = 1.3$  mm ukoliko se varira samo  $l_L$  odnosno samo  $l_S$  dok drugi parametar ima konstantnu vrednost. One potvrđuju da promena  $l_L$  koji odgovara parametru  $\theta_2$  utiče samo na poziciju druge rezonantne učestanosti. Sa druge strane, promena  $l_S$ , tj.  $\theta_1$  ima veliki uticaj na poziciju prve rezonantne učestanosti, dok je uticaj na drugu rezonancu zanemarljiv.

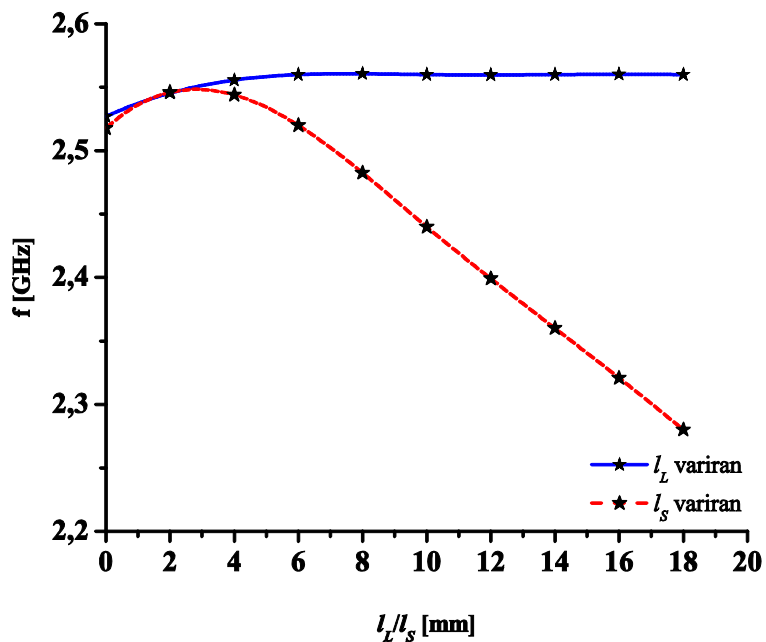
Na slici 7.4 prikazana je raspodela struja u rezonatoru na prvoj i drugoj rezonantnoj učestanosti i uočava se da je prva rezonanca neparne prirode, dok je druga rezonanca parne prirode čime je potvrđena tvrdnja da se neparna rezonanca javlja na nižoj učestanosti u odnosu na parnu rezonancu.

Pored rezonanci predloženi dual-mod rezonator zbog konfiguracije može da obezbedi i transmisionu nulu. Kao što je navedeno u glavi 2, parametar rasipanja  $S_{21}$  jednak je nuli kada je ispunjen uslov  $Z_{ineven} = Z_{inodd}$ . U analizi dual-band filtera u narednim poglavljima biće više reči o transmisionim nulama.

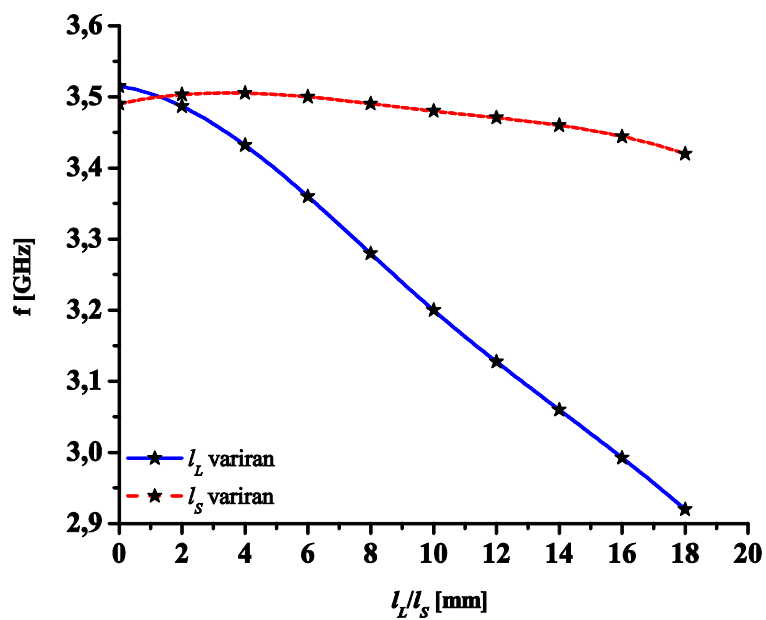
Dodatni stepen slobode u projektovanju predstavlja mogućnost promene odnosa parametara  $w/g$  odnosno promena širine provodnih linija rezonatora pri čemu ukupne dimenzije rezonatora ostaju iste.

Analizirano je pet rezonatora čije su ukupne dimenzije jednake  $19.5 \times 9.1$  mm<sup>2</sup>, a koji se razlikuju po odnosu parametara  $w/g$ . U tabeli 7.1 date su dimenzije rezonatora kao i vrednosti njihovih rezonantnih učestanosti i faktora dobrote.

Glava 7 Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorom  
na bazi Hilbertove fraktalne krive drugog reda



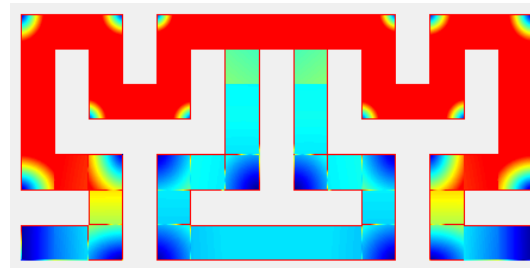
(a)



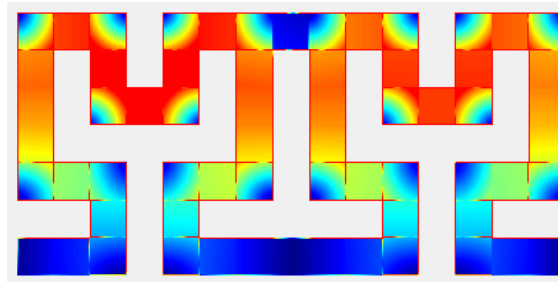
(b)

Slika 7.3: Uticaj promene parametara  $l_L$  i  $l_S$  na poziciju : (a) prve rezonantne učestanosti, (b) druge rezonantne učestanosti.

Glava 7 Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorom  
na bazi Hilbertove fraktalne krive drugog reda



(a)



(b)

Slika 7.4: Raspodela struja u rezonatoru na: (a) prvoj rezonantnoj učestanosti, (b) drugoj rezonantnoj učestanosti.

Smanjivanjem širine linije dolazi do smanjivanja rezonantne učestanosti pa samim tim i veličine rezonatora izražene u vođenim talasnim dužinama. Međutim, faktordobrote se ne menja monotono sa učestanošću već on dostiže maksimum u slučaju kada je  $w = g = 1.3$  mm. Pošto rezonator čije su širina provodne linije i rastojanja između njih jednake predstavlja najbolji kompromis između performansi i veličine rezonatora, struktura za koju je  $w = g$  biće korišćena za realizaciju dual-band filtera.

Iz prethodne analize može se zaključiti da predloženi rezonator pokazuje dual-mod prirodu ponašanja i da se njegove rezonantne učestanosti mogu skoro nezavisno kontrolisati promenom određenih geometrijskih parametara. Ovakav rezonator je

Tabela 7.1: Karakteristike rezonatora sa istim ukupnim dimenzijama i različitim odnosom  $w/g$

$w$ [ $\mu\text{m}$ ]	100	700	1300	1900	2200
$g$ [ $\mu\text{m}$ ]	2900	2100	1300	500	100
$f_1$ [GHz]	1.96	2.24	2.53	3.04	3.44
$Q_{u1}$	52	97.3	145.1	103.6	83.2
$f_2$ [GHz]	2.68	3.08	3.52	4.14	4.56
$Q_{u2}$	57	101.2	153.4	104	75.6

dobar kandidat za primenu u projektovanju dual-band filtara i u nastavaku ove glave biće predstavljena dva dual-band filtra i diskutovane njihove karakteristike.

## 7.2 Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorima na bazi Hilbertove fraktalne krive drugog reda

Korišćenjem predloženog rezonatora projektovana su dva dual-band filtra za WLAN aplikacije koji rade na 2.45/3.5 GHz i koji se karakterišu dobrim performansama, kompaktnim dimenzijama i mogućnošću nezavisne kontrole propusnih opsega.

U prvom koraku projektovanja filtra potrebno je odrediti geometrijske parametre rezonatora koji će obezbediti rezonance na željenim učestanostima. S obzirom na to da je niža rezonanca neparna, ona je prvenstveno određena parametrima  $\theta_3$  i  $\theta_1$ . Stoga se  $w$  i  $g$  određuju tako da funkcija  $\tan\theta_3$  teži beskonačnosti u okolini željene učestanosti, a potom se parametrom  $s$  fino podešava niža rezonantna učestanost.

Viša rezonantna učestanost je parna i ona je dominantno određena parametrima  $\theta_3$  i  $\theta_2$ . Pošto su  $w$  i  $g$  određeni u prethodnom koraku, parametrom  $l_{donji}$  vrši se fino podešavanje više rezonantne učestanosti.

Sledeći ove korake, određene su dimenzije rezonatora za primenu u filterima koji rade na 2.4/3.5 GHz -  $w = g = 1.3$  mm,  $s = l_{gornji} = 3.2$  mm,  $l_{donji} = 23.9$  mm,  $a = 1.6$  mm,  $l_L = l_S = 0$ . Kao što je navedeno u prethodnom poglavlju korišćena je podloga Rogers RT/Duriod 5880 debljine 1.575 mm čija je dielektrična konstanta  $\epsilon_r = 2.2$  i tangens ugla gubitaka  $\tan\delta = 0.0009$ .

Pošto se filtri sastoje od više rezonatora, zbog međusobnih sprega između njih i u samoj filtarskoj konfiguraciji biće potrebna određena fina podešavanja geometrijskih parametara kako bi propusni opsezi bili pozicionirani na željenim učestanostima.

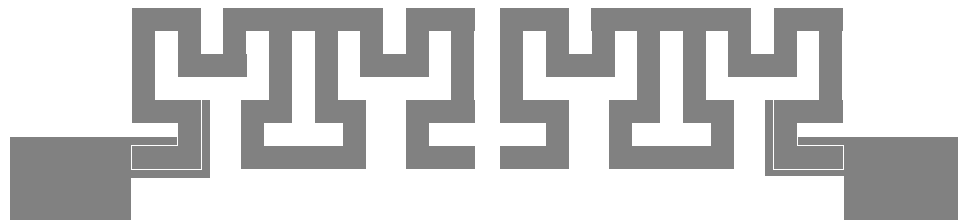
Oba predložena filtra sastoje se od dva rezonatora i ključna razlika između njih je način na koji su rezonatori spregnuti. Upravo ovaj aspekt filtarske konfiguracije uslovljava razliku u performansama dva filtra od kojih je najizraženija selektivnost. Naime, način sprežanja rezonatora igra presudnu ulogu u selektivnosti filtra jer određeni načini sprežanja mogu obezbediti pojavu transmisiona nule u odzivu i o ovome će biti više reči u naredna dva odeljka.



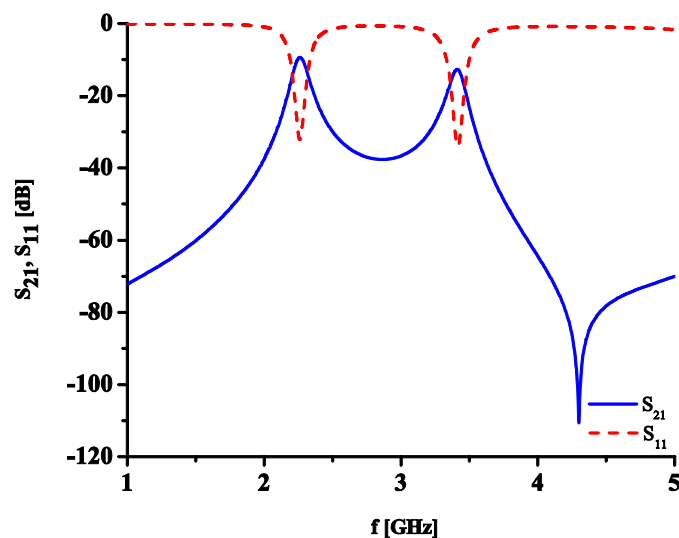
### 7.2.1 Dual-band filtar sa rezonatorima spregnutim krajevima

Prvi predloženi filtar čine dva rezonatora koji su kapacitivno spregnuti krajevima preko procepa dužine  $d$ . Njegova konfiguracija i odziv prikazani su na slici 7.5. U odzivu filtra mogu se uočiti dva propusna opsega kao i loša selektivnost koja je naročito izražena u nepropusnom opsegu između dva propusna opsega. Transmisiona nula koja se javlja na gornjoj strani drugog propusnog opsega na 4.3 GHz posledica je konfiguracije filtra i činjenice da je ispunjen uslov  $Z_{ineven} = Z_{inodd}$ .

Radi poboljšanja karakteristika filtra potrebno je uvesti transmisionu nulu u nepropusni opseg između dve rezonance čime se značajno poboljšava selektivnost propusnih opsega ali i omogućava kontrola širine opsega. Jedan od načina da se uvede transmisiona nula, a da se pritom ne naruše druge karakteristike filtra i značajno ne povećaju njegove dimenzije jeste produženje uvodne linije. Naime, na učestanosti na kojoj je dužina produženog dela uvodne linije jednaka  $\lambda/4$  javlja se transmisiona nula.



(a)



(b)

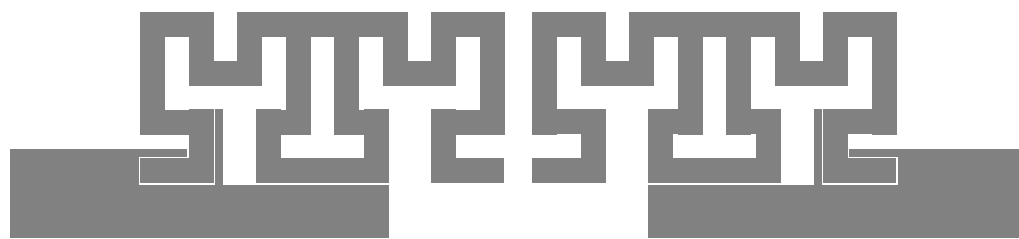
Slika 7.5: Dual-band filtar sa rezonatorima spregnutim krajevima: (a) konfiguracija, (b) odziv.

*Glava 7 Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorom  
na bazi Hilbertove fraktalne krive drugog reda*

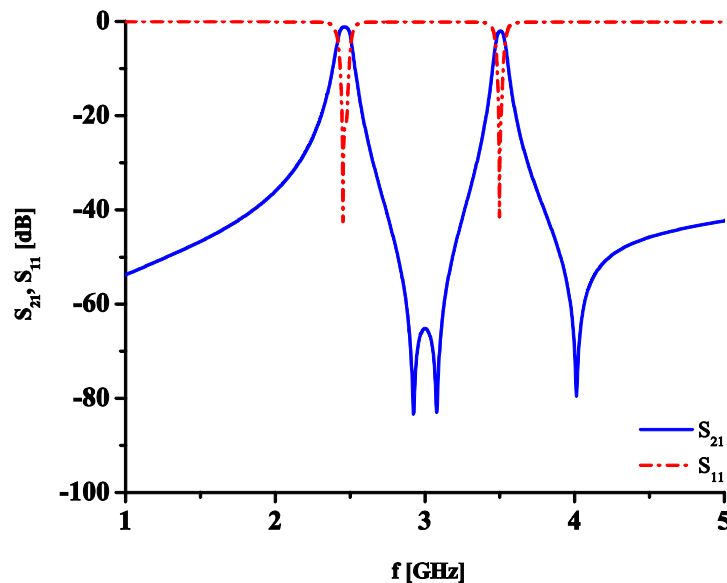
Produženjem uvodne linije sprege između rezonatora i uvodnih linija se povećava što utiče na poziciju rezonantnih učestanosti ali i na poziciju same transmisiona nule. Stoga je nakon izmene konfiguracije filtra potrebno uraditi dodatno podešavanje geometrijskih parametara rezonatora.

Slika 7.6 prikazuje izgled filtra kod kojeg su uvodne linije produžene kao i odziv promenjene konfiguracije. Uočava se da je odziv filtra znatno poboljšan uvođenjem transmisiona nule. Interesantno je uočiti da između propusnih opsega postoje dve transmisiona nule koje ustvari potiču od iste nule koja je zbog snažne sprege između rezonatora i uvodnih linija kao i činjenice da u filtarskoj konfiguraciji postoje dva rezonatora podeljena na dve transmisiona nule.

Na slici 7.7 prikazana je raspodela struje u strukturi na učestanosti na kojoj se javlja transmisiona nula i ona potvrđuje da se ona javlja upravo kao posledica produženja uvodne linije.



(a)



(b)

Slika 7.6: Dual-band filter sa rezonatorima spregnutim krajevima sa produženim uvodnim linijama: (a) konfiguracija, (b) odziv.



Slika 7.7: Raspodela struja u filtru na učestanosti na kojoj se javlja transmisiona nula.

Kao što je rečeno, ovakva promena konfiguracije iziskuje i dodatnu optimizaciju geometrijskih parametara filtra. U tabeli 7.2 dat je pregled vrednosti parametara polaznog filtra i filtra sa promenjenom konfiguracijom uvodnih linija. Uočava se da je najveću promenu pretrpelo rastojanje između dve fraktalne krive  $s$ , ali su se na taj način i smanjile ukupne dimenzije filtra.

U tabeli 7.3 sumirane se karakteristike predloženog filtra. Može se zaključiti da filter pokazuje veoma dobre osobine jer se on karakteriše malim unesenim slabljenjima, dobrim povratnim gubicima i selektivnošću kao i kompaktnim dimenzijama. Takođe, važno je istaknuti da se filter karakteriše mogućnošću nezavisne kontrole pozicija propusnih opsega.

Tabela 7.2: Geometrijski parametri polaznog i konačnog filtra sa rezonatorima spregnutim krajevima

parametar [mm]	$w$	$g$	$s$	$l_{gornji}$	$l_{donji}$	$a$	$l_L$	$l_S$	$d$
polazna konfiguracija	1.3	1.3	3.2	3.2	23.9	1.6	0	0	1.3
konačna konfiguracija	1.3	1.3	1.3	1.3	22.9	1.5	0	0	1.5

Tabela 7.3: Karakteristike konačnog filtra sa rezonatorima spregnutim krajevima

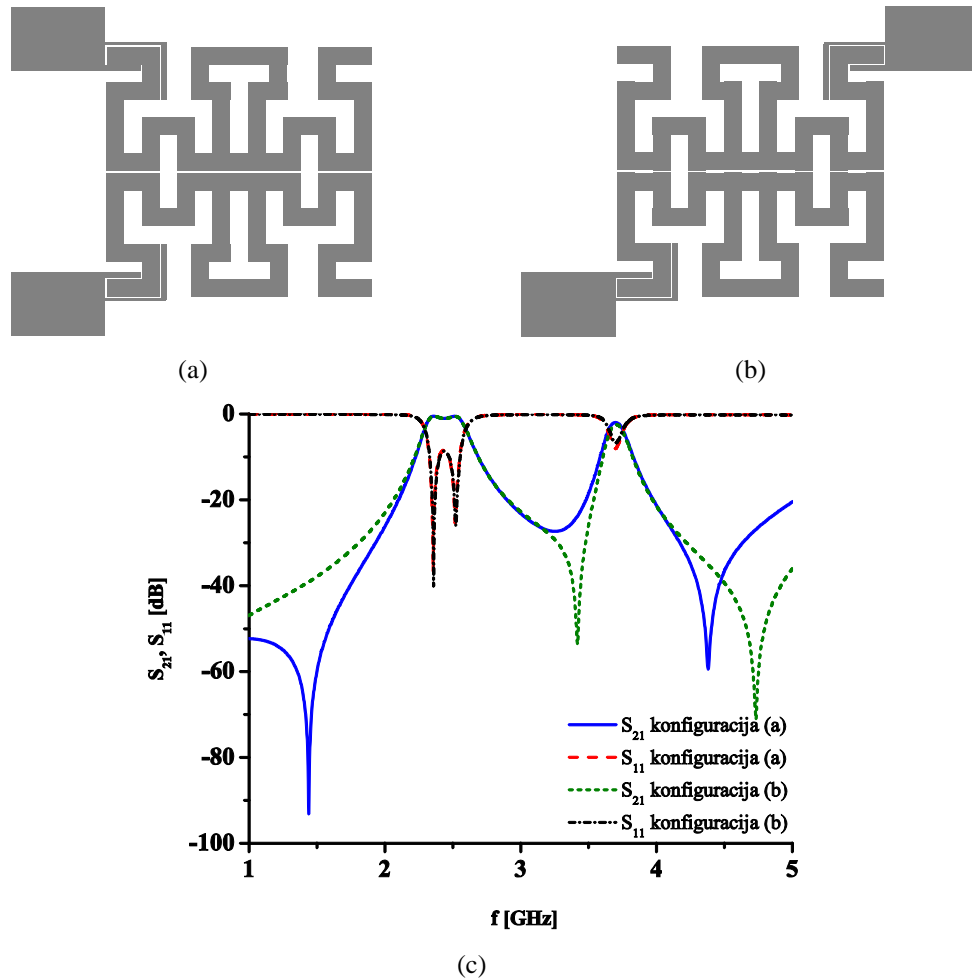
	$f$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	3 dB BW [MHz]	3 dB FBW [%]	ukupne dimenzije [ $\lambda_g \times \lambda_g$ ]
prvi propusni opseg	2.45	1.19	22	100	4.17	0.44x0.1
drugi propusni opseg	3.5	2.08	25.8	70	2	

### 7.2.2 Dual-band filtar sa bočno spregnutim rezonatorima

U konfiguraciji prikazanoj u prethodnom odeljku može se uočiti da je osnovni nedostatak selektivnost prvog propusnog opsega. Takođe, pokazan je i način na koji se selektivnost može poboljšati.

U drugoj predloženoj filtarskoj konfiguraciji dva rezonatora su spregnuta kapacitivnim putem preko procepa  $d$  ali u ovom slučaju sprega je ostvarena bočno. U analizi koja sledi biće pokazano da se ovim načinom sprezanja može značajno poboljšati selektivnost filtra.

Slike 7.8(a) i 7.8(b) prikazuju dve konfiguracije filtra koje se razlikuju po položaju uvodnih linija, a njihovi odzivi upoređeni su na slici 7.8(c). Za dimenzije rezonatora uzete su vrednosti korišćene u realizaciji filtra iz prethodnog odeljka.



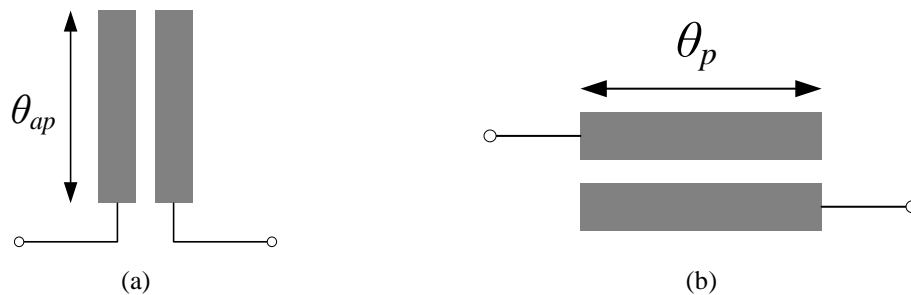
Slika 7.8: Dual-band filtar sa bočno spregnutim rezonatorima: (a) prvi tip konfiguracije, (b) drugi tip konfiguracije, (c) odzivi dve konfiguracije.

Poređenjem odziva uočava se da su oni veoma slični, odnosno da oba odziva imaju propusne opsege na istim rezonantnim učestanostima kao i transmisionu nulu sa gornje strane drugog propusnog opsega. Poreklo ove transmisione nule objašnjeno je u prethodnom odeljku. Takođe, oba odziva se karakterišu sa po još jednom transmisionom nulom koja se međutim u prvom slučaju nalazi sa donje strane prvog propusnog opsega, a u drugom slučaju između dva propusna opsega.

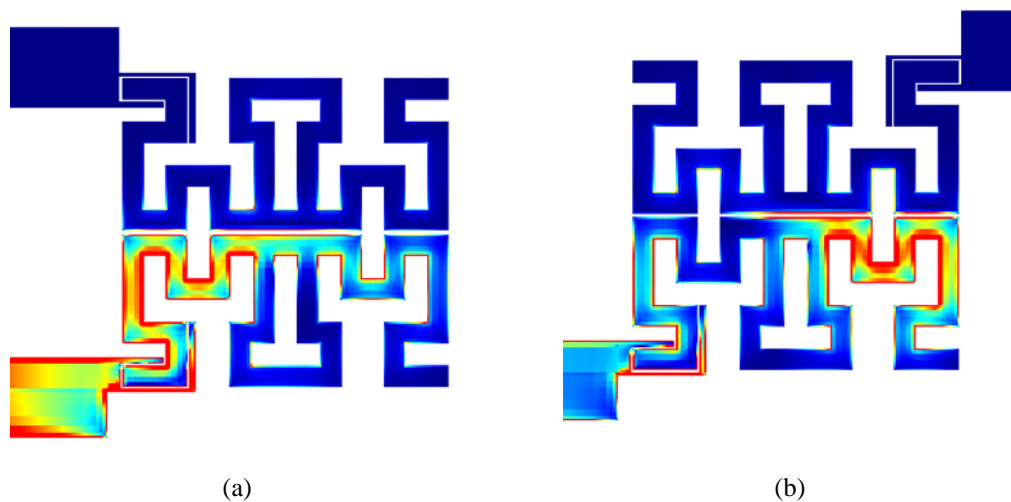
U [190] pokazano je da specifično sprezanje dve provodne linije može da omogući pojavu transmisionih nula. Slika 7.9 prikazuje dve vrste sprege između provodnih linija - antiparalelnu i paralelnu. U slučaju paralelne sprege nula se javlja onda kada je električna dužina spregnutih segmenta jednaka  $180^\circ$ , dok u slučaju antiparalelne sprege nula nastaje kada je električna dužina spregnutih segmenta jednaka  $90^\circ$ .

Sprega rezonatora u dve konfiguracije mogu da se pojednostavljeno posmatraju kroz prizmu paralelnih i antiparalelnih sprege. Naime, iako su duže ivice rezonatora provodne linije opterećene segmentom dužine  $l_{donji}$  njihova sprega može da se interpretira kao paralelna, odnosno antiparalelna sprega. Samim tim u prvom slučaju nula se javlja na nižoj učestanosti u odnosu na drugi slučaj jer je u pitanju antiparalelna sprega za razliku od drugog slučaja u kojem je sprega paralelne prirode. Raspodela struja za oba slučaja, slika 7.10, ukazuje na to da je na učestanosti na kojoj se u odzivu javlja prva transmisiona nula "aktivna" upravo duža ivica rezonatora dok, segment dužine  $l_{donji}$  nije uopšte "aktivan".

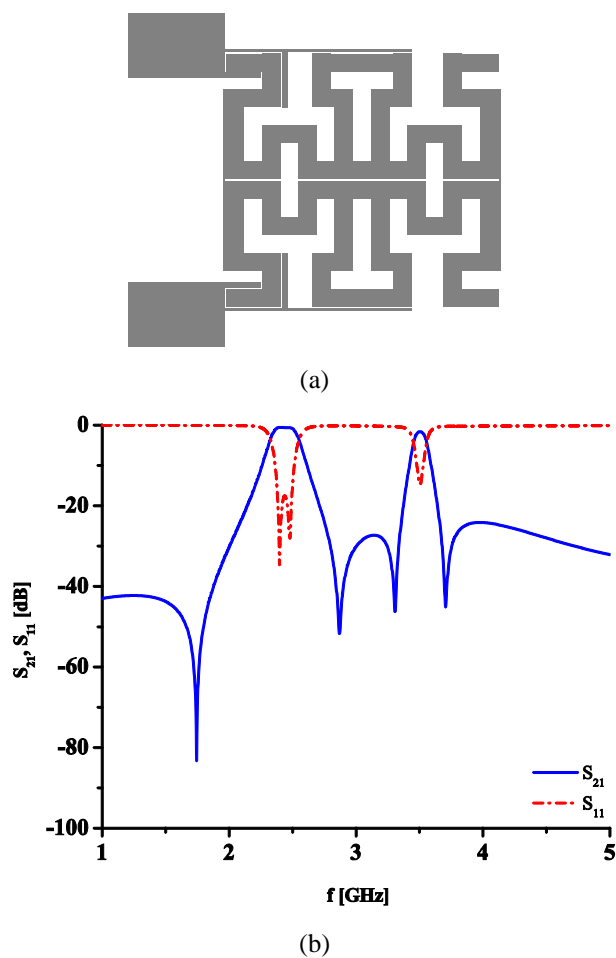
U prethodnoj filtarskoj konfiguraciji pokazano je da se transmisiona nula može realizovati produžavanjem uvodne linije i da se ona može pozicionirati između dva propusna opsega. Dodatno poboljšanje selektivnosti filtra može se postići uvođenjem transmisione nule u opsegu ispod prve rezonantne učestanosti. Konfiguracija sa antiparalelnom spregom sa produženim uvodnim linijama predstavlja strukturu koja može da odgovori na zahteve za odličnom selektivnošću oba propusna opsega. Konačna struktura dual-band filtra i njen odziv prikazani su na slici 7.11. Kako bi se poboljšala sprega između rezonatora dodati su i nerezonantni čvorovi.



Slika 7.9: Sprega između provodnih linija: (a) antiparalelna, (b) paralelna.



Slika 7.10: Raspodela struja u filteru za: (a) prvu konfiguraciju, (b) drugu konfiguraciju.



Slika 7.11: Konačni dual-band filter sa bočno spregnutim rezonatorima: (a) konfiguracija, (b) odziv.

*Glava 7 Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorom  
na bazi Hilbertove fraktalne krive drugog reda*

S obzirom na to da se filtar sastoji od dva rezonatora i da su uvodne linije nešto složenije strukture bilo je potrebno dodatno fino podešavanje geometrijskih parametara. U tabeli 7.4, odnosno tabeli 7.5 dati su geometrijski parametri i karakteristike filtra.

