PRILOG PROJEKTOVANJU MIKROTALASNIH FILTARA PROPUSNIKA OPSEGA SA KAPACITIVNO SPREGNUTIM REZONATORIMA

By Siniša Jovanović - I provera

WORD COUNT 47092 TIME SUBMITTED 21-FEB-2017 10:09AM
PAPER ID 27618837

UNIVERZITET SINGIDUNUM

BEOGRAD

DEPARTMAN ZA POSLEDIPLOMSKE STUDIJE

PRILOG PROJEKTOVANJU MIKROTALASNIH FILTARA PROPUSNIKA OPSEGA SA KAPACITIVNO SPREGNUTIM REZONATORIMA

Doktorska disertacija

Mentor: Prof. dr Bratislav Milovanović

Student: Siniša Jovanović

Broj indeksa: 466034/2014

Beograd, 2017. god.

UNIVERSITY SINGIDUNUM

BELGRADE

DEPARTMENT FOR POSTGRADUATE STUDIES

CONTRIBUTION TO DESIGNING OF MICROWAVE BANDPASS FILTERS WITH CAPACITIVE COUPLED RESONATORS

Doctoral thesis

Mentor: Prof. dr Bratislav Milovanović

Student: Siniša Jovanović

Student booklet No: 466034/2014

Belgrade, 2017. god.

Podaci o autoru,

Podaci o komisiji

Naučni doprinos rada

SADRŽAJ

Lista skraćenica 6

Lista ilustracija 8

Lista tabela 17

1 Uvod 19

1.1 Struktura rada 21

1.2 Motivacija 22

1.2.1 Radna hipoteza i ciljevi istraživanja 24

2 Opšti pregled mikrotalasnih filtara sa kratkom istorijom razvoja 27

2.1 Opšta podela pasivnih analognih filtara propusnika opsega 27

2.2 Istorijat razvoja električnih filtara 29

2.3 Mikrotalasni filtri 30

2.4 Mikrostrip filtri 31

2.4.1 Mikrostrip supstrat i mikrostrip vodovi 32

2.4.2 Mikrostrip rezonatori 35

2.5 Pregled relevantnih vrsta mikrostrip filtara 37

2.5.1 Filtri sa zatvorenim prstenastim rezonatorima 37

2.5.2 Filtri sastavljeni od rezonatora sa otvorenom petljom 42

2.5.3 Mikrostrip filtri sa nultom faznom razlikom napojnih vodova 46

2.5.4 Filtri sa otvorenom petljom i usporenjem talasa 54

2.5.5 Filtri sa paralelno povezanim podmrežama 64

2.5.6 Filtri sa dve različite paralelne podmreže 66

2.5.7 Filtri sa serijski povezanim podmrežama 70

2.5.8 Filtri sa centralno simetričnom konfiguracijom 73

2.5.9 Filtri sa rezonatorima induktivno spregnutim sa referentnom masom 80

3 Koncept filtara propusnika opseg sa kapacitivno spregnutim rezonatorima 84

3.1 Filtri sa asimetričnim induktivnostima 92

3.1.1 Filtar sa asimetričnim induktivnostima na C opsegu 93

3.1.2 Filtar sa asimetričnim induktivnostima na L opsegu 95

3.1.3 Filtar sa asimetričnim induktivnostima na UHF opsegu 96

3.1.4 Filtar sa asimetričnim induktivnostima na X opsegu 98

3.2 Filtri sa asimetričnim kapacitivnostima 100

3.2.1 Filtar sa asimetričnim kapacitivnostima na S opsegu 102

3.2.2 Hibridni filtar sa asimetričnim kapacitivnostima na L opsegu 104

3.3 Primena filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima 107

3.3.1 Minijaturni HTS filtar za 2.45 GHz ISM opseg 107

3.3.2 Promenljivi filtri sa MEMS prekidačima 110

4 Teorijska analiza FPO sa kapacitivno spregnutim rezonatorima 114

4.1 Opšte osobine antiparalelne konfiguracije 114

4.2 Određivanje frek. odziva antiparalelne veze najprostijih LC podmreža 121

4.2.1 Eksplicitne relacije funkcije prenosa idealnog filtra 121

4.3 Analiza elementarnog antipalarelenog filtra propusnika opsega 127

4.3.1 Približno izračunavanje vrednosti komponenti EAFPO prototipa 134

4.4 Opšta topologija planarnih antiparalelnih filtara sa kapac. spregom 136

4.4.1 Alternativne konfiguracije podmreže N_{Δ} 138

4.5 Analiza proširene antiparalelne konfiguracije FPO 141

4.6 Analiza PAFPO sastavljenog od transmisionih vodova 153

4.7 Filtri propusnici opsega višeg rada 159

4.7.1 Kaskadno povezivanje antiparalelnih podmreža .... **Error! Bookmark not defined.**

4.7.2 Izračunavanje funkcije prenosa filtara višeg reda 163

4.7.3 Izračunavanje frekvencije kaskadnih polova u slučaju EAFPO 167

4.7.4 Izračunavanje frekvencije kaskadnih polova u slučaju PAFPO 172

5 Primer realizacije PAFPO u tehnici mikrostripa 176

6 Buduća istraživanja 184

7 Zaključak 186

Literatura 191

LISTA SKRAĆENICA

ADS (*Advanced Design System*) – programski paket za analizu i sintezu električnih kola

AFK – Amplitudska Frekvencijska Karakteristika

AK mreža – antiparalelna veza kaskadnih mreža

CAD (*Computer Aided Design*) – projektovanje pomoću računara

CCDBR (*Capacitive-Coupled Dual-Behavior Resonator*) – kapacitivno spregnuti rezonatori dvostrukog ponašanja

CPWG (*CoPlanar Waveguide Grounded*) – koplanarni talasovod sa dodatnom uzemljenom ravni

DBR (*Dual-Behavior Resonator*) – rezonator sa dvostrukim ponašanjem

DCS (*Digital Cellular System*) – digitalni celularni sistemi

DGS (*Defected Ground Structure*) – nepotpuna referentna (uzemljena) ravan

EAFPO - Elementarni Antiparalelni Filtar Propusnik Opseg

FNO – Filtar Nepropusnik Opsega

FPO – Filtar Propusnik Opsega

GPA (*Ground Plane Aperture*) – planarna struktura sa delom strukture u referentnoj ravni

GSG (*Ground-Signal-Ground*) RF sonda – sonda za merenje RF kola na vejferima sa tri elastična kontakta: dva periferna za referentnu masu i središni za RF signal

HTS (*High-Temperature Superconductors*) – superprovodnici visokih temperatura

IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) - Udruženje inženjera elektrotehnike i elektronike

ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) *bands* – Frekvencijski opsezi rezervisani za rad industrijskih, naučnih i medicinskih uređaja koji ne spadaju u telekomunikacione.

ITU (*International Telecommunication Union*) – internacionalna telekomunikaciona unija

KA mreža – kaskadna veza antiparalelnih mreža

KMK – Kapacitivno Mikrostrip Kolo

LCP (*Liquid Crystal Polymer*) – tečni kristal polimer

LTCC (*Low-Temperature Cofired Ceramics*) – keramike zatopljene na niskim temperaturama

MEMS (*Micro Electro Mechanical Systems*) – mikro elektro mehanički sistemi

MIT - *Massachusetts Institute of Technology*

MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*) – monolitna mikrotalasna integrisana kola

NF – Niskopropusni Filtar

PAFPO - Prošireni Antiparalelni Filtar Propusnik Opseg

$PAFPO_Y$ – PAFPO sa kondenzatorima povezanim u zvezdu

$PAFPO_\Delta$ – PAFPO sa kondenzatorima povezanim u trougao

PBG (*Photonic Band Gap*) – planarna struktura sa segmentiranom referentnom ravni

RF (*Radio Frequency*) – radio frekvencije

RKE - Rezonatori sa Koncentrisanim Elementima

RKKE - Rezonatori sa Kvazi Koncentrisanim Elementima

RRE - Rezonatori sa Raspodeljenim Elementima

SIR (*Stepped Impedance Resonators*) - rezonatori sa stepenastom promenom vrednosti karakterističnih impedansi

SSS (*SuSpended Stripline*) – izdignuti striplajn

SWOLF (*Slow Wave Open Loop Filters*) - filtri sa otvorenom petljom i usporenjem talasa

SWOLR (*Slow Wave Open Loop Resonator*) – rezonator sa otvorenom petljom i usporenjem talasa

TFSIR (*Tri-section Folded Stepped Impedance Resonator*) – trosekcijski, savijeni rezonatori sa stepenastom promenom vrednosti karakteristične impedanse.

UHF (*Ultra High Frequencies*) –opseg frekvencija od 300–3000 MHz

UWB (*Ultra Wide-Band*) – Ultra širokopojasni

VF – Visokopropusni Filtar

VIA (*Vertical Interconnect Access*), takođe *via* (lat.) – staza, put, veza: električna provodna veza koja prolazi kroz izolacione dielektrične slojeve štampane ploče i spaja dva ili više provodna metalna sloja.

WLAN (*Wireless Local Area Network*) –bežična lokalna mreža

YBCO (*Yttrium-Barium-Copper-Oxide*) – itrijum-barijum-bakar-oksid

ZDF (*Zero Degree Feed*) ili „0°-feed – napajanje sa nultom faznom razlikom

LISTA ILUSTRACIJA

Slika 1.1 Štampana pločica mikrotalasnog prijemnika sa dve vrste planarnih mikrostrip filtara propusnika opsega integrisanih sa ostalim komponentama

Slika 1.2 Broj stručnih članaka iz oblasti mikrostrip filtara po godinama

Slika 2.1 Oblast ostvarivih širina propusnog opsega i radnih frekvencija za različite vrste filtara propusnika opsega

Slika 2.2 Veza mikrostrip filtara sa ostalim oblastima mikrotalasne tehnike

Slika 2.3 Pregled najčešće korišćenig vrsta štampanih transmisionih vodova

Slika 2.4 Poprečni presek mikrostrip voda sa podužnim rasporedom gustina struje

Slika 2.5 Vrednost karakteristične impedanse u zavisnosti od relativne širine mikrostrip voda (u odnosu na debljinu dielektričnog supstrata): a) za velike vrednosti relativne dielektrične konstante; b) za male vrednosti relativne dielektrične konstante

Slika 2.6 Zavisnost maksimalne radne frekvencije mikrostripa od debljine i vrste dielektrika

Slika 2.7 Tipični oblici mikrostrip rezonatora: (a) rezonator sa koncentrisanim parametrima; (b) rezonator Sa kvazi koncentrisanim parametrima; (c) otvoreni četvrt-talasni rezonator; (d) kratkospojeni četvrt-talasni rez.; (e) polutalasni rezonator; (f) prstenasti rezonator; (g) kružni patch rezonator; (h) trougaoni patch rezonator

Slika 2.8 Primeri mikrostrip dual-mod rezonatora sa po jednim perturbacionim elementom: (a) kružni disk; (b) kvadratni rezonator; (c) kružni prsten; (d) kvadratna petlja; (e) izmeandrirana petlja;

Slika 2.9 Filtar sa meandriranim kvadratnim dual-mod rezonatorom: (a) izgled filtra; (b) AFK S-parametara filtra

Slika 2.10 Filtar sa fraktalnim dual-mod rezonatorom: (a) izgled filtra; (b) AFK S-parametara filtra .

Slika 2.11 Filtar sa dual-mod rezonatorom koji sadrži četiri perturbaciona elementa

Slika 2.12 AFK S-parametara dve verzije filtara sa četiri perturbaciona elementa: (a) simulirane; (b) izmerene.

Slika 2.13 Dimenzije i fotografija realizovanog filtra propusnika opsega sa dual mod rezonatorom bez perturbacionih elemenata

Slika 2.14 AFK filtra: (a) u zavisnosti od položaja napojnog voda; (b) u zavisnosti od širine sprežnog procepa. Rezultati EM analize

Slika 2.15 Poređenje izmerenih AFK filtra sa rezultatima dobijeim EM analizom

Slika 2.16 Izgled rezonatora sa otvorenom petljom i prikaz dva standardna načina povezivanja sa pristupnim vodom: (a) spajanjem i (b) sprezanjem

Slika 2.17 Načini sprezanja rezonatora sa otvorenom petljom: (a) kapacitivna sprega; (b) magnetna sprega; (c,d) mešovita sprega

Slika 2.18 Različite konfiguracije filtara propusnika opsega sa parom transmisionih nula na konačnim frekvencijama

Slika 2.19 (a) Izgled i AFK idealnog filtra sa četiri rezonatora; (b) izmerene AFK filtra.

Slika 2.20 Pogodne tačke za direktno sprezanje sa pristupnim vodovima: (a) kod filtra sa direktno spregnutim U rezonatorima; (b) kod filtra sa ukršteno spregnutim minijaturnim U rezonatorima.

Slika 2.21 Kapacitivno sprezanje dva rezonatora: (a) bez ZDF strukture; (b) sa ZDF strukturom

Slika 2.22 Ekvivalentna šema sa najvažnijim parametrima dva spregnuta rezonatora sa ZDF strukturom

Slika 2.23 Zavisnost koeficijenta sprege od dužine preklapanja krajeva rezonatora (L) pri fiksnoj širini procepa

Slika 2.24 Realizovani modeli filtara sa dva kapacitivno spregnuta rezonatora: (a) bez ZDF strukture; (b) sa ZDF strukturom

Slika 2.25 AFK S-parametara filtra u blizini propusnog opsega: (a) bez ZDF strukture; (b) sa ZDF strukturuom;

Slika 2.26 Poređenje AFK S-parametara filtra filtara sa i bez ZDF strukture: (a) S21 i S11 u oba nepropusna opsega; (d) fazna razlika S21 parametara. (pune linije - izmereni rezultati, isprekidane linije – rezultati simulacije).

Slika 2.27 Realizovani modeli filtara sa dva kapacitivno spregnuta rezonatora i ZDF strukturom sa četvrt-talasnim transformatorima na ulazu i izlazu.

Slika 2.28 Poređenje izmerenih AFK S21-parametara filtra sa četvrt-talasnim transformatorima (Filtar C) i filtara sa slike 2.26 (Filtar A i Filtar B).

Slika 2.29 Izgled filtra sastavljenog od dva prstenasta rezonatora sa otvorenom petljom sa asimetričnim položajem uvodnih linija.

Slika 2.30 Rezultati simulacije AFK filtra za širinu sprežnog proreza s1 = 0.35 mm i različite položaje uvodnih linija [rrrr]

Slika 2.31 Izmerene vrednosti AFK filtra za l1 = 11.24 mm i l2 = 17.61 mm

Slika 2.32 Fotografije mikrostirp filtara sa spregnutim, kapacitivno opterećenim transmisionim vodovima koji: (a) ne obrazuju ZDF strukturu (filtar D); (b) obrazuju ZDF strukturu (filtar E).

Slika 2.33 Izmerene i simulirane AFK filtra sa spregnutim, kapacitivno opterećenim transmisionim vodovima: (a) oba filtra u širem opsegu; (b) filtar D u okolini propusnog opsega; (c) filtar E u okolini propusnog opsega

Slika 2.34 Modifikacija U-rezonatora radi smanjenja dimenzija: (a) konvencionalni U-rezonator; (b) smanjeni U rezonator sa SMD kondenzatorom; (c) minijaturni U-rezonator sa savijenim spregnutim linijama

Slika 2.35 (a) Rezonator u vidu kapacitivno opterećenog transmisionog voda; (b) Vrednosti i odnos rezonantne frekvencije (f0) i prvog harmonika (f1) simetrično kapacitivno opterećenog transmisionog voda u zavisnosto od veličine kapacitivnog opterećenja

Slika 2.36 (a) Mikrostrip rezonator sa otvorenom petljom i usporenjem talasa; (b) Vrednosti i odnos rezonantne frekvencije (f0) i prvog harmonika (f1) rezonatora u zavisnosto dužine otvorenog staba izračunate programom za EM analizu

Slika 2.37 Zavisnost koeficijenata sprege između rezonatora od rastojanja s, za različite tipove sprege: a) induktivna (magnetna) sprega, b) mešovita sprega i c) kapacitivna (električna) sprega. Rezultati elektromagnetne simulacije.

Slika 2.38 Zavisnost koeficijenata sprege između delimično preklopljenih rezonatora od dužine preklapanja d, za fiksnu vrednost rastojanja s. Rezultati elektromagnetne simulacije.

Slika 2.39 Različite konfiguracije filtara propusnika opsega sastavljenih od identičnih rezonatora sa otvorenom petljom i usporenjem talasa

Slika 2.40 Fotografije realizovanih filtar sa SWOL rezonatorima: a) filtar sa pet rezonatora spregnuta delimičnim preklapanjem; b) filtra sa četiri ukršteno spregnuta rezonatora

Slika 2.41 Izmerene AFK realizovanog filtra sa pet SWOL rezonatora

Slika 2.42 Izmerene frekvencijske karakteristike S parametara filtra četiri ukršteno spregnuta SWOL rezonatora i xxxxxx

Slika 2.43 Rezonatori sa stepenastim impedansama (SIR): a) Dvostepeni SIR, b) Savijeni dvostepeni SIR.

Slika 2.44 Rezonatori sa stepenastim impedansama (SIR): a) Trostepeni SIR, b) Savijeni trostepeni SIR

Slika 2.45 Izgled mikrostrip filtra sa dva kompaktna trostepena SIR-a

Slika 2.46 Izmerena i simulirana AFK filtra: (a) u širokom frekvencijskom opsegu; (b) u okolini propusnog opsega

Slika 2.47 (a) Fotografija filtra sa trougaonim SIR; (b) Izmerene i simulirane AFK filtra

Slika 2.48 (a) Fotografija filtra sa poboljšanim potiskivanjem parazitnih propusnih opsega; (b) Izmerene i simulirane karakteristike filtra

Slika 2.49 (a) Fotografija filtra sa poboljšanim potiskivanjem parazitnih propusnih opsega; (b) Izmerene i simulirane karakteristike filtra

Slika 2.50 Mreža sa dva pristupa sastavljeno od paralelne veze dve podmreže

Slika 2.51 Primeri filtara u tehnici stripline sastavljenih od dva paralelna polutalasna rezonatora čiji su krajevi umašeni induktivnim stubićima; odgovarajuće ekvivalento kolo (gore levo) i karakteristika slabljenja normalizovana na centralnu frekvenciju (desno)

Slika 2.52 Primeri filtara u mikrostrip tehnici i kapacitivnom spregom rezonatora sa pristupnim vodovima: (a) ekvivalentno kolo; (b) filtar sa četvrttalasnim rezonatorima; (c) filtar sa polutalasnim rezonatorima pobuđenih na jednom kraju; (d) filtar sa savijenim polutalasnim rezonatorima; (e) filtar sa ukrštenim rezonatorom

Slika 2.53 Tipična normalizovana AFK slabljenja za filtar sa slike 2.52(d) izračunata za dva različita odnosa dužina pobudnih vodova l1 (sekcije 3 i 4) i l2 (sekcije 5 i 6): 1 – $l1/\lambda 0=0.25$, $l2/\lambda 0=0.025$; 2 – $l1/\lambda 0=0.25$, $l2/\lambda 0=0.125$

Slika 2.54 Ekvivalentna električna šema i struktura LCP UWB filtra

Slika 2.55 Uprošćena ekvivalentna šema LCP UWB filtra: a) predložena konfiguracija; b) konfiguracija modifikoovana radi lakšeg izračunavanja S parametara.

Slika 2.56 Frekvencijska karakteristika LCP UWB filtra: a) Idealizovana AFK za optimizovane vrednosti komponenata; b) Poređenje idealizovane AFK i rezultata EM simulacije

Slika 2.57 a) Izgled realizovanog LCP UWB filtra; b) Poređenje izmerene AFK i rezultata EM simulacije

Slika 2.58 Ekvivalentna električna šema i struktura LTCC UWB filtra

Slika 2.59 a) Izgled realizovanog LTCC UWB filtra; b) Poređenje izmerene AFK i rezultata EM simulacije

Slika 2.60 Filtar sa serijski povezanim podmrežama: (a) serijska veza dve podmreže; (b) podmreža ZU; (c) podmreža ZL

Slika 2.61 (a) 3D struktura LTCC filtra propusnika opsega sa serijski povezanim podmrežama; (b) Frekvencijske karakteristike filtra za različite vrednosti uzemljenog kondenzatora C

Slika 2.62 Izmerena frekvencijska karakteristika LTCC filtra upoređena sa rezultatima EM simulacije

Slika 2.63 Izgled mikrostrip kola heksagonalnog filtra propusnika opsega sa otvorenom petljom: (a) bez udvojenih vodova; (b) sa udvojenim vodovima

Slika 2.64 AFK heksagonalnih filtara: (a) poređenje rezultata EM analize filtara sa i bez udvojenih linija; (b) izmereni rezultati filtra sa udvojenim vodovima

Slika 2.65 Izgled realiizovanog filtra sa heksagonalnim rezonatorima

Slika 2.66 (a) Principska šema Dual Behavior Resonator-a sastavljenog od idealnih transmisionih vodova; (b) Tipična AFK idealizovanog DBR-a.

Slika 2.67 (a) Konfiguracija kapacitivno spregnutog filtra sa DB rezonatorima sa idealnim transmisonim vodovima. (b) frekvencijske karakteristike filtra za tri seta vrednosti parametara a11 i a12

Slika 2.68 Izgled mikrostrip CCDBR filtra i odgovarajuće AFK (izmerene i dobijene EM analizom) za: (a) a11 = 0.75 and a12 = 0.619; (b) a11 = 0.6 and a12 = 0.39; (c) a11 = 0.55 and a12 = 0.314

Slika 2.69 (a) Izgled filtra sa užim dvostrukim propusnim opsezima; (b) Izmerene i simulirane AFK

Slika 2.70 (a) Izgled filtra sa bliskim dvostrukim propusnim opsezima; (b) Izmerene i simulirane AFK

Slika 2.71 (a) Izgled filtra sa dva propusna opsega; (b) Izmerene i simulirane karakteristike filtra

Slika 2.72 Hilbertov fraktalni rezonator kapacitivno spregnut sa pristupnim vodovima

Slika 2.73 Filtar sa dva Hilbertova fraktalna rezonatora: (a) izgled filtra sa tri različita položaja uzemljenih VIA obeležena brojevima; (b) odgovarajuće AFK dobijene EM simulacijom

Slika 2.74 (a) Izgled filtra sa dva razdvojena spiralna rezonatora umašena u centru i uokvirena umašenim transmisionim vodovima; (b) Izmerene i simulirane AFK filtra.

Slika 2.75 (a) Izgled filtra sa dvostrukim (ispreplетanim) spiralnim rezonatorom umašenim u centru i uokvirenim umašenim transmisionim vodovima; (b) Izmerene i simulirane AFK filtra.

Slika 3.1 Različiti načini sprege rezonatora sa kapacitivno opterećenim krajevima: (a) kapacitivna (električna) sprega; (b) induktivna (magnetna) sprega; (c) mešovita sprega

Slika 3.2 Modifikovanje oblika rezonatora radi postizanja dominantno kapacitivne sprege u slučaju filtara sa četiri rezonatora: (a) sa originalnim oblikom rezonatora sa otvorenom petljom i usporenjem talasa; (b) neznatno modifikovani rezonatori radi postizanja jače kapacitivne sprege, (c) znatno modifikovani rezonatori radi minimizovanja površine i postizanja jake kapacitivne sprege .

Slika 3.3 Ekvivalentna električna šema filtara sa četiri kapacitivno spregnuta rezonatora

Slika 3.4 AFK S21 i S11 parametara kola sa četiri kapacitivno spregnuta rezonatora za tri različita seta vrednosti parametara filtra navedena u tabeli 3.1

Slika 3.5 AFK S21 i S11 parametara kola sa četiri kapacitivno spregnuta rezonatora za tri različita seta vrednosti parametara filtra navedena u tabeli 3.2

Slika 3.6 AFK filtra propusnika opsega sa kapacitivno spregnutim rezonatorima normalizovanog na jediničnu kružnu frekvenciju ωc = 1 rad/s i sa jediničnim simetričnim opterećenjem Zin = Zout = 1 Ω

Slika 3.7 (a) Izgled mikrostrip filtra sa četiri kapacitivno spregnuta rezonatora (b) Izgled jednog rezonatora sa bitnim dimenzijama.

Slika 3.8 Modifikovana električna šema filtra sa četiri kapacitivno spregnuta rezonatora

Slika 3.9 Izgled i dimenzije (u mm) mikrostrip kola filtra projektovanog za fc = 5.3 GHz.

Slika 3.10 Fotografija realizovanog filtra projektovanog za centralnu frekvenciju fc = 5.3 GHz

Slika 3.11 AFK S21 i S11 parametara filtra sa asimetrčnim induktivnostima na C opsegu: (i) izmereni rezultati; (ii) rezultati programa za EM analizu; (iii) rezultati program za modelovanje MW kola

Slika 3.12 Fotografija filtra sa asimetričnim induktivnostima realizovanog na fc = 1270 MHz

Slika 3.13 AFK S21 (crna) i S11 (siva) parametara filtra sa asimetrčnim induktivnostima na L opsegu: a) puna linija - izmereni rezultati; b) tačkasta linija - EM analiza

Slika 3.14 Izgled mikrostrip filtra projektovanog za centralnu frekvenciju fc=380 MHz

Slika 3.15 Fotografija realizovanog filtra za fc=380 MHz.

Slika 3.16 AFK S21 i S11 parametara filtra projektovanog za UHF opseg. a) puna linija - izmereni rezultati; b) tačkasta linija - EM analiza

Slika 3.17 Izgled mikrostrip kola filtra čija je centralna frekvencija fc = 11.5 GHz

Slika 3.18 Fotografija realizovanog filtra propusnika opsega na X opsegu

Slika 3.19 AFK S21 i S11 parametara filtra projektovanog za X opseg: a) puna linija - izmereni rezultati; b) tačkasta linija - EM analiza

Slika 3.20 Električna šema filtra čiji su rezonatori opterećeni nejednakim kapacitivnostima

Slika 3.21 Izgled mikrostrip kola filtra sa asimetričnim kapacitivnostima (crno - ulazni i izlazni rezonatori; sivo - sprežni rezonatori)

Slika 3.22 Fotografija realizovanog mikrostrip filtra sa asimetričnim kapacitivnostima

Slika 3.23 AFK S21 i S11 parametara filtra sa asimetričnim kapacitivnostima na S opsegu: a) puna linija - izmereni rezultati; b) tačkasta linija - EM analiza

Slika 3.24 Električna šema filtra sa asimetričnim kapacitivnostima ostvarenim pomoću dodatne koncentrisane kapacitivnosti C_{pc}

Slika 3.25 Geometrija dvoslojnog štampanog hibridnog filtra sa asimetričnim kapacitivnostima

Slika 3.26 Fotografija realizovanog hibridnog filtra: gornji sloj (levo) i donji (desno). Dodatni SMD kondenzatori (Cpc) su obeleženi belim strelicama

Slika 3.27 AFK S21 i S11 parametara hibridnog filtra sa asimetričnim kapacitivnostima: (a) rezultati simulacije; (b) izmereni rezultati

Slika 3.28 Ekvivalentne šeme HTS filtara za 2.45 GHz ISM opseg: a) filtar sa dva spregnuta rezonatora; (b) filtar sa četiri spregnuta rezonatora

Slika 3.29 AFK S21 i S11 parametara HTS filtara dobijenih programom za analizu mikrotalasnih mreža: (a) sa dva rezonatora; (b) sa četiri rezonatora

Slika 3.30 Geometrija mikrostrip HTS filtara: (a) sa dva kapacitivno spregnuta rezonatora; (b) sa četiri kapacitivno spregnuta rezonatora

Slika 3.31 (a) Optimizovana geometrija mikrostrip HTS filtara sa četiri rezonatora; (b) odgovarajuća AFK dobijena EM analizom programom Quickwave

Slika 3.32 MEMS prekidači: (a) učvršćeni u dve tačke – lučni; (b) učvršćeni u jednoj tački – konzolni

Slika 3.33 Minijaturni filtar sa četiri rezonatora i MEMS lučnim kapacitivnim prekidačima

Slika 3.34 Minijaturni filtar sa četiri rezonatora i MEMS konzolnim kapacitivnim prekidačima

Slika 3.35 AFK filtara za dva stanja kapacitivnih MEMS prekidača: (a) sa lučnim kapacitivnim prekidačima; (b) sa konzolnim kapacitivnim prekidačima

Slika 3.36 Izgled i AFK promenljivog filtra sa MEMS prekidačima

Slika 3.37 Ilustracija iz [113]: Najnovije topologije planarnih rezonatora

3

Slika 4.1 Formiranje filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima paralelnim spajanjem dve identične asimetrične podmreže suprotne orijentacije

Slika 4.2 Bazična asimetrična podmreža (a) i dva načina njenog povezivanja: paralelno (b) i antiparalelno(c)

Slika 4.3 Ekvivalentne šeme najjednostavnijih dvoprilaznih LC podmreža koje mogu formirati antiparalenu mrežu

Slika 4.4 Šema EAFPO formiranog antiparalelnom vezom dve identične podmreže sa slike 4.3d

Slika 4.5 Grafici: (a) kubnog polinoma P3(t); i (b) odgovarajućeg bikubnog polinoma P6(ω) za tri seta realnih i pozitivnih parametara C, L i k koji odgovaraju slučajevima: (2) - sa dve

različite realne pozitivne nule; (1) - sa jednom dvostrukom realnom pozitivnom nulom; (0) - bez ijedne realne pozitivne nule.

Slika 4.6 AFK S-parametara za četiri osenčena EAFPO prototipa iz Tabele 4.1

Slika 4.7 (a) Ekvivalentna šema antiparalelna mreža NA sastavljena od podmreže sa Sl. 2.3d; (b) Opšti izgled mreže N_A u planarnoj (mikrostrip) tehnici; (c) Ekvivalentna šema mreže N_{AX} proširena sa dominantim parazitnim elementima C_X i L_X; (d) Modifikovana antiparalelna mreža $N_{A\Delta}$; (e) Opšti izgled realizacije modifikovane mreže $N_{A\Delta}$ u mikrostrip tehnici

Slika 4.8 a) Referentna konfiguracija podmreže N_Δ (nebalansna sa Δ vezom kondenzatora) i tri ekvivalentne podmreže: b) N_Y podmreža sa Y vezom kondenzatora; c) $N_{B\Delta}$ balansna podmreža sa Δ vezom kondenzatora; d) N_{BY} balansna podmreža sa Y vezom kondenzatora;

Slika 4.9 Ekvivalentna šema (levo) i opšti izgled u planarnoj tehnici (desno) antiparalelne mreže sastavljene od: (a) nebalansne Y podmreže; (b) balansne Δ podmreže; (c) balansne Y podmreže;

Slika 4.10 Električne šeme: (a) proširene podmreže sa kondenzatorima u Y konfiguraciji (N_Y); i (b) odgovarajuća prošireni antiparalelni filtar propusnik opsega (N_{AY})

Slika 4.11 Električne šeme: (a) proširene podmreže sa kondenzatorima u Δ konfiguraciji (N_Δ); i (b) odgovarajući prošireni antiparalelni filtar propusnik opsega ($N_{A\Delta}$)

Slika 4.12 Poređenje AFK S parametara četiri PAFPO iz tabele 4.3 i bazičnog $EAFPO_{(4)}$ iz tabele 4.1

Slika 4.13 (a) Grafik polinoma $P_8(\omega)$ za vrednosti parametara filtra datih u tabeli 4.3; (b) Detalj grafika polinoma $P_8(\omega)$ u okolini $\omega = 1$

Slika 4.14 Poređenje AFK S-parametara četiri PAFPO iz tabele 4.4 i bazičnog $EAFPO_{(4)}$ iz tabele 4.1

Slika 4.15 Grafik polinoma $P_8(\omega)$ u okolini $\omega = 1$, za vrednosti parametara filtra datih u tabeli 4.4;

Slika 4.16 AFK S-parametara za šest planarnih $PAFPO_\Delta$ sa različitim vrednostima normalizovane karakteristične impedanse induktivnih transmisionih vodova (frekvencijska osa je logaritamska)

Slika 4.17 AFK S-parametara planarnog PAFPO sa dvostrukim propusnim opsegom.

Slika 4.18 Kaskadna veza dve Antiparalelne mreže (KA mreža)

Slika 4.19 Antiparalelna veza dve kaskadne podmreže (AK mreža)

Slika 4.20 Opšta planarna topologija dvostepene i trostepene KA mreže

Slika 4.21 Opšta planarna topologija dvostepene i trostepene AK mreže

Slika 4.22 Kružna frekvencija kaskadnog pola dvostepene kaskade EAFPO u zavisnosti od vrednosti nezavisnog parametra C

Slika 4.23 Kružne frekvencije polova višestepenih kaskada EAFPO za redove kaskada r od 1 do10 i za vrednost nezavisnog parametra C = 3

Slika 4.24 AFK S11 parametara EAFPO za redove kaskada r od 1 do 3 i za vrednost nezavisnog parametra C = 3

Slika 4.25 AFK S11 parametara EAFPO za redove kaskada r od 4 do 5 i za vrednost nezavisnog parametra C = 3

Slika 4.26 AFK S11 i S21 parametara EAFPO za red kaskade r = 10 i C = 3

Slika 4.27 AFK S21 parametara EAFPO za redove kaskada r od 1 do 7 i za vrednost nezavisnog parametra C = 3

Slika 4.28 AFK S21 parametara EAFPO za redove kaskada r od 1 do 7 i za vrednost nezavisnog parametra C = 3 u okolini propusnog opsega

Slika 4.29 AFK S21 parametara EAFPO za redove kaskada r od 1 do 4 i za vrednost nezavisnog parametra C = 3 u okolini propusnog opsega

Slika 4.30 Kružne frekvencije polova višestepenih kaskada PAFPO (C = 4, ωEZ1 = 0.5 i ωEZ2 = 2), za redove kaskada od r =1 do r =10 i vrednost nezavisnog parametra

Slika 4.31 AFK S11 parametara PAFPO za redove kaskada r od 1 do 3 i za vrednost parametara C = 4, ωEZ1 = 0.5 i ωEZ2 = 2

Slika 4.32 AFK S11 parametara PAFPO za redove kaskada r od 4 do 5 i za vrednost parametara C = 4, ωEZ1 = 0.5 i ωEZ2 = 2

Slika 4.33 AFK S11 i S21 parametara PAFPO za red kaskade r = 10 i za vrednost parametara C = 4, ωEZ1 = 0.5 i ωEZ2 = 2

Slika 4.34 AFK S21 parametara PAFPO za redove kaskada r od 1 do 5 i za vrednost parametara C = 4, ωEZ1 = 0.5 i ωEZ2 = 2

Slika 5.1 Izgled jedne polovine mikrostrip kola realizovanog filtra sa obeleženim dimenzijama [mm]

Slika 5.2 Izgled Kapacitivnog Mikrostrip Kola i odgovarajuća električna šema

Slika 5.3 Izgled Kapacitivnog Mikrostrip Kola sa meandriranim procepom radi povećavanja vrednosti sprežnog kondenzatora C_{12}'

Slika 5.4 Vrednosti kondenzatora mikrostrip kola sa slike 5.2 izračunate primenom (5.7)-(5.9)

Slika 5.5 Model $EABPF_{\Delta}$ sastavljen od idealnih transmisionih vodova

Slika 5.6 Fotografija $EABPF_{\Delta}$ verzije filtra realizovanog u mikrostrip tehnici u poređenju sa milimetarskom skalom

Slika 5.7 AFK S-parametara realizovanog filtra (umetak – grupno kašnjenje u propusnom opsegu): a) skalirani EABPFΔ prototip; b) rezultati modela sa transmisionim vodovima; c) izmereni rezultati

LISTA TABELA

Tabela 2.1 Uporedne osobine različitih tipova filtara propusnika opsega sa raspodeljenim parametrima

Tabela 3.1 Vrednosti parametara filtara za različite vrednosti centralne frekvencije propusnog opsega

Tabela 3.2 Vrednosti parametara filtara za različite širine propusnog opsega filtra

Tabela 3.3 Dimenzije mikrostrip kola filtra projektovanog za f_c = 5.3 GHz

Tabela 3.4 Izmereni rezultati karakteristika filtra na S opsegu i rezultati EM analize

Tabela 4.1 Vrednosti parametara i glavnih karakteristika nekoliko EAFPO prototipova

Tabela 4.2 Poređenje tačnih i približnih vrednosti parametara EAFPO prototipova. U kolonama sa pribižnim vrednostima su podvučene cifre koje se razlikuju od tačnih vrednosti.

Tabela 4.3 Vrednosti parametara i L/C komponenti četiri PAFPO sa različitim položajem transmisionih nula izvedenih od $EAFPO_{(4)}$ (C = 4), kao i osnovne karakteristike ovih filtara (osenčene kolone)

Tabela 4.4 Vrednosti komponenti i osnovne karakteristike (osenčene) četiri PAFPO sa dvostrukom S_{11} nulom na jediničnoj frekvenciji

Tabela 4.5 Prvih nekoliko redova Čebiševljevog polinoma druge vrste sa vrednostima nula

Tabela 5.1 Vrednosti parametara modela $EABPF_{\Delta}$ sastavljenog od idealnih transmisionih vodova (za f_c = 1 GHz i R_0 = 50 Ω)

Tabela 5.2 Poređenje najvažnijih karakteristika realizovanog filtra

Smiljani i Predragu – zbog svega što su bili

Oliveri i Saši – zbog svega što jesu

Maji i Vladimiru – zbog svega što će biti

1 UVOD

Najopštije gledano, rad elektronskih uređaja se zasniva na prenosu i obradi elektromagnetnih signala različitih frekvencija i nivoa. Sve veća zauzetost elektromagnetnog spektra nameće zahtev se elektromagnetno zračenje emituje samo u opsezima koji su u skladu sa važećim preporukama, standardima i konkretnim frekvencijskim planovima pojedinih uređaja. Za pouzdan rad poželjno je da se između pojedinih podsklopova, unutar nekog složenijeg uređaja, razmenjuju samo korisni signali koji zauzimaju samo definisani frekvencijski opseg, a da se svi harmonici i nekorisne spektralne komponente što više potisnu i oslabe. Pored toga, neophodno je osigurati da uređaji neometano rade i u uslovima kada na bliskim kanalima postoje neželjeni elektromagnetni signali koji potiču od drugih uređaja, a koji često mogu biti znatno većeg nivoa od korisnog signala. Navedeni zahtevi se najčešće ostvaruju upotrebom najrazličitijih vrsta električnih filtara, što sugeriše da su filtri nezamenljive i neizostavne komponente u svim tipovima savremenih elektronskih sistema. Ubrzani i neprekidni razvoj telekomunikacionih uređaja, uz povećavanje prenete količine informacija, kao i pomeranje radnih kanala ka višim frekvencijama, stalno pooštravaju zahteve koje treba da ispune filtri u pogledu selektivnosti i linearnosti faze, uz istovremeno smanjenje dimenzija, težine i cene. Sa porastom radne frekvencije projektovanje i realizacija filtara postaje znatno složenija pošto će AFK (Amplitudsko Frekvencijska Karakteristika) svakog realnog filtra, na dovoljno visokim frekvencijama, degradirati, odnosno odstupiti od karakterkistika koje se dobijaju na osnovu filtarskih modela sastavljenih od idealnih elemenata. To se prvenstveno dešava usled toga što se komponente filtra, prilikom projektovanja na RF i mikrotalasnim frekvencijama, više ne mogu tretirati kao idealne kondenzatori ili zavojnice, već se moraju uzeti u obzir razni parazitni efekti čiji se uticaj povećava sa porastom frekvencije.

Zbog toga je projektovanja mikrotalasnih filtara oblast koja još uvek nije potpuno automatizovana i svedena na jednostavnu, neposrednu primenu gotovih rezultata dobijenih specijalizovanim programskim paketima, već predstavlja predmet proučavanja velikog broja istraživača. Rezultat tih istraživanja su mnogobrojni radovi na temu mikrotalsnih filtara koji su i dalje među najzastupljenijim u savremenoj stručnoj literaturi iz oblasti elektromagnetike, mikrotalasa i elektronskih komponenti. Ova istraživanja su, naročito u oblasti RF i mikrotalasnih filtara, podstaknuta najnovijim napredkom u razvoju novih materijala i proizvodnih tehnologija kao što su HTS (High-Temperature Superconductors), LTCC (Low-

Temperature Cofired Ceramics), MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits), MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) i mnogim drugim.

Među mikrotalsnim filtrima, naročito su atraktivni štampani filtri, vrsta pasivnih analognih filtara sastavljenih od elemenata sa raspodeljenim parametrima u vidu transmisionih vodova. Njihove osnovne prednosti su jednostavnost, ponovljivost i pouzdanost, kao i niska cena koja se praktično svodi na cenu zauzete površine na štampanoj ploči. U kombinaciji sa razvojem novih materijala i proizvodnih tehnologija istraživanje i razvoj štampanih filtara omogućava sve veći stepen integracije ovih komponenti na nivou hibridnih integrisanih kola pa čak i poluprovodničkih integrisanih kola.

Iz oblasti štampanih filtara propusnika opsega postoji veliki broj naučnih i stručnih radova u kojima se predlažu različite nove konfiguracije, pri čemu značajan broj njih ima upadljivo slične AFK u pogledu broja i položaja polova i nula prenosne funkcije. Naročito je karakteristično postojanje para transmisionih nula, po jedne sa svake strane propusnog opsega, koje poboljšavaju selektivnost filtra i koje pružaju mogućnost za značajno potiskivanje diskretnih, dominantih, neželjenih signala. Ovoj grupi pripadaju i filtri sa kapacitivno spregnutim rezonatorima, koji su predmet proučavanja ove disertacije. Ovi filtri se odlikuju jednostavnom konfiguracijom koja se sastoji od veoma malog broja različitih elemenata koji mogu biti tretirani kao kvazi koncentrisani elementi čak i prilikom projektovanja filtara na RF i mikrotalasnim frekvencijama. Pored jednostavnosti, planarne verzije ovih filtara se odlikuju i relativno malim dimenzijama, reda dela talasne dužine, što je, pored pogodnih električnih karakteristika, jedan od najvažnijih osobina ili čak kriterijuma za poređenje sa prethodno publikovanim verzijama filtara.

U radovima koje su publikovani pre početka rada na disertaciji, nova konfiguracija filtara propusnika opsega sa kapacitivno spregnutim rezonatorima nije detaljnije teorijski analizirana niti podrobnije upoređena sa ostalim vrstama planarnih filtara poznatih iz literature. Zbog toga će proučavani filtri biti upoređeni sa štampanim filtrima poznatim iz literature koji poseduju slične AFK, kako bi se identifikovali i analizirali faktori koji uslovljavaju uočene sličnosti AFK. Takođe će se ispitati mogućnosti i ograničenja svođenja filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima na klasične konfiguracije filtara propusnika opsega. U okviru disertacije će se ispitati koja je najjednostavnija konfiguracija ove vrste filtara koja još uvek ima osobine filtra propusnika opsega, koje su konfiguracije najpogodnije za praktičnu realizaciju u vidu planarnih filtara, kao i koje su konfiguracije i metode pogodne za projektovanje i realizaciju ovih filtara na RF i mikrotalasnim frekvencijskim opsezima.

1.1 Struktura rada.

U okviru prvog, uvodnog poglavlja izloženi su motivi za proučavanje ove vrste filtara, zatim razlozi za izbor ove oblasti za temu disertacije, kao i radna hipoteza disertacije.

U drugom poglavlju je prikazan kratak pregled razvoja električnih, analognih i mikrotalasnih filtara, kao i karakteristični primeri, poznati iz literature, mikrostrip filtara propusnika opsega koji su po svojoj topologiji, predloženim konfiguracijama i električnim osobinama najsličniji filtrima koji su predmet ove disertacije.

U trećem poglavlju je prikazano nekoliko različitih konfiguracija filtara sa kapacitivno spegnutim rezonatorima koji su tokom rada na disertaciji publikovani u stručnim časopisima i na konferencijama. Nekoliko ovih radova je citirano u radovima drugih autora, tako da će u ovom poglavlju biti prikazano i par najznačajnijih radova u kojima su primenjena rešenja opisana u publikovanim radovima iz oblasti ove disertacije.

Četvrto, najvažnije, poglavlje prikazuje teorijsku analizu filtara sa kapacitivno spregnutima rezonatorima, počevši od najjednostavnije, elementarne, konfiguracije sa idealnim L i C komponantama, na čijem je primeru objašnjena veza između električnih osobina ovih filtara i njihove specifične topologije. U nastavku se analizira proširena konfiguracija filtra sa idealnim komponantama, koja je znatno pogodnija za praktičnu realizaciju, kao i proširena konfiguracija sa transmisionim vodovima. Prikazane su i različite topologije filtara, koje su međusobno električni ekvivalentne, a koje omogućavaju realizaciju ove vrste filtara u najrazličitijim planarnim tehnologijama, odnosno omogućava integraciju filtra sa ostatkom kola izgrađenog na nekoj specifičnoj planarnoj strukturi.. Na kraju četvrtog poglavlja analizirane su osobine složenih filtara koji se dobijaju kaskadnim povezivanjem proizvoljnog broja identičnih osnovnih filtara.

U petom poglavlju je prikazan primer projektovanja filtra na osnovu izloženih teorijskih analiza, i realizacije eksperimentalnog modela u tehnici mikrostripa. Takođe su prikazani i izmereni rezultati električnih karakteristika realizovanog filtra koji su upoređeni sa teorijskim predviđanima.

U šestoj glavi su izloženi planovi za buduća istraživanja na osnovu teorijskih postavki izloženih u ovoj disertaciji, kao što su: eksperimentalne verifikacije modela filtara čije su konfiguracije dualne filtrima koji su predmet ove disertacije, zatim realizacija filtara sa

dvostrukim ili višestrukim propusnim opsezima, kao i realizacija filtara u nekim drugim, složenijim, planarnim strukturama i tehnologijama.

U sedmoj, zaključnoj, glavi dat je pregled najvažnijih rezultata proisteklih iz rada na ovoj disertaciji.

Disertacija sadrži i tri priloga. U prvom prilogu su date najvažnije matrične relacije za međusobnu konverziju najvažnijih tipova matrica kojima se opisuju dvopristupne električne mreže kao i opšti oblik transmisionih matrica za nekoliko tipičnih dvopristupnih mreža.

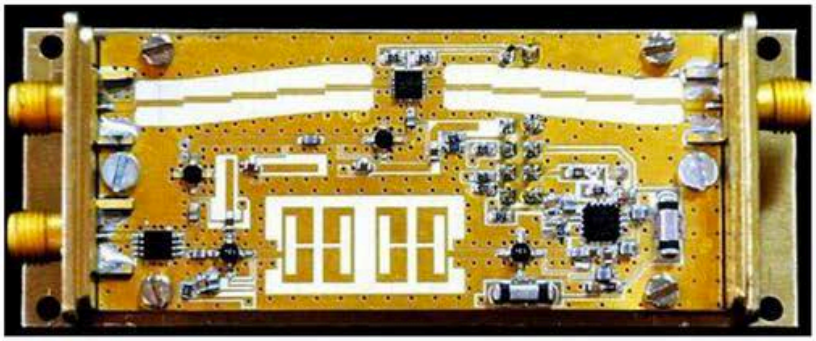
Drugi prilog sadrži *notebook* fajlove programa *Mathematica* za izračunavanje AFK proučavanih filtara sastavljenih od idealnih elemenata ili od transmisionih vodova.

U trećem prilogu su dati prikazi *Schematic* i *Layout* fajlova pomoću kojih se u ADS programskom paketu verifikovana teorijska predviđanja AFK proučavanih filtara. Na kraju je dat pregled literature koja je korišćena pri izradi ove disertacije.