Slično prvoj predloženoj konfiguraciji ova struktura ima veoma dobre karakteristike koje su dodatno unapređene poboljšanjem selektivnosti prvog propusnog opsega. Takođe, dimenzije filtra su kompaktne, a jednostavnost realizacije kola i mogućnost nezavisne kontrole propusnih opsega su odlike koje izdvajaju ovaj dual-band filtar.

### 7.3 Fabrikacija i rezultati merenja

Predloženi dual-band filtri fabrikovani su korišćenjem standardne tehnologije štampanih ploča. Kola su realizovana na podlozi Rogers RT/Duriod 5880 debljine 1.575 mm.

Fotografija fabrikovanog kola dual-band filtra sa rezonatorima spregnutim krajevima prikazana je na slici 7.12(a), dok su simulirani i mereni rezultati upoređeni na slici 7.12(b). Uočava se izuzetno dobro slaganje između simuliranog i merenog odziva.

Slika 7.13(a) prikazuje fotografiju kola dual-band filtra sa bočno spregnutim rezonatorima, dok slika 7.13(b) prikazuje odzive simuliranog i fabrikovanog kola. Slično kao u slučaju prve konfiguracije postoji veoma dobro slaganje između simuliranog i merenog odziva.

Tabela 7.4: Geometrijski parametri filtra sa bočno spregnutim rezonatorima

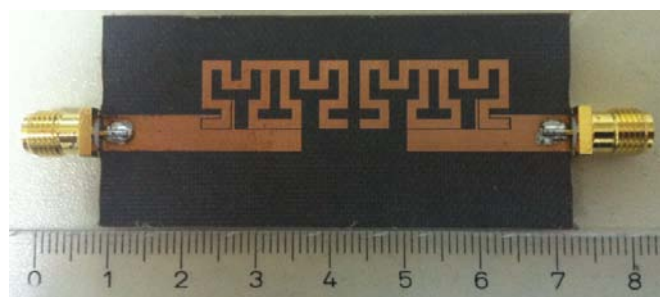
parametar [mm]	$w$	$g$	$s$	$l_{gornji}$	$l_{donji}$	$a$	$l_L$	$l_S$	$d$
	1.3	1.3	1.3	1.3	22.9	1.5	0	0	0.2

Tabela 7.5: Karakteristike konačnog filtra sa bočno spregnutim rezonatorima

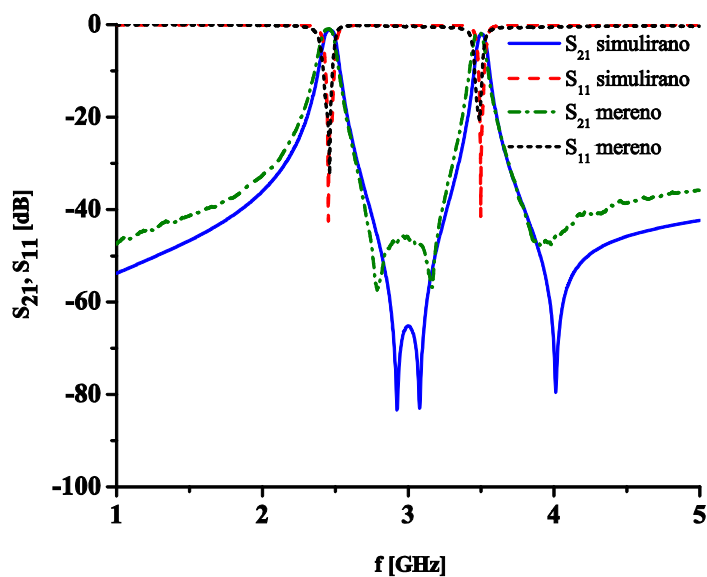
	$f$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	3 dB BW [MHz]	3 dB FBW [%]	ukupne dimenzije [ $\lambda_g \times \lambda_g$ ]
prvi propusni opseg	2.45	0.62	17.58	220	9	0.22x0.21
drugi propusni opseg	3.5	1.61	14.68	110	3.14	

Glava 7 Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorom  
na bazi Hilbertove fraktalne krive drugog reda

U tabelama 7.6 i 7.7 dati su pregledi karakteristika simuliranih i fabrikovanih kola i oni takođe potvrđuju izuzetno dobro slaganje simuliranih i merenih rezultata.



(a)



(b)

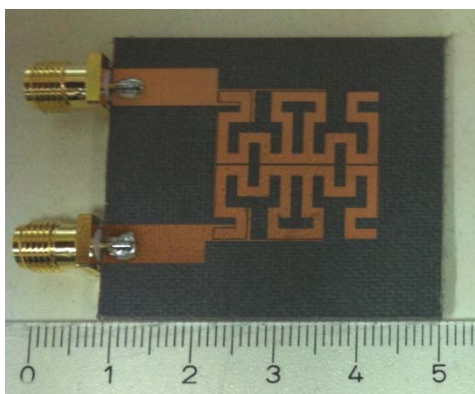
Slika 7.12: Dual-band filtar sa rezonatorima spregnutim krajevima: (a) fotografija fabrikovanog kola, (b) poređenje odziva simuliranog i fabrikovanog kola.

Tabela 7.6: Karakteristike simuliranog i fabrikovanog kola filtra sa rezonatorima spregnutim krajevima

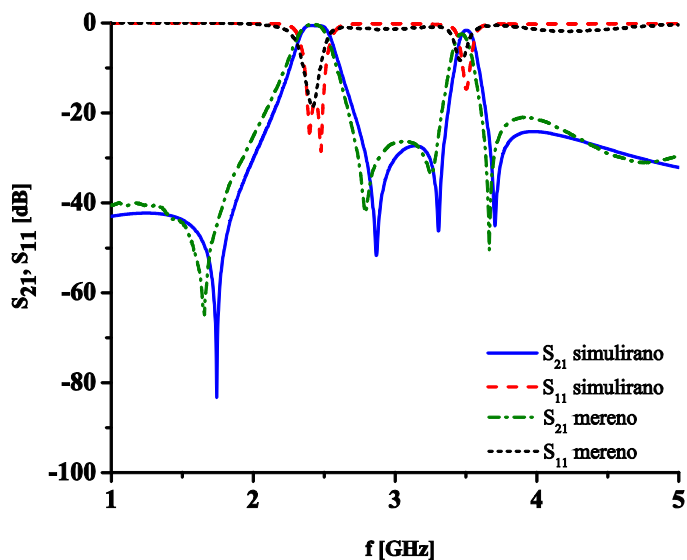
	$f_1/f_2$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	3 dB BW [MHz]	3 dB FBW [%]
simulirano kolo	2.45/3.5	1.19/2.08	22/25.8	100/70	4.17/2
fabrikovano kolo	2.44/3.49	1/1.6	25/21	101/80	4.1/2.3



Glava 7 Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorom  
na bazi Hilbertove fraktalne krive drugog reda



(a)



(b)

Slika 7.13: Dual-band filtar sa bočno spregnutim rezonatorima: (a) fotografija fabrikovanog kola, (b) poređenje odziva simuliranog i fabrikovanog kola.

Tabela 7.7: Karakteristike simuliranog i fabrikovanog kola filtra sa bočno spregnutim rezonatorima

	$f_1/f_2$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	3 dB BW [MHz]	3 dB FBW [%]
simulirano kolo	2.45/3.5	0.62/1.61	17.58/14.68	220/110	9/3.14
fabrikovano kolo	2.43/3.47	0.38/2.53	18.8/10	213/111	8.7/3.18

## 7.4 Poređenje sa drugim publikovanim dual-band filtrima koji rade na 2.4/3.5 GHz

Predloženi filtri projektovani su da rade na učestanostima od 2.4 i 3.5 GHz što predstavlja prednost ovih filtarskih struktura u odnosu na većinu drugih dual-band filtara. Naime, većina do sada publikovanih dual-band filtara namenjena je za rad na 2.4/5.2 GHz što umnogome olakšava projektovanje jer dva propusna opsega nisu blisko pozicionirana, a takođe značajno i umanjuje dimenzije kola. U tabeli 7.8 upoređene su karakteristike predloženih filtara sa karakteristikama nekoliko objavljenih filtara za rad na istim učestanostima.

Predloženi filtri imaju veoma dobre karakteristike kada su u pitanju selektivnost i uneseno slabljenje u propusnim opsezima i ove osobine slične su osobinama drugih filtara. Takođe, dimenzije predloženih struktura su uporedive sa dimenzijama drugih konfiguracija. Međutim, ono što izdvaja predložene filtre to je činjenica da se pozicije propusnih opsega mogu nezavisno kontrolisati kao i činjenica da su ova filtarska kola planarna pa je njihova fabrikacija veoma jednostavna jer ne zahteva višeslojnu strukturu, ali ni korišćenje via.

Može se zaključiti da nove konfiguracije filtara predstavljaju veoma dobre dual-band filtre koji objedinjuju osobine dobrih performansi, nezavisne kontrole propusnih opsega, kompaktnosti i jednostavne realizacije.

## 7.5 Zaključak

U ovoj glavi predstavljen je još jedan doprinos ove doktorske teze. Pokazan je i analiziran novi dual-mod rezonator na bazi dvodimenzionalne Hilbertove fraktalne krive drugog reda.

Predloženi rezonator sastoji se od dve serijski povezane Hilbertove fraktalne

Tabela 7.8: Poređenje predloženih filtara sa drugim dual-band filtrima koji rade na istim učestanostima

	$f_1/f_2$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	dimenzije [ $\lambda_g \times \lambda_g$ ]	3 dB FBW [%]	A	B
filtrar I	2.45/3.5	1/1.6	25/21	0.44x0.1	4.1/2.3	da	planarna
filtrar II	2.45/3.5	0.38/2.53	18.8/10	0.22x0.21	8.7/3.18	da	planarna
[89]	2.5/3.5	1.8/2.4	20/15	0.24x0.33	6.3/4.4	ne	planarna
[115]	2.35/3.2	1.8/3	25/30	0.18x0.19	3.9/2.8	da	DGS
[120]	2.4/3.3	1.2/1.5	20/20	0.21x0.18	8.1/4.2	ne	DGS+vie

A - mogućnost nezavisne kontrole pozicija propusnih opsega, B - tehnologija fabrikacije

## *Glava 7 Dual-band filtri sa dual-mod rezonatorom na bazi Hilbertove fraktalne krive drugog reda*

krive drugog reda i u njemu ne postoji jedna glavna putanja signala već signal može da se grana na dve putanje u jednoj od tački spajanja dve fraktalne krive. Korišćenjem metoda parne i neparne pobude analizirano je ponašanje rezonatora i pokazano je da neprani mod pokazuje rezonancu na nižoj učestanosti u odnosu na rezonancu parnog moda.

Takođe, pokazano je da zbog specifične konfiguracije rezonatora pozicije rezonantnih učestanosti dva moda mogu nezavisno da se kontrolišu. Ova osobina čini predloženi rezonator atraktivnim za primenu u projektovanju dual-band filtera pa su predložena i dva nova dual-band filtra za rad na 2.4/3.5 GHz.

Prva filtarska konfiguracija sastoji se od dva dual-mod rezonatora koji su spregnuti krajevima. Produžavanjem uvodnih linija u odziv filtra uvedena je transmisiona nula koja je značajno poboljšala selektivnost strukture. Ovaj filter se karakteriše malim unesenim slabljenjima, dobrim povratnim gubicima i selektivnošću kao i kompaktnim dimenzijama.

Druga predložena konfiguracija se takođe sastoji od dva rezonatora kod kojih je sprega ostvarena bočno. Pokazano je da ovakva konfiguracija deluje kao antiparalelna struktura koja omogućava pojavu transmisione nule u opsegu ispod prvog propusnog opsega. Na taj način projektovan je dual-band filter sa odličnom selektivnošću propusnih opsega koji se uz to karakteriše malim unesenim slabljenjima i kompaktnim dimenzijama.

Predloženi dual-band filtri fabrikovani su u standardnoj tehnologiji štampanih ploča i poređenja simuliranih i merenih odziva pokazala su dobro slaganje između njih.

Na kraju, filtri su upoređeni sa drugim dual-band strukturama projektovanim za rad na 2.4/3.5 GHz. Unesena slabljenja i dimenzije filtra su upoređive sa drugim strukturama. Ono što izdvaja predložene filtre to je činjenica da se pozicije propusnih opsega mogu nezavisno kontrolisati kao i činjenica da su ova filtarska kola planarna pa je njihova fabrikacija veoma jednostavna jer ne zahteva višeslojnu strukturu, ali ni korišćenje via. U slučaju dual-band filtra sa bočno spregnutim rezonatorima, selektivnost je takođe osobina koja izdvaja ovu strukturu.

## Glava 8

### Dual-band i tri-band filtri na bazi $\lambda/4$ rezonatora

---

Projektovanje multi-band filtara predstavlja izazovan zadatak iz više razloga. Pored toga što je potrebno ostvariti dobre performanse u nekoliko propusnih opsega u smislu unesenog slabljenja i selektivnosti, od multi-band filtara se zahteva da budu što kompaktniji ali i da imaju mogućnost nezavisne kontrole propusnih opsega. Upravo poslednje dve osobine predstavljaju najveći izazov jer su one u suprotnosti sa osnovnim zahtevima za dobrim performansama.

U prethodne dve glave prikazani su dual-band filtri kod kojih su korišćene fraktalne krive kako bi se ostvarile što kompaktnije dimenzije, dok je nezavisna kontrola propusnih opsega ostvarena zahvaljujući specifičnim konfiguracijama filtara.

U glavi 3 pokazano je da se veoma kompaktni filtri mogu projektovati i korišćenjem konvencionalnih  $\lambda/4$  rezonatora koji su dvostruko kraći od  $\lambda/2$  rezonatora. Primenom tradicionalnih tehnika minijaturizacije kao što je savijanje rezonatora mogu se dodatno smanjiti njegove dimenzije.

Kada je u pitanju nezavisna kontrola propusnih opsega, u glavama 3 i 4 pokazano je da se ona najjednostavnije postiže ukoliko se multi-band filtar realizuje sa dva, odnosno tri singl-band filtra jer su oni međusobno nezavisni.

U ovoj glavi biće predstavljeni novi dual-band i tri-band filtri kod kojih su kompaktnost i nezavisna kontrola propusnih opsega ostvareni korišćenjem singl-band filtara baziranih na  $\lambda/4$  rezonatorima [191-192].

Predloženi dual-band filtar sastoji se od dva singl-band filtra od kojih se svaki sastoji od para savijenih  $\lambda/4$  rezonatora. Na taj način realizovan je izuzetno kompaktni dual-band filtar koji se uz to karakteriše i mogućnošću nezavisne kontrole propusnih opsega kao i odličnim performansama propusnih opsega.

Uvođenjem dodatnih provodnih segmenata u strukturu dual-band filtra formira se par prstenastih  $\lambda/2$  rezonatora koji daju treći propusni opseg. Ovakav tri-band filtar se takođe odlikuje veoma malim dimenzijama kao i dobrim performansama i mogućnošću nezavisne kontrole propusnih opsega.

U prvom delu ove glave biće prikazan i detaljno analiziran predloženi dual-band filtar. Biće pokazano i da se na osnovu dual-band filtra može realizovati filtar četvrtog reda što značajno povećava primenljivost predložene strukture. Takođe, karakteristike dual-band filtra biće upoređene sa karakteristikama drugih dual-band konfiguracija.

Drugo poglavlje biće posvećeno predloženom tri-band filteru i analizi njegovog ponašanja. Njegove performanse će takođe biti upoređene sa performansama drugih struktura.

Za elektromagnetske simulacije filtarskih kola korišćeni su programski paketi [188] i [189]. Oba filtra fabrikovana su u standardnoj tehnologiji štampanih ploča. Fabrikovana kola kao i poređenja simuliranih i merenih odziva biće takođe predstavljena u narednim poglavljima.

## **8.1 Dual-band filter sa $\lambda/4$ rezonatorima**

U ovom poglavlju biće predstavljen dual-band filter na bazi  $\lambda/4$  rezonatora koji radi na 2.4/3.5 GHz. Nakon detaljne analize konfiguracije i ponašanja filtra, primenljivost predloženog pristupa projektovanju biće pokazana na primeru dual-band filtra četvrtog reda i na primeru dual-band filtra koji radi na 3.5/5.2 GHz. Takođe, predloženi filter biće upoređen sa drugim dual-band strukturama.

### **8.1.1 Konfiguracija i analiza ponašanja dual-band filtra**

Predloženi dual-band filter sastoji se od dva singl-band filtra koji su bazirani na  $\lambda/4$  rezonatorima.  $\lambda/4$  rezonator predstavlja mikrostrip strukturu koja je na jednom kraju uzemljena viom i njegovo ime ukazuje da se osnovna rezonanca javlja na učestanosti na kojoj je električna dužina rezonatora jednaka  $90^\circ$ . U praktičnoj realizaciji za uzemljenje se koristi via koja ima konačnu induktivnost usled čega električna dužina rezonatora na rezonanci odstupa od očekivane vrednosti i to odstupanje zavisi upravo od impedanse vie.

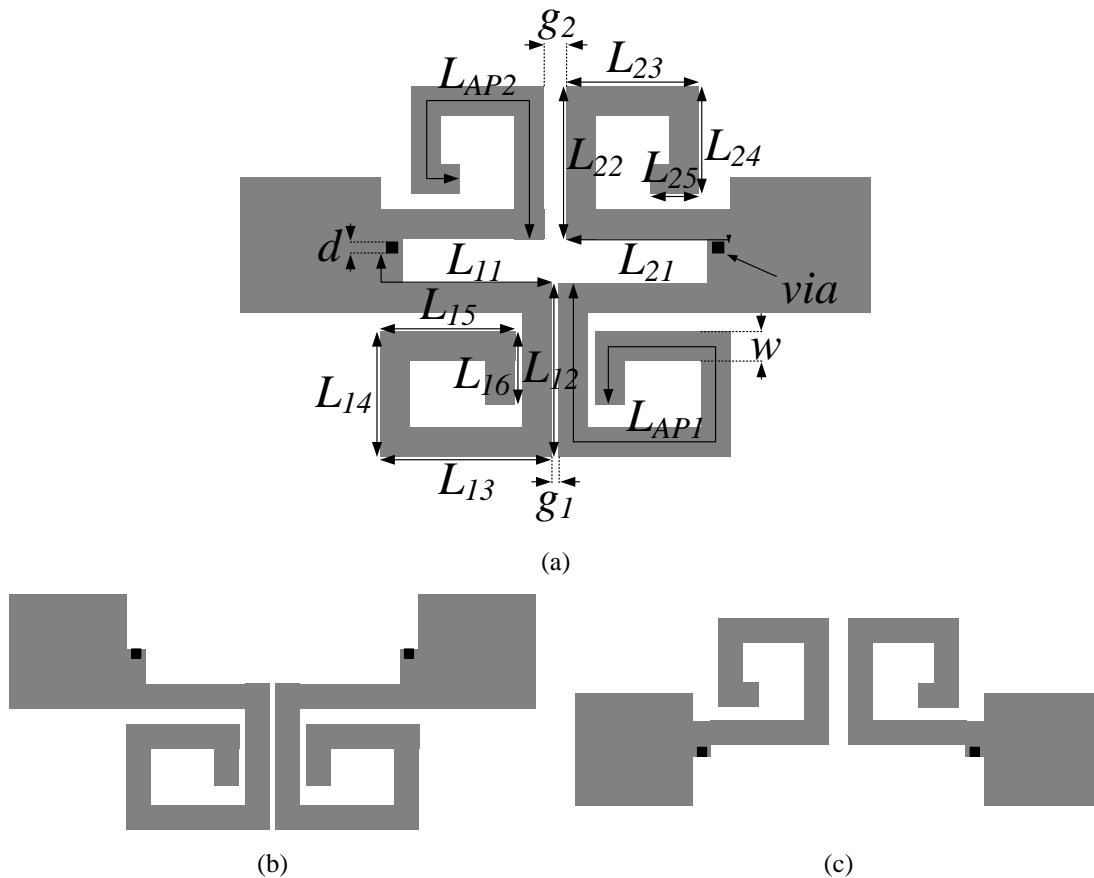
Viši harmonici u  $\lambda/4$  strukturi javljaju se na neparnim umnošcima osnovnog harmonika pa pored smanjenih dimenzija, prednost  $\lambda/4$  rezonatora leži i u činjenici da su viši harmonici značajno više udaljeni od osnovne rezonance nego što je to slučaj u konvencionalnim  $\lambda/2$  rezonatorima.

Konfiguracija predloženog dual-band filtra sa naznačenim geometrijskim parametrima prikazana je na slici 8.1(a). Kao što je navedeno, strukturu čine dva singl-band filtra od kojih se svaki sastoji od para  $\lambda/4$  rezonatora. Njihovi propusni opsezi su pozicionirani na različitim učestanostima - donji deo dual-band filtra ima propusni opseg na učestanosti  $f_1$ , dok gornji deo dual-band filtra daje propusni opseg na učestanosti  $f_2$ , slike 8.1(b) i 8.1(c). Uočava se da su dva filtra induktivno spregnuta sa uvodnim linijama čime se poboljšava eksterni faktor dobrote i smanjuju unesena slabljenja. Takođe, oni imaju zajedničke vie čime je realizacija strukture pojednostavljena jer se umesto četiri koriste samo dve vie.

Princip rada singl-band filtra je istovetan. Prvo će biti posmatran donji deo dual-band filtra, tj. singl-band filtar sa centralnom učestanošću  $f_1$ . On je sačinjen od dva  $\lambda/4$  rezonatora koji su kapacitivno spregnuti preko procepa  $g_1$ . Njihova dužina jednaka je  $L_{11}+L_{AP1}$  i ona je podešena tako da rezonatori rezoniraju na učestanosti  $f_1$ .

U konfiguraciji filtra može se uočiti da su rezonatori savijeni čime se smanjuju ukupne dimenzije filtra. Međutim, savijanje rezonatora ima još jednu ulogu, a to je formiranje transmisiona nule. Naime, u prethodnoj glavi diskutovane su sprege između paralelnih provodnih linija i pokazano je da će se u slučaju antiparalelne sprege transmisiona nula javiti na učestanosti na kojoj je električna dužina spregnutih segmenata jednaka  $90^\circ$ .

U slučaju analiziranog filtra, segmenti  $\lambda/4$  rezonatora čija je dužina jednaka  $L_{AP1}$  ponašaju se upravo kao antiparalelna struktura i na taj način se javlja transmisiona nula na učestanosti koja može da se izrazi kao:



Slika 8.1: (a) Konfiguracija predloženog dual-band filtra, (b) singl-band filtar sa propusnim opsegom na učestanosti  $f_1$ , (c) singl-band filtar sa propusnim opsegom na učestanosti  $f_2$ .

$$f_{AP1} = f_1 \frac{\lambda_g}{4L_{AP1}}, \quad (8.1)$$

gde je  $\lambda_g$  vođena talasna dužina na učestanosti  $f_1$ .

Važno je uočiti da se zbog konfiguracije rezonatora, odnosno činjenice da je  $L_{AP1}$  uvek manja od ukupne dužine rezonatora, transmisiona nula uvek javlja sa gornje strane propusnog opsega. Takođe, iako je pozicija nule dominantno određena dužinom segmenta  $L_{AP1}$ , ona zavisi i od jačine sprege između dva rezonatora.

Gornji deo dual-band filtra je singl-band filter sa centralnom učestanošću pozicioniranom na  $f_2$  i on se ponaša po istom principu kao i filter koji daje propusni opseg na  $f_1$ . Dva  $\lambda/4$  rezonatora dužine  $L_{21}+L_{AP2}$  kapacitivno su spregnuta preko procepa  $g_2$  i njihova dužina je podešena da rezoniraju na učestanosti  $f_2$ .

Segmenti dužine  $L_{AP2}$  čine antiparalelnu strukturu koja daje transmisionu nulu na učestanosti koja može da se izrazi na sledeći način:

$$f_{AP2} = f_2 \frac{\lambda_g}{4L_{AP2}}, \quad (8.2)$$

gde je  $\lambda_g$  vođena talasna dužina na učestanosti  $f_2$ .

Projektovanje predloženog dual-band filtra sastoji se od tri koraka:

- projektovanje filtra koji daje niži propusni opseg
- projektovanje filtra koji daje viši propusni opseg
- spajanje singl-band filtera i fino podešavanje geometrijskih parametara nakon formiranja dual-band strukture

Za realizaciju predloženog filtra kao i drugih struktura o kojima će biti reči u ovoj glavi korišćena je podloga Rogers RT/Duriod 5880 debljine 1.575 mm čija je dielektrična konstanta  $\epsilon_r = 2.2$  i tangens ugla gubitaka  $\tan\delta = 0.0009$ .

U nastavku biće prikazan proces projektovanja filtra za rad na učestanostima 2.4 i 3.5 GHz. U prvom koraku projektuje se singl-band filter sa centralnom učestanošću od 2.4 GHz. Dužina  $\lambda/4$  rezonatora za navedenu podlogu je izračunata korišćenjem *TXLine* kalkulatora u programu *Microwave Office 2008* i njena vrednost iznosi 22.1 mm.

Kako bi selektivnost propusnog opsega bila što bolja potrebno je da transmisiona nula bude pozicionirana što bliže propusnom opsegu što implicira da odnos  $(L_{11}+L_{AP1})/L_{AP1}$  treba da bude veoma blizak vrednosti jedan. Sa druge strane, transmisiona nula ne bi trebalo da bude pozicionirana isuviše blizu propusnom opsegu jer na taj način ona može da naruši performanse opsega. Stoga je odabrano da parametar  $L_{11}$  bude približno jednak četvrtini ukupne dužine rezonatora.

Nakon što je određena dužina  $L_{11}$  preostali deo rezonatora se savija kako bi se smanjile dimenzije filtra. Međutim, prekomerno savijanje može da uzrokuje značajnu

međusobnu induktivnost između susednih segmenata što smanjuje ukupnu induktivnost rezonatora. Na taj način, rezonantna učestanost se povećava ali dolazi i do povećanja gubitaka. Stoga su minijaturizacija i očuvanje performansi kontradiktorni zahtevi pa je potreban određen kompromis između njih.

Korišćenjem prethodnih uputstava i korišćenjem finog podešavanja parametara  $L_{12}$ ,  $L_{16}$  i  $g_1$ , slika 8.1(a), realizovan je filtar čiji se propusni opseg nalazi na 2.4 GHz. Svaki rezonator se sastoji od šest segmenata čiji su geometrijski parametri dati u tabeli 8.1 u sekciji inicijalna struktura. Zbog savijanja, ukupna dužina rezonatora je nešto veća u odnosu na inicijalno izračunatu vrednost i ona iznosi 26.9 mm.

U drugom koraku projektuje se filtar koji radi na 3.5 GHz. Inicijalna dužina  $\lambda/4$  rezonatora jednaka je 15.6 mm. U ovom slučaju, dužina  $L_{21}$  je nešto duža od četvrtine dužine rezonatora jer je ona u velikoj meri diktirana parametrom  $L_{11}$ . Samim tim, transmisiona nula nije pozicionirana toliko blizu propusnom opsegu kao u slučaju prvog filtra pa je selektivnost propusnog opsega nešto lošija.

Prolazeći kroz iste korake kao u slučaju prvog singl-band filtra realizovan je filtar čiji se propusni opseg nalazi na 3.5 GHz. Za fino podešavanje odziva korišćeni su parametri  $L_{22}$ ,  $L_{25}$  i  $g_2$ . Konačne dimenzije filtra date su u tabeli 8.1 u sekciji inicijalna struktura. Slično kao u slučaju prvog filtra ukupna dužina konačog rezonatora duža je od inicijalne što je posledica savijanja rezonatora.

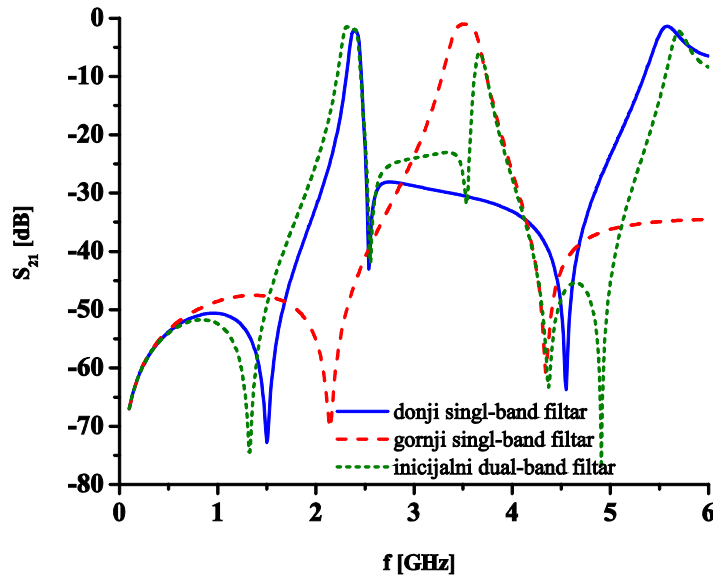
Slika 8.2 prikazuje odzive projektovanih singl-band filtara. Pored propusnih opsega koji su pozicionirani na specificiranim učestanostima, uočava se da se sa gornje strane propusnog opsega u oba slučaja javlja transmisiona nula što je i očekivano s obzirom na prisustvo antiparalelne strukture u filtrima.

Nakon što su projektovana oba filtra, oni se spajaju u jednu celinu kako bi formirali konačni dual-band filtar. Odziv formiranog dual-band filtra prikazan je takođe na slici 8.2 i može se uočiti da on odstupa od željenog naročito kad je u pitanju drugi propusni opseg. Naime, u dual-band konfiguraciji dva singl-band filtra su blisko pozicionirana u fizičkom smislu i što je važnije oni imaju zajedničke vie pa svaki filtar utiče na karakteristike drugog filtra.

Stoga je potrebno uraditi dodatno podešavanje geometrijskih parametara kako bi se dobio odziv koji odgovara specifikacijama. Tabela 8.1 prikazuje geometrijske parametre inicijalne i konačne dual-band strukture i može se uočiti da su za fino podešavanje odziva korišćeni parametri  $L_{12}$ ,  $L_{16}$ ,  $g_1$ ,  $L_{21}$ ,  $L_{25}$ , i  $g_2$  čije vrednosti nisu promenjene u velikoj meri.