Deo rezultata ostvarenih tokom rada na ovoj disertaciji publikovan je 20 radova, od kojih su 4 rada objavljena u internacionalnim časopisima, 6 radova saopštenih na internacionalnim konferencijama i štampana u celini u zbornicima radova, 2 rada objavljena u domaćim časopisima i 8 radova saopštena na domaćim konferencijama i štampana u celini. Od objavljenih radova, do sada je citirano njih 5 i to u 37 radova drugih autora.

1.2 Motivacija

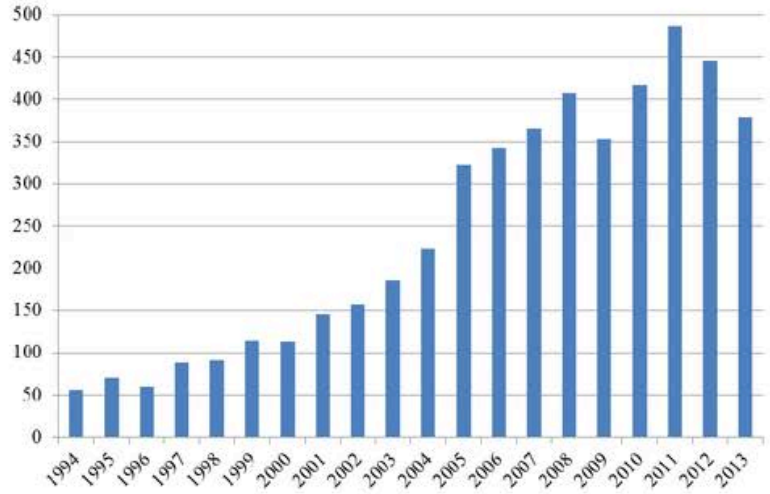
Motiv za proučavanje osobina mikrotalasnih filtara propusnika opsega proizišao je, pre svega, iz višegodišnje inženjerske prakse tokom koje je realizovano par desetina standardnih tipova mikrostrip filtara radi primene u komercijalnim, inovacionim i istraživačkim projektima. Mogućnost da se filtri koji rade na mikrotalasnim frekvencijama realizuju komponenetama sa raspodeljenim parametrima olakšava njihovu integraciju sa ostalim aktivnim i pasivnim komponentama na jedinstvenoj štampanoj pločici, pod uslovom da se prilikom projektovanja uspešno ispune svi projektni zahtevi u pogledu električnih karakteristika filtara, u okviru raspoloživih tehnoloških mogućnosti i na zadatom, odnosno odabranom dielektričnom supstratu. Na Slika 1.1 je dat primer jednog mikrotalasnog sklopa, razvijenog za potrebe komercijalnog programa IMTEL Komunikacija a.d., koji sadrži dve vrste standardnih štampanih filtara: filtre sa bočno spregnutim polutalasnim rezonatorima i filtre sa SWOL rezonatorima.



Slika 1.1 Štampana pločica mikrotalasnog prijemnika sa dve vrste planarnih mikrostrip filtara propusnika opsega integrisanih sa ostalim komponentama

Gotovo svaki, iole složeniji mikrotalasni sklop ili podsklop iziskuje razvoj i realizaciju filtara prema projektnim zahtevima koji su, u velikom broju slučajeva, bar po nekom detalju specifični ili nestandardni. Takođe, usled napretka tehnologije i smanjenja ostalih komponenti, veličina i oblik planarnih filtara se može javiti kao ograničavajući faktor za minijaturizaciju celog sklopa. Težnja za smanjenjem fizičkih dimenzija dovodi do stalnog preispitivanja standardnih i postojećih metoda za sintezu i projektovanje mikrotalasnih filtara i do traganja za novim i poboljšanim konfiguracijama i rešenjima. Sve ovo ukazuje da razvoj i projektovanje filtara, čak i za potrebe komercijalnih projekata, često iziskuje ne samo rutinsku primenu standardnih konfiguracija i metoda, već i manji ili veći stepen inovativnosti i prilagođavanja konkretnim i specifičnim projektnim zahtevima, pri čemu je smanjenje veličine planarnih filtara jedan od najčešćih motiva i ciljeva istraživanja novih vrsta mikrotalasnih filtara.

Planarni filtri su čest i popularan predmet istraživanja velikog broja stručnjaka i naučnika, ponajviše zahvaljujući povećanom interesu za eksploataciju mikrotalasnog dela spektra uslovljenom, pre svega, ubrzanim širenjem bežičnih komunikacija, kao i razvoju novih materijala i tehnologija. Na slici 1.2 je dat prikaz broja članaka po godinama na temu "*microstrip filters*" na osnovu podataka dobijenih u digitalnoj biblioteci IEEE-a [1].



Slika 1.2 Broj stručnih članaka iz oblasti mikrostrip filtara po godinama [1]

Prema podacima iz [1], tokom poslednjih 20 godina objavljeno je više od 5000 ovakvih članaka u stručnim časopisima i na konferencijama, pri čemu se iz godine u godinu uočava trend značajnog povećavanja. Izvestan pada broja radova, koji se na slici 1.2 može uočiti u poslednjih par prikazanih godina, posledica je pomeranja fokusa istraživanja planarnih filtara sa jednostavnijih struktura kao što je mikrostrip, na složenije i tehnološki naprednije planare sturkture u cilju primene pogodnosti koje takve strukture nude za realizaciju filtara sa poboljšanim električnim karakteristikama. Međutim, mikrostrip je i dalje veoma aktuelan kao jednostavna referentna podloga za predstavljanje i demonstraciju novih ideja iz oblasti projektovanja mikrotalasnih filtara i njihovo poređenje sa prethodno poznatim rešenjima i konceptima.

Ovakvom širokom interesovanju za istraživanje u ovoj oblasti pogoduje i činjenica da se upotrebljivi, pa čak i zapaženi, rezultati mogu ostvariti i sa relativno skromnim sredstvima i sa standardnom fotolitografskom tehnologijom, što je ujedno bio dodatni motiv da predmet ove disertacije bude iz oblasti planarnih mikrotalasnih filtara.

1.2.1 Radna hipoteza i ciljevi istraživanja

U relativno velikom broju radova različitih autora, koji će biti detaljnije navedeni u Poglavlju 2, opisani su mikrostrip filtri propusnici opsega različitih konfiguracija i izgleda, koji poseduju međusobno slične AFK S-parametara. Ta sličnost se, pre svega, ispoljava u vidu postojanja transmisionih nula na realnim i konačnim frekvencijama, i to najčešće para nula – po jedne sa svake strane propusnog opsega. I pored toga što su navedene filtre njihovi

autori različito klasifikovali i nazivali, jedno od mogućih objašnjenja za uočenu sličnost AFK može biti da je ona prouzrokovana nekim sistemskim uzrocima sadržanim u konfiguraciji ili nekim drugim opštim osobinama ove grupe filtara. Ovoj grupi pripadaju i filtri propusnici opsega sa kapacitivno spregnutim rezonatorima. Osnovna hipoteza koja će biti ispitivana u okviru ove disertacije je da kod filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima postoji veza između njihove konfiguracije i njihovih električnih osobina. Da bi se to proverilo, prvo će se na globalnom, topološkom, nivou analizirati specifičnosti proučavanih filtara radi identifikovanja bazičnih osobina po kojima se ovi filtri razlikuju od filtara koji se sastoje od identičnih komponenti povezanih u drugačiju konfiguraciju.

Zatim će se ispitati da li je moguće identifikovati najjednostavniju konfiguraciju ove vrste filtara koja ima AFK filtra propusnika opsega. Ukoliko postoji najjednostavnija, elementarna, konfiguracija filtara, ispitaće se veza između nje i složenijih konfiguracija koje poseduju filtri poznati iz literature, odnosno filtri sa kapacitivno spregnutim rezonatorima koji su proučavani u istraživanjima koja su prethodila izradi disertacije. Analiziraće se i primenljivost najjednostavnije konfiguracije za praktičnu realizaciju ove vrste filtara u tehnici planarnih kola, odnosno istražiće se postojanje neznatno složenijih konfiguracija pogodnijih za praktičnu realizaciju.

Jedan broj radova poznatih iz literature bavi se vezom između fizičkih karakteristika filtara i frekvencijskog položaja transmisionih nula u cilju razvijanja metoda za sintezu filtara kod kojih bi se frekvencijski položaj transmisionih nula mogao kontrolisati, odnosno unapred zadavati. S obzirom na jednostavnost konfiguracije filtara proučavanih u okviru ove disertacije, pretpostavlja se da je moguće uspostaviti egzaktnu, kvantitativnu vezu između vrednosti komponenata filtra i frekvencijskog položaja transmisionih nula koja bi se mogla primeniti na direktnu sintezu komponenti filtra na osnovu zadatih, odnosno željenih električnih karakteristika filtara.

Tokom rada na disertaciji istražiće se i sledeća pitanja:

- Detaljna teorijska analiza filtara propusnika opsega sa kapacitivno spregnutim rezonatorima.
- Predlog metode projektovanja proučavanih filara propusnika opsega za različite radne frekvencije i različitu vrednost realnih simetričnih opterećenja, bazirane na normalizovanom prototipu razvijenom na osnovu teorijske analize.
- Eksperimentalna verifikacija filtara realizovanih na osnovu obavljene teorijske analize i predloženih metoda projektovanja.

Prilikom realizacije postavljenih ciljeva istraživanja koristiće se metodi teorijske analize, naročito analiza električnih mreža primenom različitih vrsta mrežnih matrica, zatim komercijalni programski paketi za analizu i modelovanje električnih kola i elektromagnetnu analizu pasivnih RF i mikrotalasnih kola. Radi eksperimentalne provere dobijenih rezultata predviđena je realizacija mikrostrip modela filtara sa centralnom radnom frekvencijom u mikrotalasnom opsegu.

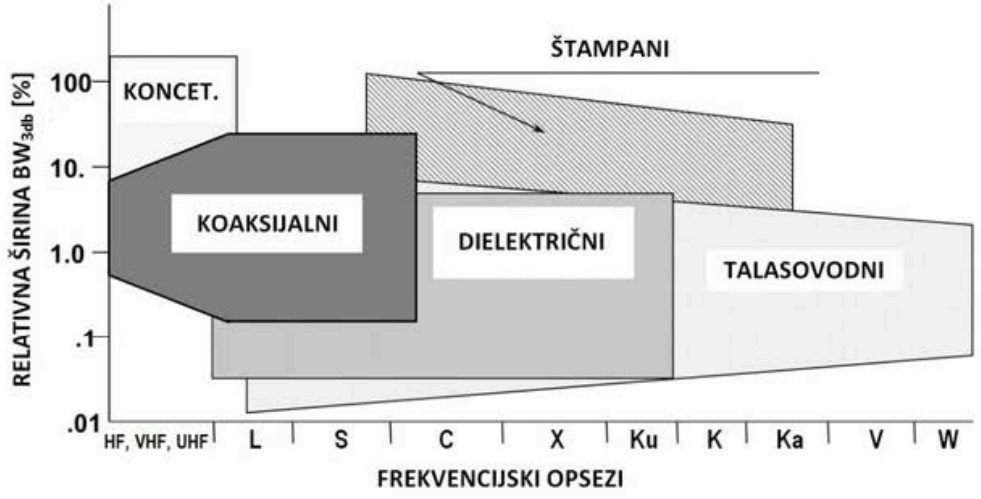
2 OPŠTI PREGLED MIKROTALASNIH FILTARA SA KRATKOM ISTORIJOM RAZVOJA

Postoji veliki broj načina na osnovu kojih se filtri mogu klasifikovati, kao što su: na pasivne ili aktivne, na analogne ili digitalne, na niskopropusne, visokopropusne, propusnike opsega, nepropusnike opsega na uskopojasne i širokopojasne, na linearne i nelinearne, na filtare sa beskonačnim impulsnim odzivom i konačnim impulsnim odzivom.

Predmet proučavanja ove disertacije su pasivni, linearni, analogni filtri propusnici opsega čije radne frekvencije pripadaju višim RF, zatim mikrotalasnim i nižim milimetarskim frekvencijskim opsezima.

2.1 Opšta podela pasivnih analognih filtara propusnika opsega

Prema sastavnim elementima i prenosnom medijumu na kome su realizovani, pasivni filtri se mogu podeliti na filtre sa koncentrisanim parametrima, filtre sa kvazi koncentrisanim parametrima i filtre sa raspodeljenim parametrima u koje spadaju, talasovodni filtri (pravougaoni i kružni), filtri sa koaksijalnim transmisionim linijama i štampani filtri kao što su mikrostrip filtri, stripline filtri, filtri sa podignutim (*suspended*) supstratima. Posebnu kategoriju čine dielektrični filtri, tj. filtri kod kojih su transmisioni vodovi spregnuti sa valjkastim dielektričnim rezonatorima visoke permitivnosti, odnosno kod kojih su talasovodi delimično ispunjeni dieltričnim materijalima visoke permitivnosti.



Slika 2.1 Oblast ostvarivih širina propusnog opsega i radnih frekvencija za različite vrste filtara propusnika opsega [2]

Svaki od ovih medijuma i tipova filtara ima ograničenu oblast primene, kako u pogledu opsega frekvencija, tako i u pogledu ostvarivih širina propusnog opsega, kao što je ilustrovano na slici 2.1. Tako su filtri sa koncentrisanim i kvazi koncentrisanim parametrima uglavnom ograničeni na RF i veoma niske mikrotalasne frekvencije, dielektrični filtri na primene kod kojih se zahteva uzak propusni opseg, a koaksijalni filtri na umerene mikrotalasne frekvencije. Najširi opseg primene imaju talasovodni filtri, ali uz visoku cenu izrade, složenu konstrukciju i nepodesnost za integraciju.

Tabela 2.1 Uporedne osobine različitih tipova FPO sa raspodeljenim parametrima [3]

Karakteristike	Pravougaoni talasovod	Koaksijalni vod	Striplajn	Mikrostrip
Dominantan mod	E_{10}	TEM	TEM	Kvazi-TEM
Viši modovi	TM, TE	TM, TE	TM, TE	TM, TE
Disperzija	umerena	bez disperzije	bez disperzije	niska
Propusni opseg	uzak	umeren	širok	širok
Gubici	mali	umereni	veliki	veliki
Snaga signala	velika	umerena	mala	mala
Fizička veličina	veoma velika	velika	umerena	mala
Realizacija	srednje složena	srednje složena	laka	vrlo laka
Pogodnost za integraciju	nepogodan	nepogodan	pogodan	vrlo pogodan

U poređenju sa talasovodnim, rezonatori realizovani u tehnologiji štampanih filtara imaju znatno manje vrednosti Q faktora, što ograničava minimalno ostvarljivu širinu propusnog opsega i povećava uneseno slabljenje. Pošto su dimenzije štampanih filtara proporcionalne talasnoj dužini na radnoj frekvenciji, njihova oblast primene je uglavnom ograničena na mikrotalasne frekvencije, pošto bi na nižim frekvencijama bili nepraktično glomazni. Na višim mikrotalasnim frekvencijama njihovu primenu ograničava povećano slabljenje, prostiranje viših modova elektromagnetnog signala i gubici usled zračenja. Sa druge strane, kao što je prikazano u tabeli 2.1, nekoliko osobina ih čine vrlo atraktivnim, kao što su mala cena, jednostavnost konstrukcije i pogodnost za integraciju sa ostalim komponentama, tako da je ova vrsta filtara jedna od najzastupljenijih komponenti u najrazličitijim vrstama modernih mikrotalasnih uređaja i sistema.

Mikrostrip filtri predstavljaju isuviše veliku oblast tako da bi navođenje i opisivanje svih mogućih tipova i konfiguracija daleko prevazišlo obim poglavlja jedne doktorske disertacije. Zbog toga će u ovom poglavlju, nakon kratkog pregleda istorijata razvoja filtara

propusnika opsega, biti izloženi samo oni primeri mikrostrip filtara koji su najsličniji proučavanim filtrima u pogledu strukture, topologije i tipa korišćenih rezonatora, odnosno oni filtri čije su AFK slične AFK proučavanih filtara, pre svega po broju i frekvencijskom položaju transmisionih nula.

2.2 Istorijat razvoja električnih filtara

Razvoj električnih filtara počinje krajem XIX i početkom XX. Najranija istraživanja koja spadaju u domen teorije električnih filtara odnose se na unapređenje osobina dugačkih telekomunikacionih kablova za prenos signala na velike daljine. Teorijsku analizu ovog problema prvi su izložili *Heaviside* 1887 u Engleskoj i, nezavisno od njega *Vaschy* u Francuskoj, dokazujući da se slabljenje signala može smanjiti ukoliko se poveća samoindukcija kablova. Ovaj iznenađujući teorijski rezultat sugerisao je konstukciju kablova kod kojih su periodično, na ravnomernim rastojanjima, umetnute dodatne induktivnosti, odnosno kablova čiji su bakarni provodnici obloženi uniformnim slojem mekog gvožđa. Ova neočekivana sugestija je ignorisana od strane većine tadašnjih istraživača i inženjera, koji su i dalje pokušavali da pronađu rešenja kroz mnogobrojne bezuspešne eksperimente, sa izuzetkom Mihajla Pupina [4] i *Campbel*-a [5] koji su nezavisno jedan od drugog demonstrirali praktičnu realizaciju *Heaviside*-ove teorije, pri čemu je Pupin prvi patentirao ovakvo rešenje. Obojica su uočila da se za telekomunikacione kablove koji su modifikovani u skladu sa njihovim predlogom, može odrediti fiksna frekvencija iznad koje se uneseno slabljenje naglo povećava, tj. da takva struktura ima selektivnu AFK. Istraživanja ove problematike dovela su do prve patentne prijave iz oblasti električnih talasnih filtara, koju je 1915 podneo *Campbel* [6], tako da se ova godina obično smatra kao godina pronalaska električnog filtra.

Razvoj električnih filtara je prvobitno bio uslovljen njihovom primenom u telefoniji. Metodi projektovanja su iz početka pretežno bili zasnovani na eksperimentalnim iskustvima, ali su postignuti rezultati bili bliski optimalnim pošto su kasnija rešenja, koja su proistekla iz potpuno razvijenih teorijskih modela, donela samo neznatno poboljšanje.

Najveći napredak u razvoju filtara je postignut krajem prve polovine XX veka kada su postavljene teorijske osnove koje su i danas aktuelne za dizajn filtara sačinjenih od idealnih komponenti bez gubitaka: kondenzatora, induktivnosti i međusobo spregnutih induktivnosti. Krajem četrdesetih godina XX veka pojavili su se aktivni filtri, kao posledica potrebe da se u niskofrekventnim filtrima izbegne upotreba glomaznih i skupih induktivnosti. Induktivnosti su iz početka eliminisane upotrebom vakumskih cevi, a kasnije poluprovodničkih

komponenti čiji je razvoj podspešio i širu primenu aktivnih filtara. U mnogim sistemima i uređajima obe grupe filtara, aktivni i pasivni, imaju odgovarajuće, međusobno komplementarne uloge, ali postoje i oblasti primene u kojima je svaka vrsta dominantna. Dobar primer su mikrotalasni uređaji u kojima su, na sadašnjem stepenu tehnološkog razvoja još uvek dominantno zastupljeni pasivni filtri u okviru kojih su i filtri koji su predmet proučavanja ove disertacije.

2.3 Mikrotalasni filtri

Prva istraživanja o filtrima koji rade na mikrotalasnim frekvencijama su počela nešto pre Drugog svetskog rata, iz oblasti primene koaksijalnih i balansnih transmisionih vodova za realizaciju filtara na visokim radio frekvencijama [7] koristeći u analizi ABCD parametre. Sredinom XX veka su u Americi, na laboratorijama pri raznim univerzitetima i institutima (MIT, Harvard, Bell Laboratories) postignuta važna teorijska dostignuća i praktične primene, pre svega korišćenjem imidž parametara, kao i u oblasti direktno spregnutih filtara sa rezonantnim šupljinama [8, 9]. Osnove savremene teorije filtara sa raspodeljenim parametrima je postavio Ričards [10] omogućavajući svojom jednostavnom relacijom primenu celokupne teorije koja se odnosi na filtre sa koncentrisanim parametrima na kola sa raspodeljenim parametrima. Većina istraživanja u godinama nakon objavljivanja Ričardsovog rada su obavljena u Japanu uključujući istraživanja Kurode koja su prvi put objavljena u okviru jedne japanske doktorske disertacije 1955. godine, a na engleskom jeziku tek 1958. godine, u radu Ozakija i Išija [11].

Osnovni nedostatak filtara sa direktno spregnutim rezonatorima realizovanih u tehnici koaksijalnih ili striplajn vodova je njihova velika dužina, što je dovelo do razvoja filtara sa paralelno spregnutim linijama [12], čime je ukupna dužina filtara približno dvostruko smanjena. Paralelna sprega je mnogo veća od sprege na krajevima, tako da propusni opsezi koji se mogu realizovati mogu biti mnogo veći. Ovaj napredak je prethodio interdigitalnim i komblajn filtrima koje je razvilo Džordž Matei (*George Matthaei*) sa saradnicima [13]. Jednačine za sintezu interdigitalnih filtara su isprva smatrane približnim, ali su kasnije analize pokazale da su Mateijevi rezultati zapravo tačni za filtre čije su širine propusnog opsega do jedne oktave. Egzaktnu analizu interdigitalnih filtara je izložio R.Dž. Venzel (R.J. Wenzel) 1965. godine [14], koji je dao značajan doprinos i u razvijanju veoma širokopojasnih komblajn filtara [15]. U-filtar su predstavili Kristal i Frankel (Cristal and Frankel) u svom zapaženom radu [16], dok je Gajsel (Gysel) kasnije unapredio dizajn [17].

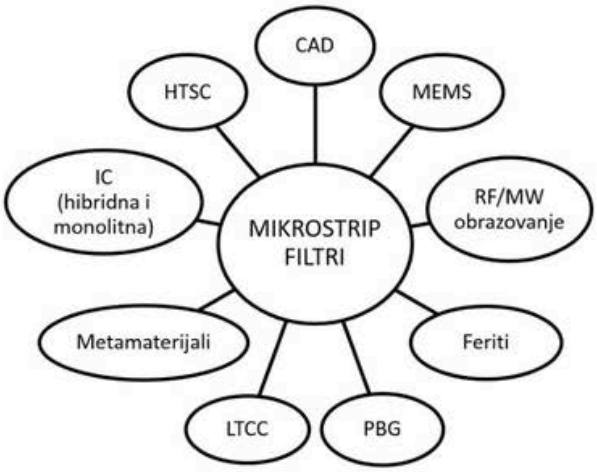
Poboljšanja u dizajnu i električnim karakteristikama štampanih filtara su postizana upotrebom dielektričnih rezonatora, kao i korišćenjem transmisionih vodova realizovanih na izdignutim supstratima (*suspended substrate*). Osnovna prednost vodova realizovanih u SSS (SuSpended Stripline) tehnologiji je što materijal dielektrične podloge može da bude veoma tanak, tako da se elektromagnetno polje nalazi, pretežno, u vazduhu. Na taj način, Q faktor neopterećenog rezonatora može da bude približan Q faktoru rezonatora u vazduhu, dok se istovremeno zadržavaju sve pogodnosti štampane strukture, pre svega jednostavnost realizacije. Runi i Underkofler (Rooney and Underkofler) su dali opis realizacije nekoliko različitih vrsta filtara na ovom mediju [18, 19].

2.4 Mikrostrip filtri

Zahvaljujući, pre svega, izuzetno jednostavnoj strukturi mikrostrip vodova, ova tehnologija je, vrlo brzo po pojavljivanju, početkom druge polovine XX veka [20], ušla u široku primenu za realizaciju pasivnih i aktivnih mikrotalasnih kola, pa tako i RF i mikrotalasnih filtara. Na taj način, prema podacima IEEE digitalne biblioteke [1], od približno 17500 članaka iz oblasti mikrotalasnih filtara koji su objavljeni tokom poslednjih 20 godina, blizu 30% se odnosi na filtre realizovane u mikrostrip tehnologiji. Tome je, pored jednostavnosti strukture, doprinela i mala cena, male dimenzije i velika ponovljivost koje se mogu ostvariti primenom ove tehnologije, kao mogućnost realizacije u relativno skromnim tehnološkim uslovima. Osim toga, kao što je ilustrovano na slici 2.2, oblasti mikrostrip filtara je povezana sa mnogobrojnim srodnim oblastima mikrotalasne tehnike kao što su: projektovanje pomoću računara (CAD), mikro elektro-mehaničkim sistemima (MEMS), superprovodnicima na povišenim temperaturama (HTS), hibridnim i monolitnim integrisanim kolima, metamaterijalima, keramici žarenoj na niskim temperaturama (LTCC), PBG strukturama, feritima i RF/MW obrazovanju. Većina nabrojanih oblasti je tehnološki naprednija od standardne mikrostrip tehnologije, a međusobna povezanost se najčešće ogleda u primeni znanja i rešenja ostvarenih u oblasti mikrostrip filtara, bilo neposredno, bilo uz izvesne modifikacije i adaptacije.

Oblast mikrotalasnih filtara je isuviše široka da bi se u okviru jednog poglavlja doktorske disertacije izneo pregled svih relevantnih vrsta pošto bi takav pregled iziskivao obim cele knjige. U stručnoj literaturi postoji nekoliko veoma dobrih udžbenika čiji je celokupan sadržaj ili značajni deo posvećen oblasti mikrostrip filtara [3, 21- 24], pri čemu je naročito sistematičan i sveobuhvatan prikaz, koji je uključivao i ostale vrste filtara (NF, VF i

FNO), koji nisu tema ove disertacije, dat u [3]. Autori J.-S. Hong i M. J. Lancaster su u svojoj knjizi opisali nekoliko grupa filatra propusnike opega, počev od klasičnih filtara čija se sinteza zasniva na elementarnim filtarskim transfer funkcijama (Batervortovoj, Čebiševljevoj i eliptičnoj), niskopropusnom prototipu, transformacijama frekvencijskog opsega i komponenti, invertorima imitanse i, na kraju, dobijanja elemenata sa raspodeljenim parametrima pomoću Ričardsove transformacije i Kuroda identiteta. Primenom klasičnog postupka sinteze projektovani su mikrostrip filtri propusnici opsega sa ivično spregnutim i bočno spregnutim polutalasnim rezonatorima, U-savijenim (*hairpin*) rezonatorima, interdigitalni filtri, komblajn i pseudokomblajn filtri.



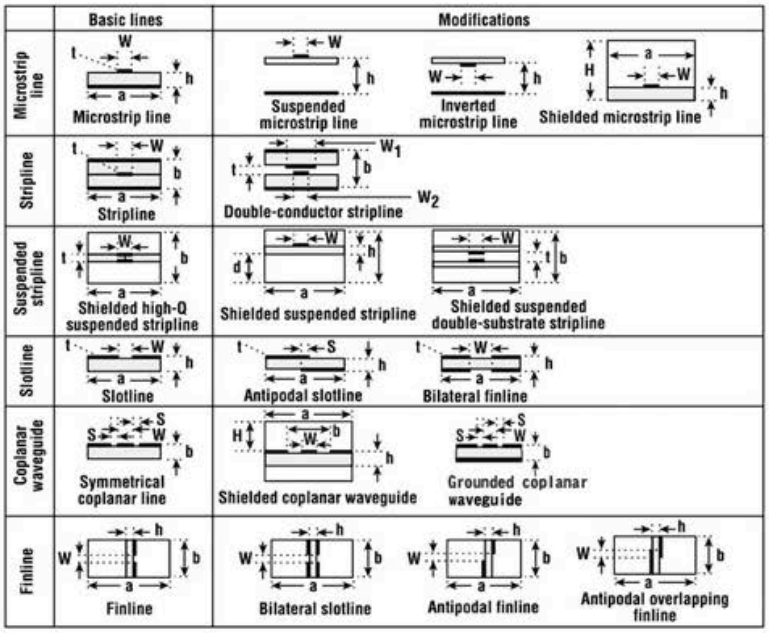
Slika 2.2 Veza mikrostrip filtara sa ostalim oblastima mikrotalasne tehnike [3]

Pored nabrojanih klasičnih vrsta mikrostrip filtara propusnika opsega, dva poglavlja knjige [3] su posvećena filtrima koji su rezultat novijih istraživanja (10. poglavlje: *Advanced RF/Microwave Filters* i 11. poglavlje: *Compact Filters and Filter Miniaturization*), a među kojima je značajan broj primera FPO koji su po svojoj topologiji, vrsti i osobinama rezonatora ili po obliku AFK slični filtrima koji su predmet ove disertacije. Ti filtri će zajedno sa primerima sličnih osobina koji potiču iz drugih literaturnih izvora biti izloženi u ovom poglavlju nakon kratkog uvoda posvećenog opštim osobinama mikrostrip podloge, odnosno opštim osobinama mikrostrip rezonatora.

2.4.1 Mikrostrip supstrat i mikrostrip vodovi

Štampani transmisioni vodovi su često korišćeni za izradu hibridnih i monolitnih integrisanih kola. Postoji više tipova štampanih transmisionih vodova od kojih su najčešće korišćeni prikazani na slici 2.3. Međusobno se mogu porediti na osnovu više kriterijuma kao

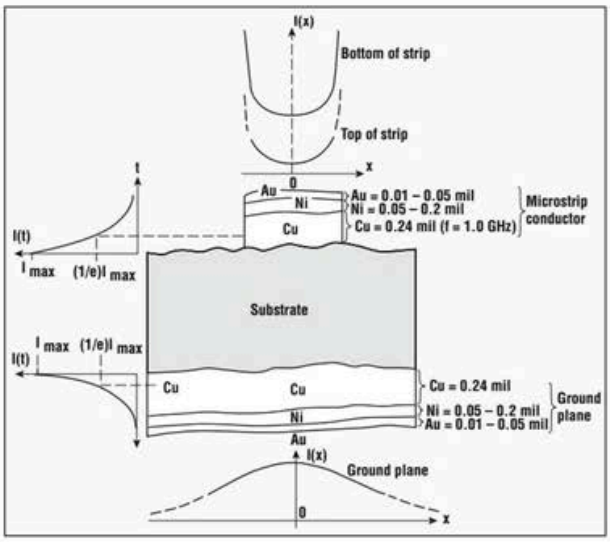
što su: najveća ostvariva vrednost Q-faktora, ostvarivi opseg vrednosti karakterističnih impedansi, disperzivnost i gubici usled zračenja, pogodnost za integraciju, jednostavnost i cena izrade. Nijedna vrsta štampanih transmisionih vodova nije po svim kriterijumima superiorana u odnosu na ostale. Mikrostrip vodovi su najčešće zastupljena vrsta štampanih transmisionih vodova, zahvaljujući pre svega svojoj pogodnosti za integraciju sa ostalim komponentama kao i jednostavnosti i relativno niskoj ceni izrade. U negativne osobine mikrostrip tehnologije spadaju nešto veći gubici u odnosu neke druge štampane medijume, što ujedno ograničava maksimalne vrednosti Q faktora mikrostrip rezonatora, a samim tim i minimalno ostvarljivu širinu propusnih opsega filtara.



Slika 2.3 Pregled najčešće korišćenig vrsta štampanih transmisionih vodova [25]

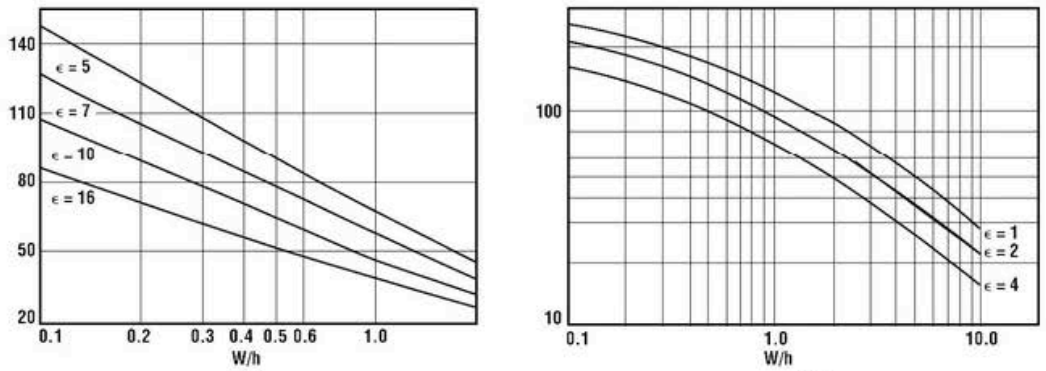
Mikrostrip vodovi se sastoje od jednog sloja dielektrika čija je donja strana potpuno prekrivena tankim slojem metala dobre provodnosti koji obrazuje referentnu masu, dok se na gornjoj strani nalazi trakasti provodni vod čija širina odreduje karakterističnu impedansu. Gubici u mikrostrip vodovima nastaju usled gubitaka u provodnicima, gubitaka u dielektriku i gubitaka usled zračenja, pri čemu su dominantni gubici u provodnicima, naročito u slučaju dielektrika sa velikom relativnom permitivnošću. Gubici u provodnicima zavise pre svega od provodnosti metala od kojih su provodnici sačinjeni, zatim skin efekta i površinskih neravnina. Na slici 2.4 je prikazana šema poprečnog preseka tipične mikrostrip strukture sa uobičajenim debljinama metalnih slojeva i gustinama struja duž horizontalne i vertikalne

koordinate poprečnog preseka. Gubici u metalu će biti manji kod širih mikrostrip vodova sa manjim vrednostima karakteristične impedanse. Takođe je poželjno da ukupna debljina metalnih slojeva bude dovoljno velika, tipično pet puta veća od dubine prodiranja usled skin efekta koja je definisana kao dubina na kojoj gustina struje opadne na 1/e vrednosti u odnosu na maksimalnu vrednost. Osnovni provodnik mikrostrip vodova je najčešće bakar, koji se radi zaštite od korozije prevlači slojem zlata, pri čemu su ova dva sloja razdvojena slojem nikla koji sprečava difundovanje zlata u bakru. Nikl je znatno lošiji provodnik od bakra i zlata, što može uticati na porast gubitaka ukoliko u sloju nikla postoji značajna gustina struje.



Slika 2.4 Poprečni presek mikrostrip voda sa podužnim rasporedom gustina struje [25]

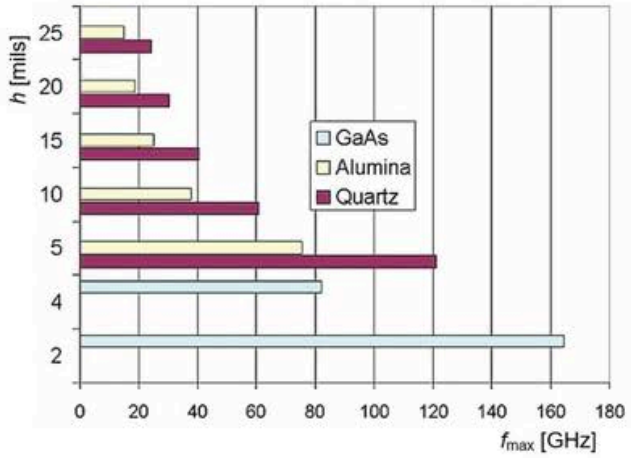
Za realizaciju filtara i ostalih mikrotalasnih kola i struktura bitan je opseg karakterističnih impedansi koje se mogu realizovati. U mikrostrip tehnologiji taj opseg je, tipično, od 20 Ω do 150 Ω, kao što je prikazano na slici 2.5.



(a) (b)

Slika 2.5 Vrednost karakteristične impedanse u zavisnosti od relativne širine mikrostrip voda (u odnosu na debljinu dielektričnog supstrata): a) za velike vrednosti relativne dielektrične konstante; b) za male vrednosti relativne dielektrične konstante [25]

Mikrostrip vodovi su pogodni za korišćenje u frekvencijskom opsegu u kome postoji samo jedan, dominantan, kvazi TEM mod. Ovaj opseg je ograničen sa gornje strane najnižom frekvencijom na kojoj se javljaju uslovi za prostiranje viših modova. Ta granična frekvencija zavisi prevashodno od debljine i relativne permitivnosti dielektričnog sloja. Okvirno, debljina dielektrika treba da bude manja od jedne desetine talasne dužine koja odgovara najvišoj radnoj frekvenciji. Na slici 2.6 je prikazana maksimalna radna frekvencija mikrostrip kola u zavisnosti od vrste i debljine podloga.

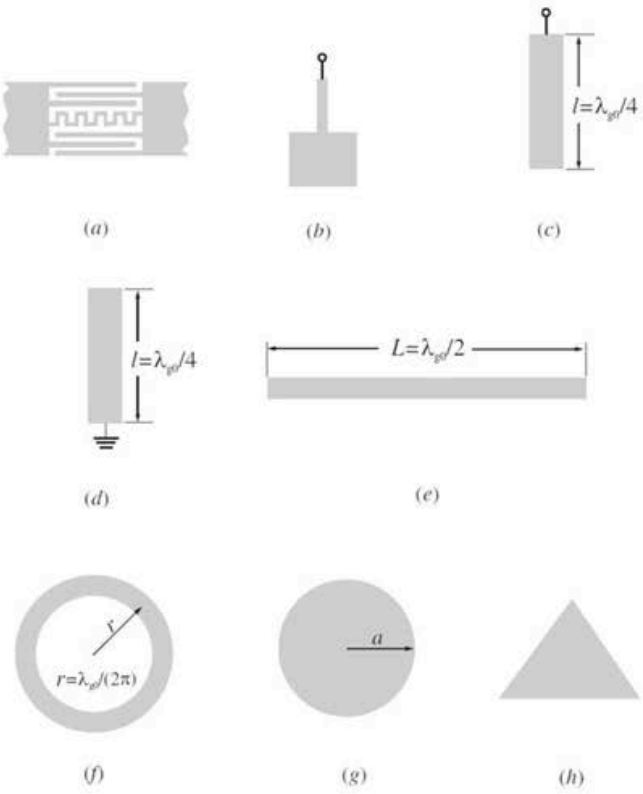


Slika 2.6 Zavisnost maksimalne radne frekvencije mikrostripa od debljine i vrste dielektrika [26]

2.4.2 Mikrostrip rezonatori

Mikrostrip rezonatori su svaka struktura realizovana u mikrostrip tehnici kod koje se može javiti makar jedno oscilujuće elektromagnetno polje. Mikrostrip rezonatori mogu imati veliki broj najrazličitijih formi, od kojih su neki tipični primerci prikazani na slici 2.7. Najopštije se mogu podeliti na Rezonatore sa Koncentrisanim Elementima (RKE) i Rezonatore sa Raspodeljenim Elementima (RRE), kao i prelaznu vrstu koju čine Rezonatori sa Kvazi Koncentrisanim Elementima (RKKE). Ova podela je izvršena na osnovu veličine rezonatora u odnosu na talasnu dužinu vođenog talasa (λ_g) koja odgovara frekvenciji oscilovanja (f_0), zavisno od toga da li je ta veličina mnogo manja, odnosno manja, u slučaju RKE, odnosno RKKE, ili je poredliva sa λ_g, u kom slučaju se radi o RRE.

Na slici 2.7(a) je prikazan RKE koji se sastoji od interdigitalnih kondenzatora i meandrirane induktivne linije, a na slici 2.7(b) RKKE koji se sastoji od redne veze kratkog uskog, pretežno induktivnog, mikrostrip voda i kratkog širokog, pretežno kapacitivnog, mikrostrip voda. Najniža rezonantna frekvencija za ova dva tipa rezonatora je data sa: $f_0 = (LC)^{(-1/2)}$. Viši rezonantni modovi se mogu javiti na frekvencijama na kojima dimenzije rezonatora postanu približno četvrtini talasne dužine i na kojima elementi rezonatori više nisu koncentrisani i kvazi koncentrisani.



Slika 2.7 Tipični oblici mikrostrip rezonatora: (a) RKE; (b) RKKE; (c) otvoreni četvrt-talasni RRE; (d) kratkospojeni četvrt-talasni RRE; (e) polutalasni RRE; (f) prstenasti RRE; (g) kružni *patch* RRE; (h) trougaoni *patch* RRE [3]

Na slici 2.7(c) i (d) su prikazani otvoreni i kratkospojeni RRE čija je dužina jednaka četvrtini talasne dužine vođenog talasa na najnižoj rezonantnoj frekvenciji f_0. Ove strukture su rezonantne i na neparnim umnošcima najniže rezonantne frekvencije.

Slika 2.7(e) prikazuje još jedan važan tip rezonatora, polu-talasni, RRE koji je rezonantan na frekvenciji na kojoj je njegova dužina jednaka polovini talasne dužine vođenog

talasa, kao i na celobrojnim umnošcima te frekvencije. Modifikovanjem ovog RRE može se dobiti nekoliko tipova rezonatora pogodnih za realizaciju filtara propusnika opsega.

Prstenasti RRE, prikazan na slici 2.7(f) je još jedan tip rezonatora sa raspodeljenim elementima. Njegova fundamentalna frekvencija se javlja ukoliko je zadovoljen uslov $2\pi r=\lambda_{g0}$ gde je r srednji poluprečnik prstena. Više rezonantne frekvencije se javljaju na celobrojnim umnošcima f_0. Kao posledica simetrije, ovaj tip rezonatora podržava dva ortogonalna rezonantna moda što može biti iskorišćeno za realizaciju posebne klase dual-mod filtara. Osim kružnog oblika, ovi rezonatori mogu imati i kvadratni oblik, a mogu biti izmeandriran radi realizacije filtara što manjih dimenzija.

Na slici 2.7(g) i (h) su prikazani kružni i trougaoni *patch* rezonatori koji su pogodni za realizaciju filtara za velike snage usled smanjenih provodnih provodnih gubitaka u odnosu na prstenaste rezonatore. Međutim, kod ovog tipa rezonatora su povećani gubici usled radijacije što može iziskivati njihovo oklapanje ukoliko se koriste za realizaciju filtara.

2.5 Pregled relevantnih vrsta mikrostrip filtara

2.5.1 Filtri sa zatvorenim prstenastim rezonatorima

Kvadratni mikrostrip rezonator može imati beskonačan broj rezonantnih frekvencija datih relacijom (2.1) kojima odgovaraju različiti rasporedi elektromagnetnog polja unutar rezonatora.

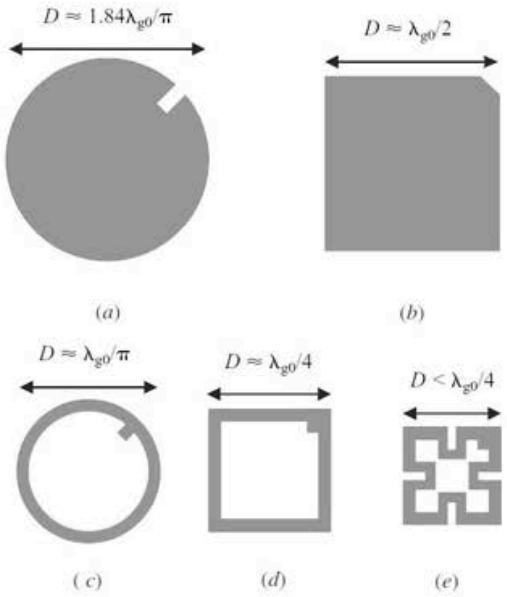
$$f_{mn0}=\frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon_{eff}}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2+\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2} \tag{2.1}$$

Rezonantni modovi koji se javljaju na istoj frekvenciji se nazivaju degenerisani modovi. U slučaju kvadratnog rezonatora, dva najniža i ujedno dominantna rezonantna moda, TM_{100} i TM_{010}, obrazuju par degenerisanih modova sa uzajamno ortogonalnim elektromagnetnim poljima, čija je rezonantna frekvencija data izrazom:

$$f_{100}=f_{010}=\frac{1}{2a\sqrt{\mu\varepsilon_{eff}}} \tag{2.2}$$

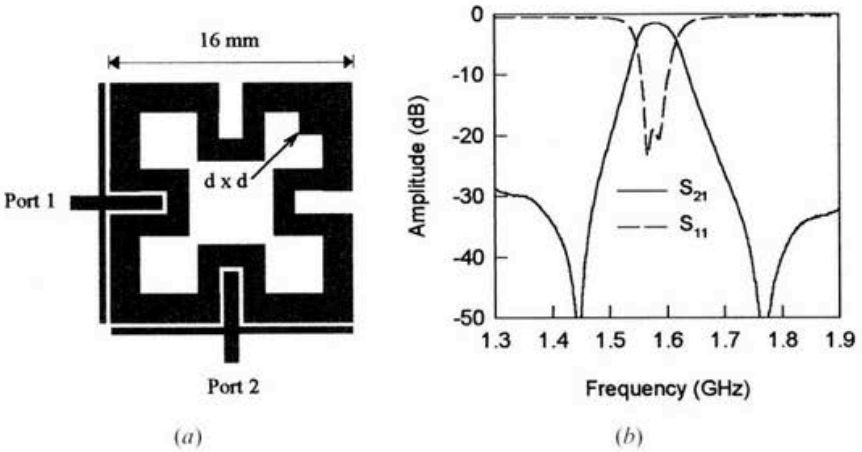
Osim kvadratnog, dual mod rezonatori se mogu imati i neki drugi geometrijski oblik, kao što je prikazano na slici 2.8 [3]. Svim tim oblicima je zajedničko da sadrže po jedan perturbacioni element, u obliku malog zareza ili umetka, koji narušava simetriju rezonatora, odnosno redukuje red simetrije rezonatora na dvobočnu simetriju, sa samo jednom osom

simetrije koja obrazuje ugao od $\pi/4$ u odnosu na oba ortogonalna moda. Ovi perturbacioni elementi služe za sprezanje ortogonalnih degenerisanih rezonantnih modova i variranjem njihove veličine se može podešavati jačina sprege.



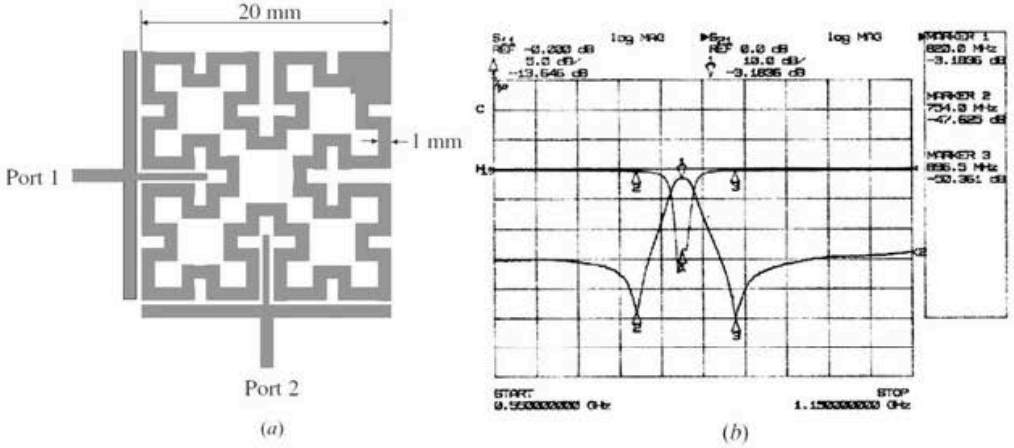
Slika 2.8 Primeri mikrostrip dual-mod rezonatora sa po jednim perturbacionim elementom: (a) kružni disk; (b) kvadratni rezonator; (c) kružni prsten; (d) kvadratna petlja; (e) izmeandrirana petlja [3]

Jednostavni dual mod filtar propusnik opsega se može realizovati pomoću samo jednog rezonatora spregnutog sa ortogonalno postavljenim pristupnim vodovima. Na slici 2.9 je prikazan primer takvog filtra sa izmeandriranom pravougaonom petljom kao rezonatorom, kao i njegova AFK [27]. Filtar je realizovan na supstratu debljine $h = 1.27$ mm i relativne dielektrične konstante $\varepsilon r = 10.8$ na centralnoj frekvenciji $f_0 = 1.6$ GHz sa dve izražene transmisione nule na frekvencijama $f_{Z1} = 1.44$ GHz i $f_{Z2} = 1.77$ GHz, po jedna sa donje i gornje strane propusnog opsega. Dimenzije prikazanog filtra su pribiližno $0.23\ \lambda_{g0} \times 0.23\ \lambda_{g0}$.