S parametri konačnog filtra prikazani su na slici 8.3, a njegove karakteristike su sumirane u tabeli 8.2. Predloženi filtar karakteriše se malim unesenim slabljenjem i odličnom selektivnošću oba propusna opsega dok ga njegove dimenzije čine najkompaktnijim do sada predloženim planarnim dual-band filtrom za rad na 2.4/3.5 GHz o čemu se kasnije biti više reči. Takođe, širine propusnih opsega su 100 MHz što odgovara WLAN standardima.





Slika 8.2: Odzivi projektovanih singl-band filtara i inicijalnog dual-band filtra.

Tabela 8.1: Geometrijski parametri projektovanih singl-band filtara i konačne dual-band strukture

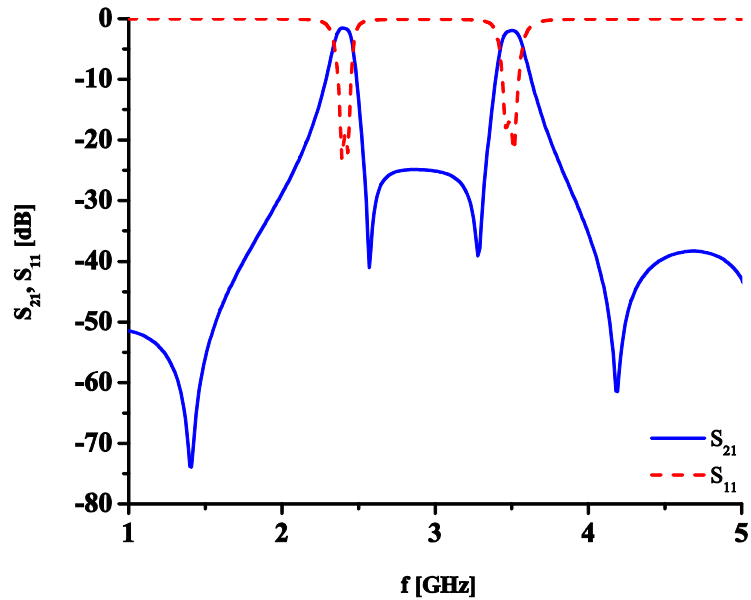
	$L_{11}$	$L_{12}$	$L_{13}$	$L_{14}$	$L_{15}$	$L_{16}$	$g_1$	$w$
inicijalna struktura	7.4	7.6	6.2	4.5	4.9	1.2	0.6	1
	$L_{21}$	$L_{22}$	$L_{23}$	$L_{24}$	$L_{25}$	$g_2$	$d$	
	7	5.8	4.7	3.8	1.5	0.9	0.4	
	$L_{11}$	$L_{12}$	$L_{13}$	$L_{14}$	$L_{15}$	$L_{16}$	$g_1$	$w$
konačna struktura	7.4	6.2	6.2	4.5	4.9	2.6	0.3	1
	$L_{21}$	$L_{22}$	$L_{23}$	$L_{24}$	$L_{25}$	$g_2$	$d$	
	7	5.5	4.7	3.8	1.7	0.9	0.4	

sve dimenzije su izražene u mm.

Ono što je važno primetiti u odzivu i zahvaljujući čemu dual-band filter ima odličnu selektivnost jesu, pored dve nule koje potiču od antiparalelnih struktura, dve transmisionne nule koje se nalaze sa donje strane prvog, odnosno drugog propusnog opsega.

Prva transmisionna nula posledica je prisustva via u strukturi. One se ponašaju kao spregnuti induktori i na taj način formira se dodatna putanja signala koja kada je u kontrafazi sa glavnom putanjom signala uzrokuje pojavu transmisionne nule.

Pozicija ove transmisionne nule dominantno je određena induktivnošću vie kao i jačinom sprege između via koja zavisi od rastojanja između njih.



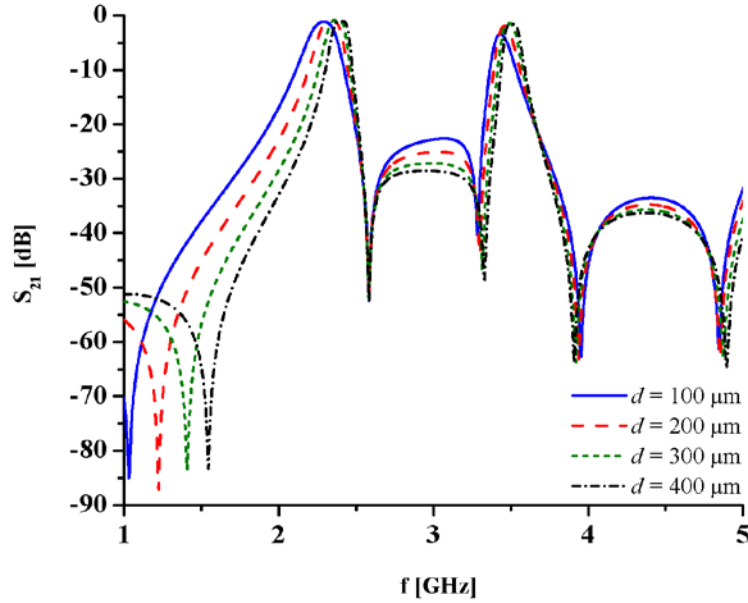
Slika 8.3: Odziv konačnog dual-band filtra.

Tabela 8.2: Karakteristike konačnog dual-band filtra.

	$f$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	3 dB BW [MHz]	3 dB FBW [%]	ukupne dimenzije [ $\lambda_g \times \lambda_g$ ]
prvi propusni opseg	2.4	1.1	15.3	100	4.6	0.13x0.13
drugi propusni opseg	3.5	1.6	15	100	2.85	

Slika 8.4 prikazuje odzive dual-band filtara sa različitim dimenzijama via  $d$  i ona potvrđuje da povećanje dimenzija via, tj. smanjivanje njene induktivnosti uzrokuje pomeranje transmisiona nule ka višim učestanostima. Promena induktivnosti via nosi sa sobom i promenu rezonantnih učestanosti rezonatora što može biti nadomešteno podešavanjem drugih geometrijskih parametara. Dimenzija via od 400  $\mu\text{m}$  odabrana je jer se sa viom tih dimenzija postiže bolja selektivnost prvog propusnog opsega, ali i olakšava fabrikacija filtarskog kola.

Kada je u pitanju transmisiona nula koja je pozicionirana sa donje strane drugog propusnog opsega, ona je rezultat specifične konfiguracije filtra, odnosno specifične pozicije uvedne linije u odnosu na rezonatore. Pošto je filtarska struktura simetrična, metoda parne i neparne pobude može da se iskoristi za analizu ponašanja strukture sa posebnim akcentom na transmisiona nule.



Slika 8.4: Uticaj dimenzija  $d$  na odziv dual-band filtra.

Ekvivalentna kola za parnu i neparnu pobudu prikazani su na slici 8.5. Radi preciznije analize, impedanse spregnutih segmenata opisane su parnim i neparnim impedansama  $Z_{deven}$ ,  $Z_{geven}$ ,  $Z_{dodd}$ ,  $Z_{godd}$ , koje predstavljaju impedanse spregnutih linija u parnom i neparnom modu prostiranja [193].

Ukupne ulazne impedanse za parnu i neparnu pobudu mogu da se izraze kao:

$$\frac{1}{Z_{ineven}} = \frac{1}{Z_{in1even}} + \frac{1}{Z_{in2even}}, \quad (8.3)$$

i

$$\frac{1}{Z_{inodd}} = \frac{1}{Z_{in1odd}} + \frac{1}{Z_{in2odd}}, \quad (8.4)$$

gde  $Z_{in1even}$ ,  $Z_{in2even}$ ,  $Z_{in1odd}$  i  $Z_{in2odd}$  predstavljaju ulazne impedanse donjeg i gornjeg dela filterske strukture za parnu i neparnu pobudu, tj. ulazne impedanse singl-band filtera. Uzimajući u obzir način označavanja na slici 8.5 ulazne impedanse  $Z_{in1even}$ ,  $Z_{in2even}$ ,  $Z_{in1odd}$  i  $Z_{in2odd}$  izražene su na sledeći način:

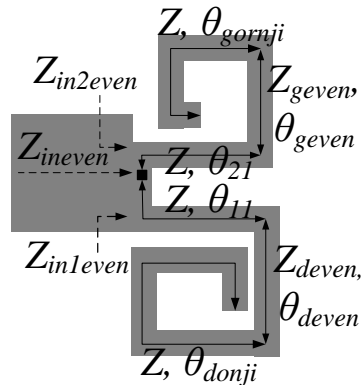
$$Z_{in1even} = jZ \frac{Z_{deven} (Z_{deven} \tan \theta_{deven} \tan \theta_{donji} - Z) + Z \tan \theta_{11} (Z \tan \theta_{deven} + Z_{deven} \tan \theta_{donji})}{Z (Z \tan \theta_{deven} + Z_{deven} \tan \theta_{donji}) - Z_{deven} (Z_{deven} \tan \theta_{deven} \tan \theta_{donji} - Z) + Z \tan \theta_{11}}, \quad (8.5)$$

Glava 8 Dual-band i tri-band filtri na bazi  $\lambda/4$  rezonatora

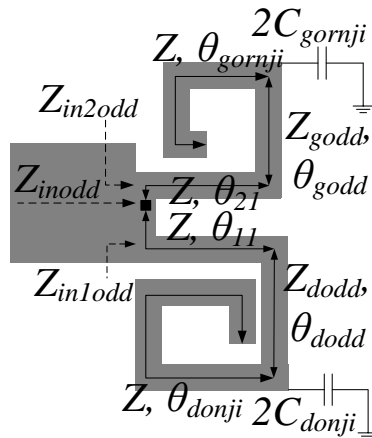
$$Z_{in1odd} = jZ \frac{Z_{dodd} \left( Z_{dodd} \left( \tan \theta_{dodd} + Z\omega 2C_{donji} \right) \tan \theta_{donji} - Z \right) + Z \tan \theta_{11} \left( Z \left( \tan \theta_{dodd} + Z\omega 2C_{donji} \right) + Z_{dodd} \tan \theta_{donji} \right)}{Z \left( Z \left( \tan \theta_{dodd} + Z\omega 2C_{donji} \right) + Z_{dodd} \tan \theta_{donji} \right) - Z_{dodd} \left( Z_{dodd} \left( \tan \theta_{dodd} + Z\omega 2C_{donji} \right) \tan \theta_{donji} - Z \right) + \tan \theta_{11}} \quad (8.6)$$

$$Z_{in2even} = jZ \frac{Z_{geven} \left( Z_{geven} \tan \theta_{geven} \tan \theta_{gornji} - Z \right) + Z \tan \theta_{21} \left( Z \tan \theta_{geven} + Z_{geven} \tan \theta_{gornji} \right)}{Z \left( Z \tan \theta_{geven} + Z_{geven} \tan \theta_{gornji} \right) - Z_{geven} \left( Z_{geven} \tan \theta_{geven} \tan \theta_{gornji} - Z \right) + \tan \theta_{21}} \quad (8.7)$$

$$Z_{in2odd} = jZ \frac{Z_{godd} \left( Z_{godd} \left( \tan \theta_{godd} + Z\omega 2C_{gornji} \right) \tan \theta_{gornji} - Z \right) + Z \tan \theta_{21} \left( Z \left( \tan \theta_{godd} + Z\omega 2C_{gornji} \right) + Z_{godd} \tan \theta_{gornji} \right)}{Z \left( Z \left( \tan \theta_{godd} + Z\omega 2C_{gornji} \right) + Z_{godd} \tan \theta_{gornji} \right) - Z_{godd} \left( Z_{godd} \left( \tan \theta_{godd} + Z\omega 2C_{gornji} \right) \tan \theta_{gornji} - Z \right) + \tan \theta_{21}} \quad (8.8)$$



(a)



(b)

Slika 8.5: Ekvivalentno kolo dual-band filtra za: (a) parnu pobudu, (b) neparnu pobudu.

Parametri  $C_{donji}$  i  $C_{gornji}$  modeluju rasipne kapacitivnosti na uglovima između segmenata  $\theta_{donji}$  i  $\theta_{deven}$ , odnosno  $\theta_{gornji}$  i  $\theta_{even}$ .

Na učestanosti na kojoj je ispunjen uslov  $Z_{ineven}=Z_{inodd}$   $S_{21}$  postaje nula, odnosno javlja se transmisiona nula. Pozicionirana sa donje strane drugog propusnog opsega ona obezbeđuje njegovu odličnu selektivnost kao i dobro ponašanje filtra u nepropusnom opsegu između dva propusna opsega.

Jedna od osnovnih prednosti predložene dual-band strukture je i mogućnost nezavisne kontrole propusnih opsega koja ne podrazumeva samo nezavisnu kontrolu njihovih pozicija već i nezavisnu kontrolu širine propusnih opsega. Variranjem parametara  $g_1$ ,  $g_2$ ,  $L_{12}$  i  $L_{22}$  širina propusnih opsega može se varirati između 90 i 120 MHz, a da se pritom ne naruše performanse filtra. Ovo je ilustrovano na slici 8.6.

Iz prethodnog se može zaključiti da predložena struktura i pristup projektovanju omogućavaju veliku slobodu u projektovanju kao i realizaciju veoma kompaktnih filtarskih struktura sa odličnim performansama.

### 8.1.2 Ilustracija primenljivosti predloženog pristupa projektovanju dual-band filtra

U praksi je često potrebno realizovati filtre reda višeg od dva, odnosno filtre koji sadrže više od dva rezonatora. Kako bi se pokazala primenljivost predloženog pristupa i njegov potencijal za projektovanje filtara višeg reda realizovan je i dual-band filtar četvrtog reda.

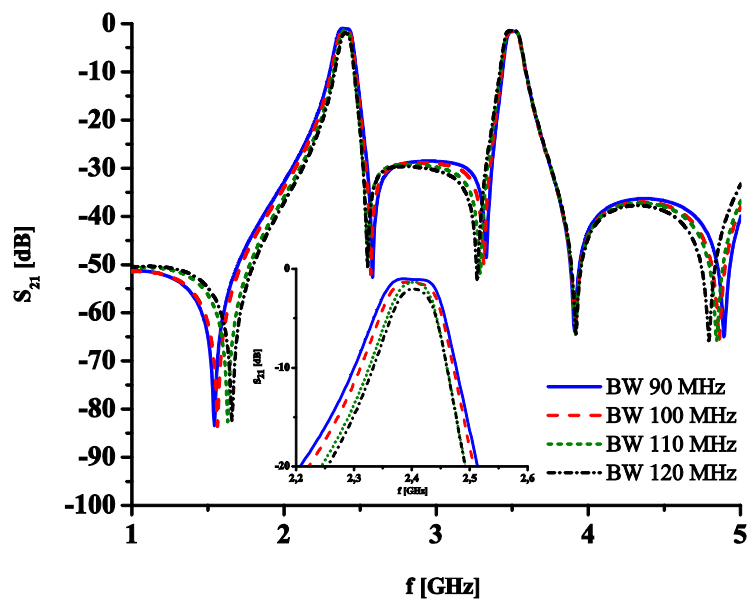
Za projektovanje ovog filtra korišćena je procedura iz [3] koja se oslanja na teorijski pristup projektovanju filtara. S obzirom na to da se propusni opsezi realizuju singl-band filtrima, faktori dobrote i koeficijenti sprežanja određeni su za svaki propusni opseg posebno, tabela 8.3. Na osnovu njih izračunati su geometrijski parametri filtra za svaki singl-band filtar.

Kao i u slučaju dual-band filtra drugog reda, spajanjem dva singl-band filtra četvrtog reda ne dobija se dual-band filtar sa željenim karakteristikama već je potrebno izvršiti dodatno podešavanje parametara. U ovom slučaju ono je nešto složenije u odnosu na filtar drugog reda jer filtar čini više rezonantnih struktura.

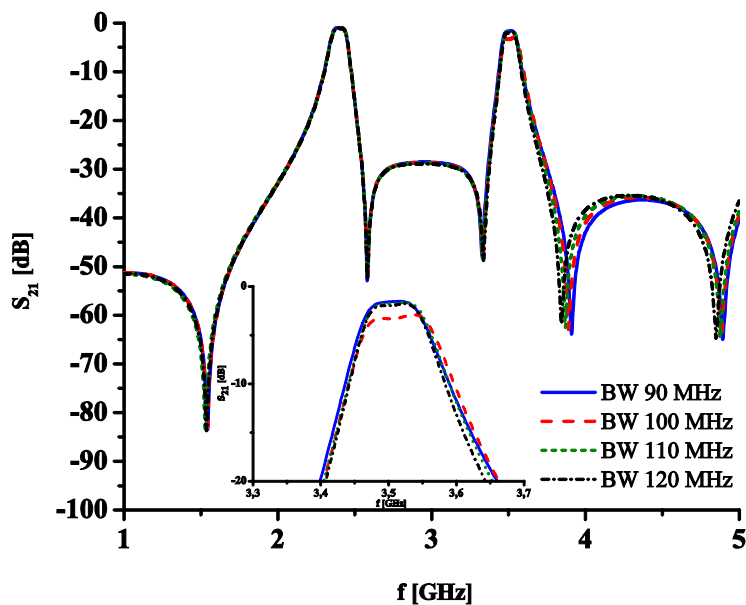
Slika 8.7 prikazuje strukturu i odziv konačnog dual-band filtra četvrtog reda za rad na učestanostima 2.4 i 3.5 GHz, dok su u tabelama 8.4 i 8.5 date konačne dimenzije filtra odnosno njegove karakteristike. Može su uočiti da se i filtar višeg reda odlikuje veoma dobrim performansama kada su u pitanju selektivnost i unesena slabljenja što potvrđuje primenljivost predloženog pristupa.

Još jedan način da se ilustruje primenljivost predloženog postupka jeste realizacija dual-band filtra koji radi na drugačijim učestanostima od 2.4/3.5 GHz. U

tu svrhu realizovan je filter drugog reda čiji su propusni opsezi pozicionirani na 3.5 i 5.2 GHz.



(a)



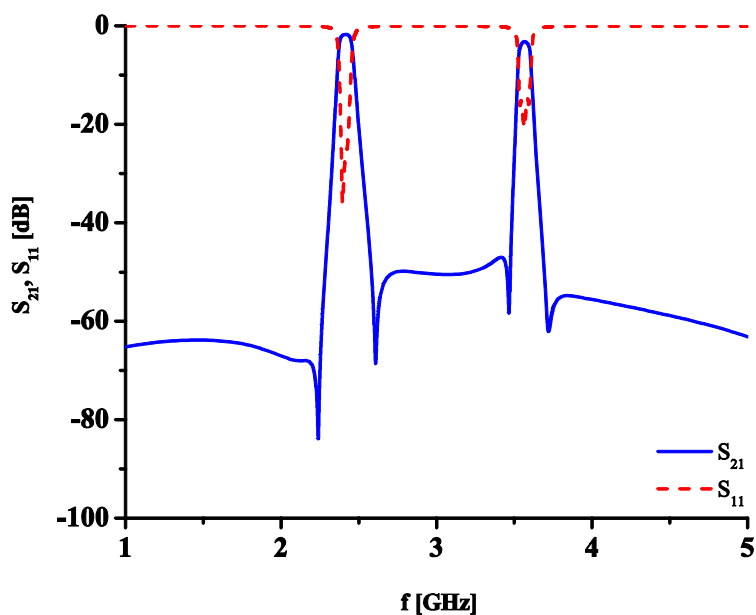
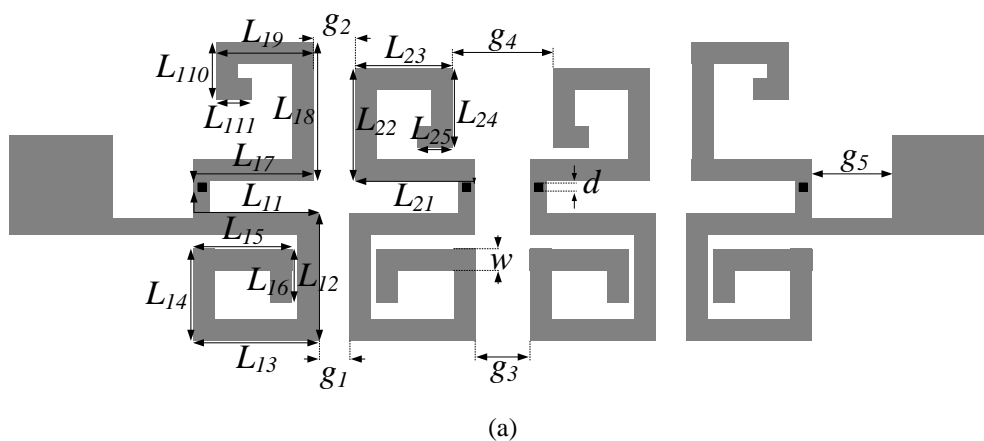
(b)

Slika 8.6: Nazavisno variranje širine: (a) prvog, (b) drugog propusnog opsega.

Glava 8 Dual-band i tri-band filtri na bazi  $\lambda/4$  rezonatora

Tabela 8.3: Faktor dobrote i koeficijenti sprezanja za dual-band filter četvrtog reda

	$k_{12}$	$k_{23}$	$k_{34}$	$Q_e$
$f_1$	0.034652	0.021804	0.034652	21.95
$f_2$	0.018017	0.0134	0.018017	46.8



Slika 8.7: Dual-band filter četvrtog reda: (a) konfiguracija, (b) odziv.

## Glava 8 Dual-band i tri-band filtri na bazi $\lambda/4$ rezonatora

Tabela 8.4: Geometrijski parametri dual-band filtra četvrtog reda

	$L_{11}$	$L_{12}$	$L_{13}$	$L_{14}$	$L_{15}$	$L_{16}$	$L_{17}$	$L_{18}$
	7.4	6.2	6.2	4.5	4.9	2.6	7	6.5
parametar [mm]	$L_{19}$	$L_{110}$	$L_{111}$	$L_{21}$	$L_{22}$	$L_{23}$	$L_{24}$	$L_{25}$
	4.4	3.6	1.7	7	5.5	4.7	3.8	1.7
	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$d$	$w$	
	0.7	0.9	1.2	1.6	1.4	0.4	1	

Tabela 8.5: Karakteristike dual-band filtra četvrtog reda

	$f$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	3 dB BW [MHz]	3 dB FBW [%]
prvi propusni opseg	2.4	1.75	22	90	3.75
drugi propusni opseg	3.5	3	17	70	2

Filtar je projektovan na isti način kao i filtar za rad na učestanostima 2.4/3.5 GHz. Prvo je projektovan singl-band filtar sa propusnim opsegom na 3.5 GHz, a potom singl-band filtar za rad na 5.2 GHz. Nakon spajanja projektovanih filtara izvršena je dodatna optimizacija dimenzija kako bi se dobio odziv sa željenim karakteristikama. Dimenzije i karakteristike konačnog filtra prikazane su u tabelama 8.6 i 8.7, dok slika 8.8 prikazuje njegovu strukturu i odziv.

Ovaj filtar se takođe karakteriše veoma malim unesenim slabljenjima, odličnom selektivnošću i kompaktnim dimenzijama od  $0.16\lambda_g \times 0.15\lambda_g$  čime se još jednom potvrđuje primenljivost predloženog pristupa projektovanju dual-band filtra.

Tabela 8.6: Geometrijski parametri dual-band filtra za rad na učestanostima 3.5/5.2 GHz

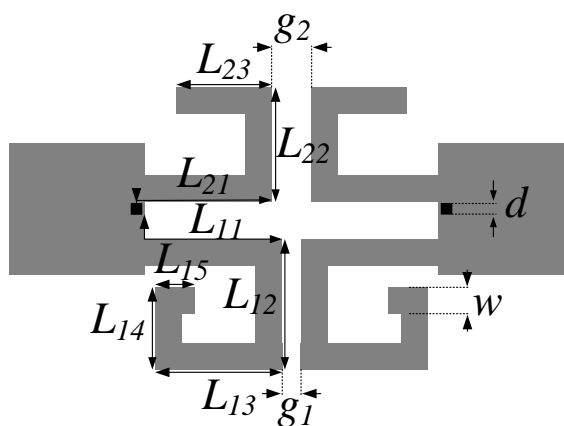
	$L_{11}$	$L_{12}$	$L_{13}$	$L_{14}$	$L_{15}$	$g_1$
	6.3	4.9	4.8	3.1	1.5	1.5
parametar [mm]	$L_{21}$	$L_{22}$	$L_{23}$	$g_2$	$d$	$w$
	4.8	4.3	3.6	0.7	0.4	1



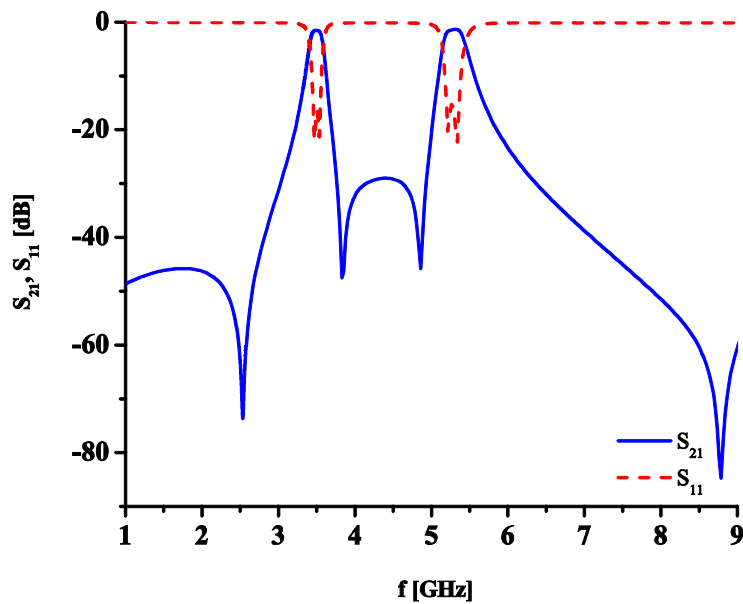
Glava 8 Dual-band i tri-band filtri na bazi  $\lambda/4$  rezonatora

Tabela 8.7: Karakteristike dual-band filtra za rad na učestanostima 3.5/5.2 GHz

	$f$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	3 dB BW [MHz]	3 dB FBW [%]	ukupne dimenzije [ $\lambda_g \times \lambda_g$ ]
prvi propusni opseg	3.5	1.5	17	160	4.57	0.16x0.15
drugi propusni opseg	5.2	1.3	17	300	5.77	



(a)



(b)

Slika 8.8: Dual-band filtar za rad na učestanostima 3.5/5.2 GHz: (a) konfiguracija, (b) odziv.

### 8.1.3 Fabrikacija i rezultati merenja

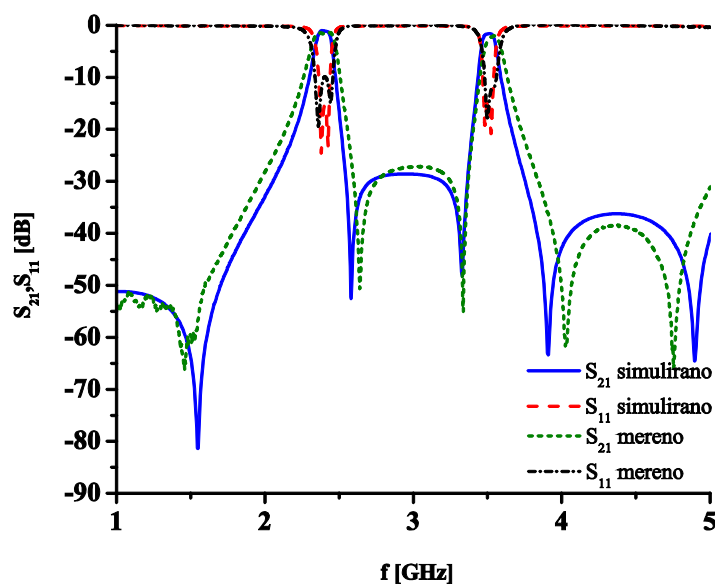
Predloženi dual-band filter drugog reda koji radi na učestanostima 2.4 i 3.5 GHz fabrikovan je korišćenjem standardne tehnologije štampanih ploča. Kolo je realizovano na podlozi Rogers RT/Duriod 5880 debljine 1.575 mm.

Fotografija fabrikovanog kola dual-band filtra prikazana je na slici 8.9(a) dok su simulirani i mereni rezultati upoređeni na slici 8.9(b). Uočava se izuzetno dobro slaganje između simuliranog i merenog odziva.

U tabeli 8.8 dat je pregled karakteristika simuliranog i fabrikovanog kola i on takođe potvrđuje izuzetno dobro slaganje simuliranih i merenih rezultata.



(a)



(b)

Slika 8.9: Dual-band filter za rad na učestanostima 2.4/3.5 GHz: (a) fotografija fabrikovanog kola, (b) poređenje odziva simuliranog i fabrikovanog kola.

## Glava 8 Dual-band i tri-band filtri na bazi $\lambda/4$ rezonatora

Tabela 8.8: Karakteristike simuliranog i fabrikovanog kola dual-band filtra

	$f_1/f_2$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	3 dB BW [MHz]	3 dB FBW [%]
simulirano kolo	2.4/3.5	1.1/1.6	15.3/15	100/100	4.6/2.85
fabrikovano kolo	2.41/3.55	1.6/2	10/12	170/120	7.1/3.4

### 8.1.4 Poređenje sa drugim publikovanim dual-band filtrima

Predloženi dual-band filtar projektovan je da radi na učestanostima od 2.4 i 3.5 GHz. Kao što je diskutovano u prethodnoj glavi, do sada je publikovan veoma mali broj dual-band filtara namenjenih za rad na 2.4/3.5 GHz. U tabeli 8.9 upoređene su karakteristike predloženog filtra sa karakteristikama nekoliko objavljenih filtara za rad na istim učestanostima. Takođe, u tabeli su date i karakteristike filtara koje rade na drugim učestanostima a koji predstavljaju najbolje do sada publikovane dual-band filterske strukture u smislu performansi i dimenzija. Sa  $\lambda_g$  označena je vođena talasna dužina na učestanosti prvog propusnog opsega.