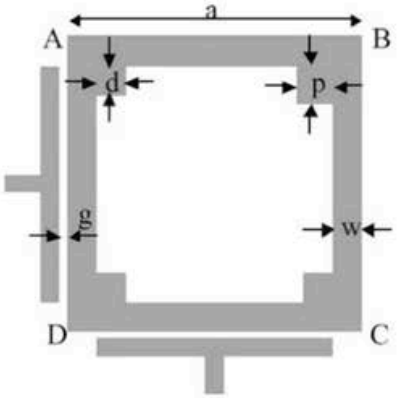
Slika 2.9 Filtar sa meandriranim kvadratnim dual-mod rezonatorom:
(a) izgled filtra; (b) AFK S-parametara filtra [27]

Dual mod rezonatori se mogu primeniti za realizaciju filtra propusnika opsega na još nižim centralnim frekvencijama, koje pripadaju UHF opsegu. Primer ovakvog filtra je prikazan na slici 2.10. Kod njega je primenjen fraktalni rezonator, koji je višestruko meandriran kako bi se realizovao štampani filtar propusnik opsega sa centralnom učestanošću od 820 MHz. Zahvaljujući višestrukom meandriranju, relativne dimenzije ovog filtra su reda $0.14\,\lambda_{g0} \times 0.14\,\lambda_{g0}$. Izolacija u donjem i gornjem nepropusnom opsegu je reda 30 dB, uz postojanje dve transmisione nule na $f_{Z1} = 754$ MHz i $f_{Z2} = 896$ MHz sa slabljenjima reda 50 dB [28].



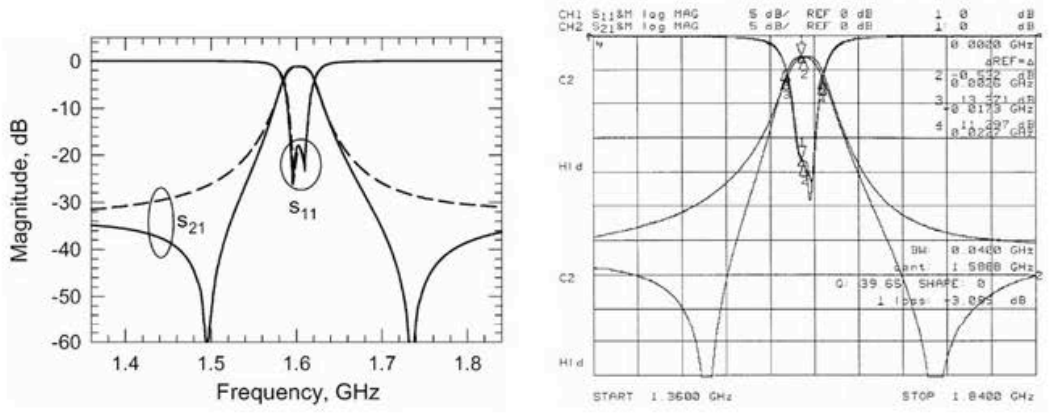
Slika 2.10 Filtar sa fraktalnim dual-mod rezonatorom:
(a) izgled filtra; (b) AFK S-parametara filtra [28].

Dual-mod rezonatori mogu sadržati više perturbacionih elemenata, kao što je prikazano na Slici 2.11 na kojoj rezonator sadrži dva para kvadratnih umetaka čije su dužine ivica *d* (kod temena A i C) i *p* (kod temena B i D).



Slika 2.11 Filtar sa dual-mod rezonatorom koji sadrži četiri perturbaciona elementa [29]

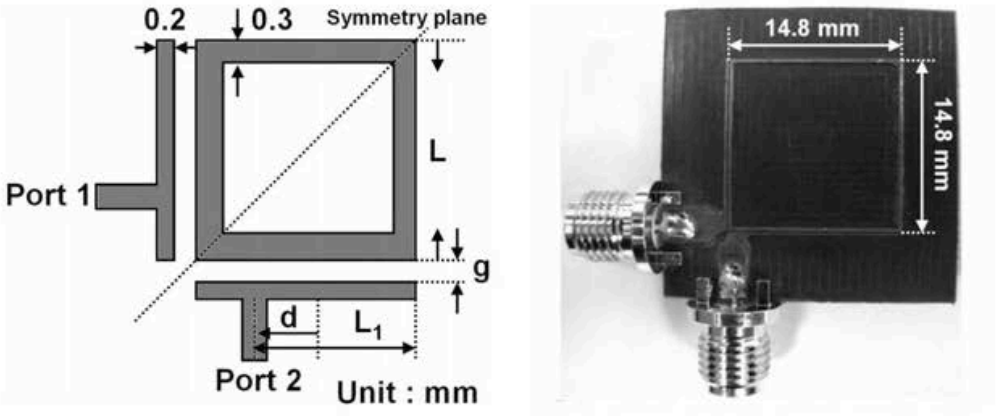
Oblik i priroda AFK transmisije filtra zavisi od međusobnog odnosa veličina parametra *d* i *p*. U slučaju da je $d > p$ filtar ima Čebiševljevu karakteristiku, bez transmisionih nula, koja je na slici 2.12(a) prikazana isprekidanom linijom. U slučaju da je $d < p$ filtar ima kvazi-eliptičnu AFK, sa dve transmisione nula, koja je na slici 2.12(a) prikazana punom linijom. Rezultati prikazani na slici 2.12(b), koji su dobijeni merenjem AFK obe verzije eksperimentalnog modela filtara pokazuju dobro slaganje sa teorijskim predviđanjima [29].



(a) (b)

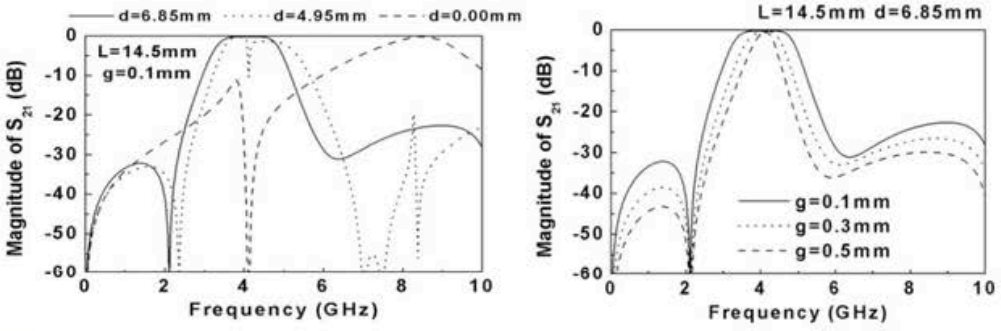
Slika 2.12 AFK S-parametara dve verzije filtara sa četiri perturbaciona elementa: (a) simulirane; (b) izmerene [29].

U radu [30] je demonstrirano da filtar propusnik opsega može da se realizuje sa dual mod rezonatorom kod koga ne postoji perturbacioni element. Izgled takvog filtra je prikazan na slici 2.13.



Slika 2.13 Dimenzije i fotografija realizovanog filtra propusnika opsega sa dual mod rezonatorom bez perturbacionih elemenata [30]

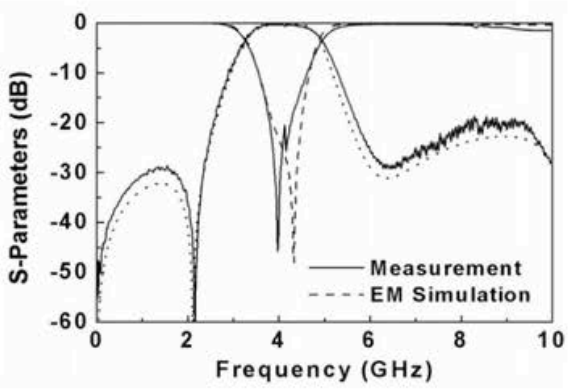
U ovom slučaju sprega između dva ortogonalna degenerisana rezonantna moda se ostvaruje kombinovanom spregom rezonatora i četvrt-talasnih vodova koji su ortogonalno postavljeni u odnosu na ulazni i izlazni pristupni vod. Rastojanje pristupnog voda od sredine sprežnih četvrt-talasnih vodova, koje je na slici 2.13 označeno sa *d*, dominantno utiče na jačinu sprege i oblik AFK, kao što je prikazano na slici 2.14(a), pri čemu postoji uticaj i širine sprežnog procepa, označenog sa *g*, što je prikazano na slici 2.14(b).



Slika 2.14 AFK filtra: (a) u zavisnosti od položaja napojnog voda; (b) u zavisnosti od širine sprežnog procepa. Rezultati EM analize [30]

Filtar je projektovan za centralnu frekvenciju propusnog opsega $f_0 = 4$ GHz, na podlozi debljine $h = 0.787$ mm i relativne permitivnosti $\varepsilon_r = 2.2$. Slika 2.15 pokazuje dobro

slaganje izmerenih AFK sa rezultatima dobijenim EM analizom. Širina 3 dB propusnog opsega filtra je reda 40%, uz minimalno uneseno slabljenje od 0.3 dB i slabljenje u nepropusnom opsegu veće od 20 dB. Filtar ima jednu izraženu transmisionu nulu u donjem nepropusnom opsegu, dok transmisiona nula u gornjem nepropusnom opsegu nije toliko izražena, najverovatnije usled uticaja parazitne sprege između ulaznih i izlaznih četvrt-talasnih i pristupnih vodova, već se javlja u vidu relativno blagog lokalnog minimuma prenosne AFK.

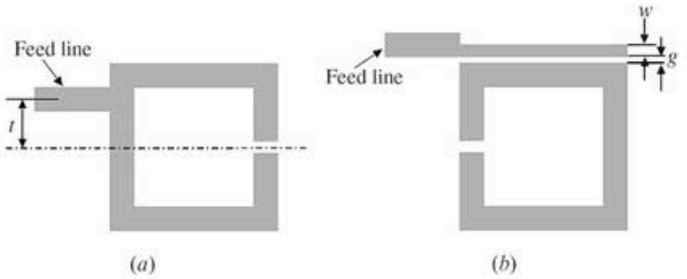


Slika 2.15 Poređenje izmerenih AFK filtra sa rezultatima dobijeim EM analizom [30]

2.5.2 Filtri sastavljeni od rezonatora sa otvorenom petljom

Iz teorije o filtarskoj sintezi je poznato da se najbolja selektivnost uz najmanje slabljenje u propusnom opsegu, kao i najveće slabljenje u nepropusnom opsegu može postići filtrima čija AFK ima ripl i u propusnom i u nepropusnom opsegu. Takva AFK se može postići filtrima sa višestrukim rezonatorima, kod kojih postoji ukrštena sprega i između nesusednih rezonatora. Na taj način se uspostavljaju ukrštene sprege, odnosno višestruki putevi signala između ulaznog i izlaznog pristupa filtra. Zavisno od faznih stavova ovih višestrukih signala, mogu se javiti polovi AFK na konačnim frekvencijama, kao i zaravnjenje karakteristike grupnog kašnjenja. Filtari sa ukrštenom spregom se obično realizuju pomoću talasovodnih ili dielektričnih rezonatora, pošto se u tom slučaju može ostvariti najmanje uneseno slabljenje u propusnom opsegu. Međutim, radi dobijanja filtara malih dimenzija, težine i cene, ovakvi filtri se mogu realizovati i u nekoj od planarnih struktura, po cenu nešto većeg slabljenja koje je posledica gubitaka u metalu i dielektriku, a koji se mogu umanjiti upotrebom savremenih materijala kao što su visokotemperaturni superprovodnici (HTS) [31]. Najveći izazov prilikom projektovanja filtra sa ukršteno spregnutim rezonatorima je tačno određivanje i precizna kontrola svih sprega koje se javljaju između susednih i nesusednih rezonatora.

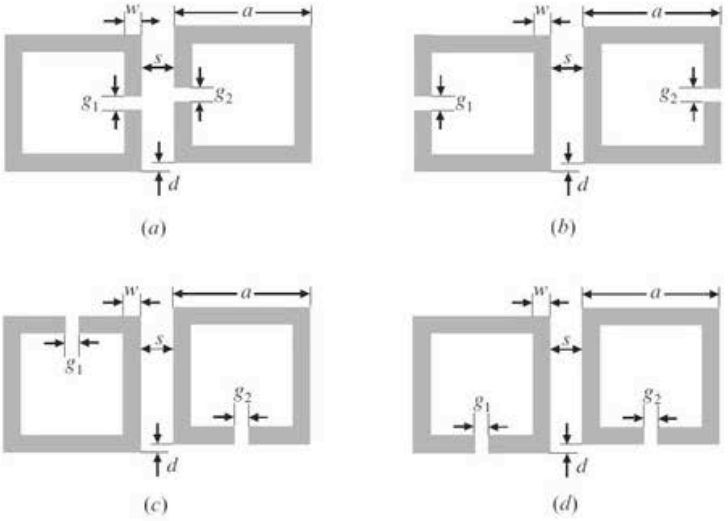
Mikrostrip filtri sastavljeni od kvadratnih rezonatora sa otvorenom petljom su približno 50% manjih dimenzija od mikrostrip filtara sa dual-mod rezonatorima pošto su im tipične dimenzije $\lambda_g/4 \times \lambda_g/4$ u poređenju sa $2\lambda_g/\pi \times \lambda_g/\pi$, kolike su tipične dimenzije filtara sa dual mod rezonatorima, pri čemu je λ_g talasna dužina vođenog talasa na datom mikrostrip supstratu i na centralnoj frekvenciji propusnog opsega.



Slika 2.16 Izgled rezonatora sa otvorenom petljom i prikaz dva standardna načina povezivanja sa pristupnim vodom: (a) spajanjem i (b) sprezanjem [3]

Rezonatori sa otvorenom petljom se mogu na dva osnovna načina, koja su prikazana na slici 2.16, priključiti na pristupne vodove: (a) direktnim povezivanjem pristupnog voda na rezonator na određenom rastojanju (t) mestu koje je van centra rezonatora koje je sprezati sa pristupnim vodovima; (b) sprezanjem pristupnog voda sa rezonatorom.

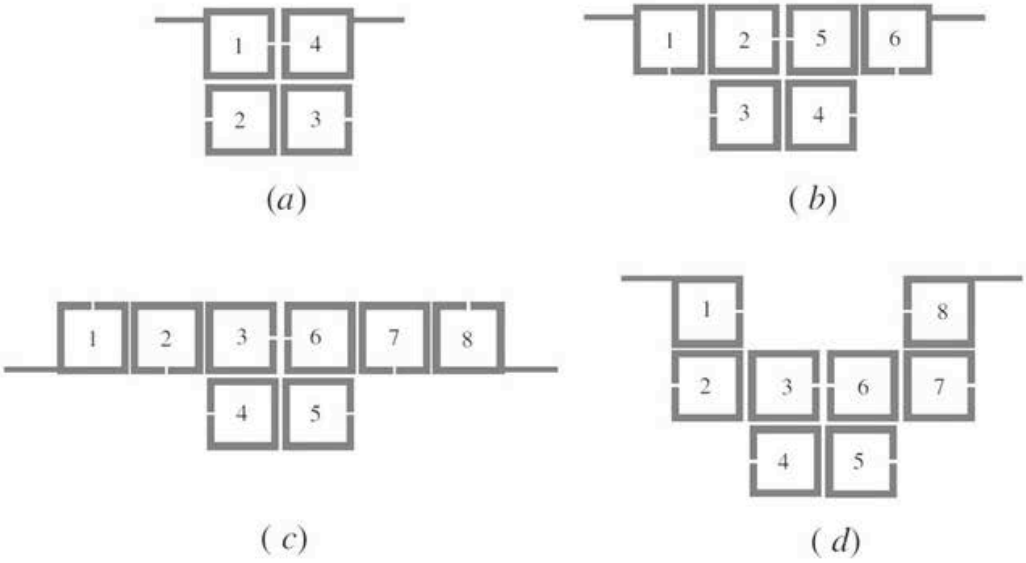
Rezonatori sa otvorenom petljom se međusobno mogu sprezati na različite načine koji su ilustrovani na slici 2.17. Kod svih vrsta sprezanja, vrednost koeficijenta sprege je obrnuto proporcionalna rastojanju između rezonatora (s), pri čemu je kod magnetne sprege nezavisna, dok je kod električne sprege obrnuto proporcionalna vrednosti relativne dielektrične konstante supstrata. Takođe, vrednost koeficijenta sprege se u svim slučajevima povećava sa smanjenjem širine (w) mikrostrip voda koji obrazuje rezonator. U slučaju smicanja susednih rezonatora, veličina električne sprege veoma brzo opada sa porastom odgovarajućeg parametra (d), dok se kod magnetne i kombinovane sprege koeficijent sprege takođe opada, ali znatno sporije.



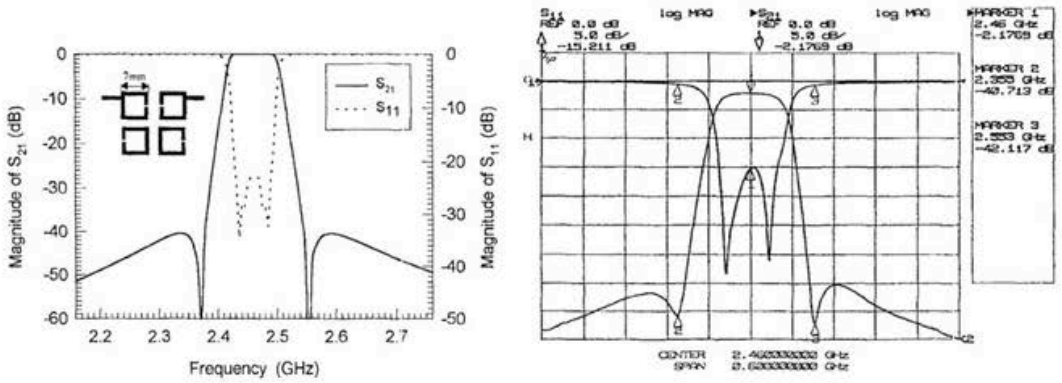
Slika 2.17 Načini sprezanja rezonatora sa otvorenom petljom: (a) kapacitivna sprega; (b) magnetna sprega; (c, d) mešovita sprega [3]

Zahvaljujući nabrojanim osobinama identični mikrostrip rezonatori sa otvorenom petljom se mogu kombinovati u različite konfiguracije, od kojih su neke prikazane na slici 2.18 radi dobijanja filtara propusnika opsega različite selektivnosti i željenih električnih karakteristika [32, 33].

Kao eksperimentalni primer, u radu [32] je realizovan filtar prikazan na slici 2.19a (detalj) sa četiri ukršteno spregnuta rezonatora pri čemu su zastupljeni svi tipovi sprege. Filtar je realizovan na podlozi RT/Duroid (er = 10.8, h = 1.27) za centralnu frekvenciju f_c = 2.46 GHz i relativnu širinu propusnog opsega od 4%. Izmerene AFK filtra (slika 2.19b) se veoma dobro slažu sa teorijskim predviđanjima. Uneseno slabljenje u propusnom opsegu je reda 2.2 dB, uz slabljenje u nepropusnim opsezima od 35 dB i više. U neposrednoj okolini propusnog opsega ($f_c \pm 100$ MHz) filtar ima dve duboke nule AFK koje značajno doprinose njegovoj selektivnosti.



Slika 2.18 Različite konfiguracije filtara propusnika opsega sa parom transmisionih nula na konačnim frekvencijama [3]

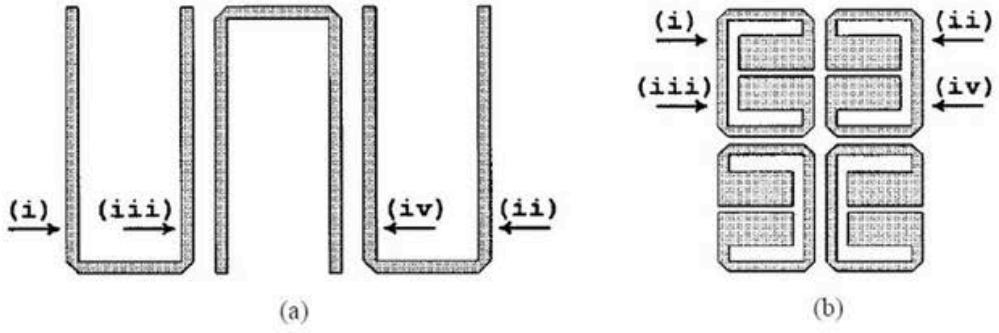


Slika 2.19 (a) Izgled i AFK idealnog filtra sa četiri rezonatora; (b) izmerene AFK filtra [32].

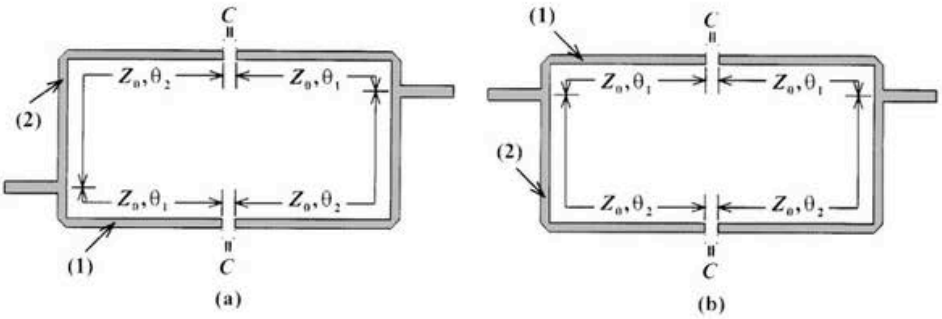
Koristeći različite kombinacije međusobno identičnih rezonatora sa otvorenom petljom mogu se realizovati mikrostrip filtri propusnici opsega velike selektivnosti i prihvatljivog unesenog slabljenja u propusnom opsegu. Površina koju na štampanoj podlozi zauzima ova vrsta filtara može biti značajna, pogotovo u slučaju filtara većeg reda. Smanjenje ukupne veličine planarnih filtara je bio jedan od glavnih ciljeva istraživanja koja su usledila i u kojima su predlagane razne modifikacije mikrostrip rezonatora.

2.5.3 Mikrostrip filtri sa nultom faznom razlikom napojnih vodova

Prilikom proučavanja filtara sa standardnim, odnosno modifikovanim U rezonatorima uočeno je da postoji nekoliko različitih pogodnih tačaka za direktno sprezanje rezonatora sa ulaznim i izlaznim pristupnim vodom [34]. Te tačke su označene na slici 2.20 sa (i)-(iv). Kod filtara sa direktno spregnutim rezonatorima, prikazanim na slici 2.20(a), koriste se samo tačke (i) i (ii) pošto bi povezivanje u tačkama (iii) i (iv) prouzrokovalo dodatno, parazitno, sprezanje koje bi degradiralo željenu AFK filtra. Za razliku od njih, kod filtara sa ukrštenom spregom sa slike 2.20(b), sve tačke napajanja su podjednako pristupačne, pri čemu se, zavisno od odabrane kombinacije parova napojnih tačaka, može dobiti jedna od dve, međusobno bitno različite, AFK filtra. Ova dva različita slučaja su ilustrovana na najjednostavnijem primeru dva kapacitivno spregnuta rezonatora prikazana na slici 2.21. Kod oba primera ulazni i izlazni pristup filtra su međusobno spojeni dvema paralelno povezanim podmrežama: gornjom i donjom (u odnosu na pristupe filtra), kojima u izrazima koji slede odgovaraju indeksi *u* (od *upper* – gornji) i *l* (od *lower* –donji). Struktura prikazana na slici 2.21(a) je osno simetrična u odnosu na vertikalnu osu i kod nje je razlika faza signala gornje i donje podmreže različita od 0°. Struktura prikazana na slici 2.21(b) je centralno simetrična u odnosu na središnu tačku cele strukture i kod nje je razlika faze signala gornje i donje podmreže jednaka 0°. Na osnovu ove osobine za ovakvo napajanje je u [34] usvojen naziv „0° - feed" tj. ZDF (Zero Degree Feeding) – napajanje sa nultom faznom razlikom, koji je korišćen i u radovima nekih drugih autora, u alternaciji sa nazivom „skew-symmetric feed" [35-38].



Slika 2.20 Pogodne tačke za direktno sprezanje sa pristupnim vodovima: (a) kod filtra sa direktno spregnutim U rezonatorima; (b) kod filtra sa ukršteno spregnutim minijaturnim U rezonatorima [34].

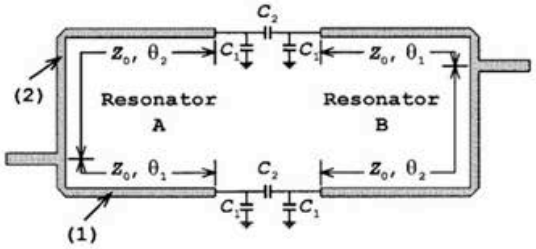


Slika 2.21 Kapacitivno sprezanje dva rezonatora: (a) sa ZDF strukturom; (b) bez ZDF strukture [35]

U oba slučaja sa slike 2.21 transmisiona matrica celokupne strukture se može izraziti pomoću elemenata transmisionih matrica gornje i donje podmreže kao:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{A_u + A_l}{2} & \dfrac{B_u}{2} \\ \dfrac{(A_u + A_l)^2 - 4}{2B_u} & \dfrac{A_u + A_l}{2} \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Daljom transformacijom transmisionih matrica u matrice S-parametara može se pokazati da se kod strukture sa ZDF sa sl. 2.21(b) mogu javiti uslovi za postojanje para dodatnih transmisionih nula, sa gornje i donje strane propusnog opsega, koje ne postoje kod filtara sa identičnim rezonatorima sa napojnom strukturom kao na sl 2.21(b). Ove transmisone nule doprinose povećanju selektivnosti filtra i povećanju izolacije u nepropusnim opsezima.

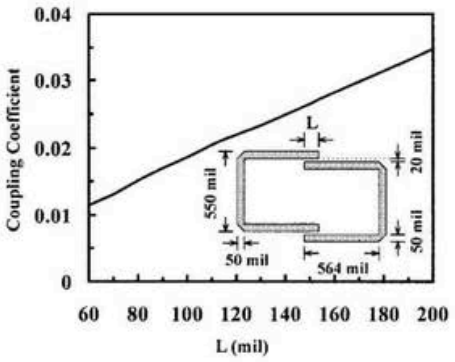


Slika 2.22 Ekvivalentna šema sa najvažnijim parametrima dva spregnuta rezonatora sa ZDF strukturom [34]

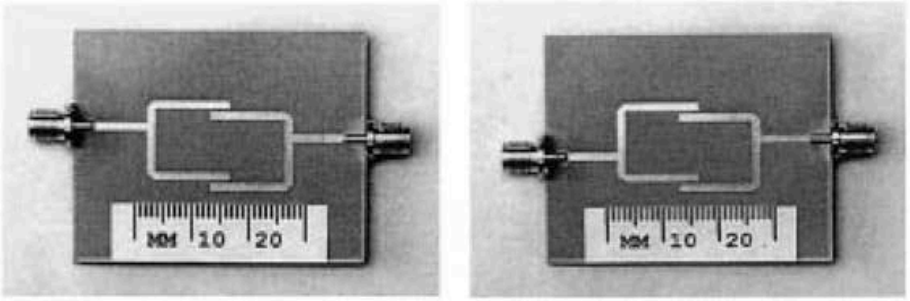
Na slici 2.22 su prikazani dominantni elemanti ekvivalentne šeme dva rezonatora sa ZDF. Njihova sprega je kapacitivna i može se modelovati pomoću tri kondenzatora u Δ konfiguraciji od kojih su sa C_1 označeni međusobno identični paralelni kondenzatori između krajeva rezonatora i referentne mase, čija vrednost zavisi od debljine dielektrika i širine transmisionih vodova rezonatora. Vrednost rednog, sprežnog, kondenzatora, označenog

sa C_2, zavisi od rastojanja između rezonatora, odnosno dužine preklapanja krajeva rezonator (L na slici 2.23).

Na slici 2.23 su prikazane vrednosti koeficijenta sprege između rezonatora pri fiksnoj širini procepa od 0.508 mm (20 mil) u funkciji dužine preklapanja krajeva rezonatora L. Može se uočiti linearna zavisnost u posmatranom opsegu promene dužine L od 1.524 mm do 5.08 mm (60 mil do 200 mil).



Slika 2.23 Zavisnost koeficijenta sprege od dužine preklapanja krajeva rezonatora (L) pri fiksnoj širini procepa [34]



(a) (b)

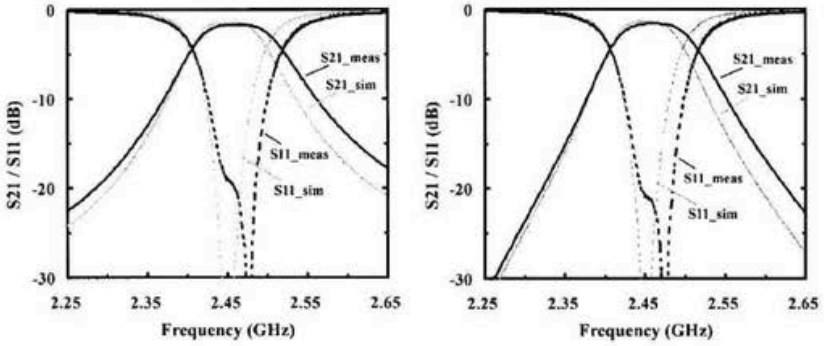
Slika 2.24 Realizovani modeli filtara sa dva kapacitivno spregnuta rezonatora: (a) bez ZDF strukture; (b) sa ZDF strukturom [34]

Da bi se proverili rezultati teorijske analize i elektromagnetne simulacije u [34] je realizovan par eksperimentalnih primeraka filtra, prikazanih na slici 2.24, sa različitim položajima napojnih vodova, pri čemu su sve ostale karakteristike i dimenzije filtara bile identične. Na slici 2.25 su upoređene izmerene i simulacione AFK filtara u okolini propusnog opsega, bez ZDF (sl. 2.25a) i sa ZDF (sl. 2.25a). Dobijeni su veoma približni rezultati u pogledu centralne frekvencije, širine propusnog opsega, unesenog slabljenja i prilagođenja u

propusnom opsegu. Jedina razlika koja se može uočiti je nešto veća selektivnost filtra sa ZDF koja se ogleda u većem slabljenju na krajevima frekvencijskog opsega prikazanog na sl. 2.25.

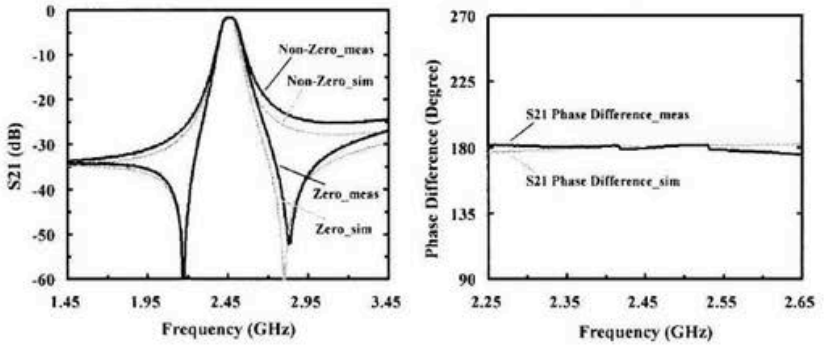
Na slici 2.26(a) su upoređene amplitude S_{21} i S_{11} parametara filtara sa slike 2.24 u širem frekvencijskom opsegu koji pored propusnog opsega obuhvata i donji i gornji nepropusni opseg filtara. Na ovoj slici se može videti da dominantna razlika AFK potiče od postojanja para transmisionih nula u slučaju filtra sa ZDF, usled čega se poboljšava selektivnost filtra, kao i slabljenje u donjem i gornjem nepropusnom opsegu.

Fazna razlika S_{21} parametara filtara sa i bez ZDF, unutar propusnog opsega filtra kao i na bliskim frekvencijama u okolini propusnog opsega je, vrlo približno, 180° kao što je prikazano na slici 2.26(b).



(a) (b)

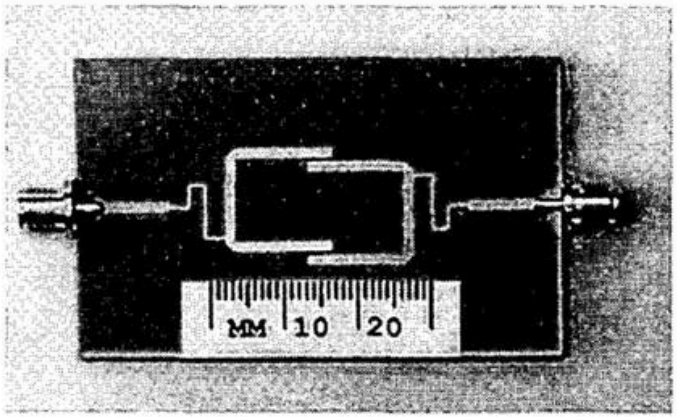
Slika 2.25 AFK S-parametara filtra u blizini propusnog opsega:
(a) bez ZDF strukture; (b) sa ZDF strukturuom [34]



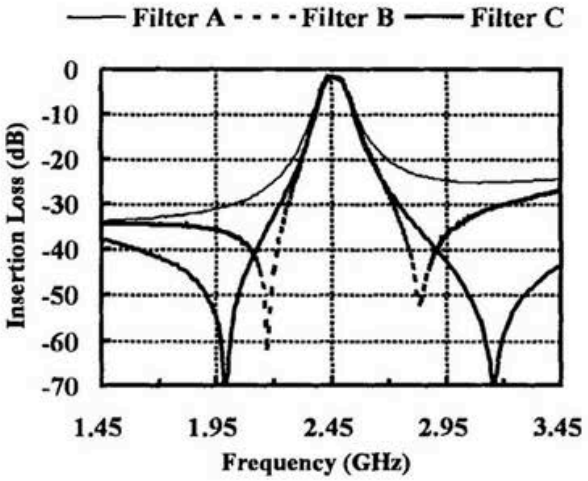
(a) (b)

Slika 2.26 Poređenje AFK S-parametara filtra filtara sa i bez ZDF strukture [34]:
(a) S_{21} i S_{11} u oba nepropusna opsega; (d) fazna razlika S_{21} parametara.
(pune linije - izmereni rezultati, isprekidane linije – rezultati simulacije).

U radu [39] isti autori su predložili varijantu ovog filtra u kojoj su na ulazu i izlazu dodati četvrt-talasni transformatori. U izloženoj teorijskoj analizi, autori su zaključili transformatori čija je karakteristična impedansa niža od 50 Ω približavaju transmisione nule propusnom opsegu filtra, dok ih transformatori čija je $Z_c > 50\ \Omega$ udaljavaju, pri čemu AFK filtra u propusnom opsegu ostaju nepromenjene. Opseg promene frekvencije transmisionih nula, pomoću ove metode, ograničen je maksimalnom i minimalnom vrednošću karakteristične impedanse koja se može realizovati na izabranom supstratu. U [39] nije nije izvedena nikakva relacija pomoću koje bi se egzaktno ili makar približno uspostavila veza između frekvencijskog položaja, odnosno pomeraja, nula prenosne karakteristike i parametara četvrt-talasnog transformatora. Na slici 2.27 je prikazan realizovani filtar sa četvrt-talasnim transformatorima karakteristične impedanse $Z_c = 100\ \Omega$. Izmereni rezulati su prikazani na slici 2.28 (filtar C) i upoređeni su sa izmerenim rezultatima prethodnih verzija filtra sa identičnim spregnutim U rezonatorima i konfiguracijama sa i bez „0° - feed" napajanja. Može se uočiti da je transmisiona nula u donjem nepropusnom opsegu dodavavanjem transformatora pomerena ka nižim frekvencijama za 190 MHz, sa 2.19 GHz na 2 GHz, dok je transmisiona nula u gornjem nepropusnom podopsegu pomerena ka višim frekvencijama za 300 MHz, sa 2.85 GHz n 3.15 GHz, što je u skladu sa teorijskim predviđanjima.

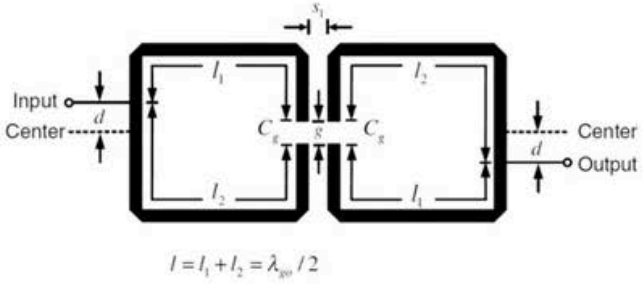


Slika 2.27 Realizovani modeli filtara sa dva kapacitivno spregnuta rezonatora i ZDF strukturom sa četvrt-talasnim transformatorima na ulazu i izlazu [39].



Slika 2.28 Poređenje izmerenih AFK S_{21}-parametara filtra sa četvrt-talasnim transformatorima (Filtar C) i filtara sa slike 2.26 (Filtar A i Filtar B) [39].

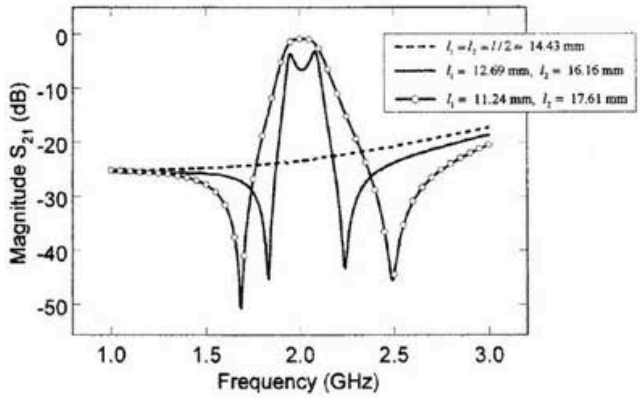
U radu [40] je proučavana struktura prikazana na slici 2.29, sastavljena od dva kapacitivno spregnuta prstenasta rezonatora sa otvorenom petljom. Dužina svakog rezonatora je približno jednaka polovini talasne dužine vođenog talasa na centralnoj frekvenciji propusnog opsega filtra. Pristupni vodovi filtra dele rezonatore na dva segmenta čije su dužine l_1 i l_2. U ovom radu je za varijantu napajanja bez ZDF korišćen naziv simetrično napajanje, a za varijantu sa ZDF, naziv asimetrično napajanje. Posmatrana je zavisnost AFK filtra od položaja pristupnih vodova, tj. njihovog rastojanja u odnosu na centralnu tačku rezonatora, obeležanog sa *d*.



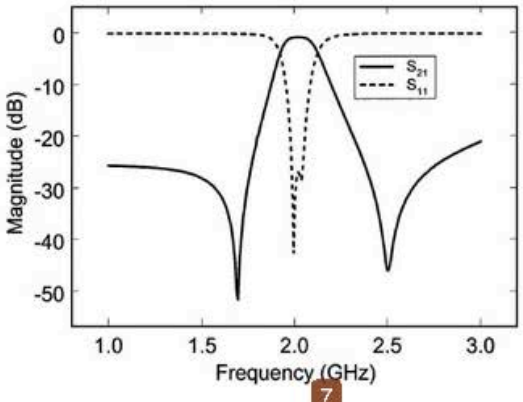
Slika 2.29 Izgled filtra sastavljenog od dva prstenasta rezonatora sa otvorenom petljom sa asimetričnim položajem uvodnih linija [40].

U radu [40] je predložena struktura analizirana primenom mrežnih matrica i izvedene su približne jednačine za frekvencijski položaj transmisionih nula u zavisnosti od dužine segmenata l_1 i l_2. Veličina ova dva parametra utiče i na osobine filtra u blizini propusnog opsega, ali ta veza u radu [40] nije teorijski analizirana, tj. nisu uspostavljene egzaktne relacije između električnih karakteristika filtra i vrednosti njegovih fizičkih parametara. AFK

za različite vrednosti l_1 i l_2, koje su prikazane na slici 2.30 dobijene pomoću programa za elektromagnetnu analizu. U slučaju kada je $l_1 = l_2$ sprega je veoma slaba tako da se ne javlja propusni opseg očekivanoj rezonantnoj frekvenciji. Zadovoljavajuća AFK filtra u propusnom ospegu je postignuta za vrednosti $l_1 = 11.24$ mm i $l_2 = 17.61$ mm, koje ujedno određuju i frekvencijski položaj transmisionih nula tako da se on za filtar ovakve konfiguracije ne može nezavisno birati. Ove vrednosti su odabrane za realizaciju eksperimentalnog modela čiji su izmereni rezultati prikazani na slici 2.31, se veoma dobrim podudaranjem sa odgovarajućim teorijskim predviđanjima sa slike 2.30.



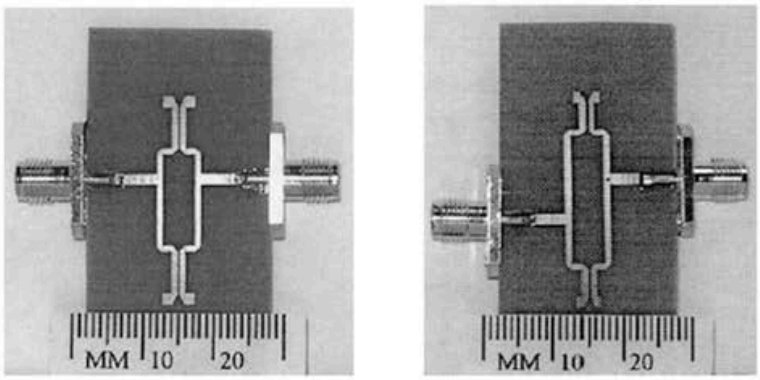
Slika 2.30 Rezultati simulacije AFK filtra za širinu sprežnog proreza s1 = 0.35 mm i različite položaje uvodnih linija [40]



Slika 2.31 Izmerene vrednosti AFK filtra za $l_1 = 11.24$ mm i $l_2 = 17.61$ mm [40]

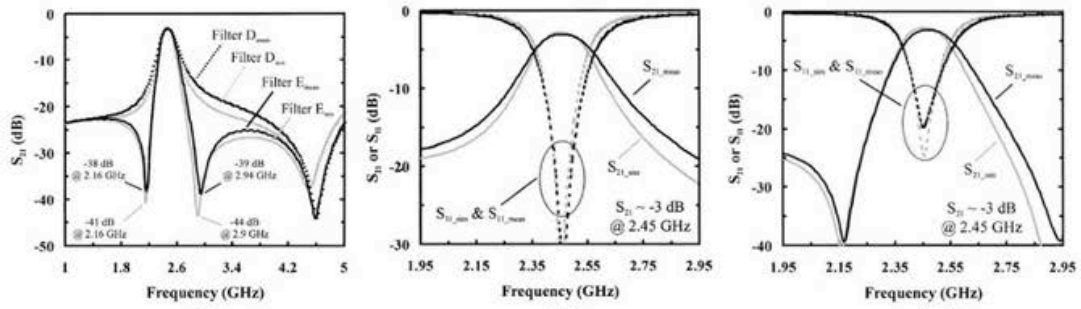
U radu [41] prikazan je filtar propusnik opsega koji se sastoji od para rezonatora međusobno spregnutih, na oba kraja, kapacitivno opterećenim transmisionim vodovima. Prikazanom filtru je svojstveno postojanje transmisione nule u gornjem nepropusnom opsegu, čiji je frekvencijski položaj određen analiziranjem prostiranja parnog i neparnog moda elektromagnetnog talasa, kao i elektromagnetnom analizom strukture. Pokazano je da

frekvencijski položaj tre transmisione nule zavisi od dužine spregnutih vodova, kao i od veličine kapacitivnog opterećenja spregnutih vodova. Takođe je analiziran i uticaj različitog položaja napojnih vodova na AFK, odnosno na pojavu dodatnog para transmisionih nula, iznad i ispod propusnog opsega, u slučaju napajanja sa nultom faznom razlikom. Na slici 2.33 je prikazano poređenje teorijskih rezultata sa rezultatima merenja eksperimentalnih modela filtra čiji je izgled prikazan na slici 2.32.



(a) (b)

Slika 2.32 Fotografije mikrostirp filtara sa spregnutim, kapacitivno opterećenim transmisionim vodovima koji: (a) ne obrazuju ZDF strukturu (filtar D); (b) obrazuju ZDF strukturu (filtar E) [41].



(a) (b) (c)

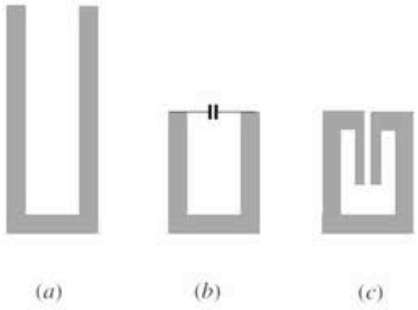
Slika 2.33 Izmerene i simulirane AFK filtra sa spregnutim, kapacitivno opterećenim transmisionim vodovima: (a) oba filtra u širem opsegu; (b) filtar D u okolini propusnog opsega; (c) filtar E u okolini propusnog opsega [41]

Kao i u prethodnim slučajevima, AFK filtara sa i bez ZDF napajanjem se podudaraju u oblasti propusnog opsega (slika 2.33 b i c), kao i na višim frekvencijama gornjeg nepropusnog opsega, a dominantnu razliku unosi pojava para transmisionih nula karakteristična za filtre sa ZDF napajanjem koje zajedno sa zajedničkom transmisionom

nulom omogućavaju postizanje izolacije reda 25 dB u donjem i gornjem nepropusnom opsegu sve do, približno, 5 GHz.

2.5.4 Filtri sa otvorenom petljom i usporenjem talasa

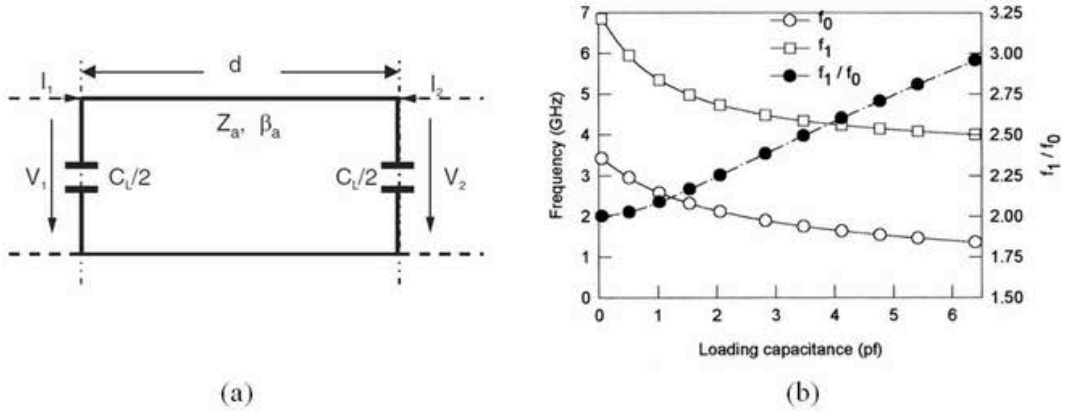
Jednu od najznačajnijih vrsta mikrostrip filtara, koja je po svojim osobinama i topologiji veoma slična filtrima koji su predmet ove disertacije, čine filtri sa otvorenom petljom i usporenjem talasa (Slow Wave Open Loop Filters - SWOLF) sastavljeni od identičnih SWOLR. Modifikacija SWOLF je dovela do prvih verzija i konfiguracija filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima, što će biti izloženo u poglavlju 3. Sa druge strane SWOLF su nastali modifikacijom U – rezonatora, koja je ilustrovana na Slici 2.34, čiji je cilj bilo smanjenje fizičkih dimenzija rezonatora, a samim tim i ukupnih dimenzija filtara u kojima se ovakvi rezonatori koriste [3]. U prvim fazama smanjenje dimenzije je postignuto dodavanjem koncentrisane kapacitivnosti, u vidu SMD kondenzatora, između otvorenih krajeva U rezonatora. Zatim je potrebna kapacitivnost ostvarivana modifikovanjem i pribižavanjem otvorenih krajeva U rezonatora (slika 2.34c), čija je dalja modifikacija dovela do standardnog oblika SWOLR prikazanog na slici 2.36a.