Predloženi filtar pokazuje mala unesena slabljenja u oba propusna opsega, 1.1 i 1.6 dB, dobre povratne gubitke, odličnu selektivnost i veoma kompaktne dimenzije od samo  $0.13\lambda_g \times 0.13\lambda_g$ .

U poređenju sa filtrima koji rade na istim učestanostima predložena struktura

Tabela 8.9: Poređenje predloženog filtra sa drugim dual-band filtrima

	$f_1/f_2$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	transmisione nule	dimenzije [ $\lambda_g \times \lambda_g$ ]	3 dB FBW [%]
predloženi filtar	2.45/3.5	1/1.6	15.3/15	4	0.13x0.13	4.6/2.8
[55]	1/1.5	1.58/1.54	16/15	3	0.2x0.2	8/5.7
[81]	2.37/5.8	0.55/1.31	25/30	5	0.083x0.15	19/15
[83]	2.4/3.8	1.45/1.46	20/18	3	0.227x0.113	13/8.3
[89]	2.5/3.5	1.8/2.4	20/15	3	0.24x0.33	6.3/4.4
[100]	2.45/5.25	1.1/2.34	17/18	4	0.064x0.235	11/7.2
[108]	2.45/5.7	1/1.2	14/22	3	0.092x0.22	4.5/2.5
[109]	2.4/5.2	1.5/1.4	16/19	5	0.1x0.1	6.7/5.8
[115]	2.35/3.2	1.8/3	25/30	3	0.18x0.19	3.9/2.8
[120]	2.4/3.3	1.2/1.5	20/20	3	0.21x0.18	8.1/4.2

pokazuje značajno bolje karakteristike u svim aspektima. Kada su u pitanju strukture koje rade na različitim učestanostima, performanse predložene konfiguracije su bolje od performansi većine drugih filtara. Strukture [81], [100], i [109] zauzimaju nešto manju površinu u odnosu na predloženi filtar, ali važno je uočiti da su ovi filtri projektovani za rad na 2.4/5.2 GHz što umnogome pojednostavljuje projektovanje i redukuje ukupne dimenzije filtra. Takođe, ono što izdvaja predloženi u odnosu na ostale filtre jeste mogućnost nezavisne kontrole kako pozicija propusnih opsega tako i njihovih širina.

Može se zaključiti da predložena konfiguracija predstavlja najkompaktniji do sada predloženi planarni filtar za rad na 2.4/3.5 GHz. Uz to, on se karakteriše malim unesenim slabljenjem i odličnom selektivnošću oba propusna opsega, ali i mogućnošću nezavisne kontrole propusnih opsega.

## 8.2 Tri-band filtar sa $\lambda/4$ rezonatorima

Predložena dual-band struktura može da se iskoristi kao osnova za projektovanje kompaktnog tri-band filtra sa odličnim performansama. U ovom poglavlju biće prikazana i analizirana struktura novog tri-band filtra i njegove performanse biće upoređene sa performansama drugih tri-band konfiguracija.

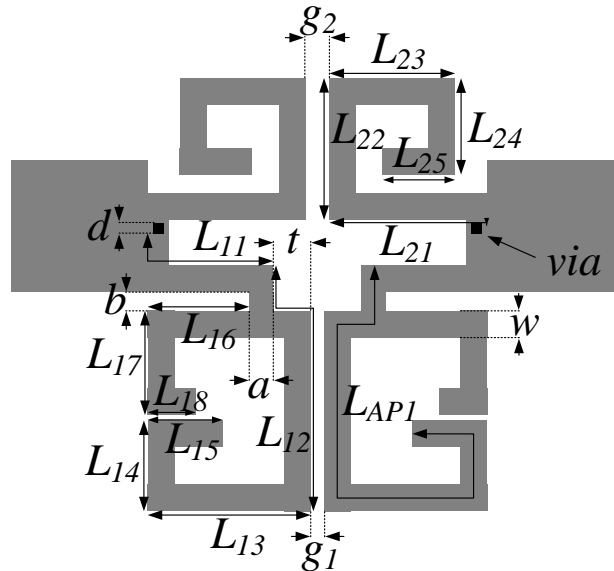
### 8.2.1 Konfiguracija i analiza ponašanja tri-band filtra

Uvođenjem novog segmenta dužine  $L_{16}+L_{17}+L_{18}$  u strukturu predloženog dual-band filtra, formira se par  $\lambda/2$  rezonatora koji imaju prstenasti oblik, slika 8.10. Na taj način dobija se još jedan singl-band filtar, odnosno još jedan propusni opseg pa struktura pokazuje tri-band ponašanje.

Projektovanje tri-band filtra bazira se na procesu projektovanja dual-band filtra. Prvo se projektuje dual-band struktura odnosno singl-band filtri koji rade na učestanostima  $f_1$  i  $f_2$ , a potom se projektuje treći singl-band filtar.

Singl-band filtar koji radi na učestanosti  $f_2$  projektuje se na način kako je opisano u prethodnom poglavlju. Projektovanje filtra koji daje propusni opseg na učestanosti  $f_1$  razlikuje se od projektovanja odgovarajuće strukture u dual-band filtru po tome što se  $\lambda/4$  rezonatori savijaju samo u određenoj meri kako bi bilo ostavljeno dovoljno prostora za  $\lambda/2$  prstenaste rezonatore. Kako bi se smanjili gubici u prvom i trećem propusnom opsegu konfiguracija strukture bi trebalo da bude što jednostavnija, odnosno potrebno je izbeći savijanje rezonatora u velikoj meri.

Kada su isprojektovani filtri za rad na učestanostima  $f_1$  i  $f_2$ , novi segment dužine  $L_{16}+L_{17}+L_{18}$  unosi se u strukturu tako da dimenzije strukture budu što manje



Slika 8.10: Konfiguracija predloženog tri-band filtra.

ali i da se pritom izbegne snažna sprega između segmenata dužine  $L_{11}$  i  $L_{16}+L_{17}+L_{18}$ . Na taj način formira se par  $\lambda/2$  rezonatora odnosno treći singl-band filter koji radi na učestanosti  $f_3$  koja je viša od učestanosti  $f_1$  i  $f_2$ .

Koristeći predloženi pristup projektovan je tri-band filter za rad na WLAN učestanostima 2.4/3.5/5.2 GHz. Način na koji se određuju i podešavaju geometrijski parametri singl-band filtera sa propusnim opsezima 2.4 i 3.5 GHz prikazan je u prethodnom poglavlju pa ovde neće biti ponavljan.

Dužina segmenata koji se unosi u strukturu određuje se na osnovu već izračunatih parametara  $L_{12}$ ,  $L_{13}$ ,  $L_{14}$  i  $L_{15}$ . Naime, potrebno je da dužina  $L_{16}+L_{17}+L_{18}$  u zbiru sa navedenim parametrima daje vrednost koja odgovara dužini  $\lambda/2$  rezonatora na učestanosti 5.2 GHz na zadatoj podlozi. S obzirom na to da se pozicija trećeg propusnog opsega određuje dužinom segmenata  $L_{16}+L_{17}+L_{18}$  koja nema uticaja na druga dva propusna opsega jasno je da se i pozicija trećeg propusnog opsega može nezavisno kontrolisati.

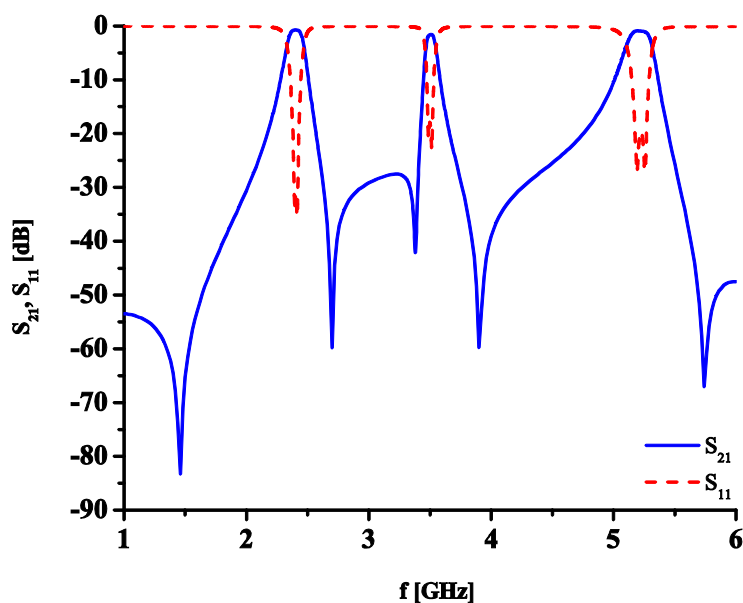
Kao i u slučaju dual-band filtra, nakon spajanja projektovanih filtera u jednu celinu ne dobija se odziv koji odgovara željenim karakteristikama već je potrebno dodatno podešavanje određenih geometrijskih parametara. Za fino podešavanje karakteristika filtra korišćeni su parametri  $L_{17}$ ,  $L_{18}$ ,  $a$  i  $b$ . U tabeli 8.10 dati su konačni geometrijski parametri predložene tri-band strukture.

Slika 8.11 prikazuje odziv konačnog filtra, a u tabeli 8.11 date su njegove karakteristike. Filter se karakteriše malim unesenim slabljenjima, odličnim povratnim gubicima i selektivnošću kao i veoma kompaktnim dimenzijama.

## Glava 8 Dual-band i tri-band filtri na bazi $\lambda/4$ rezonatora

Tabela 8.10: Geometrijski parametri tri-band filtra

	$L_{11}$	$L_{12}$	$L_{13}$	$L_{14}$	$L_{15}$	$L_{16}$	$L_{17}$	$L_{18}$	$g_1$	$w$
parametar	5.9	10.6	6.1	3.4	2.8	3.8	3.9	1.8	0.5	1
[mm]	$L_{21}$	$L_{22}$	$L_{23}$	$L_{24}$	$L_{25}$	$g_2$	$a$	$b$	$t$	$d$
	7	5.3	4.7	3.6	2.7	0.9	0.9	0.7	1.4	0.4



Slika 8.11: Odziv predloženog tri-band filtra.

Tabela 8.11: Karakteristike predloženog tri-band filtra

	$f$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	3 dB BW [MHz]	3 dB FBW [%]	ukupne dimenzije [ $\lambda_g \times \lambda_g$ ]
prvi propusni opseg	2.4	0.75	31.1	130	5.8	
drugi propusni opseg	3.5	1.55	18	90	2.6	0.17x0.133
treći propusni opseg	5.2	1	19.5	220	4	

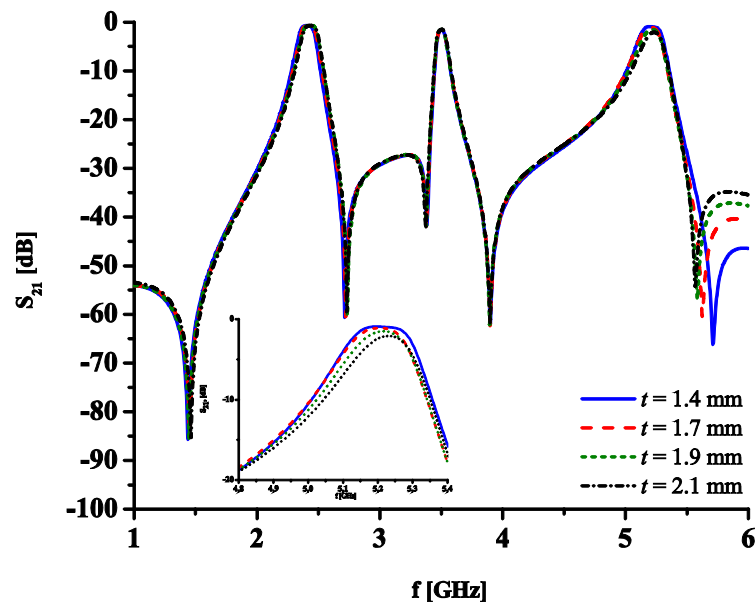
U konfiguraciji filtra može se uočiti parametar  $t$  koji pruža dodatni stepen slobode u projektovanju tri-band filtra. Naime, prstenasti rezonatori mogu da se

posmatraju kao strukture koje su induktivno spregnute sa uvodnom linijom preko segmenta širine  $a$ . Mesto na kojem je rezonator povezan sa uvodnom linijom određuje eksterni faktor dobrote odnosno jačinu sprege između njih. Što je mesto sprezanja bliže virtualnom uzemljenju, tj. sredini rezonatora to je sprega slabija, odnosno eksterni faktor dobrote veći.

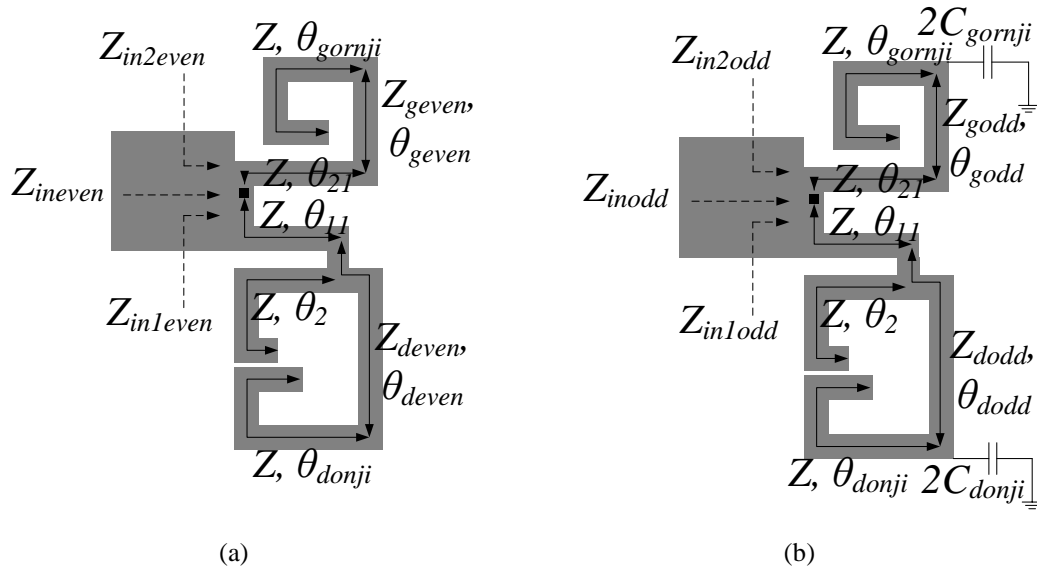
Promenom parametra  $t$  mogu fino da se podešavaju karakteristike trećeg propusnog opsega, a da se pritom praktično ne utiče na prvi propusni opseg, pod uslovom da  $t$  nije previše veliko.

Slika 8.12 prikazuje odzive filtra za različite vrednosti  $t$  i uočava se da se promenom  $t$  može uticati na širinu trećeg propusnog opsega. Opseg širina opsega za prikazane odzive je od 160 do 220 MHz. Kako bi svi odzivi imali iste centralne učestanosti fino je podešavan parametar  $L_{18}$ .

Kao što je navedeno, predloženi filter se karakteriše odličnom selektivnošću što je posledica postojanja pet transmissionih nula u odzivu. Slično kao u dual-band filteru prva nula se javlja zbog prisustva via u konfiguraciji dok se druga i četvrta nula javljaju zbog antiparalelnih struktura. Kada su u pitanju treća i peta transmisiona nula one su rezultat specifične pozicije uvodne linije u odnosu na rezonatore i one se mogu analizirati metodom parne i neparne pobude. Ekvivalentna kola za parnu i neparnu pobudu prikazani su na slici 8.13. Na isti način kao u slučaju dual-band filtra, ukupne ulazne impedanse za parnu i neparnu pobudu mogu da se izraze jednačinama (8.3) i (8.4).



Slika 8.12: Uticaj parametra  $t$  na odziv filtra.



Slika 8.13: Ekvivalentno kolo tri-band filtra za: (a) parnu pobudu, (b) neparnu pobudu.

Ulazna impedansa za gornji deo strukture za parnu i neparnu pobudu može se izraziti pomoću (8.7) i (8.8) dok su izrazi za ulaznu impedansu donjeg dela strukture nešto složeniji nego u slučaju dual-band filtra:

$$Z_{in1even} = Z \frac{\frac{Q_{even}P}{Q_{even} + P} + j \tan \theta_{11}}{Z + j \frac{Q_{even}P}{Q_{even} + P} \tan \theta_{11}}, \quad (8.9)$$

$$Z_{in1odd} = Z \frac{\frac{Q_{odd}P}{Q_{odd} + P} + j \tan \theta_{11}}{Z + j \frac{Q_{odd}P}{Q_{odd} + P} \tan \theta_{11}}, \quad (8.10)$$

gde su

$$P = \frac{Z}{j \tan \theta_2},$$

$$Q_{even} = Z_{deven} \frac{Z - Z_{deven} \tan \theta_{deven} \tan \theta_{donji}}{jZ_{deven} \tan \theta_{donji} + jZ \tan \theta_{deven}}, \quad (8.11)$$

$$Q_{odd} = Z_{deven} \frac{Z - Z_{deven} \tan \theta_{deven} (\tan \theta_{donji} + 2\omega Z C_{donji})}{jZ_{deven} (\tan \theta_{donji} + 2\omega Z C_{donji}) + jZ \tan \theta_{deven}}.$$



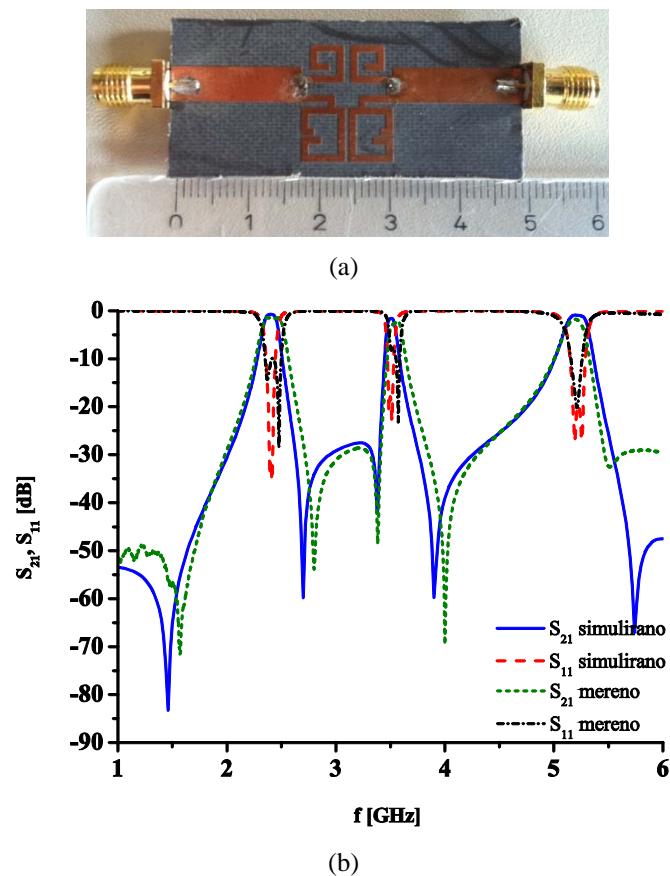
Na učestanostima na kojim je ispunjen uslov  $Z_{ineven}=Z_{inodd}$   $S_{21}$  postaje nula, odnosno javljaju se transmisionne nule.

Prehodna analiza pokazala je da i pristup za projektovanje tri-band filtra omogućava veliku slobodu u projektovanju ali i da za rezultat ima veoma kompaktne tri-band filtre sa odličnim performansama koji se uz to karakterišu i mogućnošću nezavisne kontrole propusnih opsega.

### 8.2.2 Fabrikacija i rezultati merenja

Predloženi tri-band filtar fabrikovan je korišćenjem standardne tehnologije štampanih ploča. Kolo je realizovano na podlozi Rogers RT/Duriod 5880 debljine 1.575 mm.

Fotografija fabrikovanog kola tri-band filtra prikazana je na slici 8.14(a) dok su simulirani i mereni rezultati upoređeni na slici 8.14(b). Uočava se izuzetno dobro slaganje između simuliranog i merenog odziva.



Slika 8.14: Tri-band filtar: (a) fotografija fabrikovanog kola, (b) poređenje odziva simuliranog i fabrikovanog kola.

Tabela 8.12: Karakteristike simuliranog i fabrikovanog kola tri-band filtra

	$f_1/f_2/f_3$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	3 dB BW [MHz]	3 dB FBW [%]
simulirano kolo	2.4/3.5/5.2	0.75/1.55/1	31.1/18/19.5	130/90/220	5.8/2.6/4
fabrikovano kolo	2.42/3.55/5.19	1.7/2.1/1.7	12/10/22	210/150/170	8.75/4.22/3.27

U tabeli 8.12 dat je pregled karakteristika simuliranog i fabrikovanog kola i on takođe potvrđuju izuzetno dobro slaganje simuliranih i merenih rezultata.

### 8.2.3 Poređenje sa drugim publikovanim tri-band filtrima

Predloženi tri-band filtar projektovan je da radi na učestanostima od 2.4, 3.5 i 5.2 GHz. Većina do sada predloženih tri-band filtara projektovana je da radi na istim učestanostima. U tabeli 8.13 upoređene su karakteristike predloženog filtra sa karakteristikama drugih tri-band filtara koji predstavljaju najbolje do sada publikovane tri-band strukture.

Predloženi filtar pokazuje mala unesena slabljenja u sva tri propusna opsega, 0.75, 1.55 i 1 dB, odlične povratne gubitke, odličnu selektivnost i veoma kompaktne dimenzije od samo  $0.17\lambda_g \times 0.133\lambda_g$ .

U odnosu na druge konfiguracije predloženi filtar pokazuje slične karakteristike kada su u pitanju unesena slabljenja i povratni gubici. Sa izuzetkom filtra iz [160] predložena struktura ima značajno manje dimenzije u odnosu na druge strukture. Međutim, selektivnost strukture iz [160] je loša naročito u trećem propusnom opsegu.

Tabela 8.13: Poređenje predloženog filtra sa drugim tri-band filtrima

	$f_1/f_2/f_3$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	transmisione nule	dimenzije [ $\lambda_g \times \lambda_g$ ]	3 dB FBW [%]
predloženi filtar	2.4/3.5/5.2	0.75/1.55/1	31.1/18/19.5	5	0.17x0.133	5.8/2.6/4
[144]	1.57/2.4/3.5	0.77/1.51/1.8	20/30/25	6	0.35x0.25	12.5/8/6
[149]	1.57/2.4/3.5	1.6/1.5/2.3	9/18.9/13.5	5	0.38x0.34	5.2/3.8/4.6
[150]	2.4/3.5/5.8	0.9/1.3/1.8	30/15/20	6	0.22x0.35	7.6/5.8/3.71
[151]	2.4/3.5/5.2	1.2/1.1/1.5	16.5/18/14.5	8	0.183x0.264	5/3.7/4.2
[160]	2.4/3.5/5.25	1.9/1.42/1.51	14.3/15/16.8	4	0.11x0.2	6.2/12/11.8

Uzimajući u obzir sve aspekte filtra, može se zaključiti da predloženi filter predstavlja najkompaktniju do sada predloženu planarnu tri-band strukturu koja se u isto vreme karakteriše odličnom selektivnošću i malim unesenim slabljenjima. Takođe, ono što izdvaja ovu konfiguraciju jeste i činjenica da se sva tri propusna opsega mogu nezavisno kontrolisati.

### **8.3 Zaključak**

U ovoj glavi predstavljena su dva nova filtra za rad na više učestanosti. Filtri su bazirani na  $\lambda/4$  rezonatorima koji su dvostruko kraći od konvencionalnih  $\lambda/2$  rezonatora pa samim tim predstavljaju dobre kandidate za realizaciju kompaktnih filtarskih kola

Predloženi dual-band filter sastoji se od dva singl-band filtra koji su bazirani na  $\lambda/4$  rezonatorima čime je omogućena nezavisna kontrola propusnih opsega. Pokazano je da se savijanjem rezonatora pored smanjivanja njihovih dimenzija realizuje i transmisiona nula koja se nalazi sa gornje strane propusnog opsega.

Predloženi postupak projektovanja dual-band filtra obuhvata odvojeno projektovanje singl-band filtera, a potom optimizaciju geometrijskih parametara strukture koja nastaje spajanjem projektovanih filtera.

Na osnovu predloženog postupka projektovan je dual-band filter drugog reda za rad na učestanostima 2.4/3.5 GHz. Pored malih unesenih slabljenja i odličnih povratnih gubitaka, realizovani filter se karakteriše odličnom selektivnošću što je rezultat četiri transmisione nule koje se javljaju u odzivu. Pored dve nule koje se javljaju zbog antiparalelnih struktura, pokazano je da se preostale dve transmisione nule javljaju zbog prisustva via odnosno zbog specifične pozicije uvodnih linija u odnosu na rezonatore.

Projektovani filter fabrikovan je u PCB tehnologiji i poređenje rezultata je pokazalo odlično slaganje simuliranih i merenih karakteristika. U poređenju sa drugim dual-band filterima pokazano je da predloženi filter predstavlja najminijaturnij planarni dual-band filter koji radi na 2.4/3.5 GHz koji se uz to karakteriše odličnim performansama i mogućnošću nezavisne kontrole propusnih opsega.

Radi ilustracije primenljivosti predloženog postupka realizovan je dual-band filter četvrtog reda koji radi na 2.4/3.5 GHz kao i filter drugog reda za rad na učestanostima 3.5/5.2 GHz i oba filtra takođe pokazuju izuzetne performanse.

Uvođenjem novog segmenta u strukturu predloženog dual-band filtra, formira se par  $\lambda/2$  rezonatora koji daju još jedan propusni opseg pa takva struktura predstavlja tri-band filter. Pokazano je na koji način se projektuje tri-band struktura i diskutovan je uticaj određenih geometrijskih parametara na odziv filtra.

## *Glava 8 Dual-band i tri-band filtri na bazi $\lambda/4$ rezonatora*

Na osnovu predloženog pristupa projektovan je tri-band filter za rad na 2.4/3.5/5.2 GHz. Filter je fabrikovan u PCB tehnologiji i poređenje rezultata je pokazalo odlično slaganje simuliranih i merenih karakteristika.

U poređenju sa drugim tri-band filterima zaključeno je da predloženi filter predstavlja najkompaktniji tri-band filter objavljen do danas koji se u isto vreme karakteriše odličnim performansama i mogućnošću nezavisne kontrole propusnih opsega.

## Glava 9

### **Tri-band filtar baziran na Hilbert-fork rezonatoru**

---

U glavi 4 analizirani su do sada publikovani tri-band filtri i pokazano je da nijedna od predloženih struktura nije uspela da objedini osobine malih unesenih slabljenja, dobre selektivnosti propusnih opsega i veoma malih dimenzija.

Tri-band struktura predstavljena u prethodnoj glavi poseduje sve navedene osobine, a minijaturne dimenzije postignute su korišćenjem  $\lambda/4$  rezonatora. Sa druge strane, u glavama 6 i 7 pokazano je da se kompaktnost može postići i ukoliko rezonatori imaju oblik Hilbertove fraktalne krive.

Kombinovanjem dve navedene ideje može se realizovati tri-band filtar koji ima izuzetne performanse i veoma kompaktne dimenzije. U ovoj glavi biće prikazan još jedan doprinos ove disertacije - nova tri-band struktura koja je bazirana na Hilbert-fork rezonatoru [194].

Hilbert-fork rezonator predstavlja novu multi-mod strukturu koja se sastoji od dva dual-mod rezonatora. Prvi rezonator baziran je na Hilbertovoj fraktalnoj krivoj drugog reda, dok drugi rezonator ima oblik viljuške (engl. *fork*) i pozicioniran je tako da popunjava preostali deo *footprint*-a Hilbertovog rezonatora. Oba rezonatora su uzemljena viama čime je omogućeno dual-mod ponašanje svakog od rezonatora. Takođe, korišćenje via doprinosi kompaktnosti strukture.

Korišćenjem dva moda Hilbertovog rezonatora i prvog moda fork rezonatora realizovani su tri-band filtri propusnici i nepropusnici opsega koji se karakterišu veoma dobrim performansama u sva tri opsega, minijaturnim dimenzijama kao i mogućnošću nezavisne kontrole opsega.

Prvo poglavlje biće posvećeno analizi ponašanja Hilbert-fork rezonatora u kojem će biti pokazano na koji način se formiraju tri rezonantna moda i kako oni mogu nezavisno da se kontrolišu.

U naredna dva poglavlja biće predstavljeni tri-band filtar propusnik opsega, odnosno tri-band filtar nepropusnik opsega koji su bazirani na predloženom rezonatoru. Takođe, performanse predloženih filtara biće upoređene sa performansama drugih tri-band struktura.

Za elektromagnetske simulacije filtarskih kola korišćeni su programski paketi [188] i [189]. Oba filtra fabrikovana su u standardnoj tehnologiji štampanih ploča. Fabrikovana kola kao i poređenja simuliranih i merenih odziva biće takođe predstavljena u narednim poglavljima.

## 9.1 Konfiguracija Hilbert-fork rezonatora

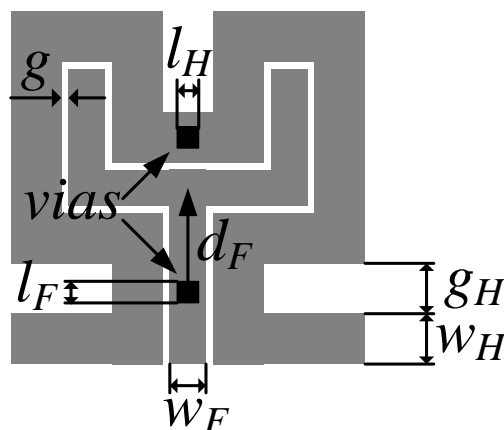
Konfiguracija predloženog rezonatora prikazana je na slici 9.1. Rezonator se sastoji od dva dual-mod rezonatora od kojih je jedan baziran na Hilbertovoj fraktalnoj krivoj drugog reda, dok drugi rezonator ima oblik viljuške i on popunjava preostali deo kvadratne površine koju zauzima Hilbertov rezonator. Na taj način ostvareno je značajno smanjenje dimenzija rezonatora. Obe strukture su uzemljene viama koje su pozicionirane onako kako je prikazano na slici.

Širina fraktalne linije označena je sa  $w_H$ , dok je rastojanje između linija označeno sa  $g_H$ . Parametar  $w_F$  predstavlja širinu linije fork rezonatora, a  $d_F$  rastojanje vie fork rezonatora od centralne pozicije rezonatora. Dimenzije via Hilbertovog i fork rezonatora označene su sa  $l_H$  odnosno  $l_F$ .

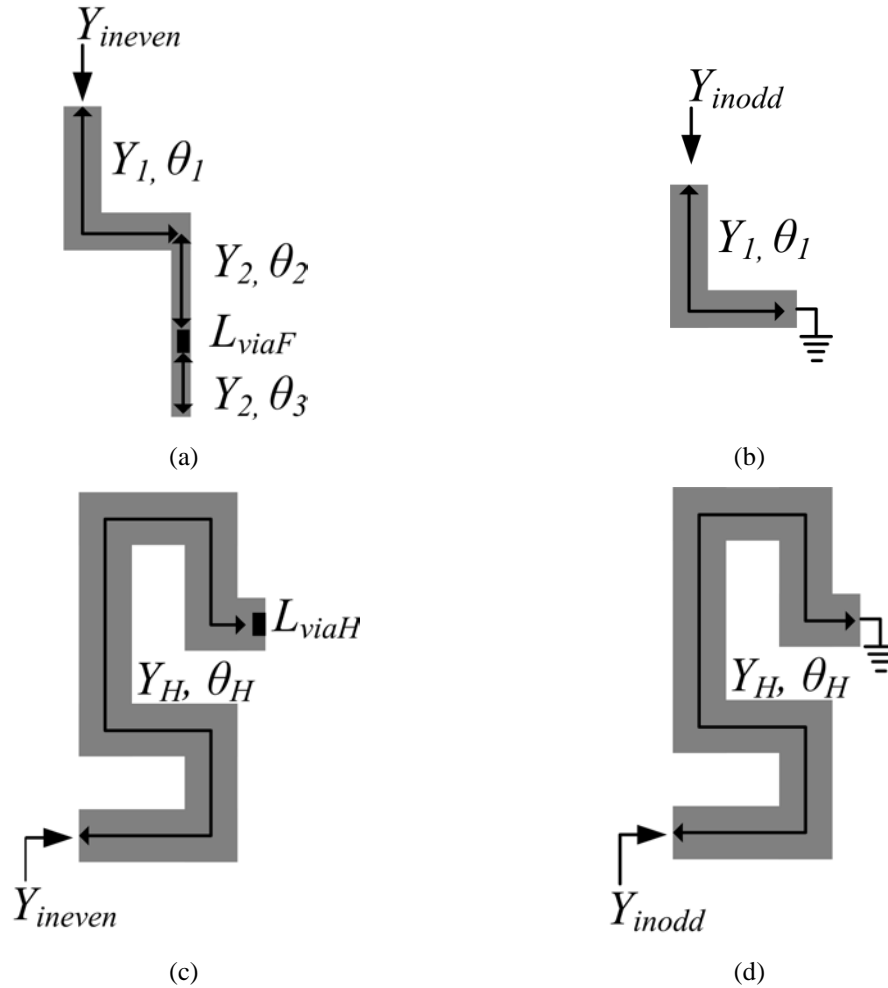
Rezonator kao i tri-band filteri o kojima će biti reči u narednim poglavljima realizovani su na podlozi Rogers RT/Duriod 5880 debljine 1.575 mm čija je dielektrična konstanta  $\epsilon_r = 2.2$  i tangens ugla gubitaka  $\tan\delta = 0.0009$ .

Pošto su strukture oba rezonatora simetrične za analizu njihovog ponašanja može se primeniti metoda parne i neparne pobude. S obzirom na to da su dva rezonatora pozicionirana veoma blizu jednog drugoga, na ponašanje jednog rezonatora u određenoj meri utiče i sprega sa drugim rezonatorom. Radi jednostavnosti, u analizi koja sledi ovaj efekat neće biti uziman u obzir, ali će u projektovanju filtera ovo pojednostavljenje analize biti kompenzovano kroz optimizaciju geometrijskih parametara.

Na slici 9.2 prikazana su ekvivalentna kola za parnu i neparnu pobudu oba rezonatora. Prvo će biti analizirano ponašanje fork strukture. Parametri  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  i  $\theta_3$  predstavljaju električne dužine, a  $Y_1$  i  $Y_2$  admitanse odgovarajućih segmenata.  $L_{viaF}$  je



Slika 9.1: Konfiguracija predloženog Hilbert-fork rezonatora.



Slika 9.2: Ekvivalentno kolo za: (a) parnu pobudu za fork rezonator, (b) neparnu pobudu za fork rezonator, (c) parnu pobudu za Hilbert rezonator, (d) neparnu pobudu za Hilbert rezonator.

dvostruka vrednost induktivnosti vie, a  $Y_{ineven}$  i  $Y_{inodd}$  su ulazne admitanse za parnu, odnosno neparnu pobudu. Važe sledeće jednakosti  $Y_1 = 1/Z_1$ ,  $Y_2 = 1/Z_2$ ,  $Y_{ineven} = 1/Z_{ineven}$  i  $Y_{inodd} = 1/Z_{inodd}$ .

U slučaju neparne pobude ulazna admitansa izražena je na sledeći način:

$$Y_{inodd} = -jY_1 \cot \theta_1, \quad (9.1)$$

a rezonanca se javlja na učestanosti za koju važi  $Y_{inodd} = 0$ .

Kada je u pitanju parna pobuda situacija je nešto složenija. Naime, via se u opštem slučaju ne nalazi u krajnjoj tački rezonatora pa se za izražavanje uslova rezonance umesto  $Y$  parametara koriste  $ABCD$  parametri kako bi se uračunao uticaj svih segmenata rezonatora ali i uticaj induktivnosti vie. Iako segment rezonatora koji

se nalazi "iza" vie praktično ne utiče na pozicije rezonanca, on je ipak uračunat radi preciznijeg proračuna.

$ABCD$  matrica kola prikazanog na slici 9.2(a) izražena je na sledeći način:

$$ABCD = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ jY_1 \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_2 \sin \theta_2 \\ jY_2 \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ (j\omega L_{viaF})^{-1} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_3 & jZ_3 \sin \theta_3 \\ jY_3 \sin \theta_3 & \cos \theta_3 \end{bmatrix}, \quad (9.2)$$

a uslov za rezonancu je  $AD = 1$ .

Na slici 9.2 i u prethodnim izrazima može se videti da je neparna rezonanca određena samo dužinom prvog segmenta  $\theta_1$ , dok je parna rezonancija određena i električnom dužinom  $\theta_2$ , ali i induktivnošću vie. Može se zaključiti da se parna rezonanca uvek javlja na nižim učestanostima u odnosu na neparnu rezonancu. Takođe, pozicija parne rezonance može da se menja nezavisno od neparne rezonance promenom parametara  $d_H$  i  $L_{viaF}$ .

Na slici 9.3 prikazani su odzivi fork rezonatora sa različitim vrednostima parametra  $d_F$ , dok su na slici 9.4 dati odzivi strukture za različite vrednosti induktivnosti vie, odnosno dimenzija vie. Za vrednost parametra  $w_F$  u analiziranim primerima uzeta je vrednost 1.1 mm, dok dužina prvog segmenta iznosi 7.7 mm, a zbir dužina drugog i trećeg segmenta 4.6 mm.

Odzivi potvrđuju da se pozicija prve rezonance može menjati nezavisno od druge rezonance, ali i da se smanjivanjem  $d_F$  prva rezonantna učestanost pomera ka višim učestanostima što znači da segment dužine  $\theta_3$  praktično ne utiče na odziv rezonatora.

Raspodela struja u fork rezonatoru na rezonantnim učestanostima prikazane su na slici 9.5 i one potvrđuju da je učestanost parne rezonance niža od učestanosti neparne rezonance.

Pored rezonanci, predloženi fork rezonator zbog konfiguracije može da obezbedi i transmisionu nulu. Kao što je navedeno u glavi 2, parametar rasipanja  $S_{21}$  jednak je nuli kada je ispunjen uslov  $Y_{ineven} = Y_{inodd}$ . U analizi tri-band filtra u narednom poglavlju biće više reči o transmisionim nulama.

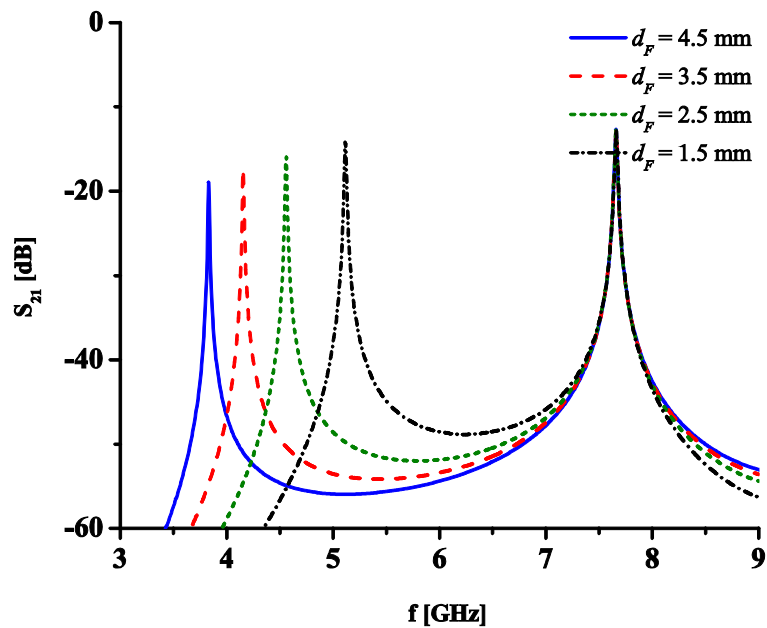
Kada je u pitanju Hilbertov rezonator, analiza njegovog ponašanja je nešto jednostavnija. Iako je Hilbertov rezonator savijen, radi jednostavnosti efekat savijanja neće se uzimati u obzir.

Ulazna admitansa za neparnu pobudu ima sledeći oblik:

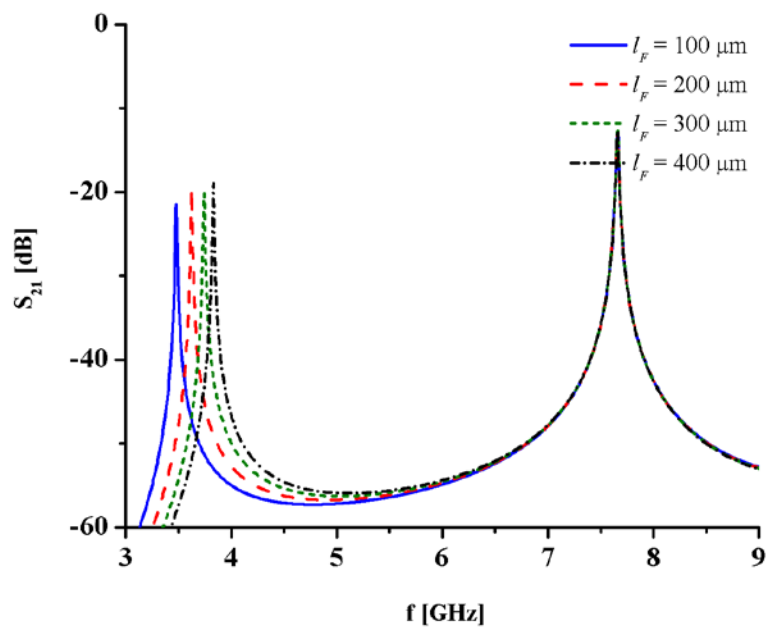
$$Y_{inodd} = -jY_H \cot \theta_H, \quad (9.3)$$



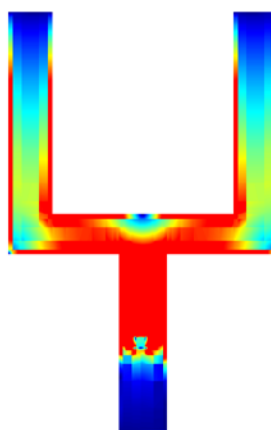
a rezonanca se javlja na učestanosti na kojoj je ispunjen uslov  $Y_{inodd} = 0$ .



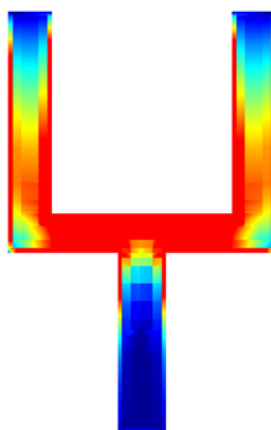
Slika 9.3: Uticaj parametra  $d_F$  na odziv fork rezonatora.



Slika 9.4: Uticaj parametra  $l_F$  na odziv fork rezonatora.



(a)



(b)

Slika 9.5: Raspodela struja u fork rezonatoru na: (a) prvoj rezonantnoj učestanosti, (b) drugoj rezonantnoj učestanosti.

U slučaju parne pobude, uslov za rezonancu se može izraziti preko  $ABCD$  parametara kola sa slike 9.2:

$$ABCD = \begin{bmatrix} \cos \theta_H & jZ_H \sin \theta_H \\ jY_H \sin \theta_H & \cos \theta_H \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ (j\omega L_{viaH})^{-1} & 1 \end{bmatrix}, \quad (9.4)$$

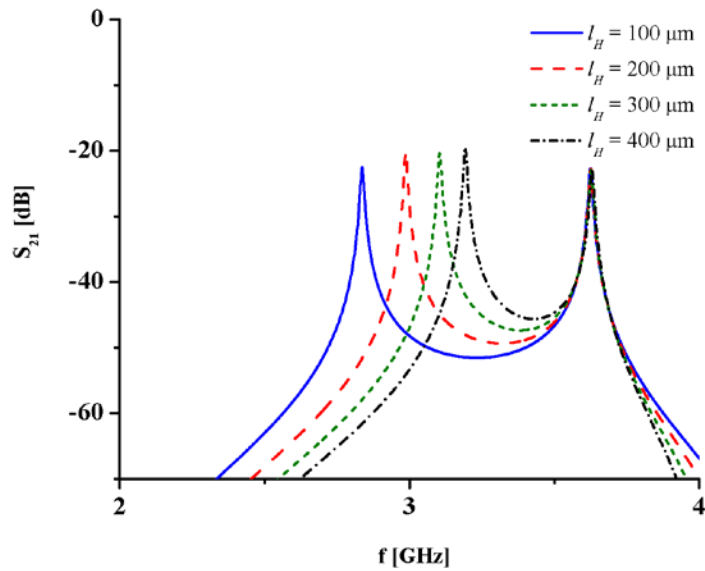
a kao u slučaju fork rezonatora uslov za rezonancu je  $AD = 1$ .

U prethodna dva izraza, ali i sa slike 9.2 uočava se da su obe rezonance dominantno određene dužinom  $\theta_H$ , ali da parna rezonanca zavisi i od induktivnosti

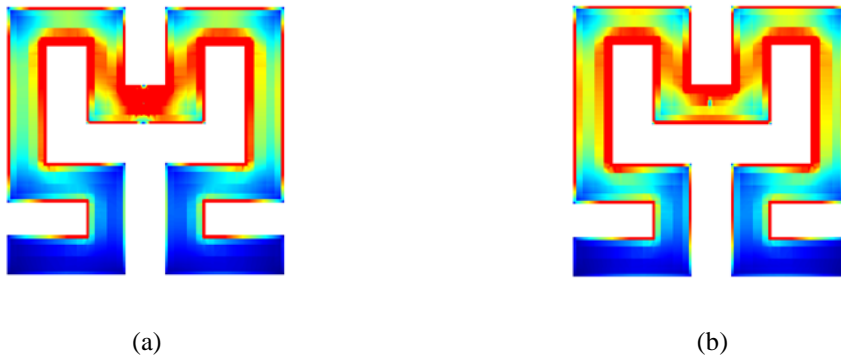
vie  $L_{viaH}$ . Samim tim, parna rezonanca se javlja na nižim učestanostima u odnosu na neparnu rezonancu.

Takođe, promena induktivnosti vie predstavlja mehanizam za nezavisnu kontrolu pozicije prve rezonance, a to je potvrđeno na slici 9.6. Ona prikazuje odzive Hilbertovog rezonatora za različite vrednosti  $L_{viaH}$ , tj.  $l_H$  i uočava se da variranjem  $l_H$  dolazi do pomeranja samo prve rezonantne učestanosti. Za parametre  $w_H$  i  $g_H$  u analiziranim primerima uzeta je vrednost 1.3 mm.

Slika 9.7 prikazuje raspodelu struja u Hilbertovom rezonatoru na prvoj i drugoj rezonantnoj učestanosti i ona ukazuje na to da se parna rezonanca javlja na nižim učestanostima u odnosu na neparnu.



Slika 9.6: Uticaj parametra  $l_H$  na odziv Hilbertovog rezonatora.



Slika 9.7: Raspodela struja u Hilbertovom rezonatoru na: (a) prvoj rezonantnoj učestanosti, (b) drugoj rezonantnoj učestanosti.

U glavi 7 diskutovano je da dodatni stepen slobode u projektovanju rezonatora na bazi Hilbertove fraktalne krive predstavlja mogućnost promene odnosa parametara  $w_H/g_H$ . Pokazano je da rezonator čije su širina provodne linije i rastojanje između njih jednake predstavlja najbolji kompromis između performansi i veličine rezonatora, pa će Hilbertov rezonator sa  $w_H = g_H$  biti korišćen u projektovanju tri-band filtera.

Iz prethodne analize može se zaključiti da predloženi rezonator pokazuje multi-mod prirodu ponašanja i da se njegove rezonantne učestanosti mogu nezavisno kontrolisati promenom određenih geometrijskih parametara. Ovakav rezonator je dobar kandidat za primenu u projektovanju multi-band filtera i u nastavku ove glave biće predstavljena dva tri-band filtra i diskutovane njihove karakteristike.

## 9.2 Tri-band filter propusnik opsega na bazi Hilbert-fork rezonatora

U ovom poglavlju biće predstavljen tri-band filter propusnik opsega za rad na učestanostima 2.4/3.5/5.2 GHz koji je baziran na predloženom Hilbert-fork rezonatoru. Biće prikazan način projektovanja filtra i analizirano njegovo ponašanje. Takođe, performanse filtra biće upoređene sa performansama drugih publikovanih tri-band filtera propusnika opsega.

### 9.2.1 Konfiguracija i projektovanje tri-band filtra propusnika opsega

U prethodnom poglavlju pokazano je da Hilbert-fork rezonator daje četiri rezonantna moda. S obzirom na to da su dimenzije Hilbertovog rezonatora veće od dimenzija fork rezonatora, dva moda Hilbertovog rezonatora javljaju se na nižim učestanostima u odnosu na modove fork rezonatora. Stoga će za realizaciju tri-band filtera biti korišćena dva moda Hilbertovog rezonatora i niži rezonantni mod fork rezonatora.

U prvom koraku projektovanja filtra potrebno je odrediti geometrijske parametre rezonatora koji će obezbediti rezonance na željenim učestanostima. Pozicija drugog propusnog opsega zavisi samo od dužine Hilbertovog rezonatora, pa se njegove dimenzije biraju tako da parametar  $\theta_H$  na željenoj učestanosti bude jednak  $90^\circ$ , izraz (9.3). S obzirom na to da je drugi propusni opseg pozicioniran na učestanosti 3.5 GHz, vrednosti  $w_H$  i  $g_H$  su na zadatoj podlozi određene da budu jednake 1.3 mm.

Prvi propusni opseg određen je dužinom Hilbertovog rezonatora i induktivnošću vie. Pošto su parametri  $w_H$  i  $g_H$  određeni u prethodnom koraku, određuju se dimenzije vie koje će obezbediti da prvi propusni opseg bude pozicioniran na 2.4 GHz. Proračunata vrednost  $l_H$  iznosi 200  $\mu\text{m}$ .

Treći propusni opseg daje niži rezonantni mod fork rezonatora i s obzirom na to da se viši mod fork rezonatora ne koristi, u ovom slučaju postoji više slobode u projektovanju. Dimenzije samog forka u najvećoj meri su diktirane dimenzijama Hilbertove fraktalne krive jer fork rezonator može da zauzme samo preostali deo *footprint*-a Hilbertovog rezonatora. Sprega između dva rezonatora je odabrana da bude najjača moguća u dostupnoj tehnologiji izrade, tj. procep  $g$  je određen da bude 0.1 mm, pa je samim tim  $w_F = 1.1$  mm.

U narednom koraku potrebno je odrediti parametre  $d_F$  i  $l_F$  koji će obezbediti da treći rezonantni mod bude pozicioniran na 5.2 GHz. Via dimenzije jednake ili veće od 400  $\mu\text{m}$  olakšava proces fabrikacije pa je  $l_H$  odabrano da bude 400  $\mu\text{m}$ . Ovaj izbor je određen i projektovanjem transmisionih nula o čemu će više reći biti u nastavku. Na kraju,  $d_F$  je proračunato da bude jednako 2.4 mm kako bi se dobio propusni opseg na 5.2 GHz.

Za realizaciju tri-band filtra korišćena su dva Hilbert-fork rezonatora koji su spregnuti preko procepa dimenzije  $s$ . Kako je već navedeno, između Hilbertovog i fork rezonatora postoji sprega koja utiče na osobine oba rezonatora. Takođe, filter se sastoji od dva rezonatora između kojih se javlja sprega pa je nakon formiranja filteraskog kola potrebno fino podešavanje određenih geometrijskih parametara kako bi se ostvarile željene karakteristike.

Na slici 9.8 prikazana je konfiguracija tri-band filtra propusnika opsega u kojoj su podešavani određeni geometrijski parametri kako bi se dobio željeni odziv. Uočava se da se via u Hilbertovom rezonatoru ne nalazi na centralnoj poziciji rezonatora već je ona pomerena za 0.7 mm. Na ovaj način podešavana je pozicija prvog propusnog opsega što nije imalo uticaj na drugi propusni opseg jer pomeraj od 0.7 mm značajnije ne narušava simetriju rezonatora.

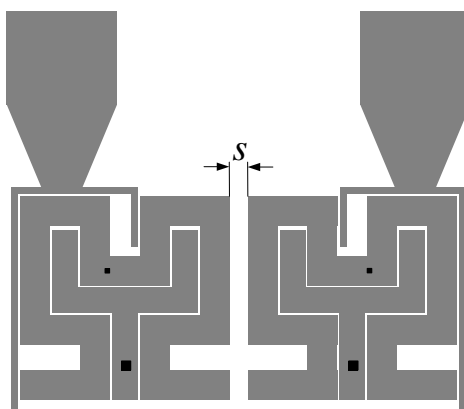
Takođe, radi podešavanja trećeg propusnog opsega pomerena je i via fork rezonatora, odnosno vrednost parametra  $d_F$  je povećana na 2.6 mm.

Širina propusnih opsega i uneseno slabljenje kontrolisani su procepom  $s$  ali i eksternim faktorom dobrote koji je određen konfiguracijom uvodnih linija i mestom gde se rezonatori sprežu sa njima. Takođe, uvodne linije imaju ulogu i u formiranju transmisionih nula.

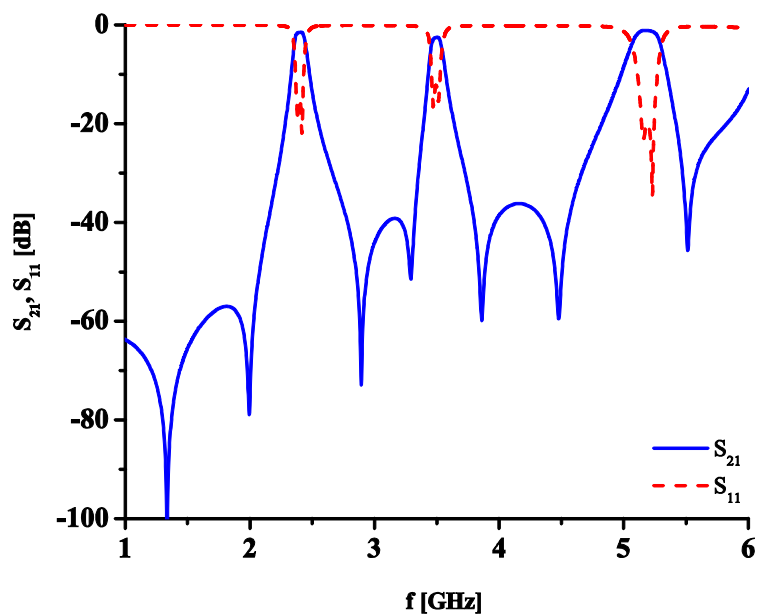
Odziv predloženog filtra prikazan je na slici 9.9, dok su u tabelama 9.1 i 9.2 date njegove konačne dimenzije odnosno karakteristike. Predloženi filter se karakteriše malim unesenim slabljenjima i dobrim povratnim gubicima. Njegove dimenzije čine ga najminijaturnijim do sada predloženim planarnim tri-band filtrom o čemu će više reći biti u jednom od narednih odeljaka. Takođe, on pokazuje izuzetnu selektivnost propusnih opsega što je postignuto sa čak sedam transmisionih nula.

Slično kao u strukturi iz prethodne glave, prisustvo via u filteru uzrokuje pojavu transmisionih nula. U ovom slučaju, čak pet transmisionih nula su posledica delovanja via. Kao što je pokazano, vie se ponašaju kao spregnuti induktori i na taj način formira se dodatna putanja signala koja kada je u kontrafazi sa glavnom

putanjem signala uzrokuje pojavu transmisionih nula. Pozicija ovako formiranih transmisionih nula dominantno je određena induktivnošću via kao i jačinom sprege između njih.



Slika 9.8: Konfiguracija predloženog tri-band filtra propusnika opsega.



Slika 9.9: Odziv predloženog tri-band filtra propusnika opsega.

Tabela 9.1: Geometrijski parametri tri-band filtra propusnika opsega

parametar	$w_H$	$g_H$	$l_H$	$l_F$	$w_F$	$d_F$	$g$	$s$
[mm]	1.3	1.3	0.2	0.4	1.1	2.6	0.1	0.8

## Glava 9 Tri-band filtar baziran na Hilbert-fork rezonatoru

Tabela 9.2: Karakteristike tri-band filtra propusnika opsega

	f [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	3 dB BW [MHz]	3 dB FBW [%]	ukupne dimenzije [ $\lambda_g \times \lambda_g$ ]
prvi propusni opseg	2.4	1.5	15	100	4.2	
drugi propusni opseg	3.5	2.54	13	100	2.9	0.21x0.11
treći propusni opseg	5.2	1.16	20	240	4.5	

Prve dve transmisione nule posledica su prisustva via u strukturi Hilbertovih rezonatora. Treća transmisiona nula javlja se zbog postojanja sporedne putanje signala u konfiguraciji filtra. Naime, usled savijanja Hilbertovog rezonatora u njemu se javlja sprega između krajeva rezonatora što obezbeđuje dodatnu putanju signala kroz filtar. Kada se faze signala koji se prostire glavnom putanjom i signala koji se prostire sporedenom putanjom razlikuju za  $180^\circ$  javlja se transmisiona nula.

Četvrta transmisiona nula posledica je delovanja via u fork rezonatorima. S obzirom na to da je induktivnost via u Hilbertovom rezonatoru veća nego induktivnost via u fork rezonatoru jasno je zašto vie u Hilbertovoj strukturi uzrokuju pojavu nula na nižim učestanostima. Dimenzije via u fork strukturi su odabrane da budu  $400\mu\text{m}$  jer se na taj način formira transmisiona nula između prvog i drugog propusnog opsega, a time se olakšava i fabrikacija strukture.

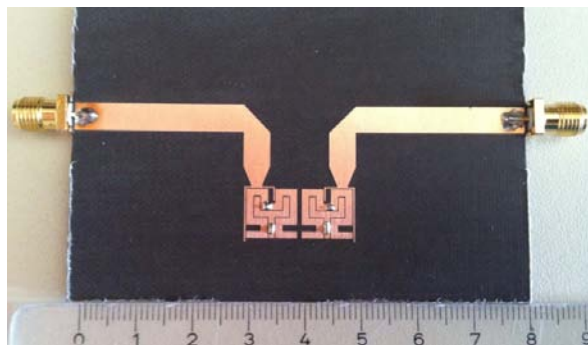
Pored sprega između via u samim Hilbertovima rezonatorima i fork rezonatorima, postoji i *cross-coupling* sprega između sve četiri vie i ona za rezultat daje petu i šestu transmisionu nulu. Sedma transmisiona nula se javlja pošto je u fork rezonatoru ispunjen uslov  $Y_{ineven} = Y_{inodd}$ .

Iz prethodnog izlaganja može se zaključiti da novi rezonator omogućava projektovanje veoma kompaktnog filtra sa odličnim performansama koji zbog konfiguracije i različitih sprega u njoj pokazuje izuzetnu selektivnost. Takođe, predloženi filtar se odlikuje i činjenicom da je pozicije propusnih opsega moguće nezavisno kontrolisati.

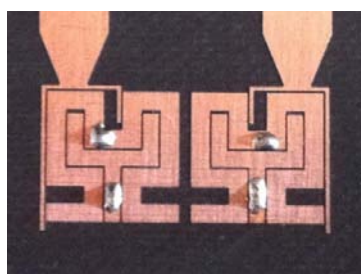
### 9.2.2 Fabrikacija i rezultati merenja

Za fabrikaciju predloženog tri-band filtra korišćena je standardna tehnologija štampanih ploča, a kolo je realizovano na podlozi Rogers RT/Duriod 5880 debljine  $1.575\text{ mm}$ .