Slika 2.34 Modifikacija U-rezonatora radi smanjenja dimenzija: (a) konvencionalni U-rezonator; (b) smanjeni U rezonator sa SMD kondenzatorom; (c) minijaturni U-rezonator sa savijenim spregnutim linijama [3]

Idealizovana šema neopterećenog SWOL rezonatora je prikazana na slici 2.35a. Sastoji se od transmisionog voda dužine d, karakteristične impedanse Z_a i fazne konstante β_a, koji je na oba svoja kraja spregnut sa masom pomoću dva identična idealna kondenzatora čije su vrednosti $C_L/2$. Na slici 2.35b su prikazani rezultati teorijske analize prezentovane [42] kojom je pokazano da se sa porastom vrednosti kapacitivnog opterećenja C_L monotono snižava najniža rezonantna frekvencija (f_0) idealizovanog SWOL rezonatora kao i frekvencija prvog harmonika (f_1), dok količnik ove dve frekvencije (f_1/f_0) monotono raste. U radu [42] je

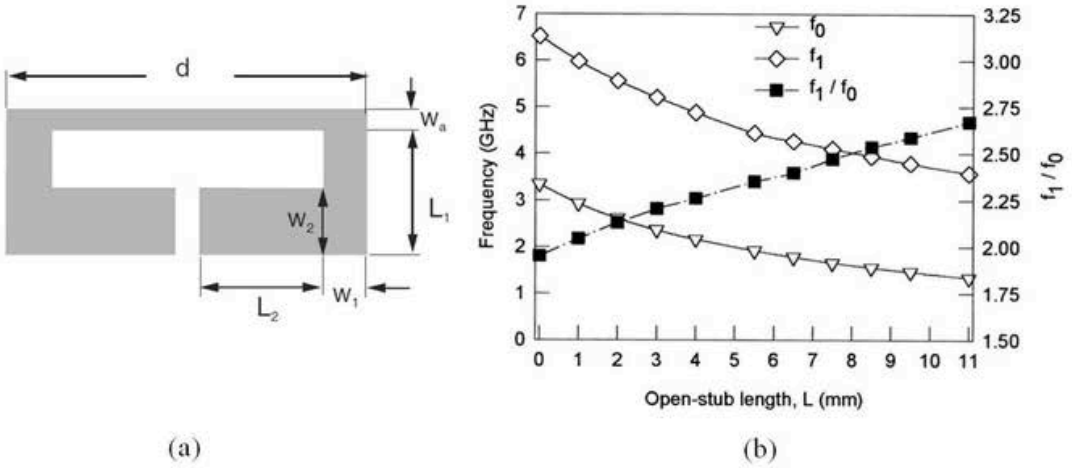
takođe pokazano da porast kapacitivnog opterećenja C_L prouzrokuje smanjenje fazne brzine elektromagnetnog talasa koji se prostire duž SWOLR, tako da dolazi do efekta usporenja talasa po kome je ovaj tip rezonatora i nazvan.



(a) (b)

Slika 2.35 (a) Rezonator u vidu kapacitivno opterećenog transmisionog voda; (b) Vrednosti i odnos rezonantne frekvencije (f_0) i prvog harmonika (f_1) simetrično kapacitivno opterećenog transmisionog voda u zavisnosto od veličine kapacitivnog opterećenja [42]

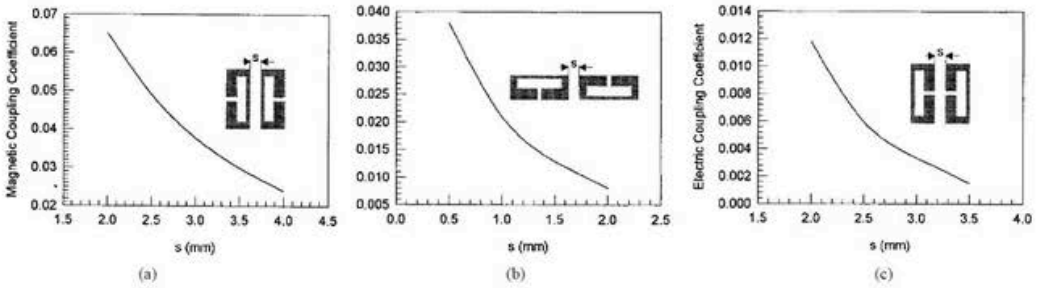
Identični efekti i rezultati su dobijeni na osnovu analize realnog SWOLR realizovanog u tehnici mikrostripa, prikazanog na sici 2.36a. Rezonator se sastoji od uskog mikrostrip voda, karakteristične impedance Z_a, dužine d i širine w_a, na čija se oba kraja nalaze po dva šira, redno vezana mikrostrip voda dimenzija $w_1 \times L_1$ i $w_2 \times L_2$ čija je ukupna površina proporcionalna vrednostima uzemljenih kondenzatora C_L. Na slici 2.36b su prikazane iste veličine kao i na slici 2.35b, ali ovaj put u zavisnosti od ukupne dužine ($L = L_1 + L_2$) širokih mikrostrip vodova na krajevima rezonatora, pri čemu se uočavaju isti efekti kao i na idealnom modelu rezonatora.



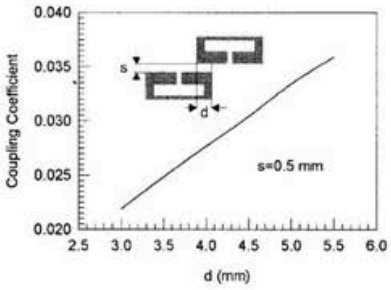
Slika 2.36 (a) Mikrostrip rezonator sa otvorenom petljom i usporenjem talasa; (b) Vrednosti i odnos rezonantne frekvencije (f_0) i prvog harmonika (f_1) rezonatora u zavisnosto dužine otvorenog staba izračunate programom za EM analizu [42]

Svi uočeni efekti se mogu na pogodan način iskoristiti prilikom projektovanja i realizacije mikrostrip filtara propusnika opsega. Efekat snižavanje osnovne rezonantne frekvencije omogućava smanjenje ukupnih dimenzija rezonatora, a samim tim i filtara, dok povećanje odnosa f_1/f_0 omogućava proširenje gornjeg nepropusnog opsega koji je sa gornje strane ograničen pojavom prvog parazitnog propusnog opsega na frekvenciji prvog harmonika.

Kao što je ilustrovano na slici 37, SWOL rezonatori se mogu međusobno sprezati induktivnom spregom, za koju se koristi i pojam magnetna sprega, zatim kapacitivnom, alijas električnom spregom, kao i kombinovanom spregom u kojoj je neka od dve osnovne sprege manje ili više dominantna. Na slici 2.38 je prikazani rezultati elektromagnetne simulacije zavisnosti koeficijenta sprege dva delimično preklopljena rezonatora, spregnuta pretežno kapacitivnom spregom, na fiksnom rastojanju s = 0.5 mm, od dužine preklapanja d. Posebna pogodnost ovog slučaja je da je prikazana zavisnost linearna u dosta širokom opsegu vrednosti argumenta d što znatno olakšava projektovanje filtara u kojima se koristi ovaj način sprezanja.

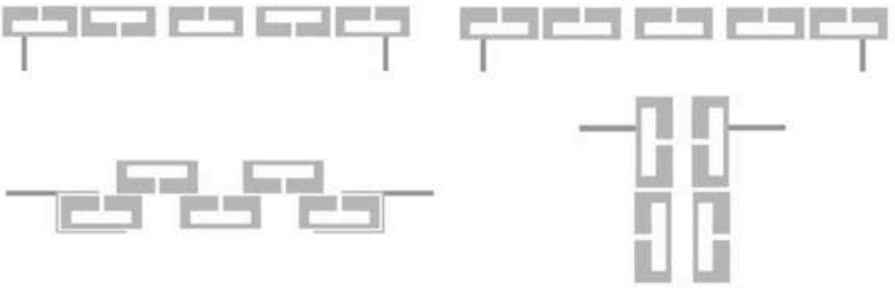


Slika 2.37 Zavisnost koeficijenata sprege između rezonatora od rastojanja *s*, za različite tipove sprege: a) induktivna (magnetna) sprega, b) mešovita sprega i c) kapacitivna (električna) sprega. Rezultati elektromagnetne simulacije [42].



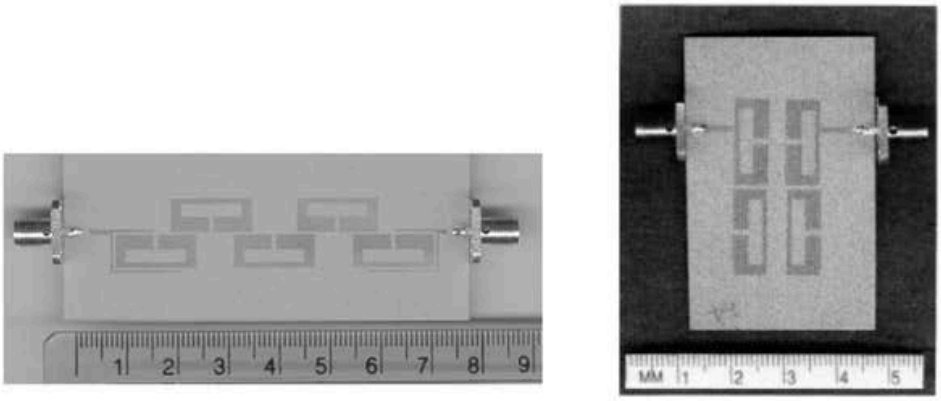
Slika 2.38 Zavisnost koeficijenata sprege između delimično preklopljenih rezonatora od dužine preklapanja *d*, za fiksnu vrednost rastojanja *s*. Rezultati elektromagnetne simulacije [42].

SWOL rezonatori mogu biti povezani sa ulazno/izlaznim pristupnim vodovima bilo direktnim spajanjem pristupnih vodova sa rezonatorima bilo sprezanjem, kao što je ranije ilustrovano na sl. 2.16. Nabrojane osobine omogućavaju realizaciju velikog broja različitih konfiguracija koje se sastoje od identičnih SWOL rezonatora, kao što je ilustrovano na slici 2.39 i dobijanje mikrostrip FPO prihvatljivog slabljenja u propusnom opsegu (reda 2-3 dB) velike selektivnosti sa velikim slabljenjem u oba nepropusna opsega, sa gornjim nepropusnim opsegom širine jednake višestrukim vrednostima osnovne rezonantne frekvencije filtra (reda 3-4 i više).



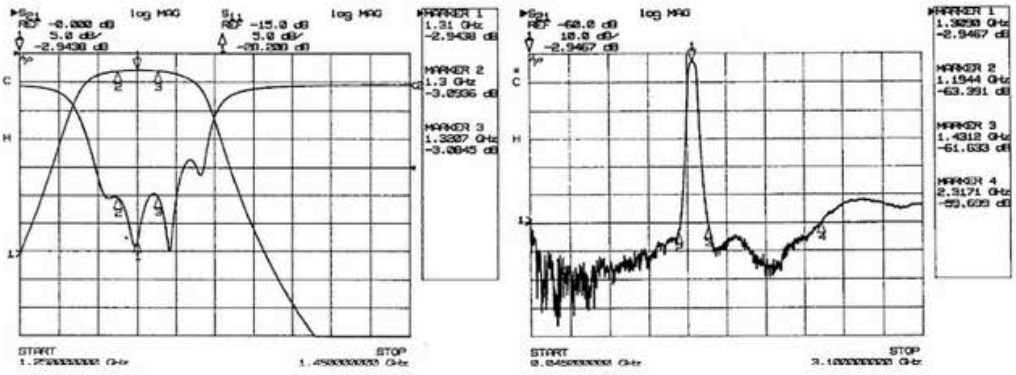
Slika 2.39 Različite konfiguracije filtara propusnika opsega sastavljenih od identičnih rezonatora sa otvorenom petljom i usporenjem talasa [42]

Na slici 2.40a je prikazana realizovana verzija filtra koji se sastojio od pet SWOL rezonatora spregnutim delimičnim preklapanjem. Projektovan je za centralnu frekvenciju i 3 dB širinu propusnog opsega od f_c = 1335 MHz i BW_{3dB} = 30 MHz na RT/Duroid 6010 supstratu relativne dielektrične konstante ε_r = 10.8 i debljine h = 1.27 mm. Filtar je projektovan i njegove dimenzije su optimizovane na osnovu rezultata analize pomoću programa za elektromagnetnu simulaciju. Dimenzije pojedinačnog rezonatora su 16 mm × 6.5 mm, dok su ukupne dimenzije filtra $0.7\lambda_g \times 0.15\lambda_g$, gde je λ_g talasna dužina vođenog talasa mikrostrip voda karakteristične impedanse Z_c =50 Ω za izabrani supstrat i centralnu frekvenciju propusnog opsega.



(a) (b)

Slika 2.40 Fotografije realizovanih filtar sa SWOL rezonatorima: a) filtar sa pet rezonatora spregnuta delimičnim preklapanjem; b) filtra sa četiri ukršteno spregnuta rezonatora [42]

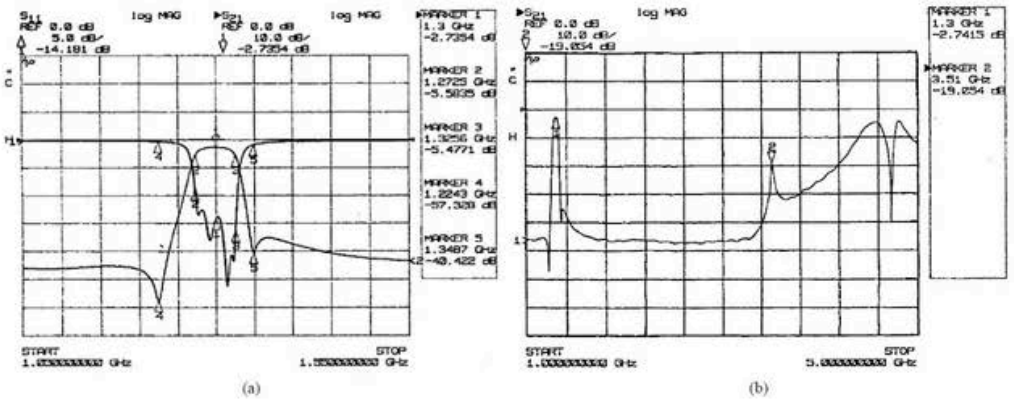


(a) (b)

Slika 2.41 Izmerene AFK realizovanog filtra sa pet SWOL rezonatora [42]

Izmerene AFK realizovanog filtra u okolini propusnog opsega su prikazane na slici 2.41a. U odnosu na projektovanu vrednost centralna frekvencija je niža za 25 MHz (odnosno 1.9%). Slabljenje u propusnom opsegu je reda očekivanih 3 dB uz refleksiju bolju od 20 dB unutar 3 dB propusnog opsega. Filtar je veoma selektivan sa unesenim slabljenjem boljim od

60 dB na frekvencijama van opsega $f_c \pm 120$ MHz, unutar celog donjeg propusnog opsega, kao i do 2.3 GHz u gornjem nepropusnom opsegu. Uneseno slabljenje je bolje od 50 dB na $2f_c$, kao i na preostalom prikazanom delu gornjeg nepropusnog opsega do 3.1 GHz (slika 2.41b).

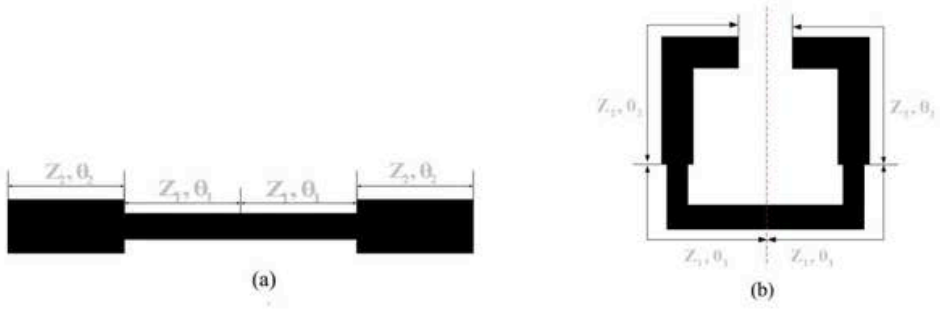


Slika 2.42 Izmerene frekvencijske karakteristike S parametara filtra četiri ukršteno spregnuta SWOL rezonatora i [42]

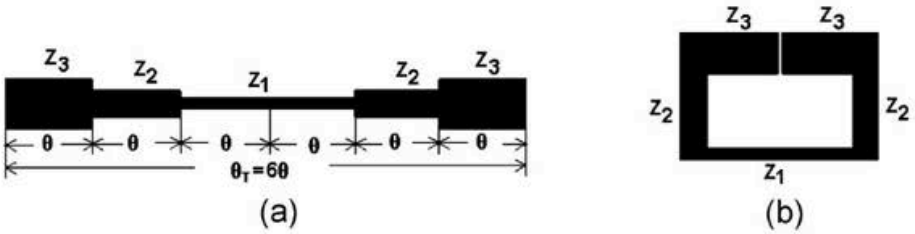
Filtar koji sadrži četiri SWOL rezonatora sa ukrštenom spregom je prikazan na slici 2.40b. Projektovan je za centralnu frekvenciju propusnog opsega od $f_c = 1.3$ GHz na istom RT/Duroid 6010 supstratu kao i prethodni filtar, na osnovu rezultata analize pomoću programa za elektromagnetnu simulaciju. Ukupne dimenzije filtra su $0.36\lambda_g \times 0.18\lambda_g$. Izmereno uneseno slabljenje na centralnoj frekvenciji propusnog opsega je 2.7 dB uz širinu propusnog opsega reda 4 % i koeficijent refleksije unutar propusnog opsega bolji od -10 dB (slika 2.42a). Slabljenje u većem delu donjeg i gornjeg nepropusnog opsega je veće od 45 dB. Gornji nepropusni opseg je ograničen prvom parazitnom rezonansom koja se javlja na 3.5 GHz, tj. na frekvenciji koja je približno tri puta veća od centralne frekvencije propusnog opsega.

U nekoliko radova drugih autora prikazani su filtri sastavljeni od rezonatora za koje se koristi naziv *Stepped Impedance Resonators* – SIR (rezonatori sa stepenastim impedansama) koji su po karakteristikama, a u nekim varijantama i po obliku, vrlo slični prethodno opisanim SWOL rezonatorima [43, 44]. Na slikama 2.43a i 2.44a su prikazani osnovni oblici SIR rezonatora koji obrazuju transmisioni vodovi sa dve (Z_1 i Z_2), odnosno tri različite vrednosti karakterističnih impedansi (Z_1, Z_2 i Z_3). Isti segmenti postoje i na modifikovanim, savijenim rezonatorima na slickama 2.43b i 2.44b, od kojih je poslednji

obliku identičan SWOL rezonatorima, a koji se u radu [45] naziva *Tri-section Folded Stepped Impedance Resonator* (TFSIR).

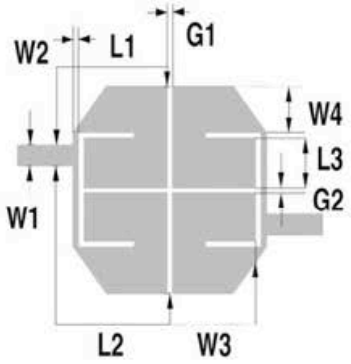


Slika 2.43 Rezonatori sa stepenastim impedansama (SIR): a) Dvostepeni SIR, b) Savijeni dvostepeni SIR [43].



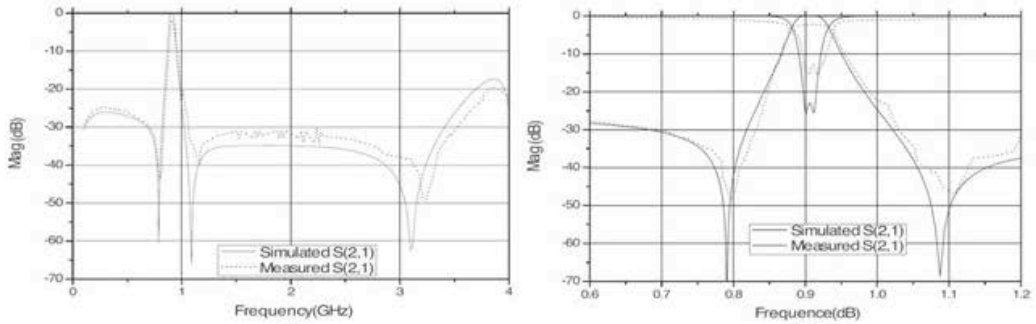
Slika 2.44 Rezonatori sa stepenastim impedansama (SIR): a) Trostepeni SIR, b) TFSIR [45].

U radu [46] je predstavljen filtar sastavljen od dva kapacitivno spregnuta SIR rezonatora, čiji je izgled modifikovan radi postizanja što kompaktnije veličine, kao što je prikazano na slici 2.45. Takođe pristupni vodovi su postavljeni asimetrično tako da je ostvareno ZDF napajanje a cela struktura ima centralnu simetriju.



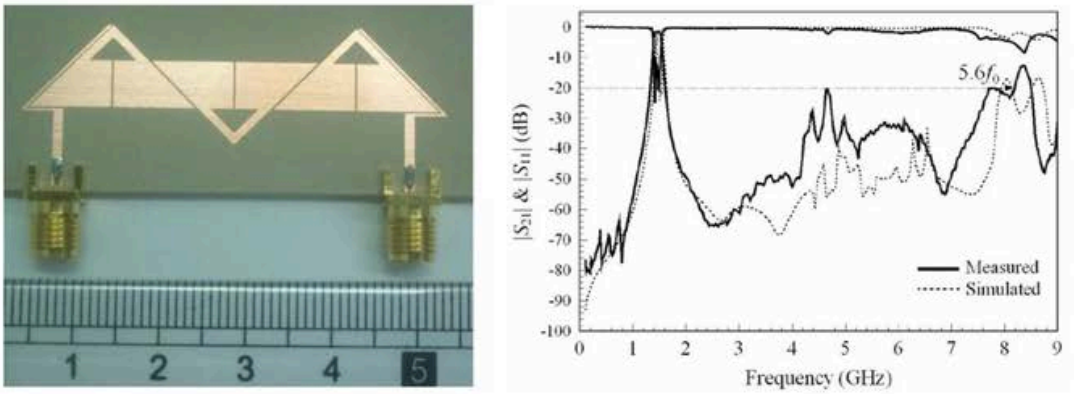
Slika 2.45 Izgled mikrostrip filtra sa dva kompaktna trostepena SIR-a [46]

Eksperimentalni model filtra je realizovan, a na slici 2.46 su upoređene izmerene i simulirane AFK u širem (a) i užem frekvencijskom opsegu oko centralne frekvencije od 0.91 GHz. Filtar ima dve izražene transmisione nule sa obe strane propusnog opsega na približno 0.8 GHz i 1.1 GHz, koje su za +10 MHz pomerene u odnosu na vrednosti očekivane na osnovu elektromagnetne analize. Uneseno slabljenje u donjem nepropusnom opsegu je bolje od 25 dB, a u gornjem bolje od 30 dB, što je solidan rezultat za filtar koji se sastoji samo od jednog para spregnutih rezonatora. Prvi parazitni propusni opseg se javlja na frekvencijama većim od 3.5 GHz, što je blizu četvorostruke vrednosti centralne frekvencije propusnog opsega.



Slika 2.46 Izmerena i simulirana AFK filtra:
(a) u širokom frekvencijskom opsegu; (b) u okolini propusnog opsega [46]

Na slici 2.47a je prikazana fotografija filtra koji se sastoji od tri trougaona SWOL rezonatora koji je prikazan u radu [47]. Prilikom projektovanja filtra težilo se postizanju što šireg gornjeg nepropusnog opsega pomeranjem parazitnih propusnih opsega ka višim frekvencijama, kao i njihovim potiskivanjem. Na slici 2.47b su upoređeni projektovani i izmereni rezultati, koji se dobro podudaraju u okolini propusnog opsega filtra, dok se u gornjem nepropusnom opsegu javljaju razlike reda 10 do 20 dB. Gornji nepropusni opseg se proteže do frekvencije od 8 GHz (što iznosi $5.6\,f_0$) odnosno do drugog parazitnog propusnog opsega, ali uz relativno skromno slabljenje od 20 dB. Prvi parazitni propusni opseg, koji se javlja na frekvencijama između 4 GHz i 5 GHz potisnut tik ispod 20 dB iako su se na osnovu EM simulacije očekivali rezultati bolji za 10 do 15 dB.

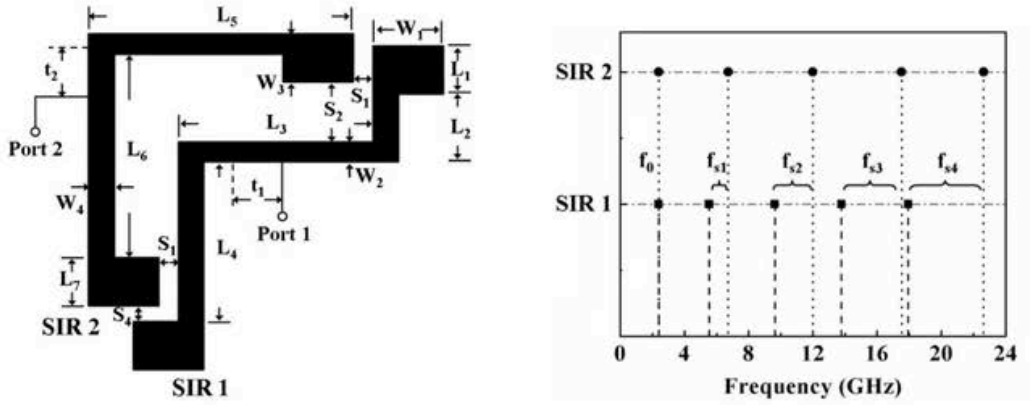


(a) (b)

Slika 2.47 (a) Fotografija filtra sa trougaonim SIR; (b) Izmerene i simulirane AFK filtra [47]

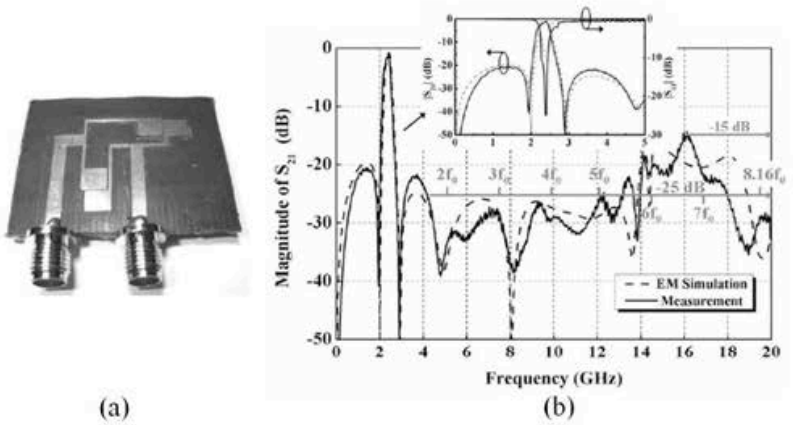
Proširenje gornjeg nepropusnog opsega je glavni cilj i u radu [48] u kome se predlaže filtar koga sačinjavaju dva SIR rezonatora različita po obliku čiji je izgled prikazan na slici 2.48a.

Oba rezonatora imaju vrlo blisku osnovnu rezonantnu frekvenciju f_0, ali ne i identičnu, što se ogleda u delimičnoj deformaciji oblika AFK S_{21} parametra unutar propusnog opsega filtra. Položaji odgovarajućih viših harmonika ovakvih rezonatora se razlikuju za f_{s1}, f_{s2}…, kao što je ilustrovano na slici 2.48b. Prvi parazitni propusni opseg ovakvog filtra se može očekivati kada se m-ti harmonik jednog rezonatora i n-ti harmonik drugog razonatora pojave na dovoljno bliskoj frekvenciji.



Slika 2.48 (a) Fotografija filtra sa poboljšanim potiskivanjem parazitnih propusnih opsega; (b) Izmerene i simulirane karakteristike filtra [48]

Na slici 2.49a je prikazana fotografija realizovanog filtra, a na slici 2.49b su izmerene AFK upoređene sa rezultatima elektromangetne analize. Centralna frekvencija propusnog opsega je f_0 = 2.4 GHz uz relativnu širinu BW_{3dB} = 12% i refleksiju na centralnoj frekvenciji RL(@f_c) > 25 dB. Pristupni vodovi filtra su pomereni za t_1 i t_2 u odnosu na središnu tačku rezonatora (slika 2.48a), tako da je ostvareno ZDF napajanje čija su posledica dve karakteristične transmisione nule na približno 2 GHz i 2.9 GHz. Gornji propusni opseg, sa slabljenjem većim od 20 dB je proširen do 14 GHz, što je približno 5.8 f_0, što je bio i osnovni cilj upotrebe rezonatora različitog oblika sa nepodudarnim frekvencijama viših harmonika.

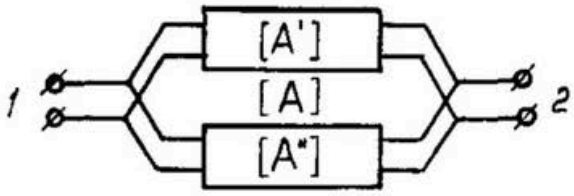


(a) (b)

Slika 2.49 (a) Fotografija filtra sa poboljšanim potiskivanjem parazitnih propusnih opsega; (b) Izmerene i simulirane karakteristike filtra [48]

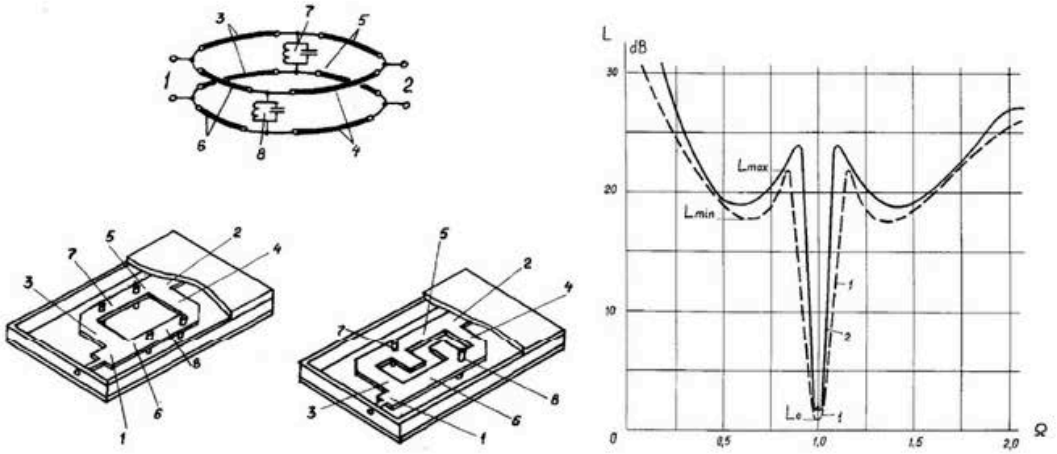
2.5.5 Filtri sa paralelno povezanim podmrežama

Ideju da paralelna veza dve podmreže, kao što je prikazano na slilci 2.50, bude upotrebljena za realizaciju filtara propusnika opsega na mikrotalasnim frekvencijama prvi su predložili i teorijski analizirali Osipenkov i Vesnin u [49].



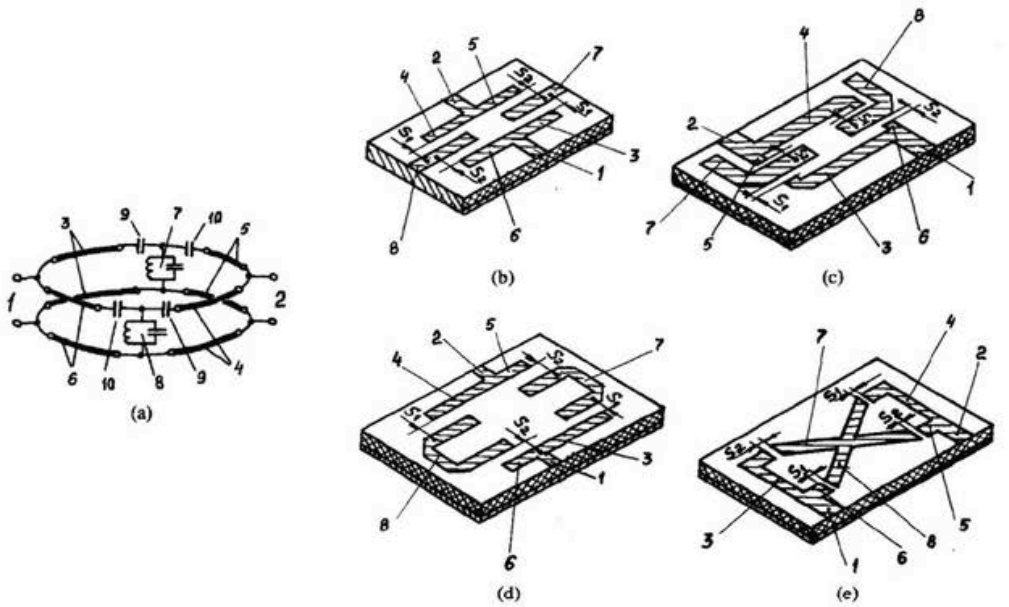
Slika 2.50 Mreža sa dva pristupa sastavljeno od paralelne veze dve podmreže [49]

Ovakva generalizovana filtarska struktura prethodno nije pobuđivala značajnije interesovanje zbog ustaljenog mišljenja da „takav metod ima urođeni nedostatak, u odnosu na standardnu lestvičastu filtarsku strukturu, koji se ogleda u većem broju potrebnih elemenata i u strožim tolerancijama dopuštene varijacije vrednosti komponenata“ ["Contributions from Japan", *Microwave Filters Circuit*, 1968., loc.cit 49]. Navedeni nedostaci se, međutim, ispoljavaju u gotovo zanemarljivoj meri u slučaju primene ovog koncepta za proizvodnju štampanih filtara pošto tehnologija izrade, po pravilu, obezbeđuje zadovoljavajuću preciznost i ponovljivost realizacije zahtevanih vrednosti komponenata, dok je povećani broj elemenata moguće realizovati kompaktnim komponentama sa raspodeljenim parametrima.

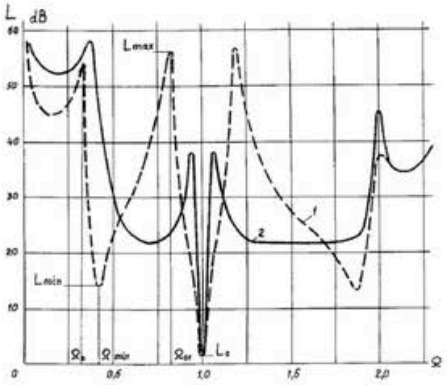


Slika 2.51 Primeri filtara u tehnici stripline sastavljenih od dva paralelna polutalasna rezonatora direktno spregnuta sa pristupnim vodovima; odgovarajuće ekvivalento kolo (gore levo) i karakteristika slabljenja normalizovana na centralnu frekvenciju (desno) [49]

U radu [49] su dati najopštiji uslovi, izraženi preko elemenata transmisionih matrica podmreža u paralelnim granama, koje treba ispuniti da bi na konačnoj i realnoj frekvenciji postojao pol prenosne funkcije, tj. da bi posmatrana paralelna veza imala osobine filtra propusnika opsega. Analizirano je nekoliko različitih konfiguracija filtara pogodnih za realizaciju u planarnim tehnologijama *stripline* i *microstrip*. Na slici 2.51 je prikazana električna šema filtra kod koga su rezonatori direktno spregnuti sa pristupnim ulaznim i izlaznim vodom, kao i izgled dva *stripline* kola kojima je realizovana predložena električna šema. AFK filtra su prikazivane u formi grafika zavisnosti slabljenja filtra od frekvencije, pri čemu je minimum slabljenja normalizovan na jediničnu frekvenciju. Razmatrane su i konfiguracije sastavljene od paralelnih rezonatora kapacitivno spregnutih sa ulaznim i izlaznim pristupnim vodovima, i to u mikrostrip tehnologiji, kao što je prikazano na slici 2.52. Za jednu specifičnu mikrostrip konfiguraciju prikazanu na slici 2.52(d), kod koje su pristupni vodovi nesimetrično delili par ulazno/izlaznih sprežnih vodova, proučavan je uticaj odnosa dužina asimetričnih sekcija sprežnog voda na AFK slabljenja filtra, koja je prikazana na slici 2.53.



Slika 2.52 Primeri filtara u mikrostrip tehnici i kapacitivnom spregom rezonatora sa pristupnim vodovima: (a) ekvivalentno kolo; (b) filtar sa četvrttalasnim rezonatorima; (c) filtar sa polutalasnim rezonatorima pobuđenih na jednom kraju; (d) filtar sa savijenim polutalasnim rezonatorima; (e) filtar sa ukrštenim rezonatorom

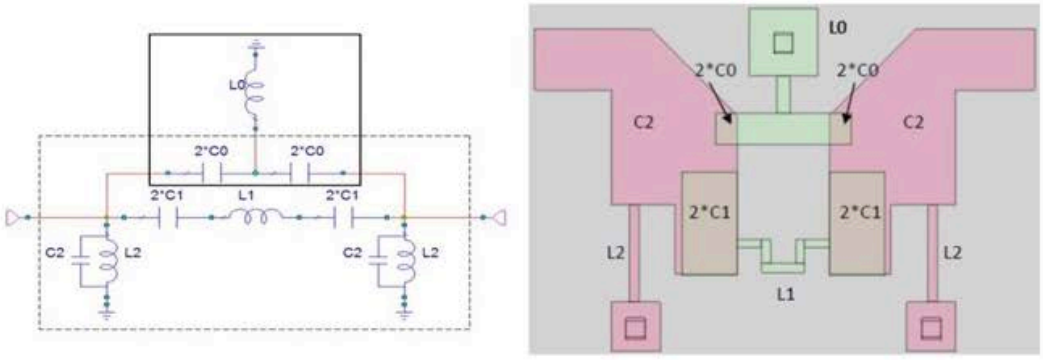


Slika 2.53 Tipična normalizovana AFK slabljenja za filtar sa slike 2.52(d) izračunata za dva različita odnosa dužina pobudnih vodova l_1 (sekcije 3 i 4) i l_2 (sekcije 5 i 6):
1 – l_1/λ_0=0.25, l_2/λ_0=0.025; 2 – l_1/λ_0=0.25, l_2/λ_0=0.125 [49]

U radu [49] su izložena zanimljiva opšta teorijska razmatranja filtara sa paralelnom strukturom, ali bez eksperimentalne verifikacije. Zaključeno je da ova vrsta filtara ima slične električne parametre kao i filtri sa prstenastim (ring) rezonatorima sa AFK koje imaju osobine i polinomskih i eliptičnih filtara. Predloženi koncept omogućava realizaciju filtara jednostavne konstrukcije i relativno malih dimenzija na svim vrstama planarnih struktura, sa AFK koje sadrže nule u blizini propusnog opsega.

2.5.6 Filtri sa dve različite paralelne podmreže

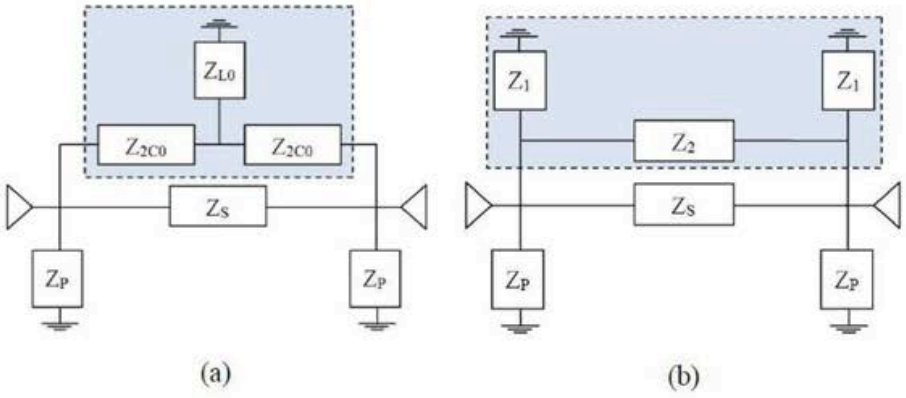
U opštem slučaju, filtri paralelne konfiguracije se mogu dobiti povezivanjem dve potpuno različite mreže, kao što je to pokazano na slici 2.54a.



Slika 2.54 Ekvivalentna električna šema i struktura LCP UWB filtra [50]

Ova šema je nešto složenija od dosada iznetih primera i sadrži veći broj promenljivih komponenti, tako da za realizaciju iziskuje napredniju tehnologiju višeslojnih tankoslojnih supstrata kao što LTCC ili Liquid Crystal Polymer (LCP). Pojedine komponente ovakvih filtara mogu biti realizovane bilo kao elementi sa raspodeljenim parametrima, bilo kao elementi sa koncentrisanim ili kvazi-koncentrisanim parametrima, zavisno od minimalnih dimenzija filtara koje se žele ostvariti [50]. Na slici 2.54b je prikazan primer kako su u LCP tehnici realizovane pojedine komponente filtra sa slike 2.54a.

Na slici 2.55a je prikazana uprošćena struktura filtra čiji su elementi impedanse pojedinih grana. Jednostavnom transformacijom ipedansi iz trougla u zvezdu dobija se konfiguracija sa slike 2.55b koja je znatno pogodnija za analitičko izvođenje vrednosti S-parametara filtra u zavisnosti od vrednosti komponenti filtra. Na taj način su izvedeni i izrazi (2.2) i (2.3) za kružne frekvencije nula prenosne funkcije.



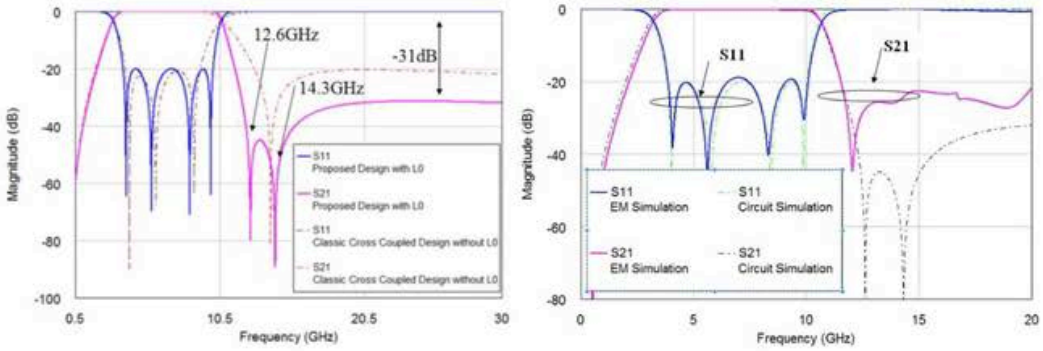
Slika 2.55 Uprošćena ekvivalentna šema LCP UWB filtra: a) predložena konfiguracija; b) konfiguracija modifikoovana radi lakšeg izračunavanja S parametara [50].

$$\omega_{TZ1} = \sqrt{\frac{C_0L_0 + C_1L_0 - \sqrt{-L_0C_1^2L_1 + (C_0L_0 + C_1L_0)^2}}{2C_0L_0C_1L_1}} \tag{2.4}$$

$$\omega_{TZ2} = \sqrt{\frac{C_0L_0 + C_1L_0 + \sqrt{-L_0C_1^2L_1 + (C_0L_0 + C_1L_0)^2}}{2C_0L_0C_1L_1}} \tag{2.5}$$

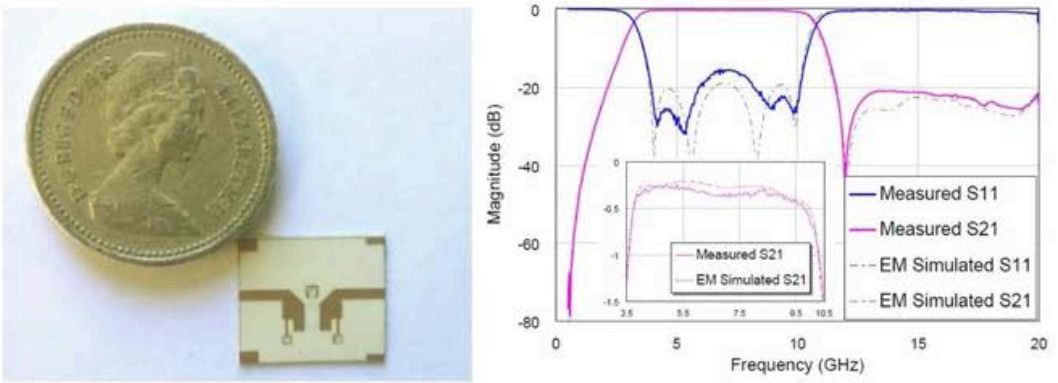
Za vrednosti komponenti $L_0 = 1.813$ nH, $(2\times C_0) = 0.0716$ pF, $L_1 = 2.119$ nH, $L_0 = 1.813$ nH, $(2\times C_1) = 0.7976$ pF, $L_2 = 1.449$ nH i $C_2 = 0.4594$ pF, se dobijaju AFK S-parametara koje su prikazane punom linijom na slici 2.56a, sa frekvencijama transmisionih nula u gornjem nepropusnom opsegu $f_{TZ1} = 12.611$ GHz i $f_{TZ2} = 14.312$ GHz saglasno izrazima (2.4) i (2.5). Bez uzemljene zavojnice L_0, filtar bi samo jednu nulu, uz manju selektivnost i približno 10 dB manje uneseno slabljenje u gornjem nepropusnom opsegu (isprekidana linija na slici 2.56a).

Elektromagnetnom analizom 3D modela filtra dobijaju se rezultati prikazani na slici 2.57b, koji se u propusnom opsegu filtra veoma dobro slažu sa modelom sastavljenim od idealnih elemenata. Na višim frekvencijama, u gornjem nepropusnom opsegu, postoji nepodudaranje usled uticaja parazitnih efekata koji su u bili zanemareni u idealnom modelu.



Slika 2.56 Frekvencijska karakteristika LCP UWB filtra: a) Idealizovana AFK za optimizovane vrednosti komponenata; b) Poređenje idealizovane AFK i rezultata EM simulacije [50]

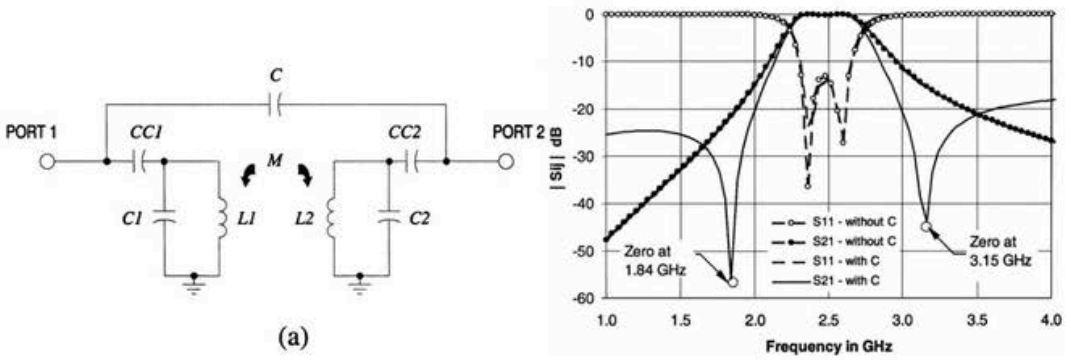
Realizovani filtar prikazan na slici 2.57a ima veoma male dimenzije $5.6 \times 5.6 \times 0.4$ [mm] što iznosi $0.2\ \lambda g \times 0.2\ \lambda g \times 0.014\ \lambda g$, gde je λg talasna dužina vođenog talasa na datoj podlozi za centralnu frekvenciju propusnog opsega od $f_c = 6.85$ GHz. Izmerene AFK prikazane na slici 2.57b se veoma dobro slažu sa rezultatima EM simulacije.