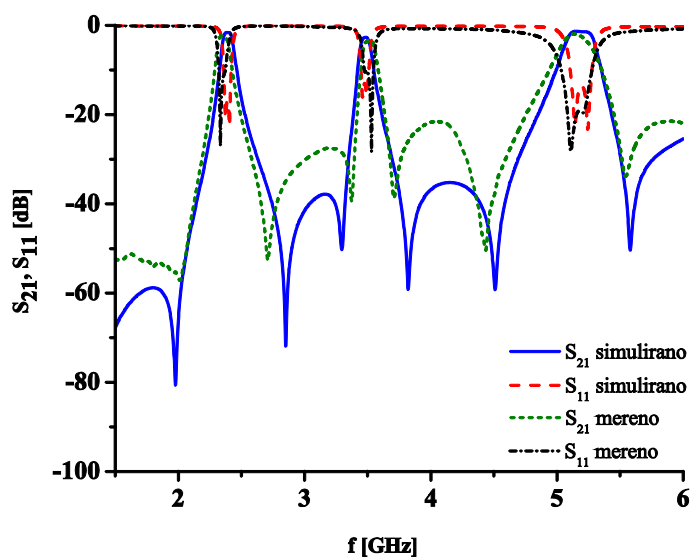
Slika 9.10(a) prikazuje fotografiju fabrikovanog kola, dok slika 9.10(c) pokazuje odzive simuliranog i merenog kola. Uočava se izuzetno dobro slaganje između simuliranog i merenog odziva.



(a)



(b)



(c)

Slika 9.10: Tri-band filtar propusnik opsega: (a) fotografija fabrikovanog kola, (b) uveličan detalj fotografije pod (a), (c) poređenje odziva simuliranog i fabrikovanog kola.



U tabeli 9.3 date su karakteristike simuliranog i fabrikovanog kola i ona takođe potvrđuje izuzetno dobro slaganje simuliranih i merenih rezultata.

### 9.2.3 Poređenje sa drugim publikovanim tri-band filtrima

Predloženi tri-band filtar projektovan je da radi na učestanostima od 2.4, 3.5 i 5.2 GHz. Kao što je navedeno u prethodnoj glavi, većina do sada predloženih tri-band filtara projektovana je da radi na istim učestanostima. U tabeli 9.4 upoređene su karakteristike predloženog filtra sa karakteristikama drugih tri-band filtara koji predstavljaju najbolje do sada publikovane tri-band strukture.

Predloženi filtar pokazuje mala unesena slabljenja u sva tri propusna opsega, 1.5, 2.54 i 1.16 dB, dobre povratne gubitke, odličnu selektivnost i veoma kompaktne dimenzije od samo  $0.22\lambda_g \times 0.11\lambda_g$ .

U odnosu na druge konfiguracije predloženi filtar pokazuje slične karakteristike kada su u pitanju unesena slabljenja i povratni gubici. Međutim, predloženi filtar ima najkompaktnije dimenzije od svih do sada predloženih tri-band filtara i uz to ima izuzetno dobru selektivnost propusnih opsega.

U poređenju sa strukturom prikazanom u prethodnoj glavi, ovaj filtar ima nešto manje dimenzije ali i bolju selektivnost trećeg propusnog opsega.

Može se zaključiti da struktura predložena u ovoj glavi predstavlja najkompaktniji do sada predloženi planarni tri-band filtar sa izuzetno dobrim performansama ali i mogućnošću nezavisne kontrole pozicija propusnih opsega.

## 9.3 Tri-band filtar nepropusnik opsega na bazi Hilbert-fork rezonatora

U ovom poglavlju biće pokazano da se predloženi rezonator može iskoristiti i za projektovanje filtra nepropusnika opsega. Predloženi filtar nepropusnik opsega projektovan je za rad na 2.4/3.5/5.2 GHz i u nastavku će biti analizirano njegovo ponašanje i karakteristike.

Tabela 9.3: Karakteristike simuliranog i fabrikovanog kola tri-band filtra propusnika opsega

	$f_1/f_2/f_3$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	3 dB BW [MHz]	3 dB FBW [%]
simulirano kolo	2.4/3.5/5.2	1.5/2.54/1.16	15/13/20	100/100/240	4.2/2.9/4.5
fabrikovano kolo	2.36/3.51/5.14	2.3/3/1.9	18/13/14	110/120/270	4.6/3.43/5.25

Tabela 9.4: Poređenje predloženog filtra sa drugim tri-band filterima

	$f_1/f_2/f_3$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	transmisionone nule	dimenzije [ $\lambda_g \times \lambda_g$ ]	3 dB FBW [%]
predloženi filter	2.4/3.5/5.2	1.5/2.54/1.16	15/13/20	7	0.21x0.11	4.2/2.9/4.5
[141]	2.4/4.8/7.2	1.7/0.9/0.7	15/23/18	5	0.37x0.36	5.3/6.3/8.7
[144]	1.5/2.4/3.5	0.77/1.51/1.8	31/29/28	6	0.35x0.25	12.5/8/6
[149]	2.4/3.5/5.25	1.2/1.1/1.5	16.5/18/14.5	6	0.27x0.21	5/3.7/4.2
[150]	2.4/3.5/5.8	0.8/1.6/1.8	18/16/21	6	0.37x0.297	7.59/5.9/3.7
[151]	1.57/2.4/3.5	1.6/1.5/2.3	9/18.9/13.5	5	0.39x0.35	5.2/3.8/4.6
[156]	2.4/3.5/5.25	2/2.4/1.7	18/16/13	5	0.27x0.25	2.5/1.7/5
[157]	1.8/2.5/3	0.9/1.6/0.8	21/16/17	5	0.27x0.22	5.55/4.17/6.67
[160]	2.4/3.5/5.25	1.9/1.42/1.51	14.3/15/16.8	4	0.205x0.117	6.2/12.2/11.8
[162]	2.4/3.5/5.7	1/1.2/1.5	18.5/25/20	5	0.26x0.22	9.2/6.3/4.2

### 9.3.1 Konfiguracija i projektovanje tri-band filtra nepropusnika opsega

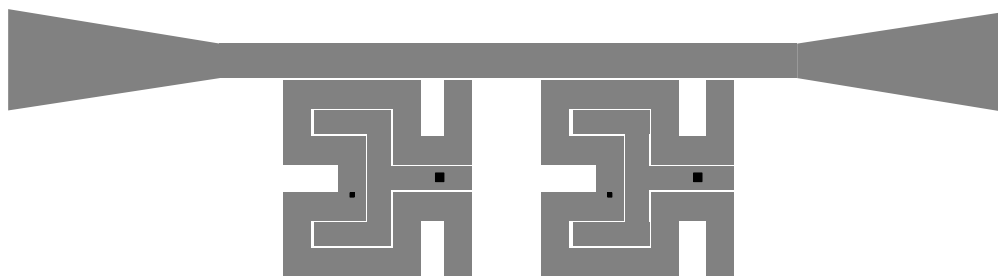
Projektovanje tri-band filtra nepropusnika opsega veoma je slično projektovanju filtra propusnika opsega. U prvom koraku potrebno je odrediti dimenzije rezonatora koje će dati rezonance na željenim učestanostima. S obzirom na to da filter nepropusnik opsega radi na istim učestanostima kao i filter propusnik opsega, inicijalni Hilbert-fork rezonator je identičan onom predstavljenom u prethodnom poglavlju.

Međutim, struktura sprezanja rezonatora sa provodnom linijom u filteru nepropusniku opsega drugačija je nego kod filtra propusnika opsega pa je optimizacija geometrijskih parametara u filteru nepropusniku opsega za rezultat dala rezonatore koji se od onih predstavljenih u prethodnom poglavlju razlikuju po parametru  $d_F$  - njegova vrednost u ovom slučaju je 2.3 mm.

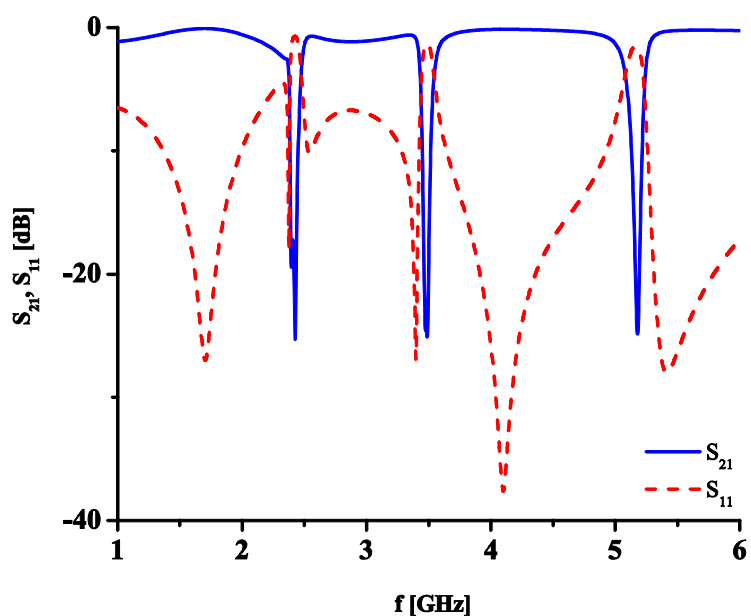
Konfiguracija konačnog tri-band filtra nepropusnika opsega prikazana je na slici 9.11. Filter se sastoji od dva rezonatora koji su sa mikrostrip linijom spregnuti procesom od 0.1 mm, dok je rastojanje između njih jednako 3.3 mm.

Odziv filtra prikazan je na slici 9.12, a njegove karakteristike su date u tabeli 9.5. Filter se odlikuje odličnim unesenim slabljenjima od 17.23, 24.6 i 24.84 dB i veoma kompaktnim dimenzijama od  $0.22\lambda_g \times 0.1\lambda_g$ .

U dosadašnjoj literaturi nije predložen nijedan tri-band filter nepropusnik opsega koji radi na učestanostima 2.4/3.5/5.2 GHz. Takođe, jedini do sada publikovani tri-band filteri predloženi su u [195-197] i u poređenju sa filtrom predloženim u ovoj glavi imaju značajno lošije performanse.



Slika 9.11: Konfiguracija predloženog tri-band filtra nepropusnika opsega.



Slika 9.12: Odziv predloženog tri-band filtra nepropusnika opsega.

Tabela 9.5: Karakteristike tri-band filtra nepropusnika opsega

	$f$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	10 dB BW [MHz]	10 dB FBW [%]	ukupne dimenzije [ $\lambda_g \times \lambda_g$ ]
prvi propusni opseg	2.4	17.23	0.79	80	3.33	
drugi propusni opseg	3.5	24.6	1.36	85	2.43	0.22x0.1
treći propusni opseg	5.2	24.84	1.58	130	2.5	

### 9.3.2 Fabrikacija i rezultati merenja

Kao i filtar propusnik opsega i ovaj filtar je fabrikovan u standardnoj tehnologiji štampanih ploča na podlozi Rogers RT/Duriod 5880 debljine 1.575 mm.

Slika 9.13(a) prikazuje fotografiju fabrikovanog kola, dok slika 9.13(c) pokazuje odzive simuliranog i merenog kola. Uočava se izuzetno dobro slaganje između simuliranog i merenog odziva.

U tabeli 9.6 date su karakteristike simuliranog i fabrikovanog kola i ona takođe potvrđuje izuzetno dobro slaganje simuliranih i merenih rezultata.

## 9.4 Zaključak

U ovoj glavi predstavljen je novi multi-mod rezonator koji se sastoji od dva dual-mod rezonatora. Jedan dual-mod rezonator baziran je na Hilbertovoj fraktalnoj krivoj drugog reda, dok drugi rezonator ima oblik viljuške i pozicioniran je tako da popunjava preostali deo *footprint*-a Hilbertovog rezonatora. Oba rezonatora su uzemljena čime se dobija na kompaktnosti strukture.

Metodom parne i neparne pobude analizirano je ponašanje oba rezonatora i pokazano je da se pozicije rezonantnih modova mogu nezavisno kontrolisati.

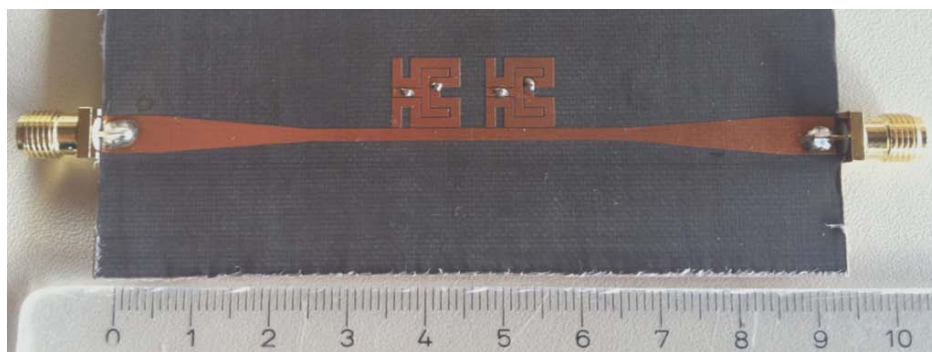
Korišćenjem predloženog rezonatora realizovani su tri-band filtri propusnici i nepropusnici opsega za rad na učestanostima 2.4/3.5/5.2 GHz. Predstavljen je detaljan pristup projektovanju tri-band filtara. Oba filtra realizovana su sa dva Hilbert-fork rezonatora.

Zahvaljujući konfiguraciji i različitim spregama u njoj predloženi filtar propusnik opega karakteriše se izuzetno dobrim performansama i veoma kompaktnim dimenzijama. U poređenju sa drugim tri-band konfiguracijama predložena struktura je najminijaturniji planarni tri-band filtar koji uz to ima značajno bolju selektivnost od svih ostalih filtara ali i mogućnost nezavisne kontrole propusnih opsega.

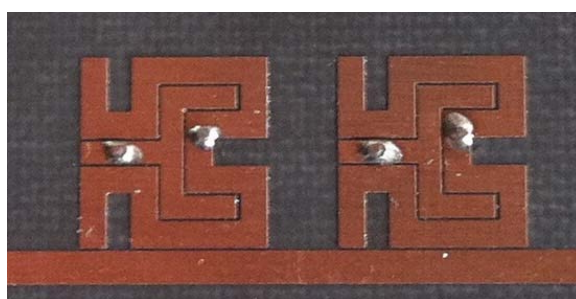
Predloženi tri-band filtar nepropusnik opsega se takođe odlikuje veoma dobrim karakteristikama i on predstavlja prvi do sada predloženi tri-band filtar nepropusnik opsega za rad na 2.4/3.5/5.2 GHz.

Tabela 9.6: Karakteristike simuliranog i fabrikovanog kola tri-band filtra nepropusnika opsega

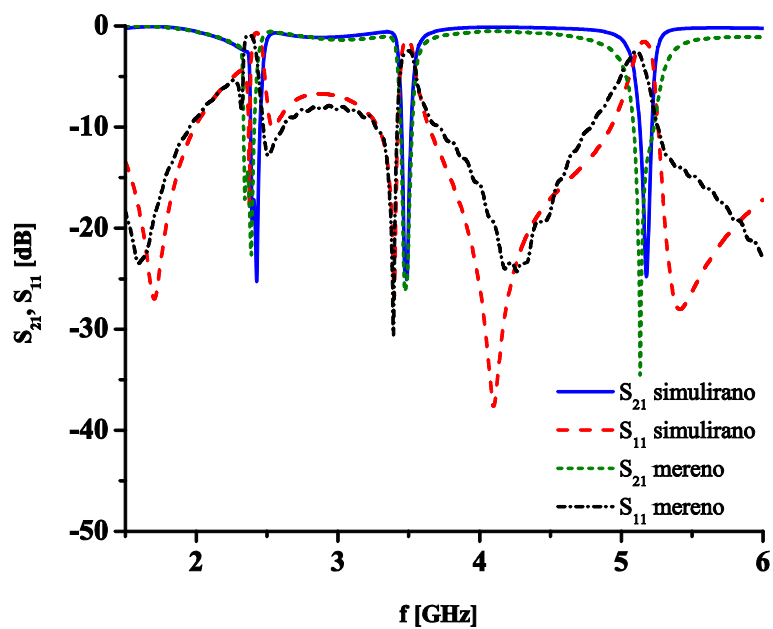
	$f_1/f_2/f_3$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	10 dB BW [MHz]	10 dB FBW [%]
simulirano kolo	2.4/3.5/5.2	17.23/24.6/24.48	0.79/1.36/1.58	80/85/130	3.33/2.43/2.5
fabrikovano kolo	2.36/3.48/5.19	14.4/26.3/34.6	2/2.9/3.7	85/85/145	3.6/2.43/2.79



(a)



(b)



(c)

Slika 9.13: Tri-band filtar nepropusnik opsega: (a) fotografija fabrikovanog kola, (b) uveličan detalj fotografije pod (a), (c) poređenje odziva simuliranog i fabrikovanog kola.

## *Glava 9 Tri-band filter baziran na Hilbert-fork rezonatoru*

Oba filtra fabrikovana su u standardnoj tehnologiji štampanih ploča i poređenje simuliranih i merenih odziva u slučaju oba filtra pokazalo je veoma dobro slaganje između rezultata.

## Glava 10

### Zaključak

---

Brz razvoj bežičnih komunikacionih sistema uslovio je potrebu za stalnim unapređenjem mikrotalasnih komponenti kao što su rezonatori i filtri. Istovremeno, zbog sve manjeg broja slobodnih učestanosti u spektru, pred filtre je postavljen i zahtev u vidu mogućnosti rada na više učestanosti koje međusobno ne predstavljaju harmonike.

Stoga je poslednjih godina značajna pažnja posvećena razvoju kompaktnih multi-band filtara sa visokim performansama. Međutim, male dimenzije i visoke performanse koje je potrebno realizovati u više propusnih opsega predstavljaju kontradiktorne zahteve pa je projektovanje ovakvih filtara izuzetno zahtevan zadatak.

Cilj istraživanja sprovedenih u okviru ove disertacije bio je otkrivanje novih konfiguracija dual-band i tri-band filtara koji mogu istovremeno da odgovore na sve zahteve koje pred njih postavljaju savremeni bežični sistemi, a to su dobre performanse kao i kompaktne dimenzije.

U ovoj disertaciji predstavljeno je pet novih multi-band filtarskih struktura u kojima su primenjene različite metode za projektovanje i različiti pristupi za minijaturizaciju filtarskih kola. Disertacija je obuhvatila projektovanje uz pomoć računara (CAD), simulaciju i optimizaciju novih filtara, kao i detaljnu analizu njihovog ponašanja. Takođe, disertacijom su obuhvaćeni i fabrikacija struktura, merenje odziva fabrikovanih kola i analiza dobijenih rezultata. Projektovanje filtara urađeno je u programskim paketima *HFSS* ver. 9, *CST Studio 2011*, *Microwave Office 2008* i *Sonnet* ver. 13. dok su za njihovu fabrikaciju korišćene LTCC i PCB tehnologija.

Za projektovanje predloženih filtara korišćena su dva pristupa - prvi pristup podrazumeva realizaciju multi-band odziva pomoću dva odnosno tri singl-band filtra, dok se drugi pristup oslanja na dual-mod rezonatore. Kada su u pitanju metode za minijaturizaciju filtara koje su primenjene u istraživanjima, u tri predložene strukture korišćena je Hilbertova fraktalna kriva dok su u preostale dve strukture korišćeni savijeni  $\lambda/4$  rezonatori koji su dvostruko kraći od konvencionalnih  $\lambda/2$  rezonatora.

Vodeći se idejom da višeslojne strukture omogućavaju minijaturizaciju filtarskog kola predložen je i rezonator na bazi trodimenzionalne Hilbertove fraktalne krive [182]. Predloženi rezonator se sastoji od četiri provodna i pet dielektričnih slojeva i u suštini predstavlja konvencionalni  $\lambda/2$  rezonator. Međutim, pokazano je da

se promenom debljine dielektričnih slojeva pozicije prva dva rezonantna moda mogu nezavisno kontrolisati. Samim tim, 3-D Hilbertov rezonator predstavlja dual-mod strukturu koja je iskorišćena za realizaciju veoma kompaktnog dual-band filtra.

Na osnovu detaljne analize, za fabrikaciju je odabrana struktura koja je pokazala najbolje karakteristike i ona je fabrikovana u LTCC tehnologiji. Poređenje odziva fabrikovanog i simuliranog kola pokazalo je dobro slaganje između merenih i simuliranih rezultata čime je potvrđeno da LTCC tehnologija predstavlja veoma pouzdanu tehnologiju koja omogućava projektovanje i fabrikaciju složenih kola.

U poređenju sa drugim, ne samo planarnim već i filtrima realizovanim u LTCC tehnologiji, predloženi filter sa dimenzijama od  $0.038\lambda_g \times 0.038\lambda_g \times 0.038\lambda_g$  predstavlja najkompaktniju dual-band strukturu. Pored toga, filter pokazuje dobre performanse i odlikuje se nezavisnom kontrolom propusnih opsega.

Dual-mod rezonatori i Hilbertova fraktalna kriva iskorišćeni su i za realizaciju dva kompaktna planarna dual-band filtra za rad na učestanostima 2.4/3.5 GHz [187]. Pokazano je da predloženi rezonator koji se sastoji od dve serijski povezane Hilbertove fraktalne krive drugog reda omogućava nezavisnu kontrolu rezonantnih učestanosti zahvaljujući svojoj specifičnoj konfiguraciji.

Na bazi predloženog rezonatora realizovana su dva filtra koja se karakterišu malim unesenim slabljenjima, dobrom selektivnošću i kompaktnim dimenzijama. Pokazano je da u poređenju sa drugim dual-band strukturama projektovanim za rad na 2.4/3.5 GHz predloženi filteri pokazuju slične osobine ali i da imaju značajnu prednost koja se ogleda u činjenici da se pozicije propusnih opsega mogu nezavisno kontrolisati kao i u činjenici da su ova filterarska kola planarna pa je njihova fabrikacija veoma jednostavna jer ne zahteva višeslojnu strukturu, ali ni korišćenje via.

Savijanjem konvencionalnih  $\lambda/4$  rezonatora i primenom metode koja podrazumeva korišćenje dva singl-band filtra predložen je veoma jednostavan postupak za projektovanje dual-band filtra [191] na osnovu kojeg je projektovana dual-band struktura za rad na učestanostima 2.4/3.5 GHz. Pored malih unesenih slabljenja i odličnih povratnih gubitaka, realizovani filter se karakteriše odličnom selektivnošću što je rezultat četiri transmisiona nule koje se javljaju u odzivu.

U poređenju sa drugim dual-band filtrima pokazano je da predloženi filter predstavlja najmanji do sada objavljeni planarni dual-band filter koji radi na 2.4/3.5 GHz koji se uz to karakteriše odličnim performansama i mogućnošću nezavisne kontrole propusnih opsega.

Takođe, radi ilustracije primenljivosti predloženog postupka realizovan je dual-band filter četvrtog reda koji radi na 2.4/3.5 GHz kao i filter drugog reda za rad na učestanostima 3.5/5.2 GHz i oba filtra takođe pokazuju izuzetne performanse.

Uvođenjem novog segmenta u strukturu predloženog dual-band filtra, formira se par  $\lambda/2$  rezonatora koji daju još jedan propusni opseg pa takva struktura predstavlja tri-band filter [192]. Na osnovu predloženog pristupa projektovan je tri-band filter za



rad na 2.4/3.5/5.2 GHz. U poređenju sa drugim tri-band filtrima zaključeno je da predloženi filter predstavlja najkompaktniji tri-band filter objavljen do danas, koji se u isto vreme karakteriše odličnim performansama i mogućnošću nezavisne kontrole propusnih opsega.

Kao poslednja nova multi-band konfiguracija prikazana je tri-band struktura bazirana na Hilbert-fork rezonatoru - multi-mod strukturi koja se sastoji od dva dual-mod rezonatora [194]. Jedan dual-mod rezonator baziran je na Hilbertovoj fraktalnoj krivoj drugog reda, dok drugi rezonator ima oblik viljuške i pozicioniran je tako da popunjava nemetalizovani deo Hilbertovog rezonatora čime se dobija na kompaktnosti strukture. Pokazano je da se pozicije rezonantnih modova Hilbert-fork rezonatora mogu nezavisno kontrolisati.

Korišćenjem dva moda Hilbertovog rezonatora i prvog moda fork rezonatora realizovani su tri-band filtri propusnici i nepropusnici opsega za rad na učestanostima 2.4/3.5/5.2 GHz. Zahvaljujući konfiguraciji i različitim spregama u njoj, predloženi filter propusnik opega karakteriše se izuzetno dobrim performansama i veoma kompaktnim dimenzijama. U poređenju sa drugim tri-band konfiguracijama predložena struktura predstavlja najmanji planarni tri-band filter koji uz to ima značajno bolju selektivnost od svih ostalih filtera ali i mogućnost nezavisne kontrole propusnih opsega. Predloženi tri-band filter nepropusnik opsega se takođe odlikuje veoma dobrim karakteristikama i on predstavlja prvi do sada predloženi tri-band filter nepropusnik opsega za rad na 2.4/3.5/5.2 GHz.

Predložene ideje za realizaciju planarnih filtera mogu da nađu primenu u projektovanju filtera sa drugačijom arhitekturom (na primer korišćenjem koplanarnih talasovoda) i uz pomoć različitih tehnologija fabrikacije (na primer *Liquide Crystal Polimer*, LCP), čime bi se određene performanse predloženih filtera mogle dodatno poboljšati.

Takođe, predloženi pristupi za realizaciju multi-band filtera kao i metode za minijaturizaciju imaju u određenoj meri univerzalni karakter kada su u pitanju planarne strukture. Drugim rečima, oni imaju potencijal za primenu u pasivnim kolima drugačije namene kao što su na primer delitelji snage i spreznici od kojih se slično kao u slučaju filtera zahteva da imaju dobre performanse a da pritom rade na više učestanosti. Stoga će deo budućih istraživanja biti fokusiran i na istraživanje kompaktnih multi-band delitelja snage i spreznika, kao i na primenu iskustava stečenih u multi-band filterarskim strukturama na projektovanje drugih pasivnih kola.

S obzirom na to da su neki od predloženih filtera realizovani korišćenjem multi-mod rezonatora biće razmatrana i mogućnost primene predloženih struktura u širokopojasnim filtrima kao i u *common-mode suppression* filtrima u kojima multi-mod strukture nalaze široku primenu.

S obzirom na to da se predloženi multi-band filtri kola koriste u svim komercijalnim bežičnim uređajima kao sto su mobilni telefoni, prenosivi računari i uređaji za navigaciju, u daljem radu biće razmatrana i mogućnost komercijalizacije

predloženih kola. Pod tim se podrazumeva ispitivanje ponovljivosti izrade kola i njihovog ponašanja u realnom okruženju, ali i njihova dodatna optimizacija kako bi sa uspehom ona odgovorila zahtevima rada u realnom okruženju.

## **Dodatak A**

### **Dijagrami i tabele sa vrednostima elemenata za projektovanje filtara sa Čebiševljevim i maksimalno ravnim odzivom**

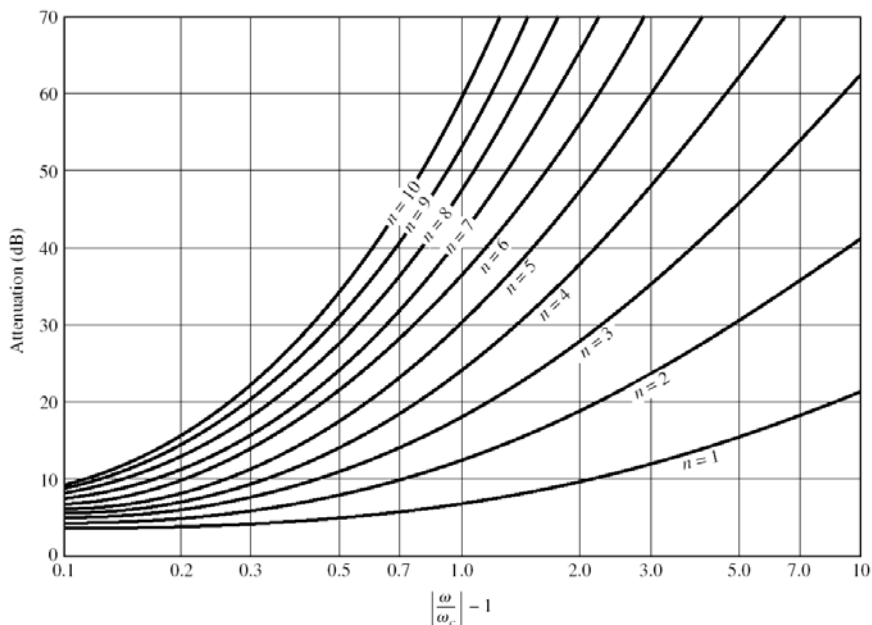
---

U ovom dodatku dati su dijagrami za projektovanje i tabele sa vrednostima elemenata niskopropusnih prototipova filtara sa Čebiševljevim i maksimalno ravnim odzivom.

Dijagrami za projektovanje služe da se na osnovu specificiranih centralne učestanosti, učestanosti odsecanja i slabljenja u nepropusnom opsegu odredi red filtra potreban za realizaciju zadate filtarske funkcije. Na slikama A.1, A.2 i A.3 prikazani su dijagrami za projektovanje filtra sa maksimalno ravnom karakteristikom i filtara sa Čebiševljevom karakteristikom za nivo talasanja od 0.5 dB i 3 dB u propusnom opsegu. Važno je uočiti da ovi dijagrami predstavljaju slabljenje u nepropusnom opsegu u funkciji normalizovanih učestanosti.

U tabelama A.1, A.2 i A.3 date su vrednosti elemenata niskopropusnih prototipova Čebiševljevog i Batervortovog filtra. Na osnovu njih i izraza navedenih u glavi 2 izračunavaju se vrednosti elemenata u konačnim filtarskim konfiguracijama.

*Dodatak A Dijagrami i tabele sa vrednostima elemenata za projektovanje filtera sa Čebiševljevim i maksimalno ravnim odzivom*

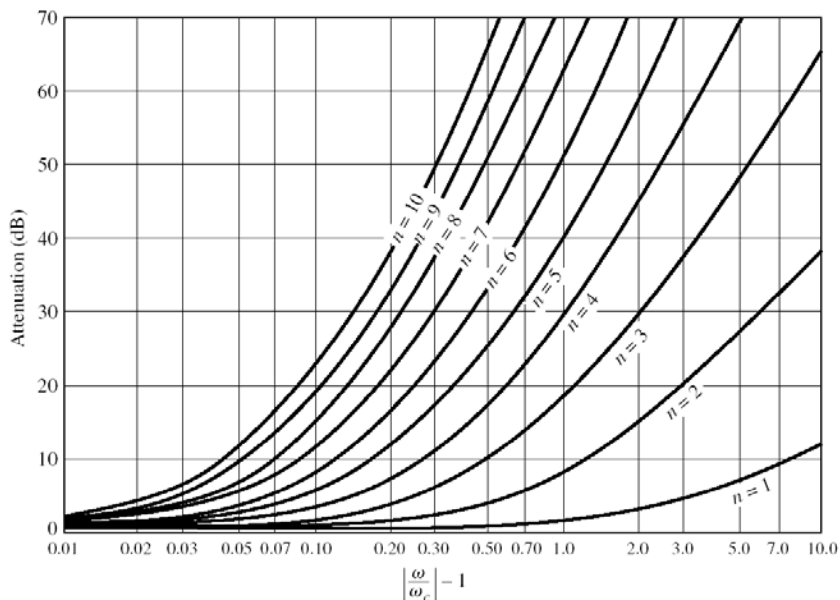


Slika A.1: Dijagram za projektovanje filtera sa maksimalno ravnim karakteristikom

Tabela A.1: Vrednosti elemenata niskopropusnog prototipa filtera sa maksimalno ravnim karakteristikom

$N$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$	$g_{11}$
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	0.6180	2.0000	0.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

*Dodatak A Dijagrami i tabele sa vrednostima elemenata za projektovanje filtera sa Čebiševljevim i maksimalno ravnim odzivom*

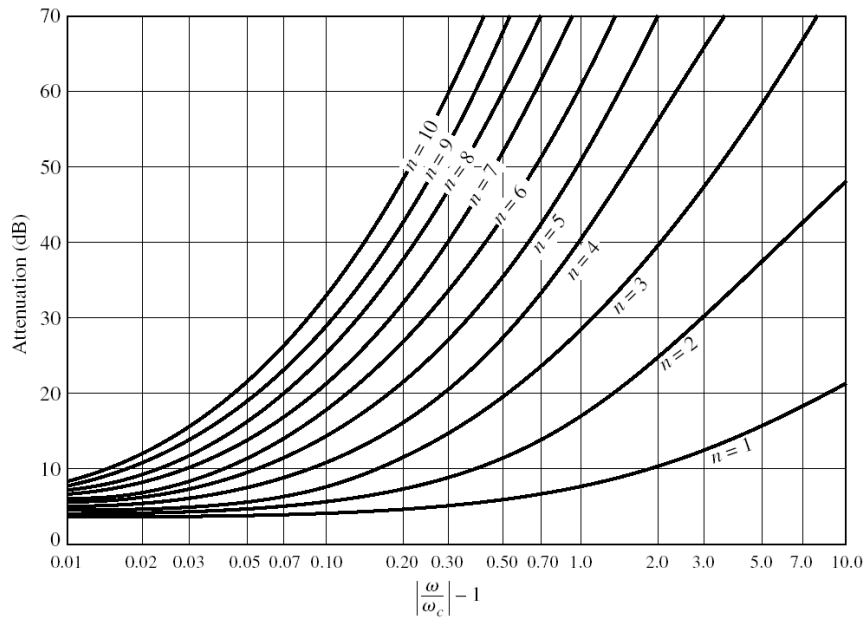


Slika A.2: Dijagram za projektovanje filtera sa Čebiševljevim karakteristikom (talasanje u propusnom opsegu 0.5 dB)

Tabela A.2: Vrednosti elemenata niskopropusnog prototipa filtera sa Čebiševljevim karakteristikom (talasanje u propusnom opsegu 0.5 dB)

$N$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$	$g_{11}$
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6946	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7329	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

*Dodatak A Dijagrami i tabele sa vrednostima elemenata za projektovanje filtera sa Čebiševljevim i maksimalno ravnim odzivom*



Slika A.3: Dijagram za projektovanje filtera sa Čebiševljevim karakteristikom (talasanje u propusnom opsegu 3 dB)

Tabela A.3: Vrednosti elemenata niskopropusnog prototipa filtera sa Čebiševljevim karakteristikom (talasanje u propusnom opsegu 3 dB)

$N$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$	$g_{11}$
1	1.9953	1.0000									
2	3.1013	0.5339	5.8095								
3	3.3487	0.7117	3.3487	1.0000							
4	3.4389	0.7483	4.3471	0.5920	5.8095						
5	3.4817	0.7618	4.5381	0.7618	3.4817	1.0000					
6	3.5045	0.7685	4.6061	0.7929	4.4641	0.6033	5.8095				
7	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1.0000			
8	3.5277	0.7745	4.6575	0.8089	4.6990	0.8018	4.4990	0.6073	5.8095		
9	3.5340	0.7760	4.6692	0.8118	4.7272	0.8118	4.6692	0.7760	3.5340	1.0000	
10	3.5384	0.7771	4.6768	0.8136	4.7425	0.8164	4.7260	0.8051	4.5142	0.6091	5.8095

## **Dodatak B**

### **Podaci proizvođača DuPont za korišćene dielektrične i provodne materijale**

---

U ovom prilogu dati su podaci proizvođača DuPont koji se odnose na provodne i dielektrične materijale korišćene u fabricaciji 3-D Hilbertovog rezonatora.

*Dodatak B Podaci proizvođača DuPont za korišćene dielektrične i provodne materijale*

DuPont Microcircuit Materials

## 951 Green Tape™

Thick Film Composition

All values reported here are results of experiments in our laboratories intended to illustrate product performance potential with a given experimental design. They are not intended to represent the product's specifications.

### Product Description

951 Green Tape™ is a low-temperature cofired ceramic tape. The 951 system comprises a complete cofireable family of Au and Ag metallizations, buried passives, and encapsulants. 951 is available in multiple thicknesses and is designed for use as an insulating layer in:

- Multichip modules
- Single chip packages
- Ceramic printed wiring boards
- RF modules

The 951C2, 951PT, 951P2 and 951PX products are provided on a base film with improved punching characteristics. Tape performance properties are not affected by base film type.

### Product Benefits

When used with compatible metallizations, 951 offers the following benefits:

- Component integration – buried resistors, capacitors, and inductors
- Hermetic packaging
- Low temperature brazing
- Cavities
- High density interconnections
- Cofire processing and re-fire stability

### Processing

#### Design

For detailed recommendations on use of 951 Green Tape™, see the 951 Green Tape™ Design Guide. For compatible metallizations and their recommended use see the 951 Product Selector Guide.

#### System Capability

The 951 Green Tape™ system is designed to deliver line and space resolution of 100 μm, via diameters of 100 μm, and maximum layer counts in excess of 100.

### Typical Tape Properties

#### Physical

Unfired Thickness (μm)	50 ± 3 (951C2)
	114 ± 8 (951PT/951AT)
	165 ± 11 (951P2/951A2)
	254 ± 13 (951PX/951AX)

X, Y Shrinkage (%)	12.7 ± 0.3
--------------------	------------

Z Shrinkage (%)	15 ± 0.5
-----------------	----------

TCE(25 to 300°C), ppm/°C	5.8
--------------------------	-----

Density (g/cm <sup>3</sup> )	3.1
------------------------------	-----

Camber, inch/inch	Conforms to setter
-------------------	--------------------

Surface Roughness, μm	<0.34
-----------------------	-------

Thermal Conductivity, W/m-K	3.3
-----------------------------	-----

Flexural Strength*, MPa	320
-------------------------	-----

Young's Modulus, GPa	120
----------------------	-----

#### Electrical

Dielectric constant @ 3 GHz	7.8
-----------------------------	-----

Loss Tangent @ 3 GHz	0.006
----------------------	-------

Insulation resistance at 100VDC, Ω	>10 <sup>12</sup>
------------------------------------	-------------------

Breakdown voltage, V/μm	>1000/25
-------------------------	----------

\* Four point bend

### Printing

Following blanking and preconditioning of 951 green sheets, print compatible compositions directly onto unfired 951 Green Tape™ using thick film printing methods and a vacuum stone or other support structure that uniformly distributes vacuum. Follow specific printing and drying recommendations described on individual composition product data sheets.

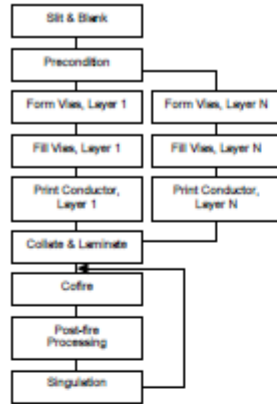
### Inspection

Inspect via, conductor and other prints prior to collation and lamination.



*Dodatak B Podaci proizvođača DuPont za korišćene dielektrične i provodne materijale*

**Typical Process Flow**



**Lamination and Firing**

Laminate multiple sheets of 951 Green Tape™ according to processing parameters detailed in the DuPont™ 951 Green Tape™ Design Guide. Recommended parameters for lamination are 3000 psi at 70°C for 10 minutes. Cofire laminates of 951 using the recommended firing profile and a belt or box furnace.

**Post-fire Processing**

Print compatible compositions onto cofired substrate surface and refire.

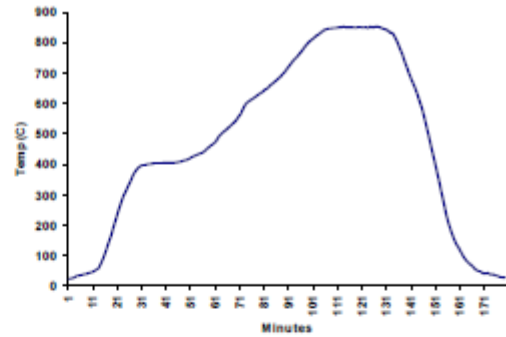
**Singulation**

Singulate multi-up substrates either in the green state using a hot-knife or after cofire using either a diamond saw (preferred) or laser scribe.

**Storage and Shelf Life**

Tape rolls, or boxes of sheeted tape, should be stored tightly sealed in a clean, stable

**Recommended Firing Profile**



environment at room temperature (<25°C). Shelf life of material in unopened containers is six months.

**Safety and Handling**

DuPont dielectric tapes are intended for use in an industrial environment by trained personnel. Users should comply with all appropriate health and safety regulations regarding storage, handling, and processing of such materials. 951 contains organic solvent and materials. The following precautions should be taken when handling 951:

- Use with adequate ventilation
- Avoid prolonged breathing of vapor
- If contact with skin occurs, wash affected area immediately with soap and water
- Dangerous if swallowed – DO NOT CONSUME.
- Refer to MSDS for additional details.

United States	Europe	Japan
DuPont Microcircuit Materials	DuPont (UK) Limited	DuPont Kabushiki Kaisha
14 T.W. Alexander Drive	DuPont Microcircuit Materials	ARCO Tower
Research Triangle Park, NC 27709	Coldharbour Lane	8-1, Shimomeguro 1-Chome
Tel.: 800-284-3382	Bristol BS16 1QD	Meguro-ku, Tokyo 153-0064
	England	Japan
	Tel.: 44-117-931-1444	Tel.: 81-35-434-6573

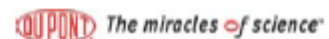
Visit our website at: <http://www.dupont.com/mcm>

The information given herein is based on data believed to be reliable, but DuPont makes no warranties express or implied as to its accuracy and assumes no liability arising out of its use by others. This publication is not to be taken as a license to operate under, or recommendation to infringe, any patent.

Caution: Do Not use in medical applications involving permanent implantation in the human body. For other medical applications, see "DuPont Medical Caution Statement," H-50102

Copyright © 2001 E.I. DuPont de Nemours and Company. All right reserved.

MCM951 (903) Printed in U.S.A.



DuPont Microcircuit Materials

## 6142D Ag Cofireable Conductor DuPont™ 951 Green Tape™ System

Thick Film Composition

All values reported here are results of experiments in our laboratories intended to illustrate product performance potential with a given experimental design. They are not intended to represent the product's specifications.

### Product Description

6142D is a Ag conductor compatible with 951 Green Tape™. 6142D is ideally suited to formation of internal or external signal lines and capacitor electrodes.

### Product Benefits

When used with 951 Green Tape™ and compatible via fill pastes, 6142D offers the following benefits:

- Low cost, high conductivity metallization
- High circuit density
- Cofire processing

### Processing

#### Design

For detailed recommendations on use of 951 Green Tape™ and conductors such as 6142D, see the 951 Green Tape™ Design Guide and 951 Green Tape™ Product Data Sheet. For compatible thick film compositions and their recommended use see the 951 Product Selector Guide.

#### Thinning

Thinning thick film compositions is not recommended as material is supplied formulated for optimal performance. Improper thinning may affect printing characteristics. Thinner may be added to replenish solvent lost during normal usage but care should be taken to not over-thin.

#### Printing

The composition should be thoroughly mixed before use. This is best achieved by slow, gentle hand stirring with a clean burr-free spatula (flexible plastic or stainless steel) for 1-2 minutes. Care must be taken to avoid air entrapment.

Composition Properties	
Clean-Up Solvent	1-Propoxy-2-Propanol
Thinner	8250
Coverage <sup>1</sup> , cm <sup>2</sup> /g	80-90
Viscosity at 25°C, Pa.s (Brookfield HBT, utility cup & spindle, 10 rpm)	180-270
Typical Properties	
Dried Line Resolution	125/125 μm lines/spaces
Fired Thickness	7-9 μm
Fired Resistivity <sup>2</sup>	3.3 mΩ/sq

<sup>1</sup>Calculated at a wet thickness of 25 μm

<sup>2</sup>At 9 μm fired thickness

Printing should be performed in a clean and well-ventilated area. Optimum printing characteristics are generally achieved in the room temperature range of 20-23°C. Viscosity, and therefore printability, of thick film compositions can be affected by ambient temperatures.

Print 6142D directly onto unfired 951 Green Tape™ using thick film printing methods and a vacuum stone or other support structure that uniformly distributes vacuum to the 951 green sheet. A 325 mesh stainless steel screen with 12 μm emulsion is standard.

#### Drying

Dry in air in a well-ventilated oven or conveyor dryer for 5 minutes at 120°C. Do not over-dry. See Safety & Handling section for additional information.

## *Dodatak B Podaci proizvođača DuPont za korišćene dielektrične i provodne materijale*

### **Lamination and Firing**

Laminate multiple sheets of 951 Green Tape™ onto which 6142D has been printed according to processing parameters detailed in the 951 Green Tape™ Design Guide and on the 951 Green Tape™ Product Data Sheet. Consult these documents as well for details of the recommended 951 firing profile for belt or box air furnaces.

### **Storage and Shelf Life**

Containers should be stored, tightly sealed, in a clean, stable environment at room temperature (<25°C). Shelf life of material in unopened containers is six months from date of shipment. Some settling of solids may occur and compositions should be thoroughly mixed prior to use.

### **Safety and Handling**

DuPont thick film and Green Tape™ products are intended for industrial use by trained personnel. These products contain organic and inorganic ingredients. It is important for workers to avoid overexposure to chemicals contained in these products or that might become available when processing them. Overexposure to other materials used in the operation should also be avoided, for example, cleaning solvents and degreasing fluids.

Well-designed area and personal air sampling/analysis can show if exposures are within required

and recommended limits. Properly designed engineering controls, such as local ventilation and process enclosures, are effective in limiting employee exposure and to avoid the creation of hazardous conditions (e.g. forming an explosive vapor concentration). Engineering controls and procedures must comply with all applicable federal, state and local safety, health and environmental laws and regulations.

The following additional precautions should be taken when handling these products:

- Read the Material Safety Data Sheet (MSDS) and product labels before using the products;
- Use appropriate personal protective equipment (PPE) and practice good industrial hygiene. **DO NOT INGEST! DANGEROUS IF SWALLOWED!**
- Keep product container closed when not in use to prevent solvent evaporation and spilling hazards;
- If contact with skin occurs, wash affected area immediately with soap and water
- Avoid prolonged breathing of vapors and dusts/particulates. Keep exposure levels within the required or recommended limits. Always use sufficient ventilation as noted above.

---

<b>United States</b>	<b>Europe</b>	<b>Japan</b>
DuPont Microcircuit Materials	DuPont (UK) Limited	DuPont Kabushiki Kaisha
14 T.W. Alexander Drive	DuPont Microcircuit Materials	ARCO Tower
Research Triangle Park, NC 27709	Coldharbour Lane	8-1, Shimomeguro 1-Chome
Tel.: 800-284-3382	Bristol BS16 1QD	Meguro-ku, Tokyo 153-0064
	England	Japan
	Tel.: 44-117-931-1444	Tel.: 81-35-434-8100

---

Visit our website at: <http://www.dupont.com/mcm>

The information given herein is based on data believed to be reliable, but DuPont makes no warranties express or implied as to its accuracy and assumes no liability arising out of its use by others. This publication is not to be taken as a license to operate under, or recommendation to infringe, any patent.

Caution: Do Not use in medical applications involving permanent implantation in the human body. For other medical applications, see "DuPont Medical Caution Statement," H-50102

Copyright © 2001 E.I. DuPont de Nemours and Company. All rights reserved.

MCM5142D (11/01) Printed in U.S.A.



DuPont Microcircuit Materials

## 6141 Ag Cofireable Via Fill DuPont™ 951 Green Tape™ System

Thick Film Composition

All values reported here are results of experiments in our laboratories intended to illustrate product performance potential with a given experimental design. They are not intended to represent the product's specifications.

### Product Description

6141 is a Ag via fill compatible with 951 Green Tape™. 6141 is ideally suited to provide reliable interconnection between Ag conductor layers.

### Product Benefits

When used with 951 Green Tape™ and compatible conductor pastes, 6141 offers the following benefits:

- Low cost, high conductivity metallization
- High density
- High frequency performance
- Cofire processing

### Processing

#### Design

For detailed recommendations on use of 951 Green Tape™ and via fills such as 6141, see the 951 Green Tape™ Design Guide and 951 Green Tape™ Product Data Sheet. For compatible thick film compositions and their recommended use see the 951 Product Selector Guide.

#### Thinning

Thinning thick film compositions is not recommended as material is supplied formulated for optimal performance. Improper thinning may affect via filling characteristics. Thinner may be added to replenish solvent lost during normal usage but care should be taken to not over-thin.

#### Printing

The composition should be thoroughly mixed before use. This is best achieved by slow, gentle hand stirring with a clean burr-free spatula (flexible plastic or stainless steel) for 1-2 minutes. Care must be taken to avoid air

Composition Properties	
Clean-Up Solvent	1-Propoxy-2-Propanol
Thinner	9450
Coverage, cm <sup>2</sup> /g	0.16
Viscosity at 25°C, Pa.s (Brookfield HBT, utility cup & spindle, 1 rpm)	1500-2800
Typical Properties	
Via Diameter Resolution	100 µm
Fired Resistivity <sup>1</sup>	< 3 mΩ/sq

<sup>1</sup>250 µm diameter, 100 µm thick fired via

Printing should be performed in a clean and well-ventilated area. Optimum printing characteristics are generally achieved in the room temperature range of 20-23°C. Viscosity, and therefore printability, of thick film compositions can be affected by ambient temperatures.

Form vias in unfired 951 Green Tape™. The preferred method for via filling is use of stencil masks and screen printing methods. A vacuum stone or other support structure that uniformly distributes vacuum to the 951 green sheet is recommended.

#### Drying

Dry in air in a well-ventilated oven or conveyor dryer for 5 minutes at 120°C. Do not over-dry. See Safety & Handling section for additional information.

## *Dodatak B Podaci proizvođača DuPont za korišćene dielektrične i provodne materijale*

### **Lamination and Firing**

Laminate multiple sheets of 951 Green Tape™ into which 6141 has been printed according to processing parameters detailed in the 951 Green Tape™ Design Guide and on the 951 Green Tape™ Product Data Sheet. Consult these documents as well for details of the recommended 951 firing profile for belt or box air furnaces.

### **Storage and Shelf Life**

Containers should be stored, tightly sealed, in a clean, stable environment at room temperature (<25°C). Shelf life of material in unopened containers is six months from date of shipment. Some settling of solids may occur and compositions should be thoroughly mixed prior to use.

### **Safety and Handling**

DuPont thick film and Green Tape™ products are intended for industrial use by trained personnel. These products contain organic and inorganic ingredients. It is important for workers to avoid overexposure to chemicals contained in these products or that might become available when processing them. Overexposure to other materials used in the operation should also be avoided, for example, cleaning solvents and degreasing fluids. Well-designed area and personal air sampling/analysis can show if exposures are within required

and recommended limits. Properly designed engineering controls, such as local ventilation and process enclosures, are effective in limiting employee exposure and to avoid the creation of hazardous conditions (e.g. forming an explosive vapor concentration). Engineering controls and procedures must comply with all applicable federal, state and local safety, health and environmental laws and regulations.

The following additional precautions should be taken when handling these products:

- Read the Material Safety Data Sheet (MSDS) and product labels before using the products;
- Use appropriate personal protective equipment (PPE) and practice good industrial hygiene. **DO NOT INGEST! DANGEROUS IF SWALLOWED!**
- Keep product container closed when not in use to prevent solvent evaporation and spilling hazards;
- If contact with skin occurs, wash affected area immediately with soap and water
- Avoid prolonged breathing of vapors and dusts/particulates. Keep exposure levels within the required or recommended limits. Always use sufficient ventilation as noted above.

---

#### **United States**

DuPont Microcircuit Materials  
14 T.W. Alexander Drive  
Research Triangle Park, NC 27709  
Tel.: 800-284-3382

#### **Europe**

DuPont (UK) Limited  
DuPont Microcircuit Materials  
Coldharbour Lane  
Bristol BS16 1QD  
England  
Tel.: 44-117-931-1444

#### **Japan**

DuPont Kabushiki Kaisha  
ARCO Tower  
8-1, Shimomeguro 1-Chome  
Meguro-ku, Tokyo 153-0084  
Japan  
Tel.: 81-35-434-6100

---

Visit our website at: <http://www.dupont.com/mcm>

The information given herein is based on data believed to be reliable, but DuPont makes no warranties express or implied as to its accuracy and assumes no liability arising out of its use by others. This publication is not to be taken as a license to operate under, or recommendation to infringe, any patent.

**Caution:** Do Not use in medical applications involving permanent implantation in the human body. For other medical applications, see "DuPont Medical Caution Statement," H-50102

Copyright © 2001 E.I. DuPont de Nemours and Company. All right reserved.

MCM6141 (11/01) Printed in U.S.A.

 *The miracles of science™*

## Literatura

---

- [1] R. Cameron, C. Kudsia, and R. Mansour, *Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications*. John Wiley and Sons, New Jersey, 2007.
- [2] J. Reed and G. J. Wheeler, "A method of analysis of symmetrical four-port networks," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 4, no. 4, pp. 246-252, Oct. 1956.
- [3] J. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*. John Wiley and Sons, New Jersey, 2001.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley and Sons, New Jersey, 1998.
- [5] H. A. Wheeler, "Transmission line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 25, no. 8, pp. 631-647, Aug. 1977.
- [6] J. Hong and M. J. Lancaster, "Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a novel meander loop resonator," *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 5, no. 11, pp. 371-372, Nov. 1995.
- [7] M. Makimoto and S. Yamashita, "Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 28, no. 12, pp. 1413-1417, Dec. 1980.
- [8] L. Zhu, H. Bu, and K. Wu, "Miniaturized multi-pole broadband microstrip bandpass filter: concept and verification," *Proceedings of 30th European Microwave Conference*, Paris, 2000, pp. 1-4.
- [9] H. Miyake, S. Kitazawa, T. Ishizaki, T. Yamada, and Y. Nagatomi, "A miniaturized monolithic dual band filter using ceramic lamination technique for dual mode portable telephones," *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1997, pp. 789-792.
- [10] G. Macchiarella, "Accurate synthesis of inline prototype filters using cascaded triplet and quadruplet sections," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 7, pp. 1779-1783, July 2002.
- [11] U. Rosenberg and S. Amari, "Novel coupling schemes for microwave resonator filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2896- 2902, Dec. 2002.

- [12] U. Rosenberg and S. Amari, "Novel coupling schemes for microwave resonator filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2896- 2902, Dec. 2002.
- [13] R. J. Cameron, "Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 1- 10, Jan. 2003
- [14] G. Macchiarella and S. Tamiazzo, "A design technique for symmetric dualband filters," *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005, pp. 12-17.
- [15] A. Garcia Lamperez, "Analytical syntesis algorithm of dual-band filters with asymmetric passbands and generalized topology," *Proceedings of IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2007, pp. 909-912.
- [16] M. Mokhtaari, J. Bornemann, K. Rambabu, and S. Amari, "Coupling-matrix design od dual and triple passband filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 11, pp. 3940-3946, Nov. 2006.
- [17] P. Lenoir, S. Bila, F. Seyfert, D. Baillargeat, and S. Verdeyme, "Synthesis and design of asymmetrical dual-band bandpass filters based on equivalent network simplification," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 7, pp. 3090-3097, Jul. 2006.
- [18] Z. Yunchi, K. A. Zaki, J. A. Ruiz-Cruz, and A. E. Atia, "Analytical synthesis of generalized multi-band microwave filters," *Proceedings of IEEE/MTT-S International Microwave Symposium* , 2007, pp. 1273-1276.
- [19] E. Corrales, O. Menéndez, P. de Paco, M. Ramirez, and J. Verdú, "Microstrip dual-band bandpass filter based on the cul-de-sac topology," *Proceedings of 40th European Microwave Conference*, 2010, pp. 549-552.
- [20] Z. Chunxia, G. Yongxin, and Y. Shaolin, "A compact dual-band filter based on dual-mode resonators," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2011, pp. 1278-1281.
- [21] Y. Kuo, J. Lu, C. Liao, and C. Chang, "New multiband coupling matrix synthesis technique and its microstrip implementation," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 7, pp. 1840-1850, Jul. 2010.
- [22] Y. Kuo and C. Chang, "Analytical design of two-mode dual-band

- filters using E-shaped resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 2, pp. 250-260, Feb. 2012.
- [23] V. Lunot, S. Bila, and F. Seyfert, "Optimal synthesis for multi-band microwave filters," *Proceedings of IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2007, pp. 115-118.
- [24] S. Bila, R. J. Cameron, P. Lenoir, V. Lunot, and F. Seyfert, "Chebyshev synthesis for multi-band microwave filters," *Proceedings of IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 1221-1224.
- [25] L. Tsai and C. Hsue, "Dual-band bandpass filters using equal-length coupled-serial-shunted lines and Z-transform technique," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1111-1117, Apr. 2004.
- [26] Y. Liu and W. Dou, "A dual-band filter realized by alternately connecting the main transmission-line with shunt stubs and shunt serial resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 5, pp. 296-298, May 2009.
- [27] M. Weng, S. Wu, S. Jhong, Y. Chang, and M. Lee, "A novel compact dual-mode filter using cross-slotted patch resonator for dual-band applications," *Proceedings of IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2007, pp. 921-924.
- [28] Y. Sung, "Dual-mode dual-band filter with band notch structures," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 2, pp. 73-75, Feb. 2010.
- [29] S. Fu, B. Wu, J. Chen, S. Sun, and C. Liang, "Novel second-order dual-mode dual-band filters using capacitance loaded square loop resonator," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 3, pp. 477-483, Mar. 2012.
- [30] S. Luo and L. Zhu, "A novel dual-mode dual-band bandpass filter based on a single ring resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 8, pp. 497-499, Aug. 2009.
- [31] I. Wolff, "Microwave bandpass filter using degenerate mode of a microstrip ring," *IET Electron. Lett.*, vol. 8, no. 12, pp. 302-303, Jun. 1972.
- [32] S. Luo, L. Zhu, and S. Sun, "A dual-band ring-resonator bandpass filter based on two pairs of degenerate modes," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 12, pp. 3427-3423, Dec. 2010.



- [33] B. Choi, W. Lee, H. Kim, and H. Choi, "A dual-band bandpass filter using a dual-mode ring resonator with two short-circuited stubs," *Proceedings of Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, 2010, pp. 152-155.
- [34] S. Sun, "A dual-band bandpass filter using a single dual-mode ring resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 6, pp. 298-300, Jun. 2011.
- [35] Y. Chiou, C. Wu, and J. Kuo, "New miniaturized dual-mode dual-band ring resonator bandpass filter with microwave C-sections," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 2, pp. 67-69, Feb. 2010.
- [36] Y. Li, H. Wong, and Q. Xue, "Dual-mode dual-band bandpass filter based on a stub-loaded patch resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 10, pp. 525-527, Oct. 2011.
- [37] J. Xiao and X. Zu, "Dual-band bandpass filter using right-angled triangular resonator," *Proceedings of Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC)*, 2011, pp. 690-695.
- [38] R. Zhang, L. Zhu, and S. Luo, "Dual-mode dual-band bandpass filter using a single slotted circular patch resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 22, no. 5, pp. 233-235, May 2012.
- [39] S. Chang, Y. Jeng, and J. Chen, "Dual-band step-impedance bandpass filter for multimode wireless LANs," *IET Electron. Lett.*, vol. 40, no. 1, pp. 38-39, Jan. 2004.
- [40] S. Sun and L. Zhu, "Compact dual-band microstrip bandpass filter without external feed," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 10, pp. 644-646, Oct. 2005.
- [41] S. Sun and L. Zhu, "Novel design of dual-band microstrip bandpass filters with good in-between isolation," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2005, pp. 4-7.
- [42] M. Mokhtaari, J. Bornemann, and S. Amari, "New reduced-size step-impedance dual-band filters with enhanced bandwidth and stopband performance," *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 1181-1184.
- [43] C. Rao, T. Wong, and M. Ho, "A parallel doubly coupled dual-band bandpass filter," *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 511-514.