Slika 2.57 a) Izgled realizovanog LCP UWB filtra; b) Poređenje izmerene AFK i rezultata EM simulacije [50]

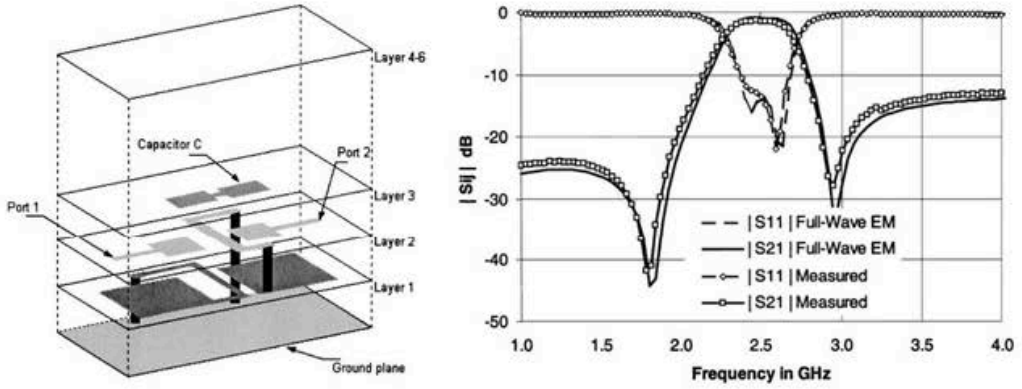
Sličan primer konfiguracije koji se sastoji od paralelne veze dve različite podmreže prikazan je u [51]. U ovom radu je opisan filtar drugog reda sa dve transmisione nule na konačnim frekvencijama veoma jednostavne konfiguracije koja je prikazana na slici 2.58a, koja se sastoji od dva identična međusobno spregnuta kola u paraleli sa dodatnim sprežnim

kondenzatorom (C) između ulaza i izlaza. Na slici 2.58b su upoređene frekvencijske karakteristike filtara sastavljenih od idealnih komponenti, sa i bez dodatnog sprežnog kondenzatora C, paralelne sa ostatkom kola, koja uzrokuje pojavu transmisionih nula AFK ne menjajući karakteristike filtra unutar propusnog opsega.



Slika 2.58 Ekvivalentna električna šema i struktura LTCC UWB filtra [51]

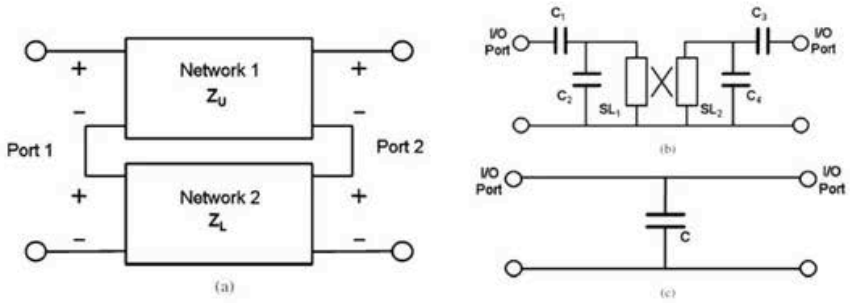
Ovaj filtar je realizovan u višeslojnoj LTCC tehnologiji koristeći supstrat Dupont 951AT, relativne dielektrične konstante $\varepsilon_r = 7.8$, faktorom gubitaka $\tan\delta = 0.0015$ i debljine slojeva $h = 0.09144\,\text{mm}$ (3.6 mil). Izgled 3D strukture filtra je prikazan na slici 2.59(a). Ukupne dimenzije filtra su $4.3 \times 2 \times .55$ [mm], što iznosi $0.083\,\lambda_g \times 0.04\,\lambda_g \times 0.01\,\lambda_g$ za λ_g na centralnoj frekvenciji propusnog opsega 2.5 GHz. Na slici 2.59(b) su rezultati merenja AFK realizovanog filtra upoređeni sa rezultatima EM analize. Ostvareno je veoma dobro slaganje uz neznatno pomeranje izmerenih rezultati ka nižim frekvencijama. Do ove razlike je došlo usled zanemarivanja debljine metalnih slojeva u 3D EM modelu filtra.



Slika 2.59 a) Izgled realizovanog LTCC UWB filtra;
b) Poređenje izmerene AFK i rezultata EM simulacije [51]

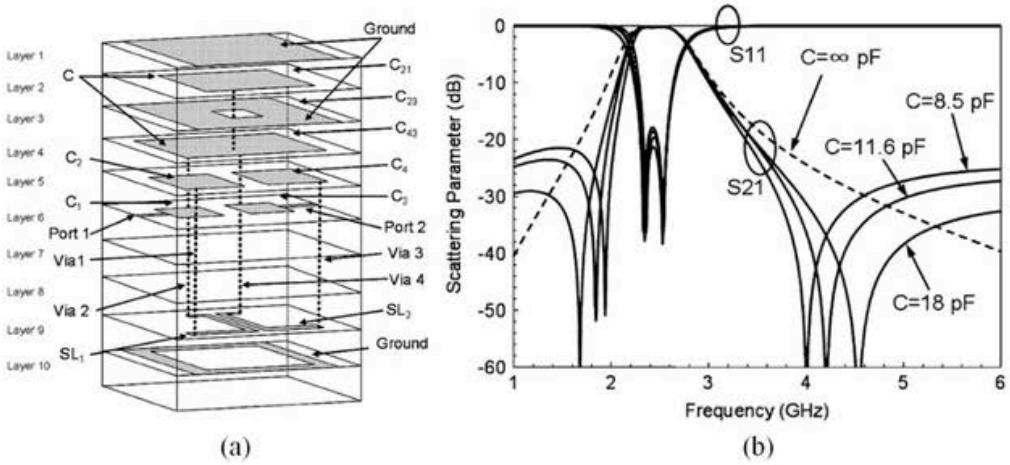
2.5.7 Filtri sa serijski povezanim podmrežama

U radu [52] je predložen filtar koji se sastoji od dve podmreže Z_U i Z_L, koje su serijski povezane kao što je prikazano na slici 2.60a. Na slici 2.60b je prikazana konfiguracija podmreže Z_U, koja je identična konfiguraciji složenije podmreže filtara prikazanog u [51]. Druga podmreža (Z_L), koja je prikazana na slici 2.60c, sastoji se od samo jednog paralelnog kondenzatora, slično podmreži iz [51] koja se sastoji od jednog serijskog kondenzatora.



Slika 2.60 Filtar sa serijski povezanim podmrežama: (a) serijska veza dve podmreže; (b) podmreža Z_U; (c) podmreža Z_L [52]

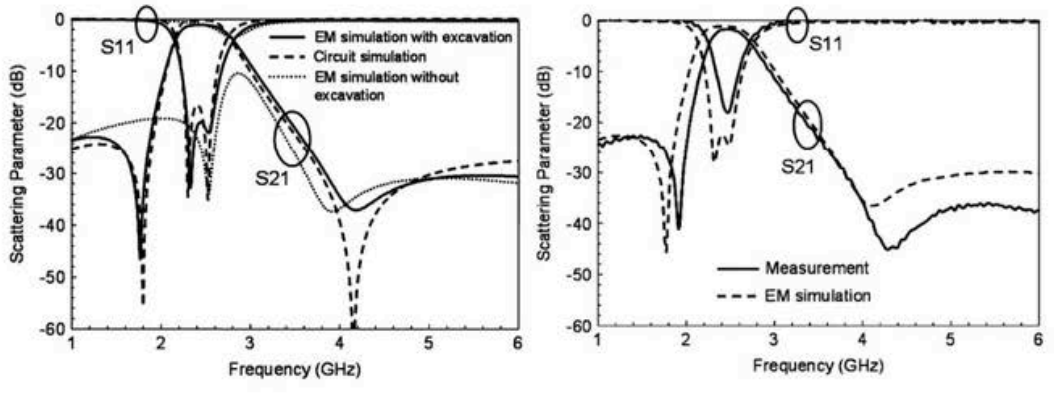
U oba slučaja dodatni kondenzator ima sličan uticaj na AFK filtra pošto izaziva pojavu transmisionih nula čiji se frekvencijski položaj menja zavisno od njegove vrednosti C, pri čemu AFK filtra u propusnom opsegu ostaju praktično nepromenjene. Na slici 2.61b su prikazane simulirane vrednosti AFK filtra za različite vrednosti kondenzatora C (8.5 pF, 11.6 pF i 18 pF). Na istoj slici je isprekidanom linijom prikazana AFK filtra koji se sastoji samo od podmreže Z_U, što je ekvivalentno serijskoj vezi podmreže Z_U i podmreže Z_L sa beskonačnom vrednošću kondenzatora.



Slika 2.61 (a) 3D struktura LTCC filtra propusnika opsega sa serijski povezanim podmrežama; (b) Frekvencijske karakteristike filtra za različite vrednosti uzemljenog kondenzatora C [52]

C. Filtar je realizovan u LTCC tehnologiji sa višeslojnoj strukturom koja je prikazana na slici 2.61(a). Relativna dielektrična konstanta LTCC supstrata je $\varepsilon_r = 7.8$, a faktor gubitaka $\tan\delta = 0.004$. Debljina svakog od šest gornjih dielektričnih slojeva je 0.039 mm, dok je debljina ostalih dielektričnih slojeva 0.087 mm. Vodovi LTCC strukture su realizovani od srebra debljine 0.02 mm. Centralna frekvencija propusnog opsega je $f_c = 2.4$ GHz. Ukupne dimenzije filtra su 2.5 mm × 2 mm × .8 mm, što iznosi $0.05\,\lambda_g \times 0.04\,\lambda_g \times 0.017\,\lambda_g$ za λ_g na centralnoj frekvenciji propusnog opsega 2.4 GHz.

Rezultati EM analize su na slici 2.62(a) upoređeni sa rezultatima simulatora električnih kola sa idealnim elementima uz veoma dobro slaganje, dok su na slici 2.62(b) upoređeni sa rezultatima merenja realizovanog filtra. Realizovani filtar ima nešto uži propusni opseg. Centar propusnog opsega, kao i položaj transmisionih nula je pomeren ka višim frekvencijama.



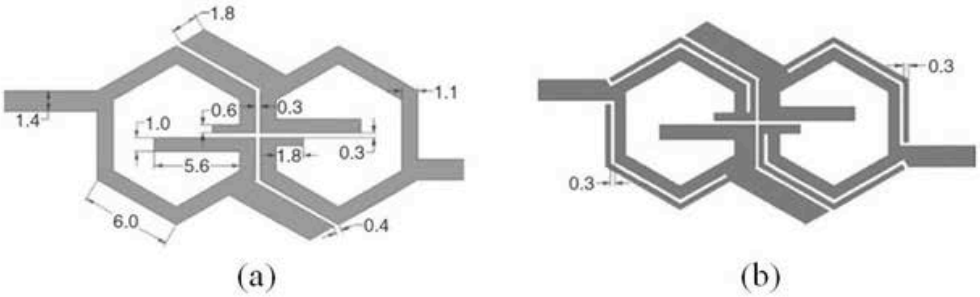
Slika 2.62 Izmerena frekvencijska karakteristika LTCC filtra upoređena sa rezultatima EM simulacije [52]

Pored prikazanog filtra u radu [52] je projektovan i realizovan još jedan filtar iste konfiguracije na centralnoj frekvenciji centralnoj frekvenciji propusnog opsega 4.8 GHz, kod koga je ostvareno još bolje slaganje između projektovanih i izmerenih rezultata.

2.5.8 Filtri sa centralno simetričnom konfiguracijom

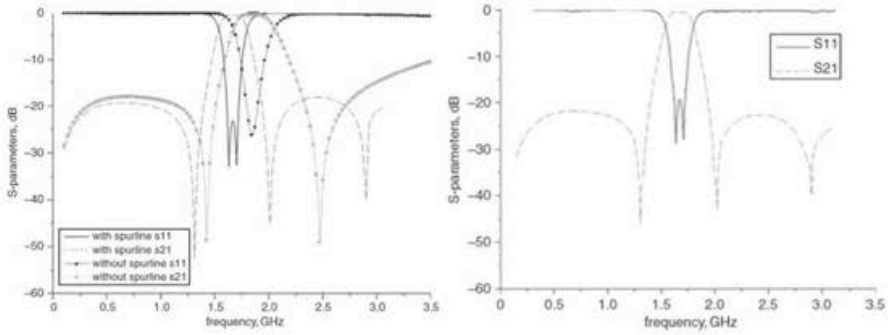
U prethodnim poglavljima su opisani filtri koji su, po pravilu, posedovali po jednu dominantu osobinu koja je uslovljavala njihove električne karakteristike i poboljšavala jedan ili više bitnih parametara tipičnih za filtre propusnike opsega. Postoji značajan broj radova koji se bave mikrostrip filtrima propusnicima opsega u kojima su predložene konfiguracije filtara koje sadrže kombinaciju nekoliko karakterističnih osobina, tako da se ne mogu svrstati ni u jedan od do sada opisanih tipova. Topološki posmatrano, kod ove grupe filtara se može uočiti da je njihova geometrijska struktura centralno simetrična, što je osobina na osnovu koje su klasifikovani u jednu zajedničku grupu predstavljenu u ovom podglavlju.

U radu [53] je prikazan filtar koji se sastoji od dva spregnuta polutalasna rezonatora sa otvorenom petljom heksagonalnog oblika, kao što je prikazano na slici 2.63. Dva para otvorenih stabova su dodata na krajevima unutar rezonatora, da bi se povećala kapacitivnost ka masi kao i međusobna sprega između krajeva rezonatora, u cilju potiskivanja rezonantne frekvencije. Sa spoljne strane rezonatora je dodat par otvorenih stabova radi povećanja kapacitivne sprege između rezonatora, čime je dobijen izgled filtra prikazan na slici 2.63(a).



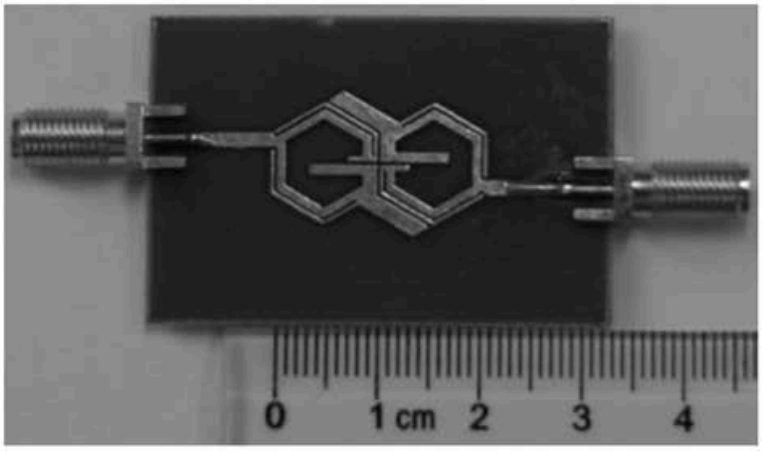
Slika 2.63 Izgled mikrostrip kola heksagonalnog filtra propusnika opsega sa otvorenom petljom: (a) bez udvojenih vodova; (b) sa udvojenim vodovima [53]

Druga verzija filtra, koja je prikazana na slici 2.63(b) je dobijena podelom induktivnog voda rezonatora procepom širine 0.3 mm. Ovom modifikacijom je centralna frekvencija propusnog opsega filtra pomerena sa 2 GHza na 1.66 GHz, uz poboljšanje izolacije u donjem i gornjem nepropusnom opsegu, uz pojavu dodatne, treće nule AFK, kao što je prikazano na slici 2.64(a). Izgled realizovane druge verzije filtra je prikazan na slici 2.65, a rezultati merenja, koji se odlično slažu sa teorijskim rezultatima, na slici 2.64(b). Širina 3 dB propusnog opsega realizvanog filtra je 14%, uz uneseno slabljenje u propusnom opsegu reda 1.8 dB. Dimenzije realizovanog filtra su 21.1×14.1 mm^2, što iznosi $0.21\ \lambda g \times 0.14\ \lambda g$, gde je λg talasna dužina vođenog talasa na odabranom supstratu i na centralnoj frekvenciji propusnog opsega filtra.



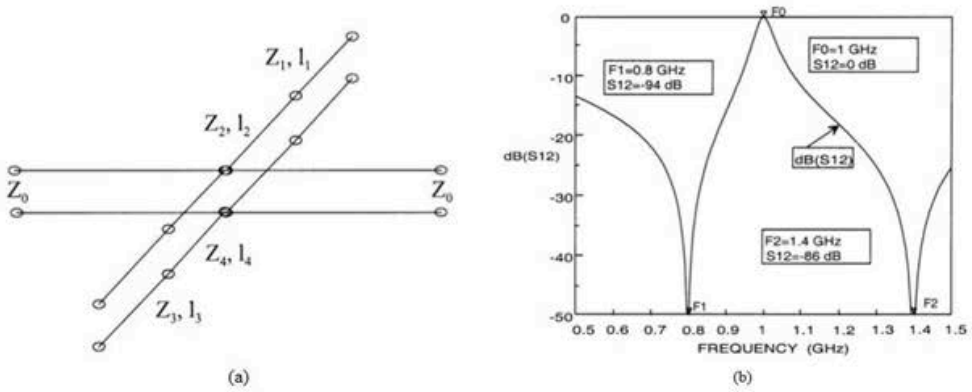
(a) (b)

Slika 2.64 AFK heksagonalnih filtara: (a) poređenje rezultata EM analize filtara sa i bez udvojenih linija; (b) izmereni rezultati filtra sa udvojenim vodovima [53]



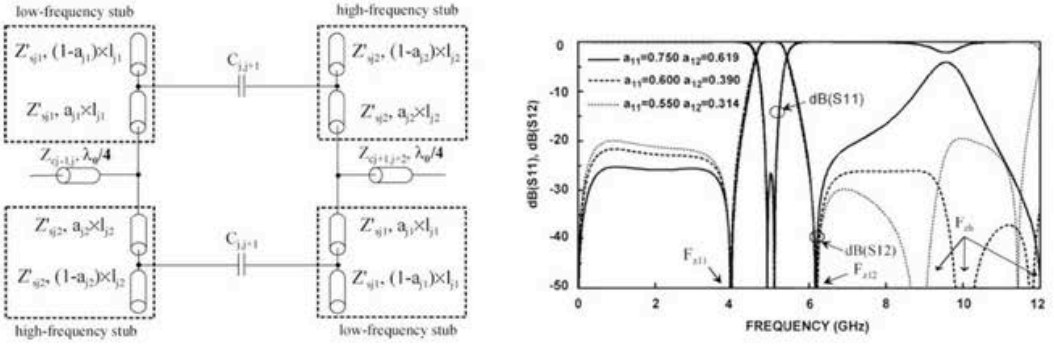
Slika 2.65 Izgled realiizovanog filtra sa heksagonalnim rezonatorima [53]

Jedan zanimljiv primer filtra propusnika opsega je prikazan u [54] u kome su kapacitivno spregnuta dva tzv Dual-Behavior Resonator-a (DBR-a). Opšta struktura DBR-a je prikazana na slici 2.66(a) [55]. Svaki od dva otvorena otočna voda se sastoji od serijske veze dva transmisiona voda međusobno različitih dužina i karakterističnih impedansi. U radovima [55, 56] je pokazano da se pogodnim izborom karakterističnih impedansi transmisionih vodova (Z_1, Z_2, Z_3 i Z_4) kao i njihovih dužina (l_1, l_2, l_3 i l_4) mogu efikasno, i međusobno nezavisno, kontrolisati frekvencijski položaj centra propusnog opsega *F0*, kao i položaji transmisionih nula u donjem (*F1*) i gornjem (*F2*) nepropusnom opsegu dobijenog uskopojasnog filtra propusnika opsega, čija je tipična AFK prikazana na slici 2.66(b).



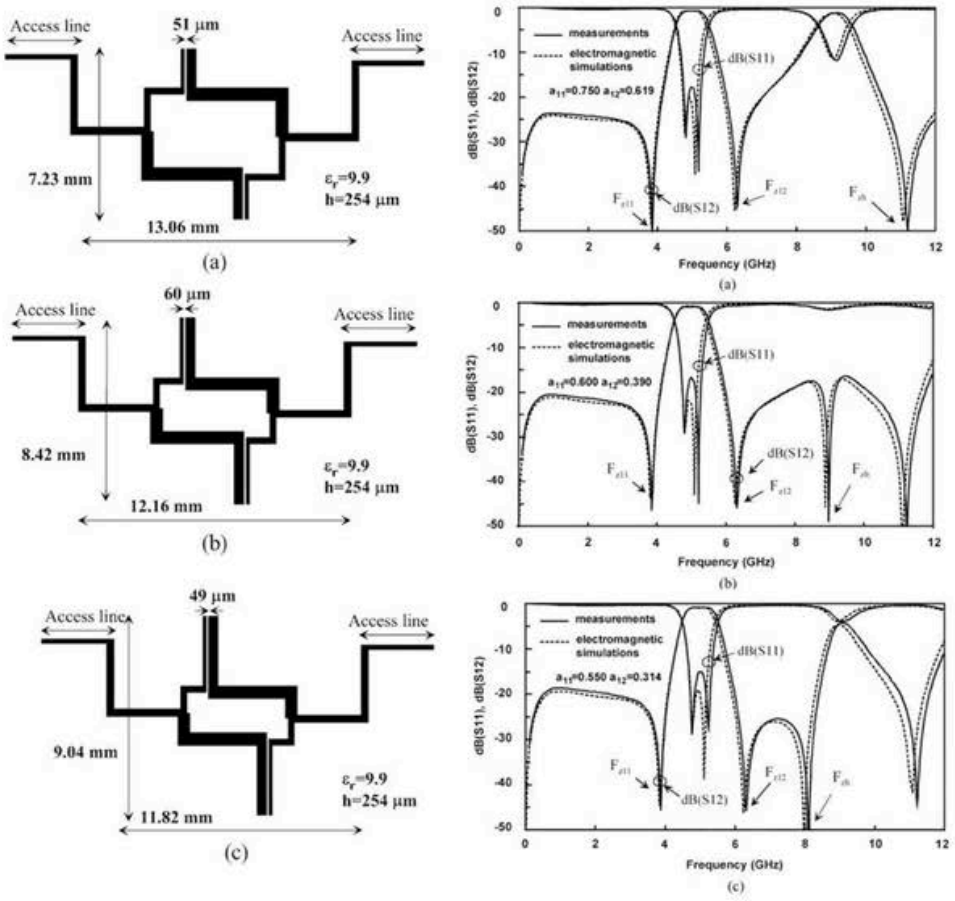
Slika 2.66 (a) Principska šema DBR-a sastavljenog od idealnih transmisionih vodova; (b) Tipična AFK idealizovanog DBR-a. [55]

U radu [54] su proučavana složenija filtarska konfiguracija, prikazana na slici 2.67(a), koja se sastoji od više međusobno spregnutih DBR-a. Izložen je metod sinteze na primeru filtra centralne frekvencije propusnog opsega f_c = 5 GHz i relativne širine propusnog opsega BW_{3dB} = 14% sa zadatim položajima transmisionih nula F_{z11} = 4 GHz i F_{z12} = 6.1 GHz. Delovi transmisionih vodova različitih karakterističnih impedansi, koje za zadate parametre približno iznose Z'_{S11} = 35 Ω i Z'_{S12} = 54 Ω su međusobno spregnuti kapacitivnom spregom čija jačina zavisi od dužine međusobno spregnutih segmenata voda kao i rastojanja između njih. Odnos dužina spregnutog i nespregnutog dela transmisionih vodova je definisan veličinom dva parametra, a_{11} i a_{12}. Na slici 2.67(b) su prikazane AFK ovakvog filtra sastavljenog od idealnih transmisionih vodova, za tri različita seta vrednosti parametara a_{11} i a_{12}. AFK se međusobno razlikuju po vrednosti izolacije u donjem nepropusnom opsegu kao i u vrednosti izolacije i položajima prve parazitne rezonanse u gornjem nepropusnom opsegu.



Slika 2.67 (a) Konfiguracija kapacitivno spregnutog filtra sa DBR-ova sa idealnim transmisonim vodovima. (b) frekvencijske karakteristike filtra za tri seta vrednosti parametara a_{11} i a_{12} [54]

Sve tri varijante proučavanog filtra su realizovane u mikrostrip tehnici na dielektričnoj podlozi alumini (h = 0.254 mm, ε_r = 9.9). Izuzimajući pristupne vodove, filtar ima centralno simetričnu strukturu. Na slici 2.68 su prikazani izgledi mikrostrip kola i odgovarajuće izmerene i simulirane AFK za sva tri seta vrednosti parametara a_{11} i a_{12}. [54]



Slika 2.68 Izgled mikrostrip CCDBR filtra i odgovarajuće AFK (izmerene i dobijene EM analizom) za: (a) a_{11} = 0.75 and a_{12} = 0.619; (b) a_{11} = 0.6 and a_{12} = 0.39; (c) a_{11} = 0.55 and a_{12} = 0.314 [54]

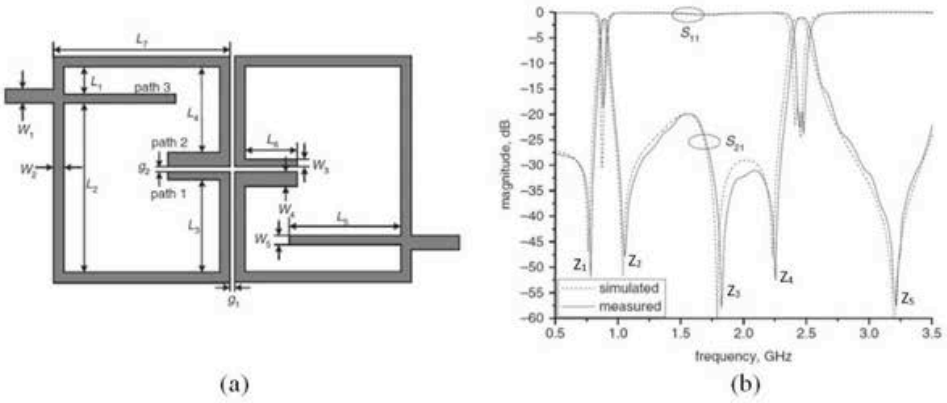
Može se uočiti odlično slaganje između izmerenih rezultata i rezultata dobijenih elektromagnetnom simulacijom mikrostrip filtara, kao i dosta dobro slaganje sa rezultatima dobijenim na modelu filtra sastavljenom od idealnih transmisionih vodova. Razlike koje postoje u gornjem nepropusnom opsegu, kao i u refleksiji unutar propusnog opsega su nastali zato što realizovani filtri imaju nešto jaču kapacitivnu spregu između rezonatora u odnosu na vrednost koja je primenjena u idealnom modelu. U nedostatak ovih filtara se može ubrojati relativno velika površina koja je kod prikazanih realizovanih verzija, prosečno, 0.23 $\lambda_g \times$ 0.34 λ_g izuzimajući pristupne vodove. Prednost ovih filtara se ogleda u mogućnosti

preziznog zadavanja frekvencijskog položaja propusnog opsega kao i transmisionih nula. Izolacija u nepropusnim opsezima se može dodatno poboljšati kaskadnim povezivanjem dodatnih DB rezonatora, što je takođe demonstrirano u [54]

2.5.9 Filtri sa dvostrukim propusnim opsezima

Kod svih filtara sastavljenih od transmisionih vodova se, na dovoljno visokim frekvencijama, javljaju parazitni propusni opsezi. Po pravilu, oni su nepoželjni pošto degradiraju izolaciju u gornjem nepropusnom opsegu i u praksi, najčešće, definišu najviši frekvencijski opseg primenljivosti pojedinog filtra. Međutim, ukoliko je unutar parazitnog propusnog opsega uneseno slabljenje dovoljno malo a koeficijent refleksije dovoljno dobar, tako da su poredivi sa odgovarajućim AFK unutar osnovnog propusnog opsega, takav filtar će imati dva frekvencijski razdvojena propusna opsega, što je može biti veoma poželjna i primenljiva osobina u velikom broju modernih telekomunikacionih uređaja. U ovom poglavlju će biti prikazano nekoliko primeraka takvih filtara sa dvostrukim propusnim opsegom, koji ujedno imaju i centralno simetričnu konfiguraciju.

Prvi primer, prikazan na slici 2.69, se sastoji od dva spregnuta asimetrična SIR rezonatora unutar kojih je dodat kratak otočni, otvoreni transmisioni vod, pri čemu napojni vodovi obrazuju ZDF strukturu [57].



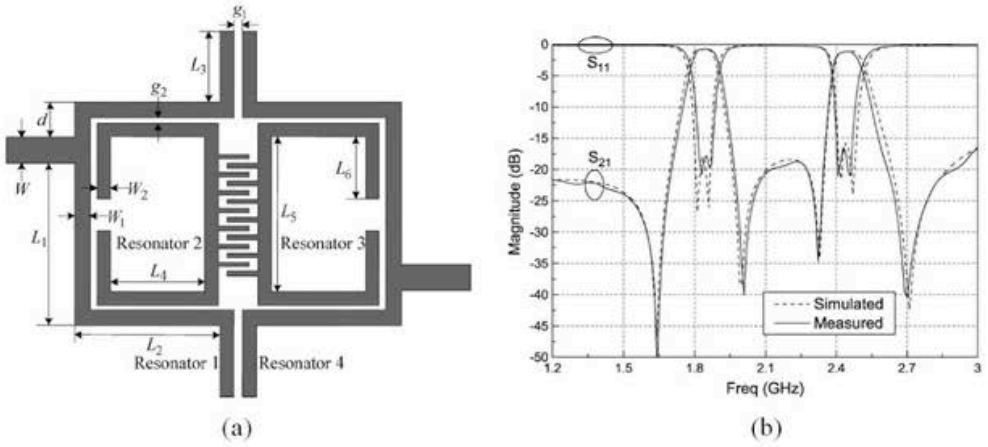
Slika 2.69 (a) Izgled filtra sa užim dvostrukim propusnim opsezima;
(b) Izmerene i simulirane AFK [57]

Kao posledica ZDF strukture, AFK filtra ima transmisione nule sa donje i gornje strane osnovnog propusnog opsega (obeležene sa Z_1 i Z_2), odnosno na frekvencijama koje odgovaraju četvrttalasnim električnim dužina odgovarajućih delova rezonatora (*path 1* i *path 2*). Transmisiona nula Z_3 će postojati na frekvenciji na kojoj je zbir admitansi sva tri dela rezonatora (*path 1*, *path 2* i *path 3*) jednak nuli. Transmisione nule Z_4 i Z_5 će postojati na

višim rezonantnim frekvencijam kad električne dužine odgovarajućih otvorenih vodova budu približno tri četvrtine talasne dužine, odnosno na približno trostrukim frekvencijama transmisionih nula Z_1 i Z_2.

Filtar je realizovan na dielektričnoj podlozi debljine $h = 0.762$ mm i relativne permitivnosti $\varepsilon_r = 9.9$, sa dimenzijama $0.2\,\lambda_g \times 0.13\,\lambda_g$ (λ_g @ f_{c1}). Centralne frekvencije propusnih opsega su $f_{c1} = 0.9$ GHz i $f_{c2} = 2.45$ GHz sa relativnim širinama 3 dB propusnih opsega 6% i 4.8% i slabljenjima unutar propusnih opsega od 1.1 dB i 1.0 dB (uključujući slabljenje SMA konektora), respektivno i refleksijom unutar propusnih opsega reda -20 dB. Filtar ima pet transmisionih nula na frekvencijama $f_{Z1} = 0.78$ GHz, $f_{Z2} = 1.95$ GHz, $f_{Z3} = 1.82$ GHz, $f_{Z4} = 2.26$ GHz i $f_{Z5} = 3.2$ GHz sa slabljenjima većim od 45 dB. Izmereni rezultati se veoma dobro slažu sa rezultatima dobijenim elektromagnetnom simulacijom, uz neznatno pomeranje AFK ka višim frekvencijama.

Ista grupa autora je objavila i rad [58] u kome je opisan sličan filtar sa dvostrukim propusnim opsezima, prikazan na slici 2.70(a). Filtar je projektovan za relativno bliske centralne frekvencije propusnih opsega od $f_{c1} = 1.8$ GHz i $f_{c2} = 2.4$ GHz, za primenu u DCS i WLAN sistemima.



Slika 2.70 (a) Izgled filtra sa bliskim dvostrukim propusnim opsezima;
(b) Izmerene i simulirane AFK [58]

Filtar se sastoji od dva para polutalasnih rezonatora (R1-R4 i R2-R3) različitih rezonantnih frekvencija koje odgovaraju centralnim frekvencijama propusnih opsega f_{c1}, odnosno f_{c2}. Pristupni vodovi su direktno spojeni na rezonatorski par R1-R4 obrazujući ZDF strukturu. Pristupni vodovi zajedno sa prvim rezonatorskim parom obrazuju napojnu strukturu za drugi rezonatorski par koji je međusobno spregnut preko interdigitalnog

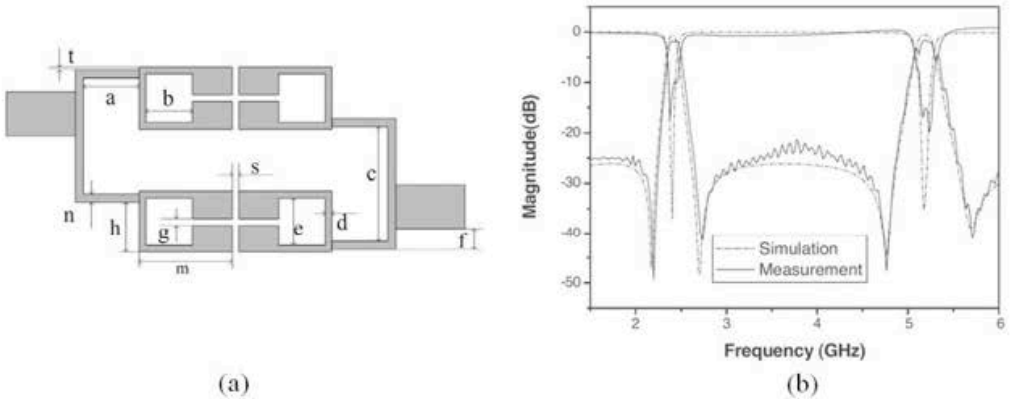
kondenzatora. Filtar je realizovan na dielektričnoj podlozi debljine $h = 0.762$ mm i relativne permitivnosti $\varepsilon_r = 2.94$, sa dimenzijama $0.26\,\lambda_g \times 0.22\,\lambda_g$ (λ_g @ f_{c1}).

Slika 2.70(b) prikazuje odlično slaganje rezultata izmerenih na laboratorijskom modelu filtra sa rezultatima elektromagnetne simulacije, dobijenim programskim paketom IE3D [59]. Niži propusni opseg ima centralnu frekvenciju $f_{c1} = 1.84$ GHz, sa minimalnim slabljenjem od 0.8 dB, uz $BW_{1dB} = 86$ MHz, odnosno 4.9% u odnosu na f_{c1}, što pokriva DCS-1800 prijemni frekvencijski opseg od 1.805 do 1.880 GHz.

Viši propusni opseg ima centralnu frekvenciju $f_{c1} = 2.45$ GHz sa minimalnim slabljenjem od 1.1 dB, uz $BW_{1dB} = 95$ MHz, odnosno 3.8% u odnosu na f_{c2}, što pokriva frekvencijski opseg 2.4 GHz WLAN sistema od 2.4 do 2.485 GHz.

Kao rezultat primene ZDF konfiguracije napojnih vodova, AFK filtra ima dva para transmisionih nula na frekvencijama 1.64 GHz i 2.01 GHz, odnosno 2.32 GHz i 2.70 GHz koji poboljšavaju izolaciju u donjem i gornjem propusnom opsegu, respektivno.

U radu [60] je predložena još jedan filtar sa dva propusna opsega sa centralno simetričnom konfiguracijom koja se razlikuje od prethodna dva primera, a koja je prikazana na slici 2.71(a). Filtar se sastoji od četiri SWOLR čija je rezonantna frekvencija jednaka centralnoj frekvenciji gornjeg propusnog opsega. Dva takva rezonatora, povezana transmisionim vodom odgovarajuće dužine, obrazuju rezonator čija je rezonantna frekvencija jednaka centralnoj frekvenciji nižeg propusnog opsega. Svi pristupni i napojni vodovi su projektovani tako da obrazuju ZDF strukturu, što rezultira pojavom karakterističnih transmisionih nula AFK filtra u blizini gornje i donje granice oba propusna opsega.



Slika 2.71 (a) Izgled filtra sa dva propusna opsega; (b) Izmerene i simulirane karakteristike filtra [60]

Filtar je realizovan na dielektričnoj podlozi debljine $h = 1$ mm i relativne permitivnosti $\varepsilon_r = 2.65$, za centralne frekvencije propusnih opsega od $f_{c1} = 2.4$ GHz i $f_{c2} = 5.2$ GHz, uz odlično slaganje izmerenih i očekivanih rezultata, prikazanih na slici 2.71(b).

Dimenzije filtra, bez pristupnih vodova su 21.3 mm × 18 mm, što u odnosu na talasnu dužinu na izabranom supstratu, za centralnoj frekvenciji nižeg propusnog opsega, iznosi $0.25\,\lambda_g \times 0.22\,\lambda_g$, pri čemu se meandriranjem pristupnih vodova ove dimenzije mogu dodatno smanjiti.

2.5.10 Filtri sa rezonatorima induktivno spregnutim sa referentnom masom

Svi filtri koji su do sada prikazani u ovom pregledu su imali kapacitivnu spregu sa referentnom masom. Štampani filtri sa takvom konfiguracijom su znatno zastupljeniji u literaturi, zahvaljujući jednostavnijim tehnološkim zahteva prilikom njihove izrade, pošto ne iziskuju postojanje metalizovanih VIA, odnosno induktivne veze rezonatora sa referentnom masom. Osim toga, među filtrima sa rezonatorima kapacitivno spregnutim sa masom, često se mogu uočiti neke zajedničke osobine na osnovu kojih se mogu klasifikovati u međusobno srodne grupe, kao što je to učinjeno u dosadašnjem delu ovog poglavlja.

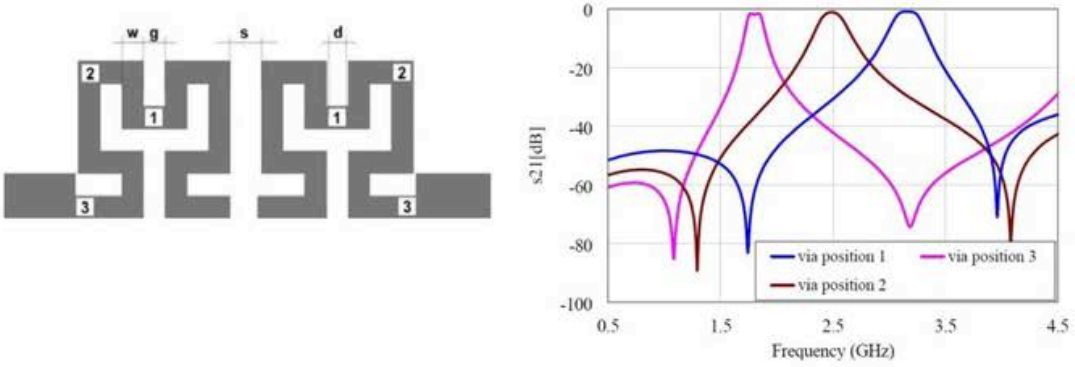
Gotovo svi do sada prikazani filtri imaju specifičan oblik AFK kod koga sa donje i gornje strane propusnog opsega postoji par transmisionih nula koje poboljšavaju selektivnost filtra i povećavaju uneseno slabljenje u donjem i gornjem nepropusnom opsegu. Ovu osobinu imaju AFK filtara koje su prikazane na slikama 2.73(b) – 2.75(b), čije su konfiguracije, koje su prikazane na slikama 2.73(a) – 2.75(a), bitno različite od svih filtara do sada prikazanih u ovom poglavlju, zbog postojanja induktivnih VIA koje rezonatore filtara povezuju sa referentnom masom.

U radu [61] je prikazan filtar koji se sastoji od dvodimenzionalnog Hilbertovih fraktalnih rezonatora drugog reda. Na slici 2.72 je prikazan Hilbertov fraktalni rezonator koji je u svojoj središnjoj tački umašen pomoću VIA-e i koji je kapacitivno spregnut sa ulaznim i izlaznim pristupnim vodovima karakteristične impedanse 50-Ω. Na slici 2.73(a) je prikazan izgled filtra koji se sastoji od dva Hilbertova fraktalna rezonatora, međusobno kapacitivno spregnuta procepom širine $s = 1$ mm i direktno spojena na ulazni i izlazni pristupni vod. Širina transmisionog voda rezonatora, kao i rastojanja između meandriranih vodova je $w = g = 700$ μm. VIA je modelovana kao četvorostrana metalna prizma dužine stranice d = 100 μm. Ukupne dimenzije filtra su 4.9×10.8 mm, što iznosi $0.125\,\lambda_g \times 0.25\,\lambda_g$, za izabranu dielektričnu podlogu *Taconic* (h = 1.27mm, $\varepsilon_r = 9.8$, tan $\delta = 0.0025$). Na slici 2.73(b) je prikazan uticaj položaja uzemljenih VIA, označenih na 2.73(a), na AFK filtra, odnosno

demonstrirano je da se izborom položaja VIA, uz nepromenjene sve ostale parametre filtra, centralna frekvencija propusnog opsega, kao i frekvencije transmisionih nula, mogu menjati u veoma širokim granicama.



Slika 2.72 Hilbertov fraktalni rezonator kapacitivno spregnut sa pristupnim vodovima [61]

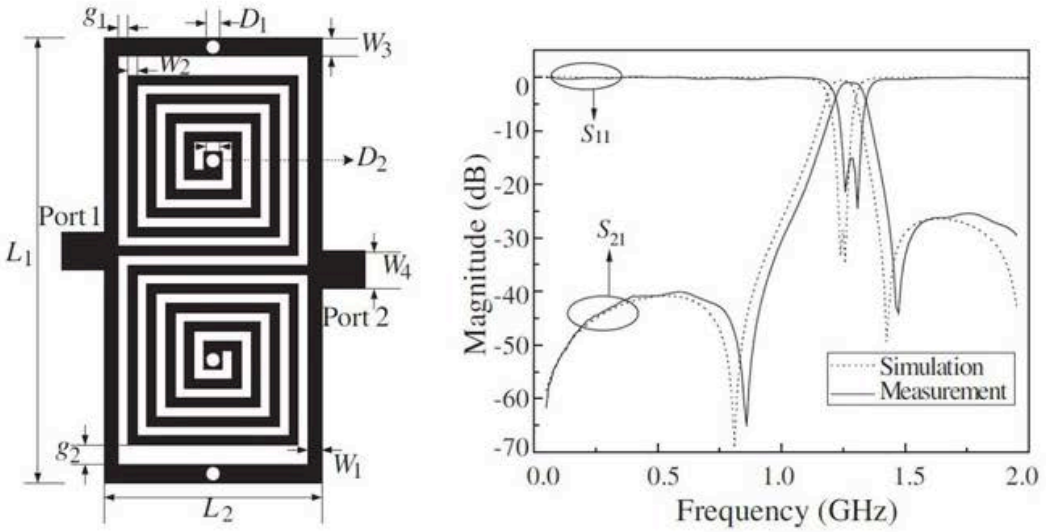


(a) (b)

Slika 2.73 Filtar sa dva Hilbertova fraktalna rezonatora: (a) izgled filtra sa tri različita položaja uzemljenih VIA obeležena brojevima; (b) odgovarajuće AFK dobijene EM simulacijom [61]

Dva filtra nešto složenije konfiguracije, ali takođe sastavljena od induktivnih transmisionih vodova i induktivnih umašenja su prikazana u radu [62].

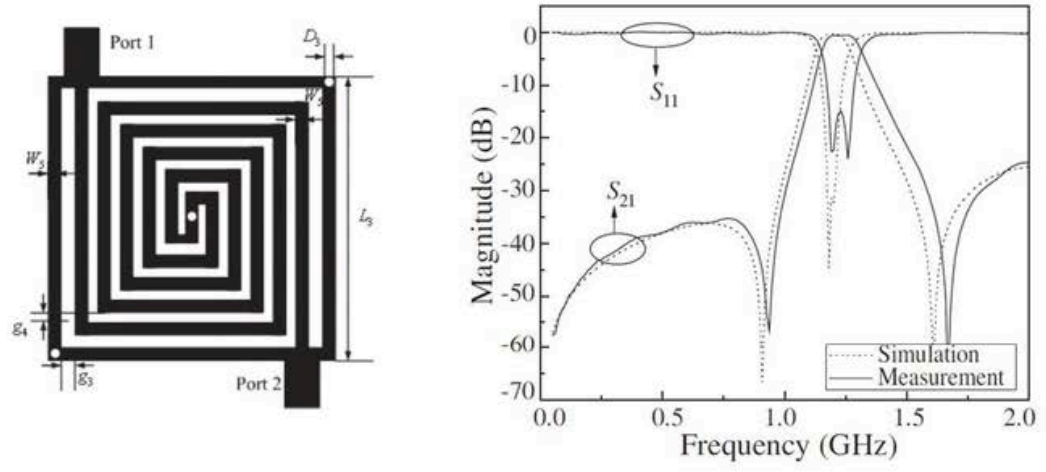
Izgled prvog filtra je prikazan na slici 2.74(a). Sastoji se od dve spirale približno kvadratnih oblika, smeštene jedna pored druge i zajedno uokvirene pravougaonim ramom koga obrazuju dva induktivni voda spojena sa pristupnim vodovima filtra. Vodovi koji obrazuju ram su, na polovini svojih dužina, povezani VIA-ma sa referentnom masom.



(a) (b)

Slika 2.74 (a) Izgled filtra sa dva razdvojena spiralna rezonatora umašena u centru i uokvirena umašenim transmisionim vodovima; (b) Izmerene i simulirane AFK filtra [62].

Izgled drugog filtra je prikazan na slici 2.75(a). U ovom slučaju su dve spirale isprepletane, a u njihovom centru, na mestu spajanja, se nalazi uzemljena VIA. Spirale su uokvirene kvadratnim ramom koga obrazuju dva induktivni voda spojena sa pristupnim vodovima filtra, koji su, na približno na polovini svojih dužina, odnosno na uglovima rama udaljenim od pristupnih vodova, VIA-ma povezani sa referentnom masom.



(a) (b)

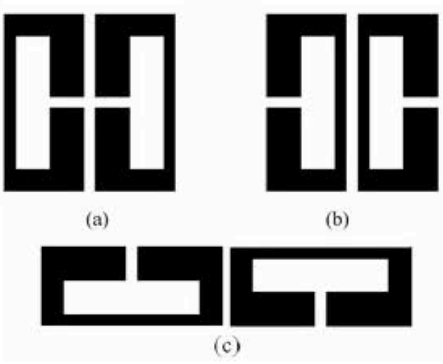
Slika 2.75 (a) Izgled filtra sa dvostrukim (isprepletanim) spiralnim rezonatorom umašenim u centru i uokvirenim umašenim transmisionim vodovima; (b) Izmerene i simulirane AFK filtra [62].

U radu [62] je demonstrirano da prečnik VIA značajno utiče na AFK filtra, pre svega na položaj transmisionih nula. Filtri su po svojoj konstrukciji veoma kompaktni, tako da je relativna veličina druge verzije filtra $0.11\ \lambda_g \times 0.11\ \lambda_g$, za izabranu dielektričnu podlogu.

Svi filtri prikazani u ovom odeljku su karakteristični po odsustvu velikih metalnih površina koji zajedno metalizacijom referentne mase formiraju uzemljene kondenzatore. Na taj način je raspodeljena kapacitivnost tankih, pretežno induktivnih, transmisionih vodova jedina kapacitivnost koja postoji kod ove vrste filtra. U isto vreme, njihove električne osobine, odnosno AFK, su veoma slične AFK prethodno izloženih štampanih filtara sa kapacitivno opterećenim rezonatorima. U poglavlju 4, u kome je izložena teorijska analiza filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima, će se pokazati mogućnost postojanja filtara propusnika opsega koji su po svojoj strukturi dualni proučavanim filtrima. Tim dualnim filtrima pripadaju i filtri sa rezonatorima induktivno spregnutim sa masom prikazani u ovom odeljku.

3 KONCEPT FILTARA PROPUSNIKA OPSEG SA KAPACITIVNO SPREGNUTIM REZONATORIMA

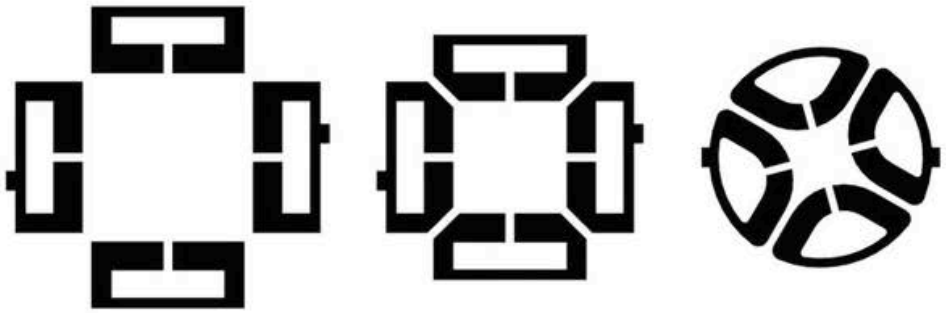
Osnovni gradivni element filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima su međusobno identični rezonatori koji se sastoje od uskog, pretežno induktivnog, transmisionog voda koji je na oba svoja kraja terminisan širokim, pretežno kapacitivnim, transmisionim vodovima kojima je rezonator kapacitivno spregnut sa masom. Isti ili sličan oblik rezonatora se može naći u brojnim literaturnim radovima pod različitim imenima kao što su: rezonatori sa stepenastom promenom impedanse (SIR - *stepped impedance resonators*), neke varijacije U rezonatora (*hairpin resonators*), rezonatori sa interdigitalnim kondenzatorima, kao i razne vrste prstenastih i poluprstenastih rezonatora (ring and half-ring resonators), pri čemu su po konceptu i obliku najsličniji OLSWR opisanim u poglavlju 2.5.4.



Slika 3.1 Različiti načini sprege rezonatora sa kapacitivno opterećenim krajevima: (a) kapacitivna (električna) sprega; (b) induktivna (magnetna) sprega; (c) mešovita sprega [42]

Kao što se može videti u mnogobrojnim publikovanim radovima, rezonatori mogu biti međusobno spregnuti kapacitivnom, induktivnom ili mešovitom spregom, kao što je ilustrovano na slici 3.1. U filtrima višeg reda, koji su sastavljeni od većeg broja rezonatora, za međusobnu spregu rezonatora obično se koristi kombinacija svih navedenih vrsta sprege. Međutim, kao što je demonstrirano u radovima [63, 64], moguće je realizovati filtar višeg reda sastavljenog od više od jednog para identičnih rezonatora, koji su međusobno spregnuti samo kapacitivnom spregom. Ovakva konfiguracija može omogućiti realizaciju filtara značajno manjih dimenzija u odnosu na prethodno poznate verzije štampanih filtara. Ovi filtri, takođe, ne sadrže induktivnosti povezane sa masom, tako da ne iziskuju postojanje uzemljenih VIA, što značajno uprošćava njihovu konfiguraciju i pojednostavljuje tehnološke zahteve pri njihovoj izradi.

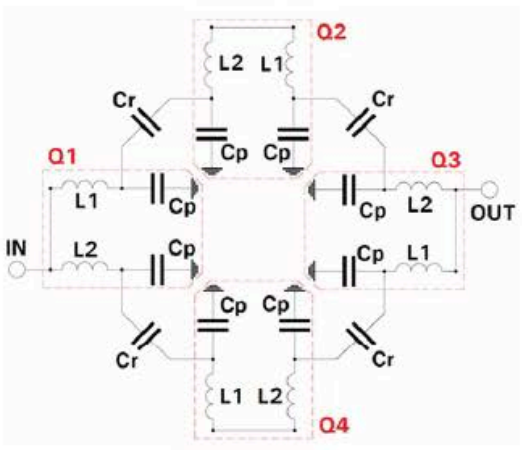
Realizovanje filtara višeg reda samo sa kapacitivnom spregom, pogotovo u slučajevima kada je potrebna jača sprega između rezonatora, iziskuje modifikovanje izgleda rezonatora u odnosu na izvorni oblik SWOL rezonatora [42], kao što je ilustrovano na slici 3.2.



(a) (b) (c)

Slika 3.2 Modifikovanje oblika rezonatora radi postizanja dominantno kapacitivne sprege u slučaju filtara sa četiri rezonatora: (a) sa originalnim oblikom SWOL rezonatora; (b) neznatno modifikovani rezonatori radi postizanja42 jače kapacitivne sprege, (c) znatno modifikovani rezonatori radi minimizovanja površine i postizanja jake kapacitivne sprege [65].

Jedna od pogodnosti filtara kod koje postoji samo kapacitivna vrsta sprege je jednostavnost njihove ekvivalentne električne šeme, koja je prikazana na slici 3.3 i koja se sastoji od četiri identična rezonatora obeležena sa Q1 - Q4, koji su međusobno spregnuti kondenzatorima C_r.



Slika 3.3 Ekvivalentna električna šema filtara sa četiri kapacitivno spregnuta rezonatora [64]

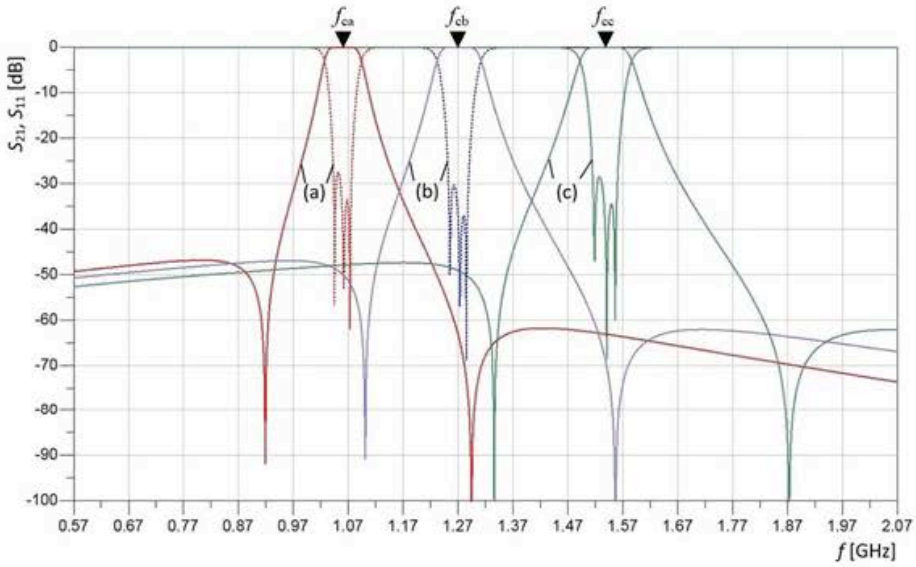
Iako u ekvivalentnoj šemi postoji samo četiri varijable koje čine vrednosti elemenata C_p, C_r, L_1, and L_2, njihovim odgovarajućim izborom moguće je dobiti filtar propusnik opsega

na proizvoljnoj centralnoj radnoj frekvenciji. Ovo je ilustrovano na slici 3.4 na kojoj su prikazane AFK tri različita filtra čije su vrednosti parametara date u tabeli 3.1. Takođe, za druge setove vrednosti parametara filtra, prikazane u tabeli 3.2 mogu se realizovati filtri sa različitim širinama propusnog opsega, kao što je ilustrovano na slici 3.5. Ovakva konfiguracija je pogodna za realizaciju štampanih filtara relativne širine propusnog opsega od 4% do 20%, pri čemu je najmanja ostvariva širina propusnog opsega ograničena najvišim ostvarivim Q faktorom štampanih rezonatora, dok je najšira ostvariva širina ograničena najvećim ostvarivim odnosom vrednosti induktivnosti L_1/L_2.

Kao što se može videti na slici 3.3 ulazni i izlazni pristup filtra dele induktivne vodove rezonatora dele na dva nejednaka L_1 i L_1, formirajući ZDF napojnu strukturu, što za posledicu ima pojavu dve tranzicione nule u blizini propusnog opsega koje poboljšavaju selektivnost filtra.

Tabela 3.1 Vrednosti parametara filtara za različite vrednosti centralne frekvencije [66]

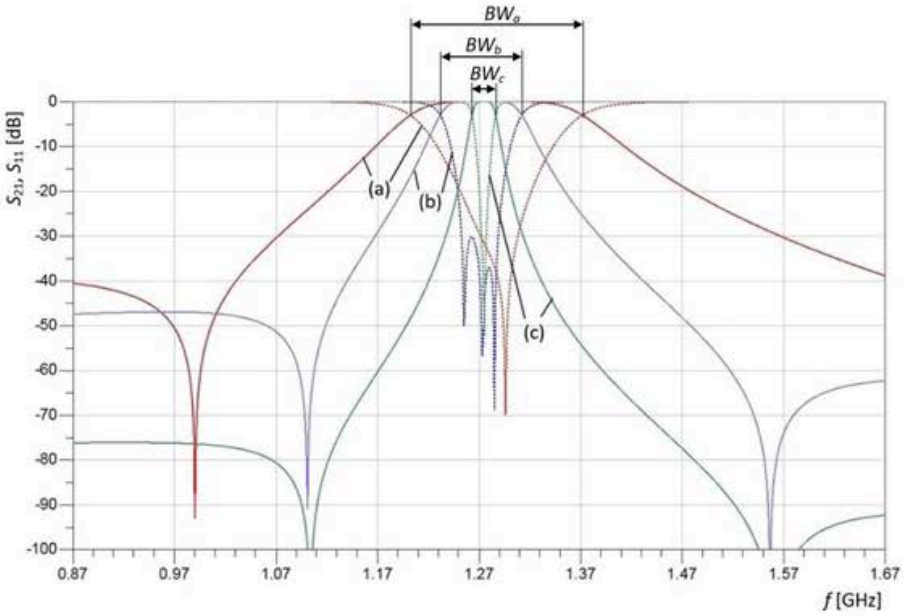
	C_p [pF]	C_r [pF]	L_1 [nH]	L_2 [nH]	fc [GHz]
(a)	2.75	0.18	10.2	5.2	1.06
(b)	2.3	0.15	8.5	4.3	1.27
(c)	1.9	0.12	7	3.6	1.54



Slika 3.4 AFK S_{21} i S_{11} parametara kola sa četiri kapacitivno spregnuta rezonatora za tri različita seta vrednosti parametara filtra navedena u tabeli 3.1 [66]

Tabela 3.2 Vrednosti parametara filtara za različite širine propusnog opsega filtra [66]

	C_p [pF]	C_r [pF]	L_1 [nH]	L_2 [nH]	BW_{3dB} [%]
(a)	3.6	0.55	6.2	1.2	13.2
(b)	2.3	0.15	8.5	4.3	6.3
(c)	6.8	0.13	3	1.5	1.8



Slika 3.5 AFK S_{21} i S_{11} parametara kola sa četiri kapacitivno spregnuta rezonatora za tri različita seta vrednosti parametara filtra navedena u tabeli 3.2

Kao što se može videti na slikama 3.4 i 3.5, AFK idealanog filtra sa četiri kapacitivno spregnuta rezonatora ima veoma dobro slabljenje u nepropusnom opsegu reda 40 dB i više. Ulazni i izlazni pristup dele filtar na dva dela koji su međusobno centralno simetrični, odnosno filtar se može predstaviti kao paralelna veza dve mreže, odnosno ima generalnu strukturu sličnu filtrima opisanim u poglavlju 2.5.5. [49], pri čemu je ovaj slučaj specifičan po tome što se radi o dve identične, asimetrične mreže međusobno suprotne orijentacije kod kojih su međusobno spojeni različiti krajevi podmreža.

Centralna kružna frekvencija propusnog opsega ove vrste filtara se može izračunati aproksimativnim izrazom:

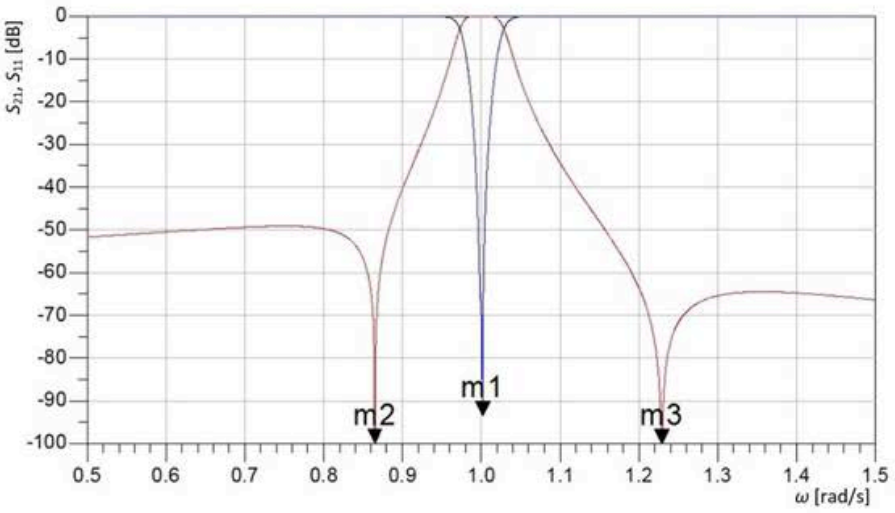
$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{\frac{(L_1 + L_2)}{2}\left(C_p + \frac{C_p C_r}{C_p + C_r}\right)}} \tag{3.1}$$

Dok su približni izrazi za ugaone frekvencije para transmisionih nula:

$$\omega_{z1} = \frac{1}{\sqrt{L_1\left(C_p + \frac{C_p C_r}{C_p + C_r}\right)}} \tag{3.2}$$

$$\omega_{z2} = \frac{1}{\sqrt{L_2\left(C_p + \frac{C_p C_r}{C_p + C_r}\right)}} \tag{3.3}$$

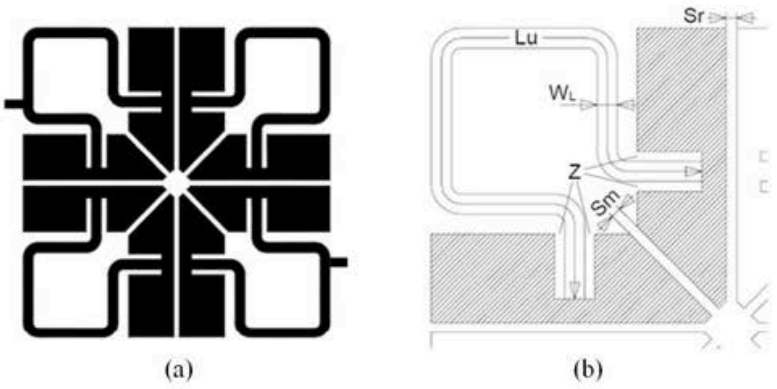
Jednostavna konfiguracija ove vrste filtara, a pre svega mali broj od svega četiri promenljive koje ih definišu, omogućava jednostavno projektovanje filtara propusnika opsega umerenih širina (od 5% do 20%) pomoću bilo kog programa za analizu mikrotalasnih kola, odnosno štampanih transmisionih vodova. Širina propusnog opsega dominantno zavisi od odnosa vrednosti induktivnih elemenata L_1/L_2. Kao i u slučaju standardnih filtarskih konfiguracija, moguće je projektovati prototipove koji su normalizovani na jediničnu kružnu frekvenciju $\omega_c = 1$ rad/s kao i na jedinično simetrično opterećenje $Z_{in} = Z_{out} = 1\ \Omega$. Ovi prototipovi se zatim mogu skalirati na proizvoljnu centralnu frekvenciju i proizvoljno simetrično opterećenje. Na slici 3.6 je dat primer AFK filtra propusnika opsega sa kapacitivno spregnutim rezonatorom normalizovanog na jediničnu kružnu frekvenciju i jedinično opterećenje za sledeće normalizovane vrednosti komponenti: $C_{pn} = 0.973$, $C_{rn} = 0.05695$, $L_{1n} = 1.295$ i $L_{2n} = 0.647$.



Slika 3.6 AFK filtra propusnika opsega sa kapacitivno spregnutim rezonatorima normalizovanog na jediničnu kružnu frekvenciju $\omega_c = 1$ rad/s i sa jediničnim simetričnim opterećenjem $Z_{in} = Z_{out} = 1\ \Omega$

Skaliranjem prototipa sa slike 3.6 na centralnu frekvenciju $f_c = 1.27$ GHz i opterećenje $Z_{in} = Z_{out} = 50\ \Omega$, dobijaju se vrednosti komponenti: $C_p = 2.44$ pF, $C_r = 0.143$ pF, $L_1 = 8.11$ nH, i $L_2 = 4.05$ nH.

Jedna od osnovnih prednosti filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima je što se potrebne vrednosti komponenata mogu sa zadovoljavajućom preciznošću i ponovljivošću realizovati i na jednostavnim planarnim strukturama, kao što je mikrostrip. Jedna od mogućih izgleda štampanog mikrostrip kola filtra je prikazan na slici 3.7.



Slika 3.7 (a) Izgled mikrostrip filtra sa četiri kapacitivno spregnuta rezonatora (b) Izgled jednog rezonatora sa bitnim dimenzijama [66].

Kvadratni oblik filtra je posledica odgovarajuće ekvivalentne šeme, broja rezonatora, kao i težnje da se minimizuje ukupna zauzeta površina. Potrebna vrednost induktivnosti L_1 i L_2 se može realizovati mikrostrip transmisionim vodom čija karakteristična impedansa, po

pravilu iznosi između 50 Ω i 100 Ω. Ove približne granice su usvojene kao kompromis između potrebne površine, koja se smanjuje sa povećanjem karakteristične impedanse, i gubitaka u provodniku, koji dominantno utiču na uneseno slabljenje u propusnom opsegu filtra, a koji se smanjuju sa smanjenjem karakteristične impedanse. Ulazni i izlazni rezonator su opterećeni pristupnim 50 Ω-skim vodovima koji dele induktivni mikrostrip vod rezonatora na dva nejednaka dela formirajući ZDF strukturu. Induktivni mikrostrip vod je izmeandriran u cilju smanjenja ukupnih dimenzija rezonatora i ukupnih dimenzija filtra. Oba kraja induktivnog voda se završavaju proširenim metalizovanim površinama, predstavljenim na slici 3.7.b šrafiranim površinama, koje sa referentnom, uzemljenom, ravni mikrostrip strukture obrazuju potrebne vrednosti kondenzatora C_p. Veličina ovih površina, po pravilu, dominanto utiče na ukupnu veličinu filtra i može se smanjiti izborom tanje dielektrične podloge, odnosno dielektrične podloge sa većom relativnom permitivnošću, što, uz odgovarajuću tehnologiju izrade, omogućava realizaciju filtara propusnika opsega veoma malih dimenzija. Dimenzije induktivnih mikrostrip vodova, takođe, značajno doprinose ukupnoj veličini filtra, tako da na višim frekvencijama mogu postati ograničavajući faktor za minijaturizaciju. Dužina mikrostrip vodova kojima se realizuju određene vrednosti induktivnosti filtra se može smanjiti povećavanjem vrednosti karakteristične impedanse, t.j. sužavanjem širine induktivnih mikrostrip vodova, ali po cenu povećavanja gubitaka u provodnicima a samim tim i unesenog slabljenja filtra u propusnom opsegu.

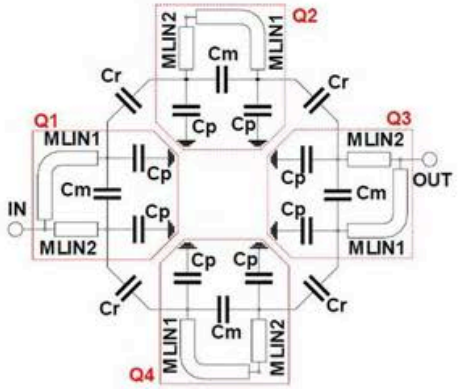
Sprežni kondenzatori C_r se formiraju između susednih provodnih površina koje pripadaju različitim rezonatorima i na njihove vrednosti dominantno utiče širina procepa Sr prikazanog na slici 3.7 b. Procep Z, sa iste slike, obezbeđuje da se komponente C_p, C_r i L_1, odnosno C_p, C_r i L_2, spajaju što približnije u jednom čvoru, saglasno ekvivalentnoj električnoj šemi ove vrste filtara prikazanoj na slici 3.3. S obzirom na sve navedene prednosti i mane koje se javljaju pri pokušaju smanjenja ukupnih dimenzija, najbolji rezultati bi se mogli postići primenom HTS tehnologije sa minimalnim gubicima u provodnicima, koja iz godine u godinu beleži značajan napredak. Primenom mikrostrip tehnike na komercijalno široko dostupnim dielektričnim supstratima moguće je realizovati flitre tipičnih dimenzija od $(\lambda_g/10)^2$ do $(\lambda_g/3)^2$, širine od od 5% do 20%, slabljenja u nepropusnom opsegu reda 40 dB i sa potiskivanjem parazitnog propusnog opsega na frekvenciji reda $3f_c$.

Modifikovana električna šema filtra prikazana na slici 3.7, pored komponenata ekvivalentne električne šeme sa slike 3.3, uvodi i dve dodatne, parazitne komponente:

1) parazitna kapacitivnost C_m koja postoji između provodnih površina koje formiraju kapacitivnosti C_p, a pripadaju istom rezonatoru i međusobno su razdvojene procepom S_m prikazanom na slici 3.7.b;

2) raspodeljena parazitna kapacitivnost induktivnih mikrostrip vodova rezonatora.

Obe vrste parazitnih kapacitivnosti povećavaju ukupnu kapacitivnost prema masi, tako da moraju biti uzete u obzir u obzir prilikom projektovanja filtara. U suprotnom će propusni opseg filtra, kao i kompletna AFK, biti pomeren ka nižim frekvencijama. Parazitna kapacitivnost C_m se može minimizovati izborom pogodne geometrije rezonatora, pri čemu se, po pravilu, povećava ukupna površina koju filtar zauzima na štampanoj pločici. Na slici 3.8 je prikazana modifikovana električna šema koja sadrži parazitnu kapacitivnost C_m, kao i modele mikrostrip vodova, MLIN1 i MLIN2 umesto idelanih kalemova. Ovakva šema se može koristiti u programima za simulaciju električnih kola za preciznije izračunavanje AFK filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima.



Slika 3.8 Modifikovana električna šema filtra sa četiri kapacitivno spregnuta rezonatora [66]

Najpreciznija predikcija AFK filtra se može dobiti programskim paketima za elektromagnetnu analizu planarnih struktura koji za svoj rad iziskuju veće računarske resurse i znatno više vremena u odnosu na simulatore električnih kola u kojima su komponente definisane odgovarajućim trensmisionim matricama, ali za uzvrat uračunavaju uticaj efekata koji nisu obuhvaćeni idealizovanim modelima zasnovanim na električnim šemama sa slike 3.3 i slike 3.8. Kombinovanje svih navedenih metoda analize omogućava efikasno projektovanje štampanih filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorimma na svim

standardnim dielektričnim supstratima, na višim RF i nižim i srednjim mikrotalasnim frekvencijama.

Projektovanje i realizacija ovih filtara obuhvata sledeće korake:

a) Poznavanju ekvivalentne električne šeme zasnovane na malom broju od četiri promenljive vrednosti komponenti;
b) Optimizaciji tih vrednosti kako bi se dobio normalizovan prototip filtra propusnika opsega zadovoljavajućih karakteristika;
c) Skaliranju normalizovanih vrednosti komponenata prema željenoj centralnoj frekvenciji propusnog opsega i željenoj vrednosti simetričnog opterećenja;
d) Određivanju početnih fizičkih dimenzija induktivnih vodova, kao i vrednosti dominantnih parazitnih elemenata i analiziranju modifikovane konfiguracija filtra programima za analizu električnih mreža;
e) Određivanje geometrije mikrostrip kola filtra, analize i optimizacije programom za elektromagnentnu analizu;
f) Realizaciju filtra u mikrostrip, ili nekoj drugoj planarnoj tehnologiji, merenju električnih osobina realizovanog filtra i poređenju sa projektovanim vrednostima.

Iako izložena metodologija nije zasnovana na celovitoj teorijskoj analizi, omogućava realizaciju štampanih filtara na RF i mikrotalasnim frekvencijama čije se karakteristike veoma dobro slažu sa projektovanim, što će biti ilustrovano sa nekoliko sledećih karakterističnih primera koji pripadaju radovima na temu filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima koji su tokom rada na ovoj disertaciji publikovani u međunarodnim časopisima i na konferencijama [63-75].

3.1 Filtri sa asimetričnim induktivnostima

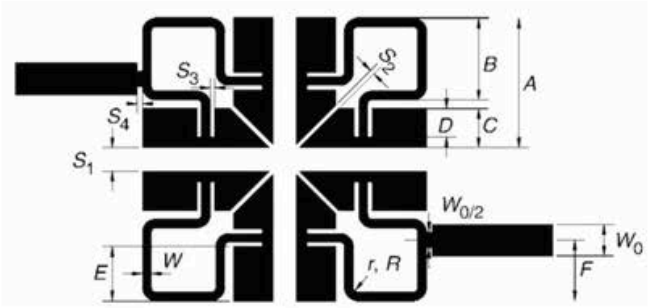
Prvu grupu primera predstavljaju filtri kod kojih je asimetrična konfiguracija koja je, kao što je već napomenuto, neophodna za postizanje ZDF strukture, odnosno paralelne veze dve identične, suprotno orijentisane, dvopristupne mreže, ostvarena podelom ukupne induktivnosti unutar rezonatora na dva nejednaka dela. Na osnovu ove osobine ova grupa je nazvana *filtri sa asimetričnim induktivnostima*. Po svojoj strikturi i osobinama ovi filtri su najsličniji filtrima prethodno poznatim iz literature koji su opisani u poglavljima 2.5.3, 2.5.4 i 2.5.8.

3.1.1 Filtar sa asimetričnim induktivnostima na C opsegu

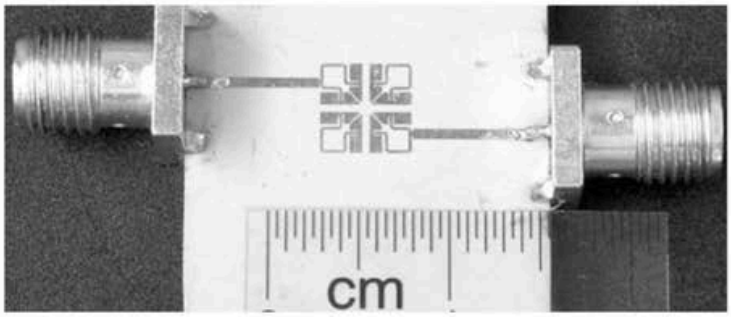
Ovaj filtar je projektovan za centralnu frekvenciju od 5.3 GHz, koja pripada mikrotalasnom C opsegu. Konačna optimizacija mikrostrip kola filtra je obavljena programom za elektromagnetnu analizu IE3D [59]. Filtar je projektovan i realizovan na dielektričnom supstratu RO3010 sa relativnom dielektričnom konstantom εr = 10.2, debljinom h = 0.635 mm i faktorom gubitaka tanδ = 0.0022. Slika 3.9 prikazuje detaljan izgled izgled mikrostrip kola filtra sa oznakama svih bitnih dimenzija, čije su veličine dobijene optimizacijom prikazane u tabeli 3.3. Slika 3.10 prikazuje fotografiju realizovanog eksperimentalnog modela filtra. Filtar je kvadratnog oblika i veoma malih dimenzija 5.08 mm × 5.08 mm, što je $0.09\,\lambda_0 \times 0.09\,\lambda_0$, odnosno $0.289\,\lambda_g \times 0.289\,\lambda_g$ za korišćeni supstrat.

Tabela 3.3 Dimenzije mikrostrip kola filtra projektovanog za f_c = 5.3 GHz

A	B	C	D	E	F	R
2.33	1.47	0.7	0.51	0.975	1.09	0.24
S_1	S_2	S_3	S_4	W	W_0	r
0.42	0.08	0.08	0.1	0.16	0.57	0.08

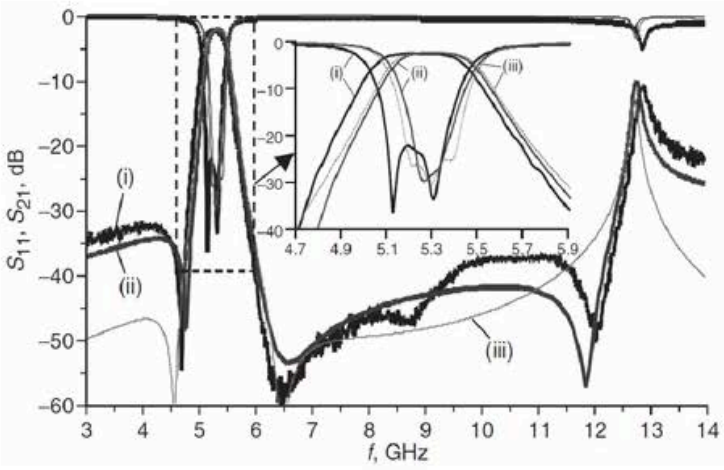


Slika 3.9 Izgled i dimenzije (u mm) mikrostrip kola filtra projektovanog za f_c = 5.3 GHz [63].



Slika 3.10 Fotografija realizovanog filtra projektovanog za centralnu frekvenciju f_c = 5.3 GHz [63]

Na slici 3.11 su, u frekvencijskom opsegu od 3 do 14 GHz, upoređeni izmereni rezultati AFK S_{11} i S_{21} parametara sa odgovarajućim rezultatima dobijenim pomoću programa IE3D, kao i rezutatima analize modifikovanog modela sa slike 3.8 pomoću programa za modelovanje mikrotalasnih kola.

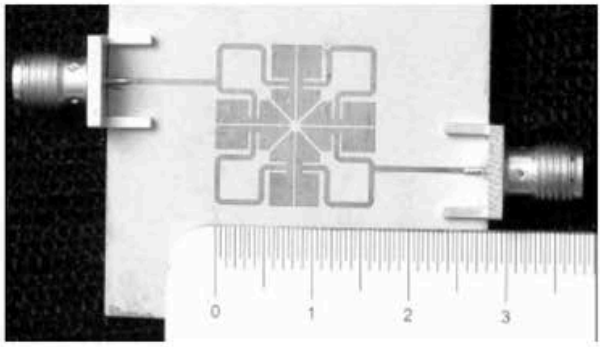


Slika 3.11 AFK S_{21} i S_{11} parametara filtra sa asimetrčnim induktivnostima na C opsegu: (i) izmereni rezultati; (ii) rezultati programa za EM analizu; (iii) rezultati program za modelovanje MW kola [63]

Može se uočiti odlično slaganje izmerenih rezultata i EM analize, kao i veoma dobro slaganje sa AFK filtra dobijenih programom za modelovanje mikrotalasnih električnih kola. Uneseno slabljenje filtra na centralnoj frekvenciji propusnog opsega je 2.5 dB, dok je relativna širina 3 dB propusnog opsega 8%, pri čemu je relativna širina 1 dB propusnog opsega samo par procenata manja i iznosi 5.9%. Prvi parazitni propusni opseg filtra je pomeren ka višim frekvencijama i javlja se na 12.9 GHz što je $2.43\,f_c$, tako da je uneseno slabljenje filtra na $2\,f_c$ reda 38 dB. AFK ima dve duboke nule sa obe strane propusnog opsega: prvu sa izolacijom –55 dB na 4.7 GHz, što iznosi $0.888\,f_c$ i drugu od -60 dB na 6.5 GHz, što iznosi $1.226\,f_c$.

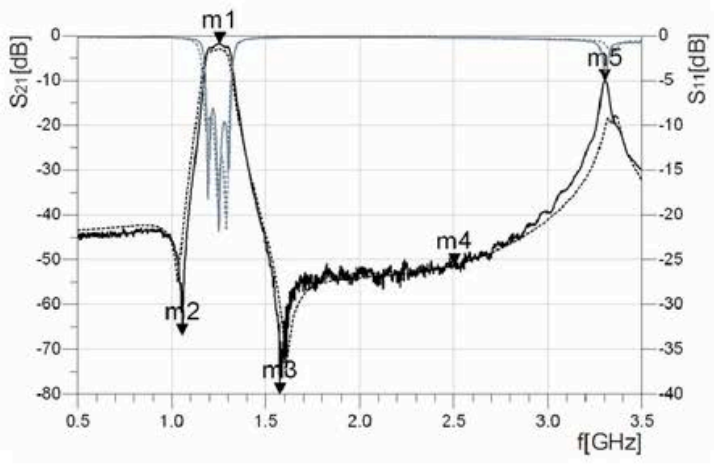
3.1.2 Filtar sa asimetričnim induktivnostima na L opsegu

Drugi primer ove vrste filtra je realizovana na centralnoj frekvenciji od 1270 MHz, na istoj vrsti dielektrične podloge (RO3010). Fotografija realizovanog filtra je prikazana na slici 3.12. Filtar je takođe kvadratnog oblika ukupne veličine 16.5 × 16.5 mm, što iznosi $0.07\,\lambda_0 \times 0.07\,\lambda_0$, odnosno $0.223\,\lambda_g \times 0.223\,\lambda_g$ za korišćeni supstrat, tako da je relativno malih dimenzija koje ga čine pogodnim za integraciju unutar najrazličitijih mikrotalasnih sklopova. Zbog sprežnog kondenzatora C_r, čija je vrednost obrnuto proporcionalna širini procepa između rezonatora (S_r), jednostavnim skaliranjem dimenzija nekog prethodno razvijenog filtra nije moguće dobiti dobro prilagođen mikrostrip filtar za novu radnu frekvenciju.



Slika 3.12 Fotografija filtra sa asimetričnim induktivnostima realizovanog na f_c = 1270 MHz [67]

Na slici 3.13 su upoređene izmerene AFK S_{21} i S_{11} parametara filtra sa rezultatima EM analize u frekvencijskom opsegu od 0.5 do 3.5 GHz. Može se uočiti odlično slaganje između predviđenih i izmerenih rezultata. Centralna frekvencija propusnog opsega realizovanog filtra je 1280 MHz (označena markerom m1), što je manje od 0.8% više od projektovane vrednosti. Ova greška je uzrokovana tolerancijama fotolitografskog postupka realizacije filtra, pri čemu je dominanto odstupanje širine induktivnih mikrostrip vodova rezonatora od projektovanih vrednosti.



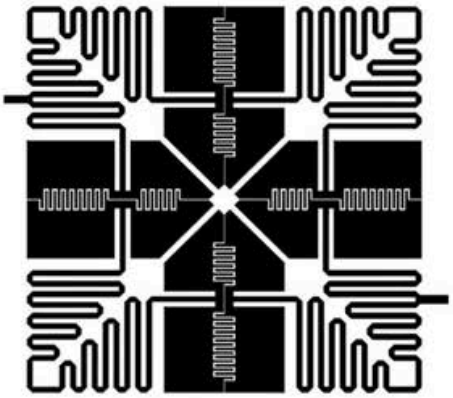
Slika 3.13 AFK S_{21} (crna) i S_{11} (siva) parametara filtra sa asimetrčnim induktivnostima na L opsegu: a) puna linija - izmereni rezultati; b) tačkasta linija - EM analiza [67]

Minimalno uneseno slabljenje unutar propusnog opsesga je 2.4 dB. Izmerena relativna 3dB širina propusnog opsega je 7.6%, u okviru koga je koeficijent refleksije bolji od 12 dB, dok je relativna 1 dB širina propusnog opsega 6.3%. Izolacija u donjem nepropusnom opsegu je reda -45 dB, odnosno -50 dB, u gornjem nepropusnom opsegu. Najniži parazitni propusni opseg je na frekvenciji 3.365 GHz (ozačeno markerom m5), što iznosi 2.63 f_c, tako da je izolacija na dvostrukoj centralnoj frekvenciji (označenoj markerom m4) reda 50 dB. AFK S_{21} parametra ima dve nule sa izolacijama, obeležene markerima m2 i m3, od -65 dB na 1080 MHz, što iznosi 0.851 f_c i -80 dB na 1580MHz, što je 1.238 f_c.

3.1.3 Filtar sa asimetričnim induktivnostima na UHF opsegu

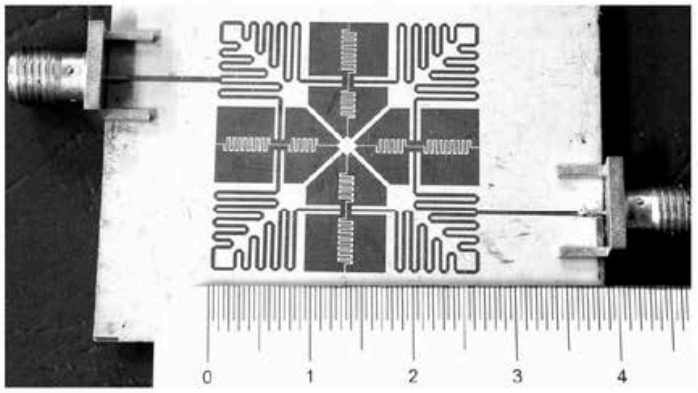
Zahvaljujući relativno malim dimenzijama filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima moguće je realizovati mikrostrip filtar prihvatljivih dimenzija ne samo na mikrotalasnim, već i na višim RF frekvencijama iz UHF opsega. Projektovan je filtar koji je u odnosu na prethodne eksperimentalne primere imao nešto širi relativni propusni 3 dB opseg reda 15%. Proširenje propusnog opsega filtra ostvareno je, pre svega, povećanjem vrednosti sprežnog kondenzatora C_r, ukupne induktivnosti kao i količnika između veće i manje induktivnosti (L_1/L_2). Ove promene uslovile su značajnije modifikacije izgleda mikrostrip kola filtra u odnosu na prikazane filtre za C i L opseg. Pošto je širina procepa S_r koja bi odgovarala potrebnoj vrednost sprežnog kondenzatora C_r suviše uska za raspoloživu tehnologiju, upotrebljene su interdigitalne kapacitivnosti. Takođe je, radi minimizacije ukupne površine filtra, ograničena veličina uzemljenih kondenzatora C_p, što je delimično kompenzovano povećanjem vrednosti induktivnosti L_1 i L_2 koje su realizovane

izmeandriranim mikrostrip vodovima. Ulazni i izlazni pristup dele meandrirani induktivni mikrostrip vod u dva dela čiji je odnos dužina 3:1. Na slici 3.14 je prikazan izgled mikrostrip kola filtra koji je razvijen u skladu sa navedenim zahtevima. On je takođe kvadratnog oblika sa ukupnim dimenzijama 26.5×26.5 mm što iznosi $0.034\,\lambda_0 \times 0.034\,\lambda_0$, odnosno $0.087\,\lambda_g \times 0.087\,\lambda_g$ za korišćeni supstrat koji je isti kao i za prethodno prikazane filtre.



Slika 3.14 Izgled mikrostrip filtra projektovanog za centralnu frekvenciju fc=380 MHz [68]

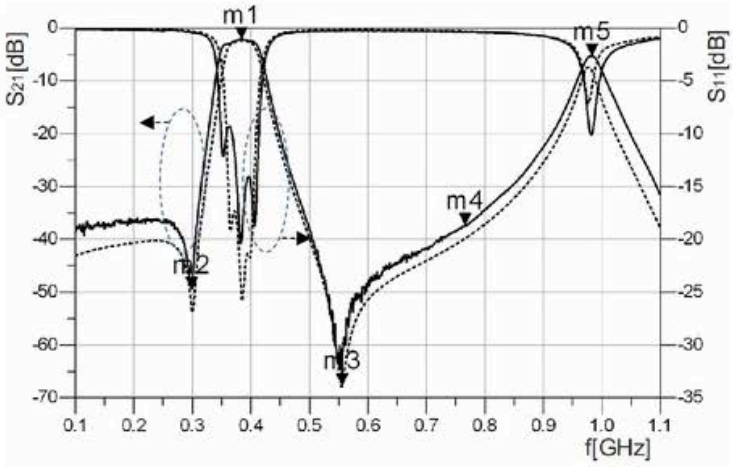
Struktura mikrostrip filtra sa slike 3.14 je dobijena analizom i optimizacijom pomoću programom za elektromagnetnu simulaciju planarnih struktura. Po svojoj strukturi koja sadrži dugačke meandrirane uske mikrostrip vodove, kao i interdigitalne kapacitivnosti, ovo mikrostrip kolo je znatno komplikovanije u odnosu na prethodne primere, pa je samim tim i znatno zahtevnije za elektromagnetnu analizu, u pogledu računarskih resursa i dužine obrade. Osim toga, tačnost dobijenih podataka zavisi i od finoće segmentacije, pri čemu je za pouzdane rezultate neophodno primeniti ivičnu segmentaciju.



Slika 3.15 Fotografija realizovanog filtra za f_c=380 MHz [68].

Filtar je realizovan standardnim fotolitografskim postupkom na deilektričnom supstratu RO3010. Izgled realizovanog filtra upoređen sa milimetarskim lenjirom je prikazan na slici 3.15, dok su na slici 3.16 upoređeni izmerene AFK filtra sa rezultatima elektromagnetne analize. Minimalno uneseno slabljenje filtra na centralnoj frekvenciji propusnog opsega je 2.2 dB (m1), dok je relativna širina 3 dB propusnog opsega 19%. Koeficijent refleksije unutar propusnog opsega je je bolji od -9.5 dB.

Filtar ima dve transmisione nule, po jednu sa svake strane propusnog opsega, označene markerima m2 i m3, jednu sa slabljenjem 49 dB na 300 MHz, što iznosi 0.79 f_c i drugu sa slabljenjem 67 dB na 556MHz, što je 1.463 f_c. Slabljenje u donjem nepropusnom opsegu, od DC do prve transmisione nule, je bolje od 35 dB. Slabljenje na $2f_c$ (m4) je 37 dB, dok je prvi parazitni propusni opseg javlja na 980 MHz (m5), što iznosi 2.58 f_c.

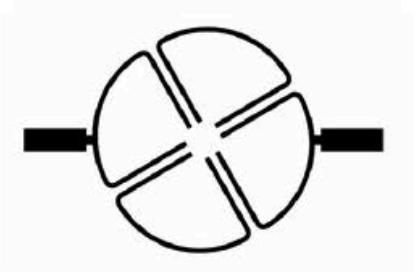


Slika 3.16 AFK S_{21} i S_{11} parametara filtra projektovanog za UHF opseg.
a) puna linija - izmereni rezultati; b) tačkasta linija - EM analiza [68]

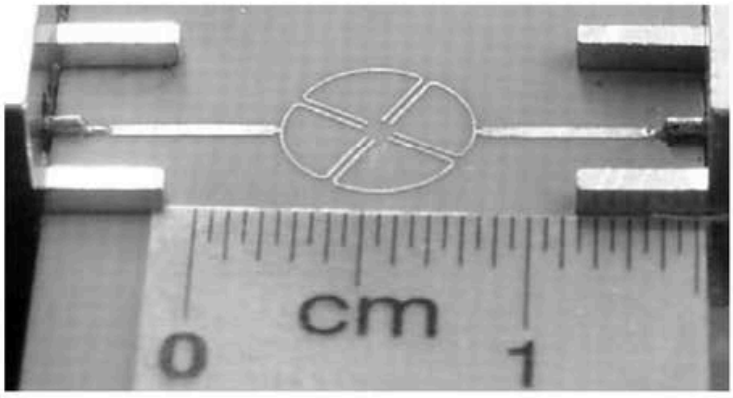
3.1.4 Filtar sa asimetričnim induktivnostima na X opsegu

Skaliranjem normalizovanih prototipa filtara propusnika opsega sa kapacitivno spregnutim rezonatorima dobijaju se, već na umerenim mikrotalasnim frekvencijama, veoma male vrednosti komponenata filtara, odnosno male dimenzije mikrostrip kola filtra, kao što je prikazano na primeru filtra koji je realizovan na C opsegu. Dalje skaliranje, radi primene na višim mikrotalasnim frekvencijama može rezultovati komponentama isuviše malih vrednosti, čija realizacija u tehnici mikrostripa prevazilazi mogućnosti i tolerancije raspoloživog tehnološkog postupka. Tako, na primer skaliranjem komponenti normalizovanog prototipa sa slike 3.6, za f_c = 10 GHz i $Z_{in} = Z_{out}$ = 50 Ω, dobijaju se vrednosti komponenti: C_p = 0.31 pF,

$C_r = 0.018$ pF, $L_1 = 1.03$ nH, i $L_2 = 0.515$ nH. Dodatni problem, koji postaje još izraženiji na višim frekvencijama je uticaj parazitne kapacitivnosti induktivnih linija, kao i parazitne induktivnosti kapacitivnih površina na ukupne AFK filtara. Zanemarivanje ovog efekta prilikom projektovanja filtra može dovesti do realizacije rezonatora čije su vrednosti ukupne kapacitivnosti, odnosno induktivnosti znatno veće od projektovanih, što se manifestuje značajnim pomeranjem propusnog opsega filtra ka nižim frekvencijama (reda 20% do 50%). Ovi efekti se mogu kompenzovati modifikacijom mikrostrip kola filtra koja je rezultovala geometrijom koja je prikazana na slici 3.17, pri čemu postizanju minimalnih mogućih dimenzija nije prioritet. U prikazanom slučaju resonator je realizovan u vidu mikrostrip voda uniformne širine čija parazitna kapacitivnost obezbeđuje potrebne vrednosti kapacitivnosti ka masi (C_p). U odnosu na prethodne primere realizovanih filtara, promenjena je i vrsta dielektrične podloge tako da je korišćen RO4003 manje debljine (h=0.2 mm) i manje relativne permitivnosti (ε_r =3.38), što je doprinelo povećanju ukupne površine filtra i prilagođenju raspoloživim tehnološkim mogućnostima. Slika 3.18 prikazuje izgled realizovanog filtra prečnika 5.5 mm, što je manje od $0.21\,\lambda_0 \times 0.21\,\lambda_0$, odnosno $0.34\,\lambda_g \times 0.34\,\lambda_g$ za korišćeni supstrat i zadatu centralnu frekvenciju.