- [44] J. Kuo and H. Lin, "Dual-band bandpass filter with improved performance in extended upper rejection band," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 4, pp. 824-829, Apr. 2009.
- [45] Lin-Chuan Tsai, "Design of dual-band bandpass filters using stepped-impedance resonators," *Proceedings of 2nd International Conference on Artificial Intelligence, Management Science and Electronic Commerce (AIMSEC)*, 2011, pp. 6602-6605.
- [46] Y. Chang, C. Kao, M. Weng, and R. Yang, "Design of the compact dual-band bandpass filter with high isolation for GPS/WLAN applications," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 12, pp. 780-782, Dec. 2009.
- [47] C. Ye, Y. Su, M. Weng, R. Yang, "Design of a high selectivity dual-band bandpass filter with stepped impedance resonator," *Proceedings of 39th European Microwave Conference*, 2009, pp. 311-313.
- [48] T. Lin, U. Lok, and J. Kuo, "New dual-mode dual-band bandpass filter with quasi-elliptic function passbands and controllable bandwidths," *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2010, p. 1.
- [49] J. Kuo and T. Lin, "Dual-mode dual-band ring resonator bandpass filter with transmission zeros," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2010, pp. 1865-1870.
- [50] M. Weng, H. Wu, and Y. Su, "Compact and low loss dual-band bandpass filter using pseudo-interdigital stepped impedance resonators for WLANs," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 3, pp. 187-189, Mar. 2007.
- [51] Q. Chu and F. Chen, "A compact dual-band bandpass filter using meandering stepped impedance resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 5, pp. 320-322, May 2008.
- [52] D. Zayniyev and D. Budimir, "Compact microstrip dual-band pseudo-interdigital stepped impedance bandpass filters for wireless applications," *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2009, pp. 1-4.
- [53] X. Zhang, J. Chen, J. Shi, and Q. Xue, "High-selectivity dual-band bandpass filter using asymmetric stepped-impedance resonators," *IET Electron. Lett.*, vol. 45, no. 1, pp. 63-64, Jan. 2009.
- [54] H. Yuan and Y. Fan, "Compact microstrip dual-band filter with

- stepped-impedance resonators," *IET Electron. Lett.*, vol. 47, no. 24, p. 1328, Nov. 2011.
- [55] M. Hayati, L. Noori, and A. Adinehvand, "Compact dual-band bandpass filter using open loop resonator for multimode WLANs," *IET Electron. Lett.*, vol. 48, no. 10, pp. 573-574, May 2012.
- [56] C. Tang and P. Wu, "Design of a planar dual-band bandpass filter," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 7, pp. 362-364, Jul. 2011.
- [57] X. Zhang, J. Chen, Q. Xue, and S. Li, "Dual-band bandpass filters using stub-loaded resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 8, pp. 583-585, Aug. 2007.
- [58] P. Mondal and M. Mandal, "Design of dual-band bandpass filters using stub-loaded open-loop resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 1, pp. 150-155, Jan. 2008.
- [59] B. Virdee, M. Farhat, and K. Ahmed, "Dual-band bandpass filter using open-loop resonators," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2011, pp. 1054-1057.
- [60] E. Babu, M. Ramesh, and A. Kalghatgi, "Compact high isolation dual-band bandpass filter," *Proceedings of 41st European Microwave Conference*, 2011, pp. 748-750.
- [61] W. He, Z. Ma, C. Chen, T. Anada, and Y. Kobayashi, "A novel dual-band bandpass filter using microstrip stub-loaded two-mode resonators with source and load coupling," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2008, pp. 1-4.
- [62] L. Li, T. An, W. Wang, and W. Zhang, "A square ring dual-band filter with adjustable second-passband by the open stubs," *Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, 2008, pp. 291-293.
- [63] X. Ma and H. Zheng, "Compact dual-band bandpass filter with adjustable passbands using open stubs," *Proceedings of 7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM)*, 2011, pp. 23-25.
- [64] X. Wu, Q. Chu, and L. Fan, "Compact dual-band bandpass filter with controllable bandwidths," *Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2010, pp. 1305-1307.

- [65] L. Wang, C. Zhao, C. Li, and X. Lin, "Dual-band bandpass filter using stub loaded resonators with multiple transmission zeros," *Proceedings of 9th International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE)*, 2010, pp. 1208-1211.
- [66] J. Lee and Y. Lim, "A dual-band bandpass filter using dual and triple-mode resonators," *Proceedings of IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, 2012, pp. 143-146.
- [67] M. Doan, W. Che, and W. Feng, "Novel compact dual-band bandpass filter with multiple transmission zeros and good selectivity," *Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2012, pp. 1-4.
- [68] M. Zhou, X. Tang, and F. Xiao, "Compact dual band bandpass filter using novel E-type resonators with controllable bandwidths," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 12, pp. 779-781, Dec. 2008.
- [69] M. Doan and W. Che, "Compact microstrip dual-band bandpass filter using short-stub loaded half-wavelength resonator," *Proceedings of International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, 2011, pp. 203-206.
- [70] X. Ma and H. Zheng, "A compact dual-band bandpass filter with adjustable second passband using S-shaped stepped impedance resonator embedded by open stubs," *Proceedings of Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC)*, 2011, pp. 671-674.
- [71] S. Gao, H. Hu, and Z. Xiao, "A novel compact dual-band bandpass filter using SIRs with open-stub line," *Proceedings of Microwave Conference China-Japan Joint*, 2008, pp. 464-466.
- [72] M. del Castillo Velazquez-Ahumada, J. Martel, F. Medina, and F. Mesa, "Design of a dual band-pass filter using modified folded stepped-impedance resonators," *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2008, pp. 857-860.
- [73] J. Hong and W. Tang, "Dual-band filter based on non-degenerate dual-mode slow-wave open-loop resonator," *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2009, pp. 861-864.
- [74] F. Chen and Q. Chu, "Novel multistub loaded resonator and its application to high-order dual-band filters," *IEEE Trans. Microw.*

- Theory and Tech.* , vol. 58, no. 6, pp. 1551-1556, Jun. 2010.
- [75] H. Liu, Z. Zhang, S. Wang, L. Zhu, X. Guan, J. Lim, and D. Ahn, "Compact dual-band bandpass filter using defected microstrip structure for GPS and WLAN applications," *IET Electron. Lett.*, vol. 46, no. 21, pp. 1444-1445, Oct. 2010.
- [76] Q. Chu, Z. Li, F. Chen, and X. Wu, "Design of dual-band bandpass filter using asymmetrical stub-loaded resonators," *Proceedings of 41st European Microwave Conference (EuMC)*, 2011, pp. 767-769.
- [77] W. Feng, W. Che, and Q. Xue, "Novel dual-band bandpass filter using multi-mode resonator," *Proceedings of 4th International High Speed Intelligent Communication Forum (HSIC)* , 2012, pp. 1-4.
- [78] Z. Li and Q. Chu, "Compact dual-band bandpass filter using a novel dual-mode resonator," *Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2012, pp. 1-4.
- [79] C. Chen and C. Hsu, "A simple and effective method for microstrip dual-band filters design," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* , vol. 16, no. 5, pp. 246-248, May 2006.
- [80] X. Zhang, J. Shi, J. Chen, and Q. Xue, "Dual-band bandpass filter design using a novel feed scheme," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 6, pp. 350-352, Jun. 2009.
- [81] Q. Chu, L. Ye, and F. Chen, "Design of compact dual-band bandpass filter using  $\lambda/4$  resonators," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2008, pp. 1-4.
- [82] Z. Zhang, Y. Jiao, X. Wang, and S. Cao, "Design of a compact dual-band bandpass filter using opposite hook-shaped resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* , vol. 21, no. 7, pp. 359-361, Jul. 2011.
- [83] C. Tang, W. Liu, M. Chen, and Y. Lin, "Design of dual-band bandpass filters with short-end coupled lines," *Proceedings of European Microwave Conference*, 2009, pp. 1385-1388.
- [84] H. Wang and Q. Chu, "A compact dual-band filter with adjustable transmission zeros," *Proceedings of European Microwave Conference*, 2009, pp. 117-120.
- [85] M. Farhat and B. Virdee, "Dual-band bandpass filter using embedded short-circuited resonators in the open-loop c-shape

- resonator," *Proceedings of European Microwave Conference*, 2011, pp. 759-762.
- [86] M. Doan and W. Che, "Dual-band bandpass filter using quarter-wavelength resonator with controllable bandwidths and good selectivity," *Proceedings of International Conference on Advanced Technologies for Communications*, 2011, pp. 199-202.
- [87] G. Dai, Y. Guo, and M. Xia, "Dual-band bandpass filter using parallel short-ended feed scheme," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 6, pp. 325-327, Jun. 2010.
- [88] A. Gorur and C. Karpuz, "Compact dual-band bandpass filters using dual-mode resonators," *Proceedings of IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2007, pp. 905-908.
- [89] C. Karpuz, A. Gorur, E. Gunturkun, and A. Gorur, "Asymmetric response dual-mode dual-band bandstop filters having simple and understandable topology," *Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference*, 2009, pp. 925-928.
- [90] C. Karpuz and A. Gorur, "Dual-mode dual-band microstrip filters," *Proceedings of European Microwave Conference*, 2009, pp. 105-108.
- [91] A. Gorur and C. Karpuz, "A novel perturbation arrangement for dual-mode resonators and its dual-band bandpass filter applications," *Proceedings of European Microwave Conference*, 2011, pp. 468-471.
- [92] X. Wu, Q. Chu, and F. Chen, "Dual-band bandpass filter with controllable bandwidth and good selectivity by using stub-loaded resonators," *Microw. Optical Tech. Lett.*, vol. 54, no. 6, pp. 1525-1528, Jun. 2012.
- [93] Y. Cho, X. Wang, and S. Yun, "Design of dual-band interdigital bandpass filters using both series and shunt resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 22, no. 3, pp. 111-113, Mar. 2012.
- [94] J. Wang, L. Ge, K. Wang, and W. Wu, "Compact microstrip dual-mode dual-band bandpass filter with wide stopband," *IET Electron. Lett.*, vol. 47, no. 4, pp. 263-265, Feb. 2011.
- [95] J. Konpang, "A dual-band filter using coupled-feed with asymmetrical stepped-impedance resonator," *Proceedings of Second International Conference on Digital Information and*

- Communication Technology and its Applications*, 2012, pp. 333-337.
- [96] J. Konpang, "A dual-band filter using stepped-impedance resonators with coupled-feed lines," *Proceedings of IEEE 13th Annual Wireless and Microwave Technology Conference*, 2012, pp. 1-4.
- [97] X. Wei, Y. Shi, P. Wang, J. Liao, Z. Xu, and B. Yang, "Compact dual-band bandpass filter with improved stopband characteristics," *IET Electron. Lett.*, vol. 48, no. 12, pp. 704-705, Jun. 2012.
- [98] J. Lee and Y. Lim, "Compact dual-band bandpass filter with good frequency selectivity," *IET Electron. Lett.*, vol. 47, no. 25, pp. 1376-1377, Dec. 2011.
- [99] P. Chen, H. Ho, and M. Ho, "Dual-band bandpass filter using the combined  $\lambda/2$  and  $\lambda/4$  SIRS for WLAN applications," *Proceedings of IEEE Region 10 Conference TENCN*, 2007, pp. 1-3.
- [100] H. Deng, Y. Zhao, Y. Fu, X. Zhou, and Y. Liu, "Compact and high selectivity dual-mode dual-band microstrip BPF with QWR and SLR," *Microw. Optical Tech. Lett.*, vol. 54, no. 12, pp. 2702-2705, Dec. 2012.
- [101] P. Singh, S. Basu, and Y. Wang, "Miniature dual-band filter using quarter wavelength stepped impedance resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 2, pp. 88-90, Feb. 2008.
- [102] M. Zhou, X. Tang, and F. Xiao, "Compact dual band transversal bandpass filter with multiple transmission zeros and controllable bandwidths," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 6, pp. 347-349, Jun. 2009.
- [103] K. Kim, H. Pyo, J. An, and Y. Lim, "Dual-band filter using half wavelength resonators and dual-mode resonator," *Proceedings of 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, 2009, pp. 928-931.
- [104] C. Tseng and H. Shao, "A new dual-band microstrip bandpass filter using net-type resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 4, pp. 196-198, Apr. 2010.
- [105] X. Zhang, C. Chan, Q. Xue, and B. Hu, "Dual-band bandpass filter with controllable bandwidths using two coupling paths," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 11, pp. 616-618, Nov. 2010.

- [106] Y. Kuo, J. Lu, C. Liao, and C. Chang, "Dual-band filters with frequency-separated dual-path coupling scheme," *Proceedings of 40th European Microwave Conference*, 2010, pp. 553-336.
- [107] Z. Khan, M. Mohd Salleh, and M. Abdul Latip, "Microstrip dual-band dual-path bandpass filter," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2011, pp. 916-918.
- [108] X. Luo, S. Sun, and E. Li, "Miniaturized dual-band bandpass filter using  $\lambda/2$  spiral-resonator and loaded open-stub," *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012, pp. 1-3.
- [109] C. Hsu, C. Chen, and H. Chuang, "A Miniaturized dual-band bandpass filter using embedded resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 12, pp. 658-660, Dec. 2011.
- [110] X. Luo, H. Qian, J. Ma, K. Ma, and K. Yeo, "Compact dual-band bandpass filters using novel embedded spiral resonator (ESR)," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 8, pp. 435-437, Aug. 2010.
- [111] X. Luo, J. Ma, and K. Yeo, "Dual-band bandpass filter using embedded spiral resonator and broadside-coupled meander slot-line," *IET Electron. Lett.*, vol. 46, no. 16, pp. 1135-1137, Aug. 2010.
- [112] C. Chen, C. Hsu, and H. Chuang, "Design of miniature planar dual-band filter using dual-feeding structures and embedded resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 12, pp. 669-671, Dec. 2006.
- [113] A. Djaiz, T. Denidni, and M. Nedil, "Dual-band filter using multilayer structures and embedded resonators," *IET Electron. Lett.*, vol. 43, no. 9, pp. 527-528, Apr. 2007.
- [114] H. Wu, Y. Chen, and Y. Chen, "Multi-layered dual-band bandpass filter using stub-loaded stepped-impedance and uniform-impedance resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 22, no. 3, pp. 114-116, Mar. 2012.
- [115] P. Hsiao, R. Weng, and Y. Chang, "A miniaturized dual-band bandpass filter using open-loop and SIR-DGS resonators," *Proceedings of IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, 2008, pp. 191-194.
- [116] B. Wu, C. Liang, Q. Li, and P. Qin, "Novel dual-band filter



- incorporating defected SIR and microstrip SIR," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 6, pp. 392-394, Jun. 2008.
- [117] E. Corrales, O. Menendez, and P. de Paco, "Compact dual-band filter based on microstrip-DGS resonator pairs," *Proceedings of 41st European Microwave Conference*, 2011, pp. 464-467.
- [118] B. Wu, C. Liang, P. Qin, and Q. Li, "Compact dual-band filter using defected stepped impedance resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 10, pp. 674-676, Oct. 2008.
- [119] C. Chio, S. Ting, E. Lim, and K. Tam, "Compact dual-band quasi-elliptic bandpass filter with transmission-zero control," *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012, pp. 1-3.
- [120] H. Liu, L. Shen, Z. Zhang, J. Lim, and D. Ahn, "Dual-mode dual-band bandpass filter using defected ground waveguide," *IET Electron. Lett.*, vol. 46, no. 13, pp. 895-897, Jun. 2010.
- [121] L. Ren and H. Huang, "Dual-band bandpass filter based on dual-plane microstrip/interdigital DGS slot structure," *IET Electron. Lett.*, vol. 45, no. 21, pp. 1077-1079, Oct. 2009.
- [122] J. Chen, T. Yum, J. Li, and Q. Xue, "Dual-mode dual-band bandpass filter using stacked-loop structure," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 9, pp. 502-504, Sep. 2006.
- [123] V. Radonić and V. Crnojević-Bengin, "Multilayer dual-mode dual-band filter using square loop resonators," *Proceedings of 40th European Microwave Conference*, 2010, pp. 1245-1248.
- [124] C. Tang, S. You, and I. Liu, "Design of a dual-band bandpass filter with low-temperature co-fired ceramic technology," *IEEE Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 8, pp. 3327-3332, Aug. 2006.
- [125] K. Chin, J. Hung, C. Huang, J. Fu, B. Chen, and T. Chen, "LTCC dual-band stepped-impedance-stub filter constructed with vertically folded structure," *IET Electron. Lett.*, vol. 46, no. 23, pp. 1554-1556, Nov. 2010.
- [126] Y. Guo, L. Ong, M. Chia, and B. Luo, "Dual-band bandpass filter in LTCC," *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005, p. 4.
- [127] K. Qian and X. Tang, "Compact dual-band semi-lumped bandpass filter with LTCC technology," *IET Electron. Lett.*, vol. 47, no. 13,

pp. 755-757, Jun. 2011.

- [128] L. Wang, M. Chang, S. Li, J. Liou, C. Shiau, C. Hsu, and C. Lee, "Quarter-wavelength stepped-impedance YBCO resonators for miniaturized dual-band high- $T_c$  superconducting filters," *IEEE Trans. Applied Supercond.*, vol. 19, no. 3, pp. 895-898, Jun. 2009.
- [129] K- Yeo and M. Lancaster, "8 pole high temperature superconductor microstrip dual band bandpass filter design," *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2011, pp. 1-4.
- [130] A. Abu Hudrouss, A. Jayyousi, and M. Lancaster, "Dual-band HTS filter using modified dual-spiral resonators," *IET Electron. Lett.*, vol. 46, no. 3, pp. 221-222, Feb. 2010.
- [131] H. Joshi and W. Chappell, "Dual-band lumped-element bandpass filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 12, pp. 4169-4177, Dec. 2006.
- [132] Y. Cho, H. Baek, H. Lee, and S. Yun, "A dual-band combine bandpass filter loaded by lumped series resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 10, pp. 626-628, Oct. 2009.
- [133] C. Tseng and T. Itoh, "Dual-band bandpass and bandstop filters using composite right/left-handed metamaterial transmission lines," *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 931-934.
- [134] M. Studniberg and G. Eleftheriades, "A dual-band bandpass filter based on generalized negative-refractive-index transmission-lines," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 1, pp. 18-20, Jan. 2009.
- [135] P. Kapitanova, D. Kholodnyak, S. Humbla, R. Perrone, J. Mueller, M. Hein, and I. Vendik, "Multi-band and tunable multi-band microwave resonators and filters based on cascaded left/right-handed transmission line sections," *Proceedings of IEEE EUROCON*, 2009, pp. 39-45.
- [136] S. Kahng, G. Jang, and J. Anguera, "Metamaterial dual-band bandpass filters using CRLH zero-order-resonators and improving its intermediate stopband," *Proceedings of 4th European Conference on Antennas and Propagation*, 2010, pp. 1-3.
- [137] Y. Kuo, J. Li, S. Cheng, and C. Chang, "Tri-band and quad-band filter design using E-shaped resonators," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2011, pp. 1270-1273.

- [138] C. Quendo, E. Rius, A. Manchec, Y. Clavet, B. Potelon, J. Favennec, and C. Person, "Planar tri-band filter based on dual behavior resonator (DBR)," *Proceedings of 35th European Microwave Conference*, 2005, pp. 1-4.
- [139] W. Feng, M. Doan, and W. Che, "Compact tri-band bandpass filter based on short stubs and crossed open stubs," *Proceedings of International Conference on Advanced Technologies for Communications*, 2010, pp. 213-216.
- [140] C. Law and K. Cheng, "A new, compact, low-loss, microstrip filter design for tri-band applications," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2008, pp. 1-5.
- [141] Y. Liu, Y. Zhao, Y. Zhou, and Z. Niu, "Integrated dual-band BPF and single-band BSF for tri-band filter design," *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 25, no. 17, pp. 2420-2428, Nov. 2011.
- [142] S. Luo, L. Zhu, and S. Sun, "Compact dual-mode triple-band bandpass filters using three pairs of degenerate modes in a ring resonator," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 5, pp. 1222-1229, May 2011.
- [143] S. Luo, L. Zhu, and S. Sun, "New studies on microstrip ring resonators for compact dual-mode dual- and triple-band bandpass filters," *Proceedings of IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium*, 2011, pp. 1-4.
- [144] X. Ming Lin and Q. Chu, "Design of triple-band bandpass filter using tri-section stepped-impedance resonators," *Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, 2007, pp. 1-3.
- [145] C. Hsu, C. Lee, and Y. Hsieh, "Tri-band bandpass filter with sharp passband skirts designed using tri-section SIRs," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 1, pp. 19-21, Jan. 2008.
- [146] X. Yang, L. Dai, and R. Zhou, "The tri-band filter design based on SIR," *Proceedings of International Conference on Audio, Language and Image Processing*, 2008, pp. 211-214.
- [147] J. Hu, G. Li, H. Hu, H. Zhang, "A new wideband triple-band filter using SIR," *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 25, no. 16, pp. 2287-2295, Oct. 2011.
- [148] F. Chen, Q. Chu, and Z. Tu, "Tri-band bandpass filter using stub loaded resonators," *IET Electron. Lett.*, vol. 44, no. 12, pp. 747-749,

Jun. 2008.

- [149] J. Chen, N. Wang, Y. He, and C. Liang, "Fourth-order tri-band bandpass filter using square ring loaded resonators," *IET Electron. Lett.*, vol. 47, no. 15, pp. 858-859, Jul. 2011.
- [150] M. Doan, W. Che, and W. Feng, "Tri-band bandpass filter using square ring short stub loaded resonators," *IET Electron. Lett.*, vol. 48, no. 2, pp. 106-107, Jan. 2012.
- [151] Q. Yin, L. Wu, L. Zhou, and W. Yin, "A tri-band filter using tri-mode stub-loaded resonators (SLRs)," *Proceedings of IEEE Electrical Design of Advanced Packaging & Systems Symposium*, 2010, pp. 1-4.
- [152] W. Chen, M. Weng, and S. Chang, "A new tri-band bandpass filter based on stub-loaded step-impedance resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 22, no. 4, pp. 179-181, Apr. 2012.
- [153] W. Liu and Y. Tung, "Tri-band filter with partly combined stepped-impedance resonators," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2011, pp. 975-978.
- [154] A. Liu and F. Zheng, "A new compact tri-band bandpass filter using step impedance resonators with open stubs," *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 26, no. 1, pp. 130-139, Jan. 2012.
- [155] J. Xiao and W. Zhu, "H-shaped SIR bandpass filter with dual and tri-band," *Microw. Optical Tech. Lett.*, vol. 54, no. 7, pp. 1686-1688, Jul. 2012.
- [156] Z. Li, T. Su, and C. Zhao, "A novel compact triple-passband filter design based on stepped impedance stub-loaded resonators," *Microw. Optical Tech. Lett.*, vol. 54, no. 9, pp. 2106-2108, Sep. 2012.
- [157] F. Chen and Q. Chu, "Design of compact tri-band bandpass filters using assembled resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 1, pp. 165-171, Jan. 2009.
- [158] X. Zhang, Q. Xue, and B. Hu, "Planar tri-band bandpass filter with compact size," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 5, pp. 262-264, May 2010.
- [159] R. Geschke, B. Jokanovic, and P. Meyer, "Filter parameter extraction for triple-band composite split-ring resonators and filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 6, pp.

- 1500-1508, Jun. 2011.
- [160] M. Doan, W. Che, K. Deng, and W. Feng, "Compact tri-band bandpass filter using stub-loaded resonator and quarter-wavelength resonator," *Proceedings of China-Japan Joint Microwave Conference Proceedings*, 2011, pp. 1-4.
- [161] Q. Chu, X. Wu, and F. Chen, "Novel compact tri-band bandpass filter with controllable bandwidths," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 21, no. 12, pp. 655-657, Dec. 2011.
- [162] X. Lin, "Design of compact tri-band bandpass filter using  $\lambda/4$  and stub loaded resonators," *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 24, no. 14, pp. 2029-2035, Oct. 2010.
- [163] M. Weng, H. Wu, K. Shu, J. Chen, R. Yang, and Y. Su, "A novel triple-band bandpass filter using multilayer-based substrates for WiMAX," *Proceedings of European Microwave Conference*, 2007, pp. 325-328.
- [164] L. Ren, "Tri-band bandpass filters based on dual-plane microstrip/DGS slot structure," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 8, pp. 429-431, Aug. 2010.
- [165] X. Lai, C. Liang, H. Di, and B. Wu, "Design of tri-band filter based on stub loaded resonator and DGS resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 5, pp. 265-267, May 2010.
- [166] C. Chen, Y. Lin, T. Horng, and S. Wu, "Highly flexible and miniaturized triple-band bandpass filter design using coupled stacked spiral resonators," *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012, pp. 1-3.
- [167] K. Huang, T. Chiu, and H. Wu, "Compact LTCC tri-band filter design," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2007, pp. 1-4.
- [168] A. Abu-Hudrouss, A. Jayyousi, and M. Lancaster, "Triple-band HTS filter using dual spiral resonators with capacitive-loading," *IEEE Trans. Applied Supercond.*, vol. 18, no. 3, pp. 1728-1732, Sep. 2008.
- [169] V. Radonic, V. Crnojevic-Bengin, and B. Jokanovic, "Novel left-handed unit cell for multi-band filtering applications," *Proceedings of 38th European Microwave Conference*, 2008, pp. 694-697.
- [170] V. Radonic, N. Jankovic, and V. Crnojevic-Bengin, "Left-handed

- unit cell based on hilbert grounded patch for multi-band filtering applications," *Proceedings of 9th International Conference on Telecommunication in Modern Satellite, Cable, and Broadcasting Services*, 2009, pp. 147-150.
- [171] G. Peano, "Sur une courbe qui remplit toute une aire plane," *Math. Ann.*, vol. 36, 1890.
- [172] D. Hilbert, "Uner die stetige abbildung einer linie auf flachenstuck," *Math. Ann.*, vol. 38, pp. 459-460, 1891.
- [173] K.J. Vinoy, K.A. Jose, V.K. Varadan, and V.V. Varadan, "Hilbert curve fractal antenna: A small resonant antenna for VHF/UHF applications," *Microw. Optical Tech. Lett.*, vol. 29, no. 4, pp. 215-219, Apr. 2001.
- [174] J. Zhu, A. Hoorfar, and N. Engheta, "Bandwidth, cross-polarization, and feed-point characteristics of matched Hilbert antennas," *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 2, no. 1, pp. 2-5, Jan. 2003.
- [175] J. Zhu, A. Hoorfar, and N. Engheta, "Peano antennas," *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 3, no. 5, pp. 71-74, May 2004..
- [176] W. Chen, G. Wang, C. Zhang, "Small-size microstrip patch antennas combining Koch and Sierpinski fractal shapes," *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett.*, vol. 7, no. 7, pp. 738-741, Jul. 2008.
- [177] L. Yousefi and O.M. Ramahi, "Miniaturised antennas using artificial magnetic materials with fractal hilbert inclusions," *Electron. Lett.*, vol. 46, no. 12, pp. 816-817, Jun. 2010.
- [178] J. McVay, N. Engheta, and A. Hoorfar, "High-impedance metamaterial surfaces using Hilbert-curve inclusions," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 3, pp. 130-132, Mar. 2004.
- [179] J. McVay, A. Hoorfar, and N. Engheta, "Space-filling curve RFID tags," *Proceedings of IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2006, pp. 199-202.
- [180] P. Jarry and J. Beneat, *Design and realizations of miniaturized fractal microwave and RF filters*. John Wiley and Sons, New Jersey, 2009.
- [181] V. Crnojević-Bengin and Đ. Budimir, "Novel 3-D Hilbert

- microstrip resonators," *Microw. Optical Tech. Lett.*, vol. 46, no. 3, pp. 195-197, Aug. 2005.
- [182] V. Crnojević-Bengin, "Nove konfiguracije fraktalnih i LH mikrostrip rezonatora," *doktorska disertacija*. Fakultet tehničkih nauka, Univerzitet u Novom Sadu, februar 2006.
- [183] N. Janković, V. Radonić, and V. Crnojević-Bengin, "Ultra-compact dual-band 3-D Hilbert resonator in LTCC technology," *J. Microelectron. Electron. Compon. Materials*, vol. 42, no. 3, pp. 137-143, Dec. 2012.
- [184] *Ansoft HFSS ver. 9*.
- [185] *CST Studio ver. 11*.
- [186] V. Crnojević-Bengin, "Novel compact microstrip resonators with multiple 2-D Hilbert fractal curves," *Microw. Optical Tech. Lett.*, vol. 48, no. 2, pp. 270-273, Feb. 2006.
- [187] V. Crnojević-Bengin, V. Radonić and B. Jokanović, "Fractal geometries of complementary split-ring resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 10, pp. 2312-2321, Oct. 2008.
- [188] V. Crnojević-Bengin, K. Zemlyakov, N. Janković, and I. Vendik, "Dual-band bandpass filters based on dual-mode Hilbert fractal resonator," *Microw. Optical Tech. Lett.* vol. 55, no. 7, pp 1440-1443, Jul. 2013.
- [189] *AWR Microwave Office 2008*.
- [190] *Sonnet ver. 13*.
- [191] M. Matsuo, H. Yabuki, and M. Makimoto, "The design of a half-wavelength resonator BPF with attenuation poles at desired frequencies," *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2000, pp. 1181-1184.
- [192] N. Janković, V. Radonić, R. Geschke, and V. Crnojević-Bengin, "A compact dual-band bandpass filter using folded quarter-wavelength resonators," *Proceedings of 42nd European Microwave Conference*, 2012, pp. 360-363.
- [193] N. Janković, V. Radonić, and V. Crnojević-Bengin, "Compact tri-band bandpass filter based on quarter-wavelength resonators," *J. Electromag. Waves Appl.*, vol. 27, no. 6, pp. 750-757, Apr. 2013.
- [194] C. Tsai, S. Lee, and H. Lee, "Transmission-line filters with

- capacitively loaded coupled lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 5, pp. 1517-1524, May 2003.
- [195] N. Janković, R. Geschke, and V. Crnojević-Bengin, "Compact tri-band bandpass and bandstop filters based on Hilbert-fork resonators", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 23, no. 6, pp. 282-284, Jun. 2013.
- [196] K. Singh, K. Ngachenchaiyah, D. Smieeee, and S. Pal, "Wideband, compact microstrip band stop filter for tri-band operations," *Proceedings of International Conference on Microwave*, 2008, pp. 96-98.
- [197] J. Xiao and W. Zhu, "New defected microstrip structure bandstop filter," *Proceedings of PIER Symposium*, 2011, pp. 1471-1474.
- [198] Z. Wang, F. Nasri, and C. Park, "Compact tri-band notched UWB bandpass filter based on interdigital hairpin finger structure," *Proceedings of PIER IEEE Wireless and Microw. Tech. Conf.*, 2011, pp. 1-4.