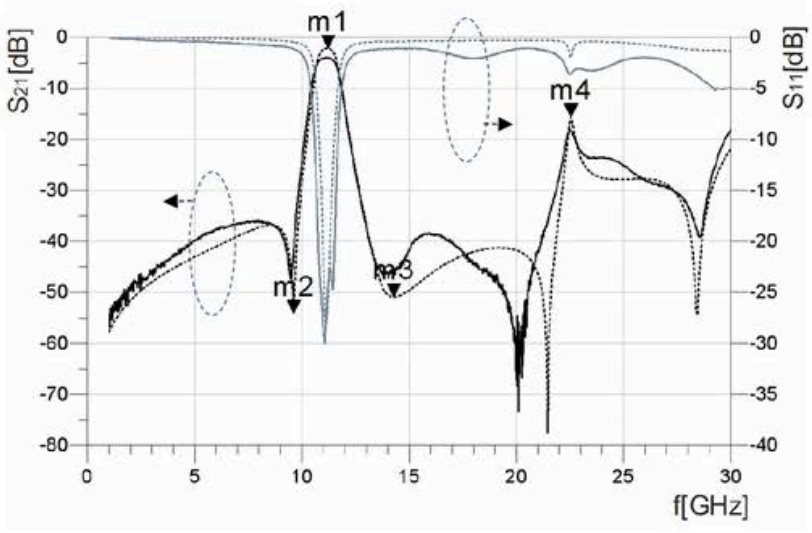


Slika 3.17 Izgled mikrostrip kola filtra čija je centralna frekvencija f_c = 11.5 GHz [64]



Slika 3.18 Fotografija realizovanog filtra propusnika opsega na X opsegu [64]

Na slici 3.19 su, u opsegu od 1 do 30 GHz, upoređeni izmereni rezultati AFK S_{11} i S_{21} parametara sa odgovarajućim rezultatima dobijenim programom za elektromagnetnu analizu planarnih električnih kola.



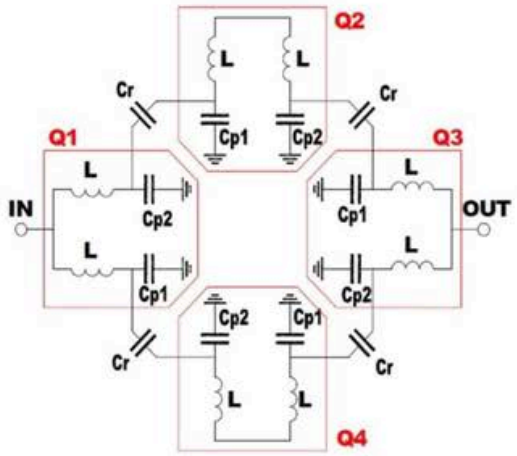
Slika 3.19 AFK S_{21} i S_{11} parametara filtra projektovanog za X opseg:
a) puna linija - izmereni rezultati; b) tačkasta linija - EM analiza [64]

Uneseno slabljenje na centralnoj frekvenciji propusnog opsega je 2.5 dB, relativna širina 3 dB propusnog opsega je 10%, uz refleksiju unutar propusnog opsega reda -20 dB. Filtar ima dve transmisione nule sa slabljenjima reda 50 dB, na frekvencijama f_{z1} = 9.43 GHz i f_{z2} = 14.5 GHz, što iznosi 0.82 f_c i 1.26 f_c. Uneseno slabljenje je bolje od 35 dB u većem delu nižeg nepropusnog opsega (od DC do 10 GHz), kao i u gornjem, od 13 GHz do 21.5 GHz. Prvi, veoma uzak parazitni propusni opseg sa minimalnim unesenim slabljenjem reda 15 dB se javlja na $2f_c$. Centralna frekvencija propusnog opsega, u odnosu na projektovanu vrednost, pomerena naniže za 1.8 %, a i ostale značajne tačke AFK pokazuju sličan stepen podudaranja sa očekivanim vrednostima, tako da je ostvareno veoma dobro slaganje rezultata dobijenih EM analizom i izmerenih karakteristika filtra.

3.2 Filtri sa asimetričnim kapacitivnostima

Asimetrična konfiguracija rezonatora, osim pomoću nejednakih induktivnosti kao što je demonstrirano u prvoj grupi primera, može biti ostvarena i pomoću različitih vrednosti uzemljenih kondenzatora. Osobine ove varijante filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima su takođe definisana pomoću četiri parametra, odnosno četiri vrednosti komponenata L, C_r, C_{p1}, i C_{p2}, koji obrazuju četiri identična, međusobno kapacitivno

spregnuta, rezonatora (Q1-Q4), prikazana električnom šemom na slici 3.20. Kao i kod prethodno prikazane konfiguracije filtra sa kapacitivno spregnutim rezonatorima, variranjem vrednosti komponenti L, C_r, C_{p1} i C_{p2} moguće je realizovati filtre propusnike opsega na različitim centralnim frekvencijama i sa različitim širinama propusnih opsega.



Slika 3.20 Električna šema filtra čiji su rezonatori opterećeni nejednakim kapacitivnostima [69]

U slučaju ove vrste filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima, centralna kružna frekvencija propusnog opsega filtra je približno data izrazom:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{2L\frac{C_{e1}C_{e2}}{C_{e1}+C_{e2}}}} \tag{3.4}$$

pri čemu su: $C_{e1} = C_{p1} + \frac{C_{p2}C_r}{C_{p2}+C_r}$, odnosno: $C_{e2} = C_{p2} + \frac{C_{p1}C_r}{C_{p1}+C_r}$

dok su ugaone frekvencije para transmisionih nula koje se nalaze ispod i iznad propusnog opsega filtra date približnim izrazima:

$$\omega_{z1} = \frac{1}{\sqrt{LC_{e1}}} \tag{3.5}$$

$$\omega_{z2} = \frac{1}{\sqrt{LC_{e2}}} \tag{3.6}$$

Praktična realizacija ovakvih filtara je nešto složenija u odnosu na filtre sa asimetričnim induktivnostima, dok su im električne osobine i pre svega AFK veoma slični, kao što će biti prikazano u par primera koji slede.

3.2.1 Filtar sa asimetričnim kapacitivnostima na S opsegu

Konfiguracija filtra sa slike 3.20 je donekle nepovoljnija za primenu u nekoj od tehnika planarnih kola, pošto umesto jednostavnih simetričnih rezonatora iziskuje realizaciju geometrijski komplementarnih asimetričnih rezonatora čijim se uklapanjem formira filtar sa centralno simetričnom strukturom. Na slici 3.21 je prikazano jedno od mogućih geometrija mikrostrip kola filtra koji odgovaraju konfiguraciji sa asimetričnim kapacitivnostima.

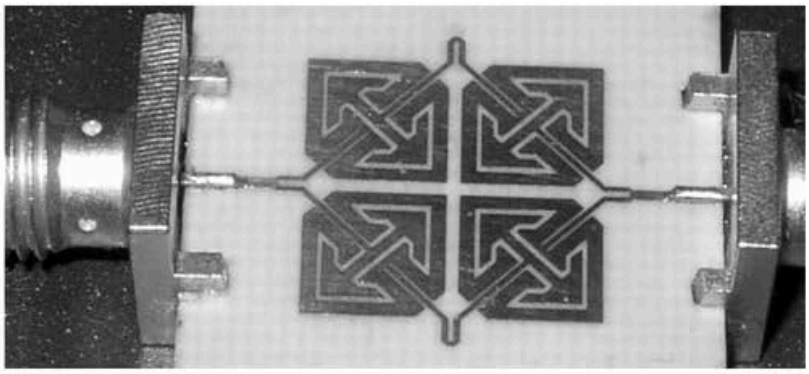


Slika 3.21 Izgled mikrostrip kola filtra sa asimetričnim kapacitivnostima (crno - ulazni i izlazni rezonatori; sivo - sprežni rezonatori) [70]

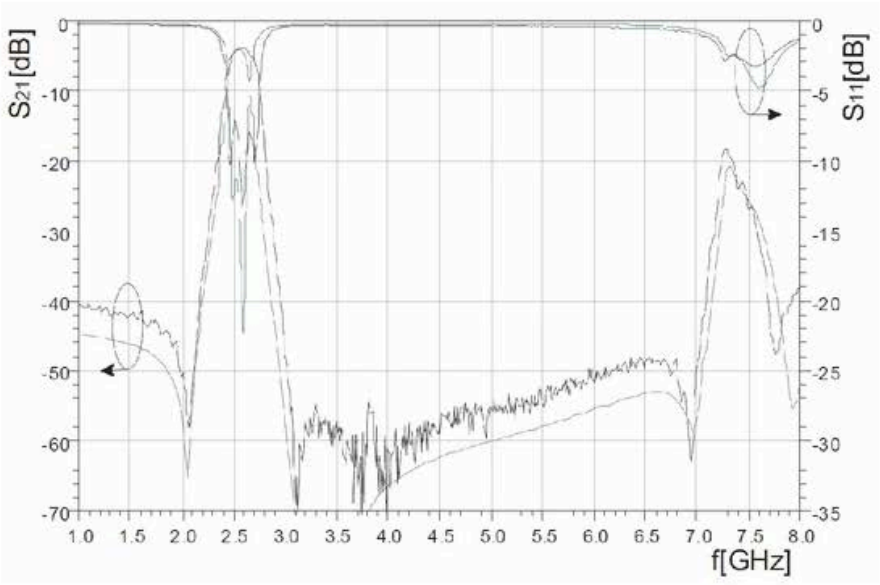
U odnosu na originalnu, modifikovana konfiguracija ima nekoliko prednosti: a) komplementaran oblik planarnih uzemljenih kondenzatora omogućava meandriranje i povećavanje dužine procepa između susednih rezonatora, a samim tim realizaciju većih vrednosti sprežnih kondenzatora (C_r); b) ovim se ujedno olakšava, odnosno omogućava realizacija filtara na tanjim dielektričnim podlogama manje relativne permitivnosti, kao i uz manje stroge tehnološke zahteve; c) omogućava postizanje većeg odnosa vrednosti asimetričnih elemenata (C_{p1}/C_{p2}) nego u slučaju konfiguracija sa asimetričnim induktivnostima (L_1/L_2) što pogoduje realizaciji filtra sa većom širinom relativnog propusnog opsega; d) modifikovana struktura omogućava da ulazni i izlazni port budu kolinearni, što pogoduje integraciji filtra unutar složenijih podsklopova.

Filtar je projektovan za centralnu frekvenciju 2.55 GHz, na supstratu RO4003 ($h = 0.2$ mm, $\varepsilon_r = 3.38$, $\tan\delta = 0.0023$). Izgled filtra i sve njegove bitne dimenzije su optimizovane pomoću programskog paketa za EM analizu planarnih mikrotalasnih kola. Filtar je kvadratnog oblika ukupnih dimenzija 11.2 × 11.2 mm, što iznosi 0.095 λ_0 × 0.095 λ_0,

odnosno $0.155\lambda_g \times 0.155\lambda_g$ za izabrani supstrat i centralnu frekvenciju. Izgled realizovanog filtra je prikazan na slici 3.22.



Slika 3.22 Fotografija realizovanog mikrostrip filtra sa asimetričnim kapacitivnostima [70]



Slika 3.23 AFK S_{21} i S_{11} parametara filtra sa asimetričnim kapacitivnostima na S opsegu: a) puna linija - izmereni rezultati; b) tačkasta linija - EM analiza [70]

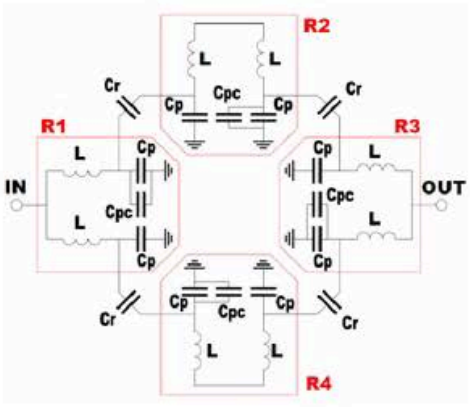
Na slici 3.23 i u tabeli 3.4 su prikazani uporedni rezultati merenja AFK filtra i odgovarajućih rezultata dobijenih elektromagnetnom simulacijom, između kojih postoji dobro slaganje. Najviše se razlikuju projektovana i ostvarena relativna širina propusnog opsega, što je prouzrokovano isuviše velikom vrednošću sprežnih kapacitivnosti C_p, što je takođe uticalo i na povećani koeficijent refleksije unutar propusnog opsega. Najniži parazitni propusni opseg se javlja na $2.85 f_c$, što je veće potiskivanje ka višim frekvencijama od ranije prikazanih primera.

Tabela 3.4 Izmereni rezultati karakteristika filtra na S opsegu i rezultati EM analize [70]

	EM analiza	Izmereni rezultati
Centralna frekvencija propusnog opsega (f_c)	2.550 GHz	2.553 GHz
Uneseno slabljenje @ f_c	4 dB	3.9 dB
Relativna širina 3 dB propusnog opsega	7%	10.65%
Refleksija unutar propusnog opsega	> 10 dB	> 7 dB
Frekvencija prve transmisione nule f_{z1}	2.05 GHz	2.02 GHz
Uneseno slabljenje @ f_{z1}	65 dB	60 dB
Frekvencija druge transmisione nule f_{z2}	3.16 GHz	3.1 GHz
Uneseno slabljenje @ f_{z2}	84 dB	72 dB
Slabljenje u donjem nepropusnom opsegu (DC-f_{z1})	> 45 dB	> 40 dB
Slabljenje u gornjem nepropusnom opsegu (f_{z2}-7 GHz)	> 54 dB	> 48 dB
Frekvencija prvog parazitnog propusnog opsega	7.3 GHz	7.27 GHz

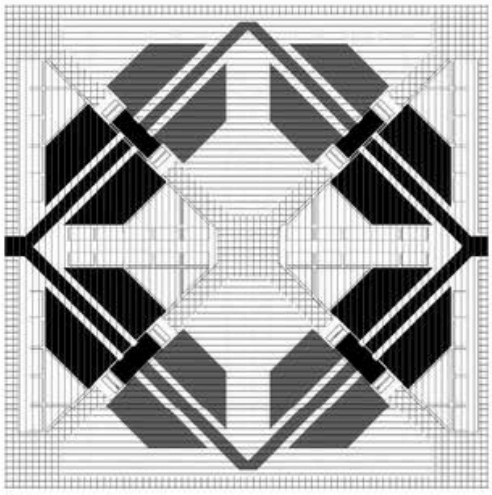
3.2.2 Hibridni filtar sa asimetričnim kapacitivnostima na L opsegu [71]

Karakteristike štampanih filtara umnogome zavise od osobina supstrata, koji se u velikom broju praktičnih slučajeva ne mogu proizvoljno izabirati, već su uslovljeni ostalim projektnim zahtevima. Tako, u nekim slučajevima, štampane filtre treba realizovati na supstratima kao što je FR4, sa relativno nepodesnim karakteristikama kao što su velika debljina (h=1.6 mm) i mala relativna permitivnost čija je vrednost, pri tom, neprecizno kontrolisana i specificirana usled širokih tolerancija u proizvodnji, tako da se kreće u granicama $4.5 < \varepsilon_r < 5.5$. U ovakvim slučajevima, planarna realizacija uzemljenih kondenzatora može zauzeti nepraktično velike površine štampane ploče što dovodi do neprihvatljivo velikih ukupnih dimenzija filtara. Jedan od mogućih rešenja za ovaj problem može biti hibridna konfiguracija filtra u kojoj je razlika uzemljenih kondenzatora ($C_{pc}=C_{p2}-C_{p1}$) realizovana u vidu koncentrisane kapacitivnosti, kao što je prikazano na slici 3.24. Predložena konfiguracija je realizovana kao dvoslojni planarni filtar sa centralnom frekvencijom propusnog opsega f_c=1.27 GHz, čemu odgovaraju idealne vrednosti komponentata C_p=1.8 pF, C_{pc}=2.7 pF, C_r=0.23 pF and L=5.5 nH).

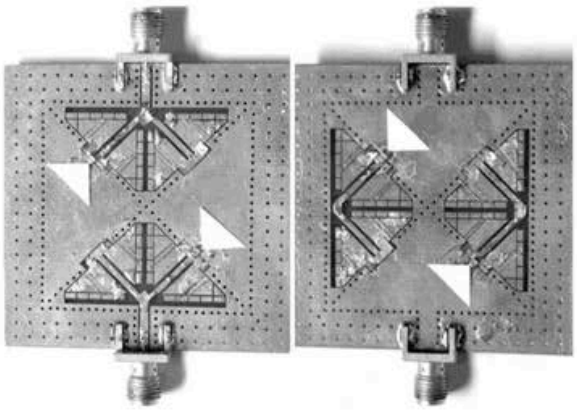


Slika 3.24 Električna šema filtra sa asimetričnim kapacitivnostima ostvarenim pomoću dodatne koncentrisane kapacitivnosti C_{pc} [71]

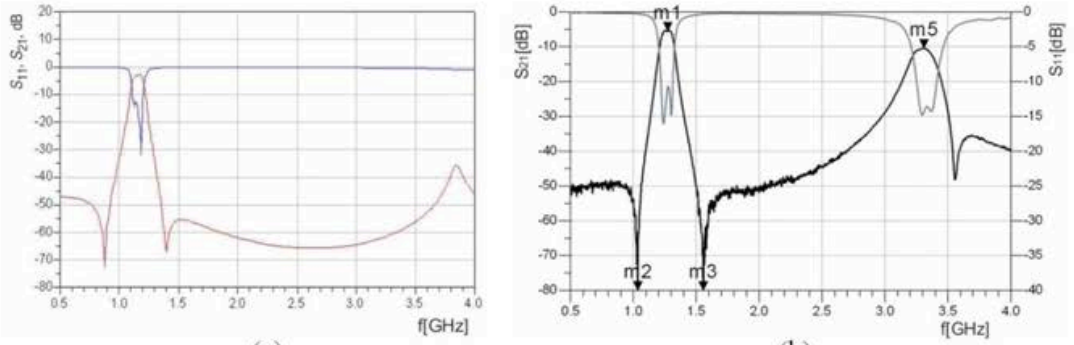
Na zadatom supstratu nije bilo moguće realizovati potrebne vrednosti sprežnih kapacitivnosti C_r bočnom spregom susednih rezonatora. Zbog toga je odabrana dvoslojna planarna struktura, prikazana strukturnom šemom na slici 3.25 i fotografijom na slici 3.26, koja omogućava razdvajanje susednih rezonatora u različite slojeve i postizanje zadate vrednosti kapacitivnosti C_r preklapanjem ivičnih delova rezonatora. U oba provodna sloja rezonatori su okruženi referentnim masama, koje su u području preklapanja međusobno povezane VIA-ma. Zbog neprecizne definisanosti relativne permitivnosti supstrata rezonatori su okruženi metalizovanim pravougaonim poljima za naknadno podešavanje.



Slika 3.25 Geometrija dvoslojnog štampanog hibridnog filtra sa asimetričnim kapacitivnostima (gornji sloj – crno osenčeni ulazni i izlazni rezonator i horizontalno šrafirana referentna masa; donji sloj – sivo osenčeni sprežni rezonatori i vertikalno šrafirana referentna masa; gornji i donji sloj su međusobno povezani pomoću VIA koje su locirane na kvadratno šrafiranim površinama preklapanja referentnih masa gornjeg i donjeg sloja) [71]



Slika 3.26 Fotografija realizovanog hibridnog filtra: gornji sloj (levo) i donji (desno). Dodatne SMD kapacitivnosti (C_{pc}) su obeleženi belim strelicama [71]



(a) (b)

Slika 3.27 AFK S_{21} i S_{11} parametara hibridnog filtra sa asimetričnim kapacitivnostima: (a) rezultati simulacije; (b) izmereni rezultati [71]

Prikazana struktura je, zbog svoje složenosti, a pre svega zbog nepostojanja beskonačne, jasno definisane, referentne mase, znatno nepogodnija EM analizu, tokom koje se po pravilu dobijaju slabo konvergentni i neprecizni, a ponekad i fizički neostvarljivi rezultati. Zbog toga su rezultati simulacije koji su prikazani na slici 3.27(a) dobijeni analizom uprošćenog modela filtra, a takođe je ostavljena mogućnost za naknadno podešavanje. Aktivna površina realizovanog filtra je 38×38 mm, što iznosi $0.16\,\lambda_0 \times 0.16\,\lambda_0$, odnosno $0.3\lambda_g \times 0.3\lambda_g$, pri čemu bi uklanjanjem polja za podešavanje mogla biti značajno smanjena (ispod $0.2\lambda_g \times 0.2\lambda_g$). Izmerene AFK S-parametara filtra su prikazane na slici 3.27(a). Ostvareno je uneseno slabljenje u propusnom opsegu od $IL(f_c)$=4.6 dB, uz relativnu širinu propusnog opsega od BW_{3dB}=7.5% i refleksiju u propusnom opsegu reda -12 dB. Uneseno slabljenje u donjem i gornjem nepropusnom opsegu je reda 48 dB i 40 dB, respektivno. Prvi parazitni propusni opseg se javlja na 3.33 GHz, što iznosi ($2.6\,f_c$), dok transmisione nule sa

slabljenjem većim od 75 dB postoje na f_{z1}=1.035 GHz, što iznosi 0.815 f_c, odnosno f_{z2}=1.555 GHz, što iznosi 1.225 f_c.

3.3 Primena filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima

Praktične realizacije koje su do sada izložene u ovom poglavlju su prikazane u nekoliko radova prezentovanih u međunarodnim i domaćim časopisima i konferencijama [63-75]. Publikovani rezultati su, pre svega, demonstrirali mogućnost realizacije filtara propusnika opsega na raznim frekvencijama iz mikrotalasnog, odnosno RF opsega, primenom jedne veoma jednostavne konfiguracije. Navedeni radovi na temu filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima su citirani u 37 publikacija drugih autora [76-113], od kojih će nekoliko najznačajnijih biti ukratko opisano u ovom podpoglavlju.

Tipičan izgled mikrostrip kola filtra sa kapacitivno spregnutim rezonatorima koja je objavljena u [72] je prikazana u knjizi [113] na slici 3.28 koja je u navedenoj knjizi objavljena kao ilustracija najnovijih topologija planarnih rezonatora.

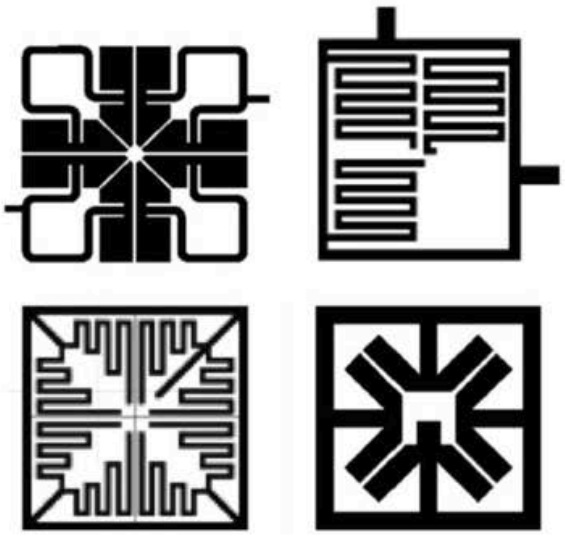


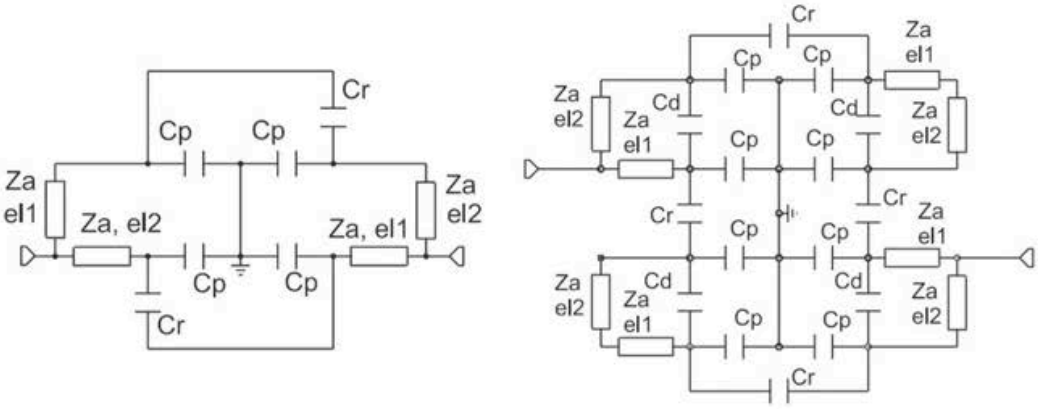
Figure 1.36 Latest planar resonator topologies.

Slika 3.28 Ilustracija iz [113]: Najnovije topologije planarnih rezonatora

3.3.1 Minijaturni HTS filtar za 2.45 GHz ISM opseg [76]

U radu [76] autori su izložili ideju i predložili dizajn filtra propusnika opsega u tehnologiji visoko temperaturnih superprovodnika (HTS) za frekvencijski opseg od

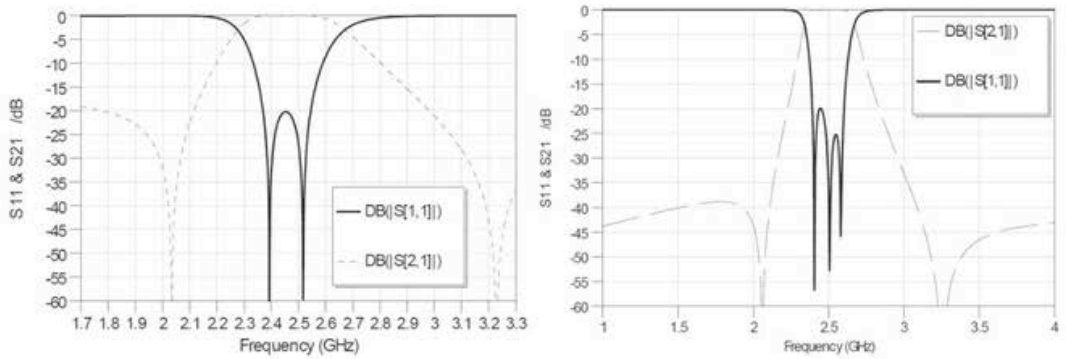
2.4 do 2.5 GHz. Kao supstrat je korišćen itrijum-barijum-bakar-oksid (YBCO) deponovan na safiru. Odabrani frekvencijski opseg je jedan od ISM frekvencijskh opsega koji su ITU preporukama predviđeni za industrijsku, naučnu i medicinsku primenu. Usled proizvodnih ograničenja, površina planarnih filtara u ovoj HTS tehnologiji je ograničena na 10 × 10 [mm]. Radi postizanja malih dimenzija, autori su se opredelili za konfiguraciju kapacitivno spregnutih rezonatora izloženu u [63-68], a kao polaznu osnovu za dizajn filtra je odabran koncept izložen u [64]. U radu su analizirana dva tipa filtara, čije su ekvivalentne električne šeme prikazane na slici 3.29: sa dva spregnuta rezonatora (a) i sa četiri spegnuta rezonatora (b).



Slika 3.29 Ekvivalentne šeme HTS filtara za 2.45 GHz ISM opseg: a) filtar sa dva spregnuta rezonatora; (b) filtar sa četiri spregnuta rezonatora [76]

Električne osobine filtra su definisane vrednostima sledećih parametara: kapacitivnosti ka masi (C_p), sprežnoj kapacitivnoti između rezonatora (C_r), sprežnoj kapacitivnosti između krajeva rezonatora (C_d), karakterističnoj impedansi induktivnog transmisionog voda (Za) i električnim dužinama kraćeg i dužeg dela induktivnog transmisionog voda (el_1 i el_2). Verzija filtra sa četiri rezonatora ima identičnu konfiguraciju kao i filtar prikazan u [66], koja je prikazana na slici 3.8, sa dodatnom kapacitivnošću C_d (Koja je na slici 3.8 obeležena sa C_m) čiji se uticaj ogleda u pomeranju AFK filtra ka nižim frekvencijama. Optimizacijom vrednosti komponenata C_p, C_r, C_d, Za, el_1 i el_2, programom za analizu električnih kola Microwave Office, autori su dobili AFK filtara prikazane na slici 3.30. Izgled dobijenih AFK je tipičan za filtre propusnike opsega sa kapacitivno spregnutim rezonatorima. Očekivano, filtar višeg reda ima znatno bolju selektivnost i slabljenje u

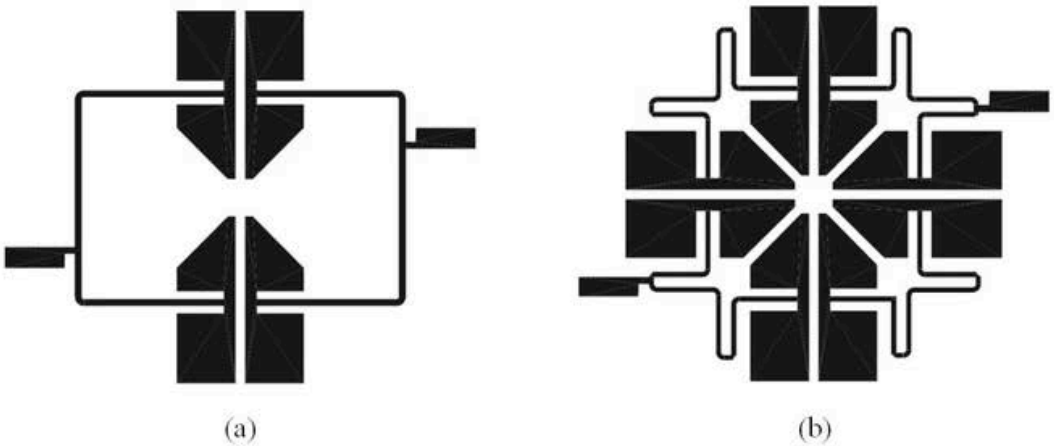
nepropusnim opsezima, a oba filtra imaju par transmisionih nula na istim frekvencijama f_{z1} = 2.03 GHz i f_{z2} = 3.23 GHz.



Slika 3.30 AFK S_{21} i S_{11} parametara HTS filtara dobijenih programom za analizu mikrotalasnih mreža: (a) sa dva rezonatora; (b) sa četiri rezonatora [76]

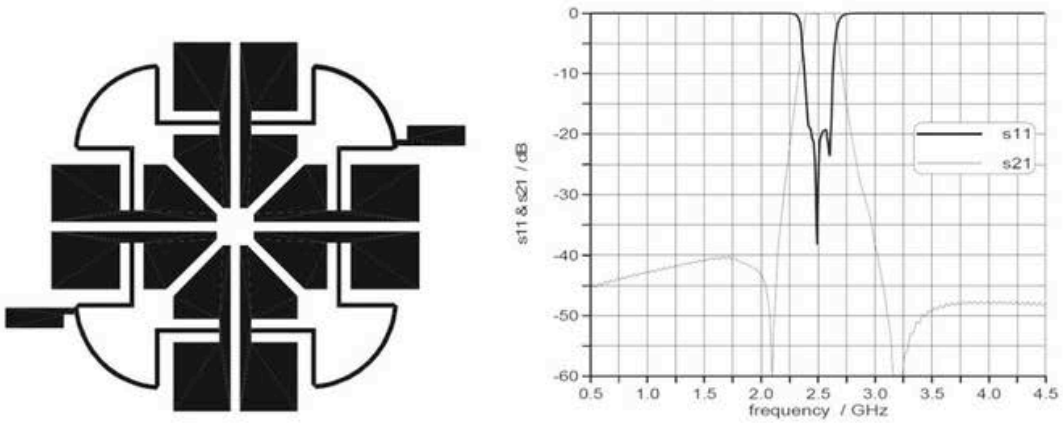
Na slici 3.31 je prikazan predloženi izgled mikrostrip kola kojima su realizovani filtri čije su električne šeme prikazane na slici 3.29, za veličine parametara za koje su dobijene AFK prikazane na slici 3.30.

Filtar višeg reda je modifikovan promenom oblika induktivnih vodova kako bi se smanjilo njihovo samosprezanje, čime je dobijen izgled filtra prikazan na slici 3.31. Ovaj filtar po svom izgledu i konfiguraciji veoma sličan filtrima iz radova [64, 65, 68 i 70] koji su referencirani u [76].



Slika 3.31 Geometrija mikrostrip HTS filtara: (a) sa dva kapacitivno spregnuta rezonatora; (b) sa četiri kapacitivno spregnuta rezonatora [76]

Struktura sa slike 3.32(a) je analizirana programom za elektromagnetnu simuliciju i dobijeni su rezultati prikazani na slici 3.32(b), koji se dobro slažu sa karakteristikama filtra sa slike 3.30(b) koji su dobijeni na modelu filtra sastavljenog od idealnih komponenti.



(a) (b)

Slika 3.32 (a) Optimizovana geometrija mikrostrip HTS filtara sa četiri rezonatora; (b) odgovarajuća AFK dobijena EM analizom programom Quickwave [76]

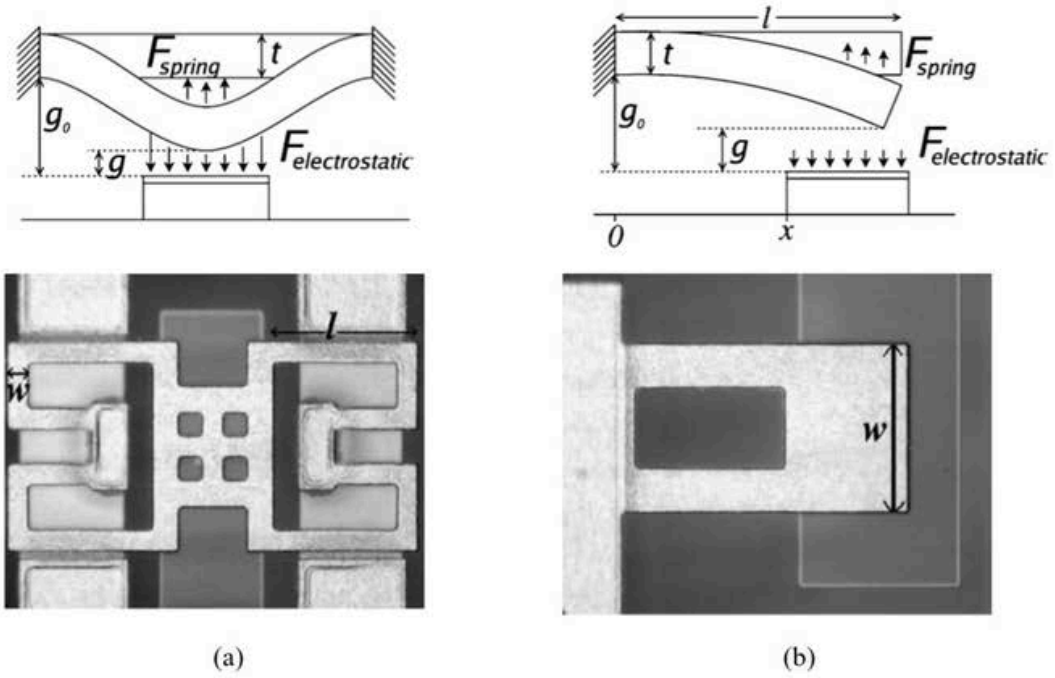
3.3.2 Promenljivi filtri sa MEMS prekidačima

U radu [77] su prikazane dve različite verzije filtara propusnika opsega realizovane u MEMS tehnologiji. Uključivanjem i isključivanjem MEMS prekidača, propusni opseg filtra se može prebaciti u jedno od dva moguća frekvencijska položaja. U radu su prikazane dve verzije filtra napravljene sa dva tipa MEMS prekidača prikazana na slici 3.33, koji se međusobno razlikuju po načinu pričvršćivanja kotve. Na slici 3.33(a) je prikazana uprošćena šema i fotografija realizovanog lučnog (*bridge*) prekidača kod koga je kotva učvršćena u dve tačke. Na slici 3.33(b) je prikazan konzolni (*cantilever*) prekidač sa kotvom učvršćenom samo u jednoj tački.

Filtri su realizovani na vejferu od silicijuma ($\varepsilon_r = 3.79$, $\tan\delta = 0.00002$, h = 0.5 mm) sa provodnicima od bakra debljine $t = 1$ μm sa veoma tankim slojevima aluminijuma, sa donje strane, i titanijuma, sa gornje strane kao adhezivima između silicijuma i bakra. Filtri se sastoje od četiri identična rezonatora, kao što je prikazano na slikama 3.34 i 3.35. Na svakom rezonatoru postoje dva prekidača čijim se uključivanjem i isključivanjem menja veličina rezonatora, kao i jačina sprege sa susednim rezonatorima. Naponi za polarizaciju, tj. uključenje i isključenje prekidača su dovedeni preko dvanaest izmeandriranih transmisionih vodova napravljenih od hrom-silikata ($CrSi_2$) velike površinske otpornosti (reda 10 kΩ/□),

kako bi se izbegao uticaj ovih napojnih linija na električne karakteristike filtra na mikrotalasnim frekvencijama.

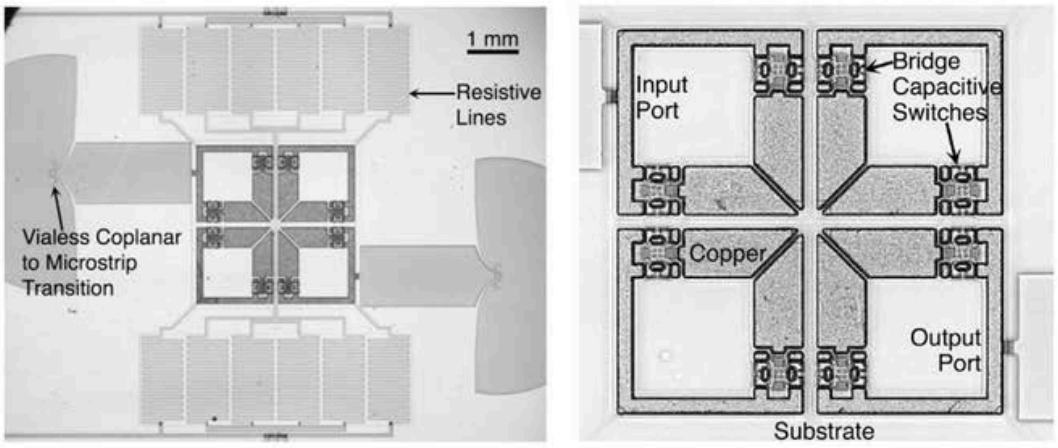
Merenje AFK filtra se obavlja elastičnim GSG RF sondama preko CPWG portova spojenih katkim prelazima sa pristupnim mikrostrip vodovima filtra. RF masa za GSG sondu je realizovana bez VIA preko polukružnih leptirastih provodnih polja poluprečnika $\lambda_g/4$. Dimenzije svake pločice sa filtrom i svim pristupnim vodovima i prelazima je 12 mm × 7.5 mm, dok su dimenzije samog filtra 3 mm × 7.5 mm.



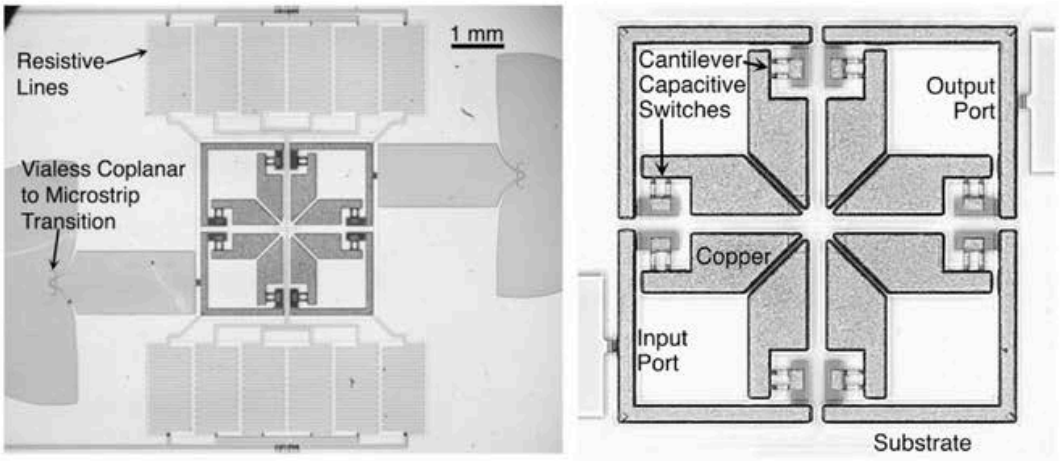
Slika 3.33 MEMS prekidači: (a) učvršćeni u dve tačke–lučni; (b) učvršćeni u jednoj tački–konzolni [77]

Na slici 3.36 su prikazani izmereni i simulirani rezultati AFK filtra pri otvorenom i zatvorenom stanju prekidača. Za zatvaranje lučnog prekidača podtrebno je dovesti napon od 70 V, dok je za zatvaranje konzolnog prekidača dovoljan napon od 55 V.

Filtar sa lučnim prekidačem, čiji su rezultati prikazani na slici 3.36(a), ima u isključenom stanju prekidača centar propusnog opsega na $f_c^{(OFF)} = 21.6$ GHz, uz jednodecibelsku širinu propusnog opsega od $BW_{1dB}{}^{(OFF)} = 1.75$ GHz i minimalno uneseno slabljenje $IL(@f_c^{(OFF)}) = 0.9$ dB. U uključenom stanju prekidača, centar propusnog opsega je $f_c^{(ON)} = 16.85$ GHz, uz $BW_{1dB}{}^{(ON)} = 2.15$ GHz i $IL(@f_c^{(ON)}) = 1$ dB. Konfiguracijom filtra sa lučnim prekidačem je ostvarena razlika centralnih frekvencija propusnih opsega od 4.75 GHz.



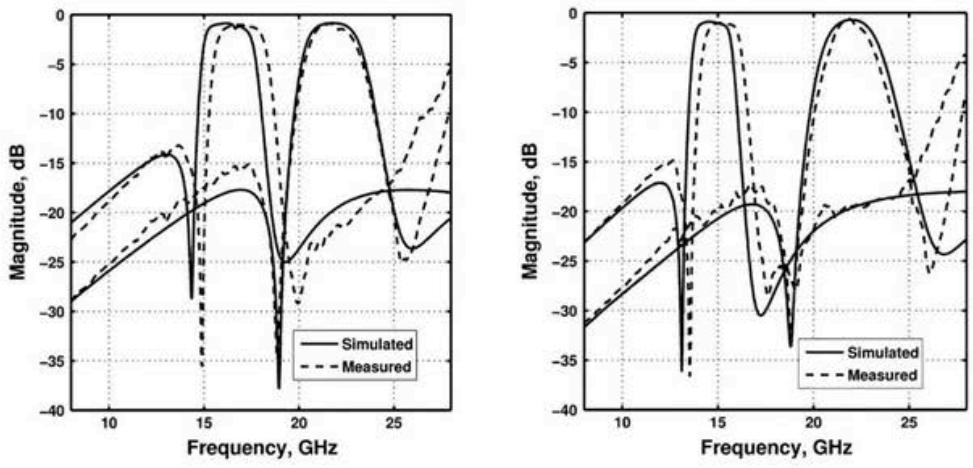
Slika 3.34 Minijaturni filtar sa četiri rezonatora i MEMS lučnim kapacitivnim prekidačima [77]



Slika 3.35 Minijaturni filtar sa četiri rezonatora i MEMS konzolnim kapacitivnim prekidačima [77]

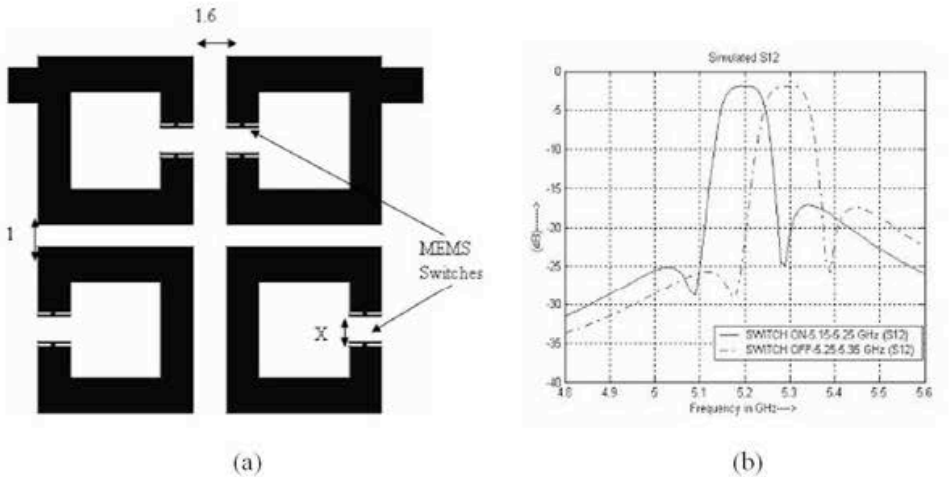
Filtar sa konzolnim prekidačem, čiji su rezultati prikazani na slici 3.35(b), ima u isključenom stanju prekidača centar propusnog opsega na $f_c^{(OFF)} = 21.85$ GHz, uz jednodecibelsku širinu propusnog opsega od $BW_{1dB}^{(OFF)} = 1.22$ GHz i minimalno uneseno slabljenje $IL(@f_c^{(OFF)}) = 0.6$ dB. U uključenom stanju prekidača, centar propusnog opsega je $f_c^{(ON)} = 15.15$ GHz, uz $BW_{1dB}^{(ON)} = 1.57$ GHz i $IL(@f_c^{(ON)}) = 1$ dB. Konfiguracijom filtra sa lučnim prekidačem je ostvarena razlika centralnih frekvencija propusnih opsega od 6.7 GHz.

Značaj rada [77] je u tome što je demonstrirano da se primenom konfiguracije filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima predloženim u [63] i primenom savremenih tehnoloških postupaka mogu realizovati filtri propusnici opsega na višim mikrotalasnim frekvencijama sa promenljivim položajem propusnog opsega.



Slika 3.36 AFK filtara za dva stanja kapacitivnih MEMS prekidača:
(a) sa lučnim kapacitivnim prekidačima; (b) sa konzolnim kapacitivnim prekidačima [77]

Koncept filtra sa promenljivim frekvencijskim položajem propusnika opsega je predlože u radu [78] u kome je citiran rad [63]. Predložena je konfiguracija prikazana na slici 3.37(a) kod koje su MEMS prekidači montirani na krajevima rezonatora sa otvorenom petljom kako bi menjali rastojanje između otvorenih krajeva rezonatora (označeno sa X). Na osnovu simuliranih rezultata prikazanih na slici 3.37(b) razlika između centralnih frekvencija propusnog opsega filtra za dva položaja prekidača bi bila 5.2 GHz i 5.31 GHz.



(a) (b)

Slika 3.37 Izgled i AFK promenljivog filtra sa MEMS prekidačima [78]

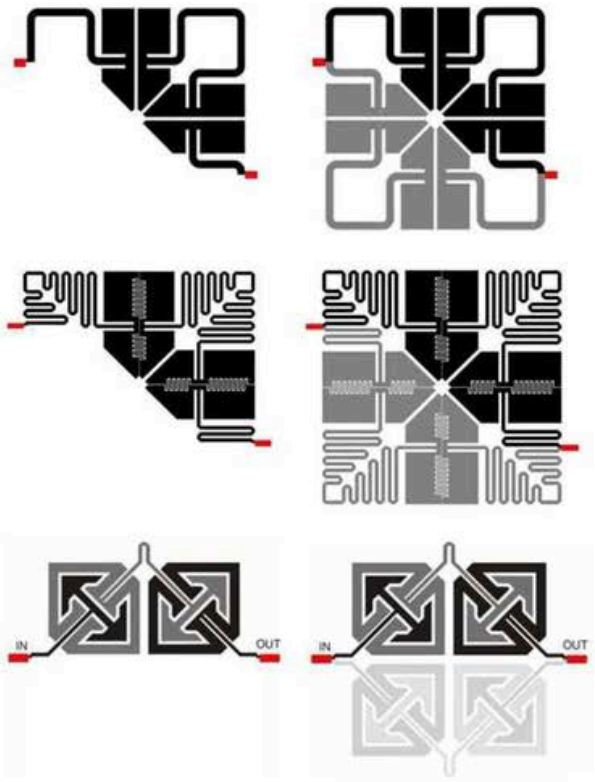
4 TEORIJSKA ANALIZA FPO SA KAPACITIVNO SPREGNUTIM REZONATORIMA

Metodologija projektovanja koja je korišćena za realizaciju primera prikazanih u poglavlju 3 ove disertacije nije omogućavala punu kontrolu nad električnim osobinama filtara, naročito u pogledu širine propusnog opsega, kao i frekvencijskog položaja transmisionih nula, što je pre svega bila posledica nedovoljnog poznavanja relacija između vrednosti komponenti filtra i njegovih električnih karakteristika. Opisana metodologija se zasnivala na poznavanju ekvivalentne električne šeme filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima i optimizaciji vrednosti ključnih komponenti pomoću programa za analizu električnih mreža, odnosno elektromagnetnu analizu planarnih struktura. I pored malog broja promenljivih, uobičajene automatske optimizacione metode, kao što su gradijentna, minimaks, Njutnova, kvazi Njutnova, random..., često nisu davale konvergentna rešenja, što je ukazivalo na složenu, nelinearnu i nemonotonu zavisnost između fizičkih parametara filtra i njegovih električnih osobina. Na osnovu tih rezultata nametao se zaključak da je za efikasniju sintezu planarnih filtara propusnika opsega sa kapacitivno spregnutim rezonatorima potrebno bolje teorijsko poznavanje njihovih osobina. Zbog toga je izvršena analiza koja je izložena u ovom poglavlju. Rezultat te analize su matematičke relacije koje precizno opisuju vezu između električnih osobina filtra i vrednosti komponenti filtra što omogućava sintezu ove vrste filtara bez upotrebe iterativnih optimizacionih metoda.

4.1 Opšte osobine antiparalelne konfiguracije

Posmatranjem filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima prikazanim u poglavlju 3, na slikama 3.6, 3.8, 3.13, 3.16, 3.20 i 3.24 može se uočiti da štampana kola svih filtara imaju centralnu simetriju, tj. simetriju u odnosu na jednu središnu tačku. Kao posledica takve simetrije, sva štampana kola ovih filtara se mogu podeliti na dve identične, međusobno simetrične podmreže. Na slici 4.1 su prikazana tri primera filtara sa kapacitivno spregnutim rezonansama iz poglavlja 3 kod kod kojih su različitom nijansom osenčene dve međusobno simetrične podmreže. Na levoj strani slike 4.1 je za svaki filtara izdvojeno prikazana jedna od

dve identične podmreže koje ga obrazuju. Crvenom bojom su označeni pristupni mikrostrip vodovi.



Slika 4.1 Formiranje filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima paralelnim spajanjem dve identične asimetrične podmreže suprotne orijentacije

Svaka od prikazanih podmreža je asimetrična, bilo u pogledu različitih dužina induktivnih linija sa leve i desne strane, kao u slučaju gornja dva primera sa slike 4.1, bilo u pogledu različitih vrednosti uzemljenih kondenzatora, kao u slučaju trećeg primera sa slike 4.1.

Polazeći od ove osobine, može se konstatovati da svi filtri koji su predmet ove disertacije imaju istu opštu topologiju koja se sastoji od paralelne veze dve suprotno orjentisane, identične, pasivne, recipročne i asimetrične dvoprilazne podmreže bez gubitaka.

Najopštije posmatrano, elementarna dvoprilazna podmreža je definisana svojom transmisionom matricom:

$$\vec{\mathbf{T}} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

Pošto je elementarna podmreža asimetrična, njena ulazna i izlazna impedansa se međusobno razlikuju tako da za A i D članove transmisione matrice (4.1) važi:

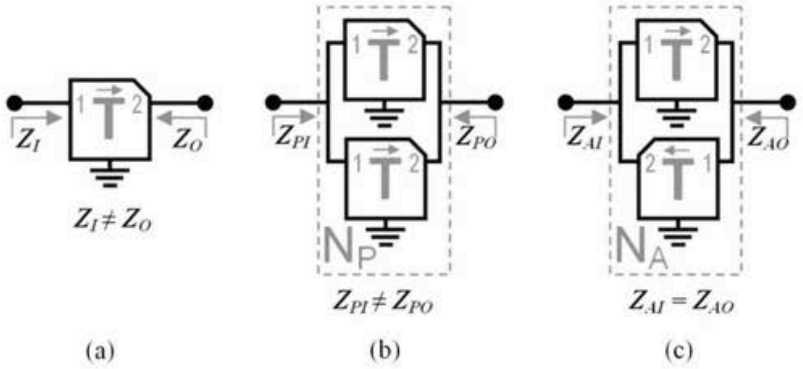
$$A \neq D \tag{4.2}$$

Takođe, pošto je bazična podmreža recipročna važi da je:

$$AD - BC = 1 \tag{4.3}$$

Koristeći članove transmisione matrice bazične podmreže (4.1), transmisiona matrica suprotno orjentisane asimetrične podmreže se može predstaviti kao:

$$\overleftarrow{\mathbf{T}} = \begin{bmatrix} D & B \\ C & A \end{bmatrix} \tag{4.4}$$



Slika 4.2 Bazična asimetrična podmreža (a) i dva načina njenog povezivanja: paralelno (b) i antiparalelno (c)

Kao što je ilustrovano na slici 4.2, dve identične bazične podmreže mogu biti paralelno vezane na dva različita načina:

Tako da im međusobno budu spojeni portovi jednakih impedansi, čime se obrazuje asimetrična rezultujuća mreža kao što je prikazano na (Sl.4.1.b). Za ovakve veze će se u ostatku teksta koristiti pojmovi **paralelna veza**, **paralelna konfiguracija**, odnosno **paralelna mreža**.

Tako da im međusobno budu spojeni portovi različitih impedansi, čime se obrazuje simetrična rezultujuća mreža (slika.4.2.c). Za ovakve veze će se u ostatku teksta koristiti pojmovi **antiparalelna veza**, **antiparalelna konfiguracija**, odnosno **antiparalelna mreža**.

Za filtre koji su predmet ove disertacije može se reći da imaju antiparalelnu konfiguraciju, pri čemu ispunjavaju i dodatni uslov da se njihova ekvivalentna mreža ne može redukovati na neku jednostavniju konfiguraciju, kao što je na primer standardna filtarska lestvičasta struktura sastavljenom od fizički ostvarivih pasivnih komponenti čije su vrednosti realne i pozitivne. Relativno je lako dokazati da ni jedna paralelna veza dve

proizvoljne identične pasivne mreže ne ispunjava dodatni uslov. Naime, kod takve mreže, čvorovi koji pripadaju različitim paralelnim granama, a koji su na podjednakom rastojanju od ulaznog pristupa, se nalaze na istim potencijlima. Samim tim, odziv te mreže je identičan odzivu mreže koja bi se dobila kada bi se međusobno spojili svi parovi čvorova jednakog potencijala koji pripadaju različitim granama. To opet znači da je paralelna veza dve identične podmreže uvek ekvivalentna mreži koja ima identičnu konfiguraciju kao polazna podmreža sa dva puta manjim impedansama u svakoj od svojih grana. Ovo se lako pokazuje i preko odgovarajućih mrežnih matrica.

Koristeći elemente transmisione matrice $\vec{\mathbf{T}}$ (4.1) mogu se pomoću izraza za konverziju matrica dvopristupnih električnih mreža datih u Prilogu 1/Apendix I izračunati i ostale matrice koje se koriste za opisivanje bazične podmreže, kao na primer Y matricu:

$$\vec{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} \frac{D}{B} & -\frac{AD-BC}{B} \\ -\frac{1}{B} & \frac{A}{B} \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

Relacija (4.5) se može uprostiti primenom relacije (4.3) čime se dobija:

$$\vec{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} \frac{D}{B} & -\frac{1}{B} \\ -\frac{1}{B} & \frac{A}{B} \end{bmatrix} \tag{4.6}$$

Y matrica koja odgovara podmreži suprotne orijentacije, u funkciji članova transmisione matrice bazične podmreže je:

$$\overleftarrow{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} \frac{A}{B} & -\frac{1}{B} \\ -\frac{1}{B} & \frac{D}{B} \end{bmatrix} \tag{4.7}$$

Tako da je Y matrica antiparalelne mreže N_A sa slike 4.2c, u funkciji elemenata transmisione matrice bazične podmreže (4.1) data izrazom:

$$\mathbf{Y}_A = \vec{\mathbf{Y}} + \overleftarrow{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} \frac{A+D}{B} & -\frac{2}{B} \\ -\frac{2}{B} & \frac{A+D}{B} \end{bmatrix} \tag{4.8}$$

Matričnom konverzijom [Y]⇒[T] se iz relacije (4.8) dobija transmisiona matrica antiparalelne mreže N_A u funkiciji elemenata transmisione matrice (4.1):

$$\mathbf{T}_A = \begin{bmatrix} \frac{A+D}{2} & \frac{B}{2} \\ \frac{(A+D)^2-4}{2B} & \frac{A+D}{2} \end{bmatrix} \tag{4.9}$$

Korišćenje relacije (4.3) omogućava eliminisanje člana C iz relacije (4.5), tako da u relaciji (4.9) za transmisionu matricu mreže N_A figurišu samo tri člana transmisione matrice bazične podmreže: A, B i D. Pogodnom smenom, moguće je istu matricu definisati korišćenjem članova A, D i C:

$$\mathbf{T}_A = \begin{bmatrix} \frac{A+D}{2} & \frac{AD-1}{2C} \\ \frac{\left((A+D)^2-4\right)C}{2(AD-1)} & \frac{A+D}{2} \end{bmatrix} \tag{4.10}$$

Ili u obliku u kome figurišu sva četiri člana bazične podmreže A, B, C i D:

$$\mathbf{T}_A = \begin{bmatrix} \frac{A+D}{2} & \frac{B}{2} \\ 2C+\frac{(A-D)^2}{2B} & \frac{A+D}{2} \end{bmatrix} \tag{4.11}$$

Radi kraćeg pisanja, korisno je uvesti operator, označen sa "||", za izračunavanje transmisione matrice paralelne veze dve proizvoljne dvopristupne podmreže, u funkciji elemenata transmisionih matrica podmreža. Ovaj operator je definisan sledećom relacijom:

$$\begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \parallel \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A_1B_2+A_2B_1}{B_1+B_2} & \frac{B_1B_2}{B_1+B_2} \\ \frac{A_1D_2+A_2D_1+B_1C_2+B_2C_1-2}{B_1+B_2} & \frac{B_1D_2+B_2D_1}{B_1+B_2} \end{bmatrix} \tag{4.12}$$

Ovaj operator objedinjuje sledeće operacije: konverziju datog para transmisionih matrica podmreža u odgovarajuće Y matrice, zatim sabiranje dobijenih Y matrica i konverziju zbirne Y matrice u transmisionu matricu rezultantne mreže. Ovako definisan operator paralelne veze transmisionih matrica objedinjuje zapravo sve matrične operacije koje su potrebne za dobijanje relacija (4.9-4.11) tako da se njegovim korišćenjem transmisiona matrica mreže N_A može izraziti kao:

$$\mathbf{T}_A = \vec{\mathbf{T}} \parallel \overleftarrow{\mathbf{T}} \tag{4.13}$$

dok se transmisiona matrica paralelne mreže N_P sa slike 4.2b može izraziti kao:

$$\mathbf{T}_P = \vec{\mathbf{T}} \;||\; \vec{\mathbf{T}} \tag{4.14}$$

što kako rezultat daje transmisionu matricu paralelne veze u funkciji članova transmisione matrice bazične podmreže:

$$\mathbf{T}_P = \begin{bmatrix} A & B/2 \\ 2C & D \end{bmatrix} \tag{4.15}$$

Za simetrično opterećenu bazičnu podmrežu kod koje je impedansa generatora jednaka impedansi potrošača (Z_p=Z_g=Z_0) može se, korišćenjem relacija za matričnu konverziju [T]⇒[S] datih u Apendix-u I, Prilog 1, dobiti matrica S parametara u funkcuji transmisionih parametara matrice (4.1). Tako je S matrica bazične podmreže sa slike 4.2a jednaka:

$$\mathbf{S}_O = \begin{bmatrix} \dfrac{A+B/Z_0-Z_0C-D}{A+B/Z_0+Z_0C+D} & \dfrac{2}{A+B/Z_0+Z_0C+D} \\ \dfrac{2}{A+B/Z_0+Z_0C+D} & \dfrac{-A+B/Z_0-Z_0C+D}{A+B/Z_0+Z_0C+D} \end{bmatrix} \tag{4.16}$$

Dok je S matrica paralelne veze dve identične bazične podmreže, sa slike 4.2b, jednaka:

$$\mathbf{S}_P = \begin{bmatrix} \dfrac{A+B/(2Z_0)-2Z_0C-D}{A+B/(2Z_0)+2Z_0C+D} & \dfrac{2}{A+B/(2Z_0)+2Z_0C+D} \\ \dfrac{2}{A+B/(2Z_0)+2Z_0C+D} & \dfrac{-A+B/(2Z_0)-2Z_0C+D}{A+B/(2Z_0)+2Z_0C+D} \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

I na kraju, S matrica antiparalelne veze dve identične podmreže, sa slike 4.2c jednaka:

$$\mathbf{S}_A = \begin{bmatrix} \dfrac{(AD-1)^2-(Z_0C)^2(A+D)^2+4(Z_0C)^2}{((AD-1)+Z_0C(A+D))^2-4(Z_0C)^2} & \dfrac{4Z_0C(AD-1)}{((AD-1)+Z_0C(A+D))^2-4(Z_0C)^2} \\ \dfrac{4Z_0C(AD-1)}{((AD-1)+Z_0C(A+D))^2-4(Z_0C)^2} & \dfrac{(AD-1)^2-(Z_0C)^2(A+D)^2+4(Z_0C)^2}{((AD-1)+Z_0C(A+D))^2-4(Z_0C)^2} \end{bmatrix} \tag{4.18}$$

Poređenjem matrica $\mathbf{S}_O$ i $\mathbf{S}_P$ datih relacijama (4.16) i (4.17) može se zaključiti da se u slučaju mreže N_P, tj. paralelne veze dve identične podmreže iste orijentacije, dobija AFK koju bi imala jedna podmreža simetrično opterećena impedansom udvostručene vrednosti ($2Z_0$). Sa druge strane, poređenjem matrica $\mathbf{S}_O$ i $\mathbf{S}_A$, datih relacijama (4.16) (4.18), može se uočiti da su brojioci i imenioci članova matrice S parametara, u slučaju matrica $\mathbf{S}_O$ i $\mathbf{S}_P$ linearne

funkcije, a u slučaju matrice $\mathbf{S}_A$ kvadratne funkcije članova transmisione matrice bazične podmreže. Ova osobina matrice $\mathbf{S}_A$ ukazuje na mogućnost da AFK antiparalelne mreže N_A može biti kvalitativno drugačija i složenija od AFK bazične podmreže, odnosno paralelne mreže N_P. Ova razlika između osobina paralelne i antiparalelne veze dve identične podmreže može postojati samo pod uslovom da je bazična podmreža N asimetrična, t.j. da zadovoljava uslov (4.2), pošto se u slučaju $A=D$, matrica $\mathbf{S}_A$ svodi na uprošćenu matricu $\mathbf{S}_P$:

$$\mathbf{S}_A \xrightarrow{A=D} \mathbf{S}_P \xrightarrow{A=D} \begin{bmatrix} \dfrac{B/(2Z_0)-2Z_0C}{2A+B/(2Z_0)+2Z_0C} & \dfrac{2}{2A+B/(2Z_0)+2Z_0C} \\ \dfrac{2}{2A+B/(2Z_0)+2Z_0C} & \dfrac{B/(2Z_0)-2Z_0C}{2A+B/(2Z_0)+2Z_0C} \end{bmatrix} \tag{4.19}$$

4.2 Određivanje frekvencijskog odziva antiparalelne veze najprostijih LC podmreža

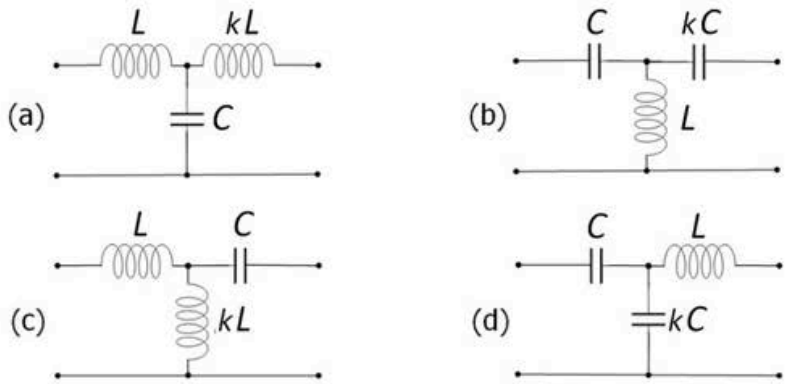
4.2.1 Eksplicitne relacije funkcija prenosa filtra sastavljenog od idealnih elemenata

Relacija (4.18) kojom su dati S parametri antiparalelne mreže N_A u funkciji parametara tranmisione matrice bazične podmreže je isuviše opšta, tako da se na osnovu nje ne mogu izvoditi konkretni zaključci o osobinama mreže N_A. U ovom poglavlju će se izvesti relacije za funkcije prenosa nekoliko najprostijih LC mreža, pri čemu će se analizirati samo filtri sa idealnim kapacitivnim i induktivnim elementima kod kojih induktivni elementi nisu međusobno spregnuti.

Proučavanje osobina mreže N_A za proizvoljnu LC konfiguraciju bazične podmreže bi bio veoma obiman posao, međutim, s obzirom na okvir istraživanja ove disertacije, mogu se eliminisati sve podmreže čija se antiparalelna veza može redukovati na filtar sa standardnom lestvičastom strukturom sastavljen od realnih i pozitivnih induktivnosti i kapacitivnosti. Ovaj kriterijum je uveden pošto je teorija standardnih lestvičastih filtara veoma dobro razvijena, tako da za njihovu sintezu već postoje metode i rešenja koja su detaljno opisana u klasičnoj udžbeničkoj literaturi. U traganju za najjednostavnijom LC podmrežom koja formira antiparalelnu mrežu, primena prethodnog kriterijuma eliminiše nekoliko najprostijih podmreža čija se antiparalelna veza neposredno svodi na standardnu lestvičastu konfiguraciju kao što su:

- sve LC podmreže sastavljene od jednog ili od dva elementa - pošto se neposredno svode na lestvičastu konfiguraciju;
- podmreže od tri elementa sa Δ konfiguracijom - takođe se neposredno svode na lestvičastu konfiguraciju;
- sve LC podmreže od tri elementa u Y konfiguraciji, sastavljene samo od induktivnih ili samo od kapacitivnih elemenata – primenom Y- Δ transformacije se svode na prethodni slučaj, a zatim na lestvičastu konfiguraciju.

Iz toga proizilazi da su najjednostavnije LC podmreže, koje zadovoljavaju prethodni kriterijum, sastavljene od bar tri neistovetna elementa u „Y“ konfiguraciji. Postoje četiri različita tipa takvih podmreža, koja su prikazana na slici 4.3.



Slika 4.3 Ekvivalentne šeme najjednostavnijih dvoprilaznih LC podmreža koje mogu formirati antiparalenu mrežu

Električne osobine svake podmreže sa slike 4.3 su definisane njihovom konfiguracijom, zatim bezdimenzionim koeficijentom (k) koji je jednak količniku veličina elemenata iste vrste unutar podmreže, kao i vrednostima nezavisnog induktivnog (L), odnosno kapacitivnog (C) elementna. Na taj način, sve AFK svih složenijih mreža sastavljenih od podmreža sa slike 4.3 mogu biti izražene funkcijama u kojima će, pored frekvencije kao nezavisno promenljive, figurisati samo tri parametra (C, L, k).

Matričnim množenjem odovarajućih transmisionih matrica rednih ili paralelnih L i C elemenata dobijaju se transmisone matrice podmreža sa slike 4.3 u funkciji kružne frekvencije i parametra C, L i k. Tako je odgovarajuća transmisiona matrica za podmrežu sa slike 4.2a data izrazom:

$$\vec{\mathbf{T}}_a = \begin{bmatrix} 1-\omega^2 CL & i\omega L\left(1-k\left(1-\omega^2 CL\right)\right) \\ i\omega C & 1-\omega^2 kCL \end{bmatrix} \tag{4.20}$$

za podmrežu sa slike 2.3b:

$$\vec{\mathbf{T}}_b = \begin{bmatrix} 1-\dfrac{1}{\omega^2 CL} & -\dfrac{i}{\omega C}\left(1-\dfrac{1}{k}\left(1-\dfrac{1}{\omega^2 CL}\right)\right) \\ -\dfrac{i}{\omega L} & 1-\dfrac{1}{\omega^2 kCL} \end{bmatrix} \tag{4.21}$$

za podmrežu sa slike 2.3c:

$$\vec{\mathbf{T}}_c = \begin{bmatrix} 1+\dfrac{1}{k} & i\omega L - i\dfrac{1+k}{\omega kC} \\ -\dfrac{i}{\omega\ kL} & 1-\dfrac{1}{\omega^2 kCL} \end{bmatrix} \tag{4.22}$$

za podmrežu sa slike 2.3d:

$$\vec{\mathbf{T}}_d = \begin{bmatrix} 1+k & i(1+k)\omega L - \dfrac{i}{\omega C} \\ i\omega kC & 1-\omega^2 kCL \end{bmatrix} \tag{4.23}$$

Poređenjem (4.20) i (4.21), odnosno (4.22) i (4.23), može se primetiti da su podmreže (a) i (b), odnosno (c) i (d), sa slike 4.3, međusobno dualne, što znači da se, na primer, transmisiona matrica $\mathbf{T}_c$ može transformisati u transmisionu matricu $\mathbf{T}_d$ primenom smena koje se primenjuju za transformaciju niskopropusnog u visokopropusni filtar:

$$k_{(d)} = \frac{1}{k_{(c)}}, \quad C_{(d)} = \frac{1}{L_{(c)}}, \quad L_{(d)} = \frac{1}{C_{(c)}}, \quad (i\omega)_{(d)} = \frac{1}{(i\omega)_{(c)}} \tag{4.24}$$

Opisno tumačenje izraza (4.24) bilo bi da podmreže sa slike 4.3.(c) i slike 4.3(d), čije su vrednosti odgovarajućih elemenata međusobno recipročne, imaju AFK koje su, u logaritamskoj razmeri frekvencijske ose, uzajamno simetrične u odnosu na jediničnu kružnu frekvenciju. Ova osobina omogućava da se analizira samo jedan filtar u svakom od dualnih parova, a da se na osnovu rezultata dobijenih tom analizom, AFK i vrednosti komponenti drugog filtra izračunaju primenom (4.24). Na taj način se prototipovi filtara razvijeni na osnovu jedne konfiguracije bazične podmreže mogu neposredno primeniti za dobijanje filtara sastavljenih od dualne bazične podmreže, koji imaju unapred predvidive, t.j. simetrične AFK.

Primenom (4.18) na (4.20-4.23) dobijaju se izrazi za S-parametre antiparalelne dvopristupne mreže simetrično opterećene jediničnom otpornošću (R=1Ω) i sastavljene od identičnih parova odgovarajućih podmreža (a-d) sa slike 4.3 u obliku:

$$\mathbf{S}_{Ax} = \begin{bmatrix} \dfrac{SB_{x1}(C,L,k,\omega)}{SI_x(C,L,k,\omega)} & i\cdot\dfrac{SB_{x2}(C,L,k,\omega)}{SI_x(C,L,k,\omega)} \\ i\cdot\dfrac{SB_{x2}(C,L,k,\omega)}{SI_x(C,L,k,\omega)} & \dfrac{SB_{x1}(C,L,k,\omega)}{SI_x(C,L,k,\omega)} \end{bmatrix}, \quad x = a,b,c,d \tag{4.25}$$

Pri čemu S parametri imaju kompleksni polinom $SI_x(C,L,k,\omega)$ kao zajednički imenilac, dok su im brojioci $SB_{x1}(C,L,k,\omega)$ i $SB_{x2}(C,L,k,\omega)$ realni polinomi kružne frekvencije.

Za antiparalelne dvopristupne mreže sastavljene od podmreža sa slike 4.3a, imenioci i brojioci matrice S parametara (4.25) su dati izrazima:

$$SI_a(C,L,k,\omega)= 4 +[2i + kCL^2\omega^3 - i\,(k+1)L\omega(C\omega - i)]^2 \tag{4.26}$$

$$SB_{a1}(C,L,k,\omega)= L\,\omega^2\,(L(1+k(1-LC\omega^2))^2+C(k+1)\,(C(k+1)\,L\omega^2-4) \tag{4.27}$$

$$SB_{a2}(C,L,k,\omega)=4L\omega(1+k(1-LC\omega^2)) \tag{4.28}$$

Koristeći (4.26-4.27) može se pokazati da za (4.25) važi:

$$\lim_{\omega\to 0}|\mathbf{S}_{Aa}| = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \forall C,L,k \tag{4.29}$$

Odnosno:

$$\lim_{\omega\to \infty}|\mathbf{S}_{Aa}| = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \forall C,L,k \tag{4.30}$$

Iz (4.29) i (4.30) sledi da je antiparalelna dvopristupna mreža, koja je sastavljena od podmreža sa slike 4.3a, po svojoj prirodi niskopropusni filtar i to bez obzira na vrednosti komponenti i parametra C, L i k. Ovaj rezultat se može očekivati s obzirom da je podmreža sa slike 4.3a sastavljena isključivo od niskopropusnih elemenata (rednih induktivnosti i paralelnih kapacitivnosti).

Na isti način, za antiparalelnu dvopristupnu mrežu sastavljenu od podmreža sa slike 4.3.b, imenioci i brojioci matrice S parametara (4.25) su dati izrazima:

$$SI_b(C,L,k,\omega) = ((k+1)C\omega(L\omega - i) -1+ 4\,i\,kC^2L\omega^3 - i\,)(\,(k+1)C\omega(L\omega - i) -1) \tag{4.31}$$

$$SB_{b1}(C,L,k,\omega)=-(1+(k+1)\,C\omega^2((k+1)C-2L+((k+1)L-4kC\,)\,LC\omega^2)) \tag{4.32}$$

$$SB_{b2}(C,L,k,\omega)=4\,kC^2L\omega^3((k+1)\,CL\omega^2-1) \tag{4.33}$$

Koristeći (4.31-4.33) može se pokazati za (4.25) važi:

$$\lim_{\omega\to 0}|\mathbf{S}_{Ab}| = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \forall C,L,k \tag{4.34}$$

Odnosno:

$$\lim_{\omega\to\infty}|\mathbf{S}_{Ab}| = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \forall C, L, k \tag{4.35}$$

Iz (4.34) i (4.35) sledi da je antiparalelna dvopristupna mreža, koja je sastavljena od podmreža sa slike 4.3b, po svojoj prirodi visokopropusni filtar (što je i očekivano s obzirom da je sastavljena od visokopropusnih elemenata, rednih kapacitivnosti i paralelnih induktivnosti), i to bez obzira na vrednosti komponenti i parametra C, L i k. Ovaj zaključak je saglasan i sa činjenicom da su podmreže sa slike 4.3a i slike 4.3b međusobno dualne, odnosno da su njihove komponente povezane relacijom (4.24).

Za antiparalelnu dvopristupnu mrežu sastavljenu od para identičnih podmreža sa slike 4.3c, imenioci i brojioci matrice S parametara (4.25) su dati izrazima:

$$SI_c(C,L,k,\omega) = 4k^2C^2\omega^4 + [i + L\omega(-1 - iC\omega + k(-1 + C\omega(-2i + L\omega)))]^2 \tag{4.36}$$

$$SB_{c1}(C,L,k,\omega) = 1 + L((k+1)^2L - 2(2k+1)C)\,\omega^2 - CL^2((4k+1)C - 2k(k+1)L)\,\omega^4 + k^2C^2L^4\omega^6 \tag{4.37}$$

$$SB_{c2}(C,L,k,\omega) = 4kCL^2\omega^3\,(1 + k(1 - CL\omega^2)) \tag{4.38}$$

Za antiparalelnu dvopristupnu mrežu sastavljenu od para identičnih podmreža sa slike 4.3d, imenioci i brojioci matrice S parametara (4.25) su dati izrazima

$$SI_d(C,L,k,\omega) = 4C^2\omega^2 + [1 + C\omega(i(k+2) - (k+1)L\omega - ikLC\omega^2)]^2 \tag{4.39}$$

$$SB_{d1}(C,L,k,\omega) = -4C^2\omega^2 + C^2\omega^2(2 + k - kLC\omega^2)^2 + [1 - (k+1)LC\omega^2]^2 \tag{4.40}$$

$$SB_{d2}(C,L,k,\omega) = 4C\omega[1 - (k+1)LC\omega^2] \tag{4.41}$$

Koristeći (4.36-4.41) može se pokazati da za matrice S parametara (4.25) dvopristupnih antiparalelnih mreža sastavljenih od podmreža sa slike 4.3c i slike 4.3d važi:

$$\lim_{\omega\to 0}|\mathbf{S}_{Ax}| = \lim_{\omega\to\infty}|\mathbf{S}_{Ax}| = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, x = c, d \quad \forall C, L, k \tag{4.42}$$

Što znači da ovakve mreže i pri dovoljno niskim i pri dovoljno visokim frekvencijama potpuno reflektuju signale na svojim pristupima za sve realne i pozitivne vrednosti parametara C, L i k. Ovakve mreže mogu imati osobine pasivnih filtra propusnika opsega ukoliko postoji set realnih i pozitivnih vrednosti parametara C, L i k za koje, na nekoj frekvenciji ω_0 važi:

$$\exists\{C > 0, L > 0, k > 0\}, \quad |\mathbf{S}_{Ax}(\omega_0)| = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, x = c, d \tag{4.43}$$

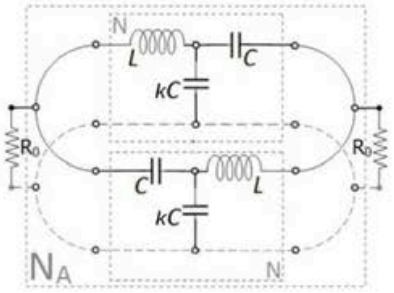
S obzirom na dobro poznate relacije za transliranje centralne frekvencije propusnog opsega, kao i kompletne AFK filtra, skaliranjem vrednosti njegovih komponenti, korisno je odabrati da je $\omega_0 = 1$. Na taj način se nalaženjem seta vrednosti parametara $\{C, L, k\}$ koje zadovoljavaju (4.43) dobija prototip filtra propusnika opsega čija je frekvencija minimalnog slabljenja normalizovana na jediničnu kružnu frekvenciju, a koji se može skalirati na proizvoljnu centralnu radnu frekvenciju.

Pošto su podmreže sa slike 4.3c i slike 4.3d međusobno dualne, za njih važi transformacija (4.24) i sve posledice koje iz toga proizilaze. Pre svega, AFK međusobno dualnih mreža će biti uzajamno simetrične u odnosu na $\omega_0 = 1$, što može istovremeno biti i frekvencija minimalnog slabljenja, ukoliko je zadovoljeno (4.43). Kao posledica toga, antiparalalelna veza dve identične podmreže u oba slučaja obrazuje filtar propusnik opsega. Za bilo koji set parametara $\{C, L, k\}$, veličine komponenti dualne mreže se neposredno dobijaju primenom transformacije (4.24). Zbog toga će se dalje razmatrati samo podmreža sa slike 4.3d, koja je odabrana kao pogodnija za realizaciju s ozbirom da je u tehnologiji štampanih vodova, kao i u mnogim drugim proizvodnim tehnologijama, znatno lakše realizovati uzemljeni kondenzator nego uzemljenu zavojnicu.

Zanimljivo je da nijedna od konfiguracija prikazanih na slici 4.3 ne može formirati antiparalelnu mrežu sa osobinama filtra nepropusnika opsega.

4.3 Analiza elementarnog antipalarelenog filtra propusnika opsega

U prethodnom poglavlju je identifikovana najjednostavnija podmreža sastavljena od L i C elemenata čija antiparalelna veza može obrazovati filtar propusnik opsega, a koja se ne može redukovati na jednostavniju strukturu sastavljenu od pasivnih L i C komponenti. Na slici 4.4. je prikazan takav filtar koji će se u daljem tekstu označavati kao EAFPO (Elementarni Antiparalelni Filtar Propusnik Opsega).



Slika 4.4 Šema EAFPO formiranog antiparalelnom vezom dve identične podmreže sa slike 4.3d

Matrica S-parametara ovakvog filtra, simetrično opterećenog jediničnom otpornošću (R=1Ω), je data izrazom:

$$\mathbf{S}_{Ad} = \begin{bmatrix} \frac{SB_{d1}(C,L,k,\omega)}{SI_d(C,L,k,\omega)} & j\cdot\frac{SB_{d2}(C,L,k,\omega)}{SI_d(C,L,k,\omega)} \\ j\cdot\frac{SB_{d2}(C,L,k,\omega)}{SI_d(C,L,k,\omega)} & \frac{SB_{d1}(C,L,k,\omega)}{SI_d(C,L,k,\omega)} \end{bmatrix} \tag{4.44}$$

Gde su zajednički imenilac S-parametara, kao i brojioci dati izrazima (4.39-4.41). Kružne frekvencije nula S_{21} i S_{12} parametara se mogu izračunati rešavanjem po ω sledeće polinomske jednačine, dobijene izjednačavanjem brojioca $SB_{d2}(C,L,k,\omega)$ (4.41) sa nulom:

$$4C\omega(1-(k+1)LC\omega^2)=0 \tag{4.45}$$

što, pored ω_{Z0}=0 daje još par realnih rešenja suprotnog znaka, koja potiču od člana $(AD-1)$ iz izraza (4.18) i koja ne postoje kod S-parametara paralelne veze podmreža (4.17) ili S-parametara bazične podmreže (4.16), od kojih je jedno rešenje realno i pozitivno:

$$\omega_{Z1} = \frac{1}{\sqrt{(k+1)LC}} \tag{4.46}$$

Kružne frekvencije nula S_{11} i S_{22} parametara se mogu izračunati rešavanjem polinomske jednačine, po promenljivoj ω, koja se dobija izjednačavanjem brojioca $SB_{dl}(C,L,k,\omega)$, datim izrazom (4.40), sa nulom:

$$a_6\omega^6 + a_4\omega^4 + a_2\omega^2 + a_0 = 0 \tag{4.47}$$

Gde su:

$$a_6 = C^4L^2k^2$$

$$a_4 = C^2L(L+k\,(k+2)\,(L-2C))$$

$$a_2 = C(Ck(k+4) - 2L(k+1))$$

$$a_0 = 1$$

Izraz (4.47) je bi-kubna jednačina čije su nule:

$$\omega_{2n-1,2n} = \pm\sqrt{t_n} \tag{4.48}$$

Pri čemu su t_n nule kubnog polinoma:

$$P_3(t) = a_6 t^3 + a_4 t^2 + a_2 t + a_0 \tag{4.49}$$

Kod koga su a_6, a_4, a_2 i a_0 koeficijenti uz odgovarajuće članove bi-kubnog polinoma $P_6(\omega)$ iz jednačine (4.47).

S obzirom da su parametri C, L i k realni i pozitivni, koeficijent a_6, uz kubni član polinoma (4.49) je strogo pozitivan, tako da važi:

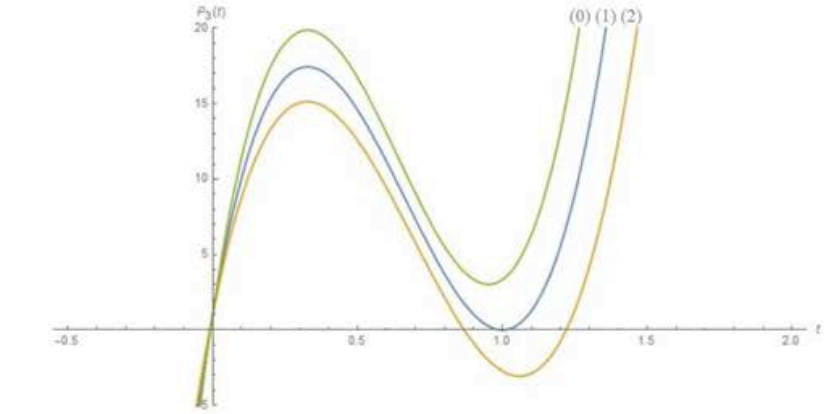
$$\lim_{t\to-\infty} \mathbf{P}_3(t) \to -\infty \tag{4.50}$$

$$\lim_{t\to+\infty} \mathbf{P}_3(t) \to +\infty \tag{4.51}$$

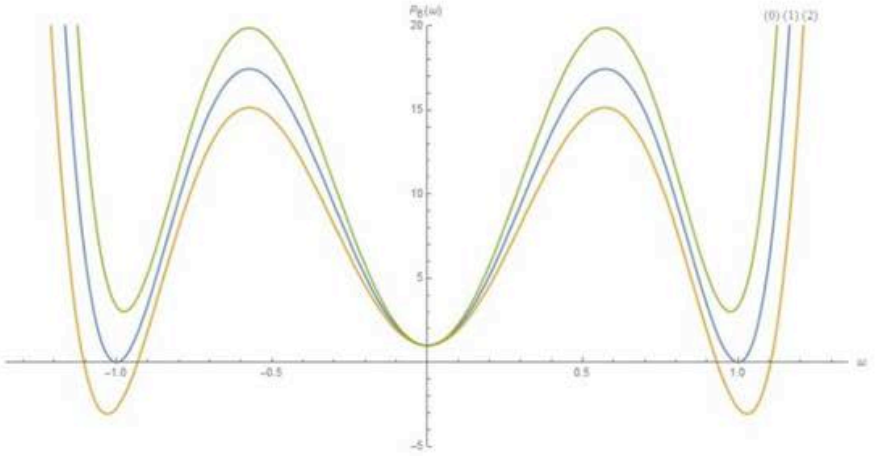
Dok na osnovu vrednosti slobodnog koeficijenta a_0 sledi:

$$\mathbf{P}_3(0) = a_0 = 1 \tag{4.52}$$

Na slici 4.5.a i 4.5.b su prikazani karakteristični primeri polinoma $P_3(t)$ i odgovarajući primeri polinoma $P_6(\omega)$, respektivno, za tri karakteristična slučaja koja se međusobno razlikuju po broju realnih i pozitivnih nula.



(a)



(b)

Slika 4.5 Grafici: (a) kubnog polinoma $P_3(t)$; i (b) odgovarajućeg bikubnog polinoma $P_6(\omega)$ za tri seta realnih i pozitivnih parametara C, L i k koji odgovaraju slučajevima:
(2) - sa dve različite realne pozitivne nule;
(1) - sa jednom dvostrukom realnom pozitivnom nulom;
(0) - bez ijedne realne pozitivne nule.

Pošto je $P_3(t)$ neprekidna funkcija, iz (4.50) i (4.52) proizilazi da na negativnom delu t-ose postoji makar jedna realna nula polinoma $P_3(t)$, kojoj odgovara par čisto imaginarnih nula polinoma $P_6(\omega)$. Na taj način polinom $P_3(t)$ može imati najviše dve realne nule na pozitivnom delu t-ose, kojima odgovaraju dve realne i pozitivne nule ($\omega_{p1} \neq \omega_{p2}$) polinoma $P_6(\omega)$. Takođe, s obzirom na (4.51) i (4.52), na pozitivnom delu t-ose može postojati i jedna dvostruka nula polinoma $P_3(t)$ kojoj odgovara dvostruka pozitivna nula ($\omega_{p1} = \omega_{p2}$) polinoma $P_6(\omega)$. Osim toga moguće je da polinom $P_3(t)$ nema ni jednu nulu na pozitivnom delu t-ose, u kom slučaju neće postojati ni jedno realno rešenje polinoma $P_6(\omega)$. Ova tri slučaja odgovaraju

filtrima propusnicima opsega sa nadkritičnom, kritičnom i podkritičnom spregom, respektivno.

Podkritična sprega, kod koje ne postoji nijedna realna S_{11} nula, istovremeno znači i povećano minimalno slabljenje u propusnom opsegu FPO-a tako da ne daje optimalne AFK filtra pa u najvećem broju slučajeva ne predstavlja željeni režim rada.

Kod nadkritične sprege postoje dve realne S_{11} nule, a samim tim dve tačke minimalnog slabljenja unutar propusnog opsega, što dovodi do proširenja propusnog opsega u odnosu na kritičnu spregu, ali i do pojave povećane talasnosti, odnosno lokalnog maksimuma slabljenja unutar propusnog opsega čija se vrednost može kontrolisati podešavanjem frekvencijskog razmaka između S_{11} nula.

Kritična sprega, za razliku od prethodne dve, je jednoznačno definisana, tako da je pogodna da bude usvojena kao referentno stanje u odnosu na koga su određene vrednosti komponenti prototipa filtra normalizovanog na ω=1 i R_0=1. Da bi se to postiglo, treba odrediti set parametara$\{C, L, k\}$ tako da je zadovoljen uslov:

$$\omega_{p1}=\omega_{p2}=1 \tag{4.53}$$

Prototip čije su vrednosti parametara izračunate na ovakav način se može skalirati da bi se dobio filtar propusnik opsega za proizvoljnu centralnu frekvenciju propusnog opsega, odnosno proizvoljno simetrično pasivno opterećenje. Takođe se prototip filtra koji zadovoljava uslov (4.53) može upotrebiti i kao osnova za dobijanje filtra sa nadkritičnom ili, eventualno, podkritičnom spregom, što se može vrlo lako ostvariti variranjem jednog ili više parametara filtra oko seta vrednosti $\{C, L, k\}$ koji odgovara kritičnoj sprezi.

Vrednosti $\{C, L, k\}$ koje zadovoljavaju (4.53) se mogu izračunati rešavanjem sistema jednačina:

$$SB_{d1}(C,L,k,\omega)\Big|_{\omega=1}=0 \tag{4.54}$$

$$\frac{\partial}{\partial\omega}SB_{d1}(C,L,k,\omega)\Big|_{\omega=1}=0 \tag{4.55}$$

Primenom (4.54) i (4.55) na (4.40) dobija se sistem od dve nelinearne jednačine sa tri promenljive:

$$(CL-1)^2(k^2C^2+1)+k^2C^2L^2-2kC(2C-L)(CL-1)=0 \tag{4.56}$$

$$((2CL-1)^2-(C^2-2)L^2)k^2C^2-2(L+4C^2L-2C(L^2+1))kC+2CL(CL-1)=0 \tag{4.57}$$

Sistem jednačina (4.56) i (4.57) ima višestruka rešenja od kojih, za realizaciju pasivnih filtara sastavljenih L i C komponenti, nisu upotrebljiva ona rešenja kod kojih je bilo koja od tri promenljive kompleksna, odnosno realna i negativna. Vrednost jedne od tri promenljive, C, L ili k se može proizvoljno zadavati iz opsega fizički ostvarivih veličina. Najpraktičnije je da to bude promenljiva koja u sistemu jednačina (4.56) i (4.57) ima najviši stepen, što je u ovom slučaju C, sa najvišim četvrtim stepenom, dok k i L imaju najviše drugi stepen. Rešenje sistema jednačina (4.56) i (4.57) nije moguće dobiti u zatvorenom obliku ali se realne i pozitivne vrednosti promenljivih k i L mogu sa proizvoljnom tačnošću izračunati numeričkim metodama.

Rešavanjem (4.56) po promenljivoj L dobija se izraz:

$$L = \frac{1+k(1+C(C(k+2)+\sqrt{4C^2-(k+2)^2}))}{C(C^2k^2+(k+1)^2)} \tag{4.58}$$

Da bi promenljiva L bila realna i pozitivna, tj. fizički ostvariva, diskriminanta izraza (4.58) ne sme biti negativna, iz čega proizilazi da, pri zadatoj vrednosti parametra C, parametar k mora imati vrednost u opsegu $0 < k < (2C - 2)$.

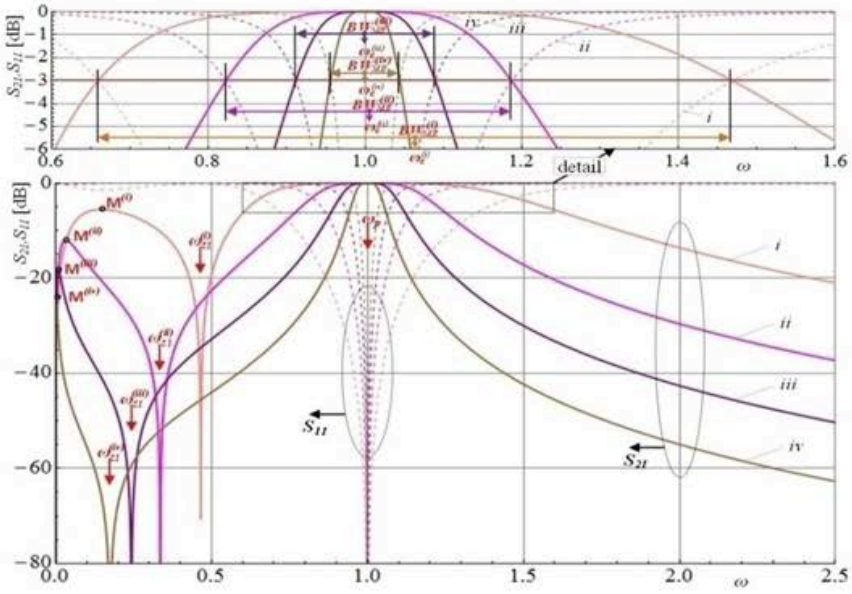
Slično prethodnom, rešavanjem jednačine (4.56) po k dobija se izraz iz koga se može izračunati da fizički ostvarive vrednosti promenljive L moraju biti u opsegu $0 < L < 2$.

Sistem jednačina (4.56) i (4.57) daje po jedan set realnih i pozitivnih rešenja za L i k, sa sve vrednosti nezavisne promenljive $C > 1.25$. U Apendix-u III, *PRILOG I*, je dat primer numeričkog izračunavanja vrednosti L i k, za proizvoljnu zadatu vrednost nezavisne promenljive C pomoću funkcije *FindRoot* u okviru programskog paketa *Mathematica*.

Tabela 4.1 Vrednosti parametara i glavnih karakteristika nekoliko EAFPO prototipova

	EAFPO parametri			Glavne karakteristike EAFPO-a				
	C	k	L	BW_{3dB}	ω_c	ω_{z1}	ω_M	$S_{21}(\omega_M)$
	1.5	0.795	1.162	85.9%	1.1024	0.565	0.307	-2.5 dB
i	2	1.8476	0.812	75.6%	1.0684	0.465	0.144	-5.6 dB
	3	3.9087	0.464	49.2%	1.0133	0.382	0.058	-9.4 dB
ii	4	5.9342	0.321	36.2%	1.0046	0.335	0.032	-12.0
	6	9.9574	0.197	23.8%	1.0012	0.278	0.014	-15.5
iii	8	13.9684	0.142	17.8%	1.0005	0.243	0.008	-18.0
	12	21.9790	0.091	11.8%	1.0001	0.200	0.003	-21.6
iv	16	29.9843	0.067	8.8%	1+61 µ	0.174	0.002	-24.1
	20	37.9875	0.053	7.1%	1+31 µ	0.156	1.25 m	-26.0
	32	61.9922	0.032	4.4%	1+7 µ	0.124	0.49 m	-30.1
	50	97.9949	0.020	2.8%	1+2 µ	0.099	0.20 m	-34.0
	64	125.996	0.016	2.2%	1+1 µ	0.088	0.12 m	-36.3
	100	197.997	0.010	1.4%	1+0.2 µ	0.071	0.05 m	-40.0

U Tabeli 4.1 su prikazane izračunate vrednosti promenljivih L i k za neke vrednosti nezavisno promenljive C od 1.5 do 100, kao i najznačajniji parametri AFK S-parametara odgovarajućih EAFPO, kao što su: širina 3 dB propusnog opsega (BW_{3dB}), centralna frekvencija propusnog opsega (ω_c), frekvencijski položaj nule S_{21} parametra (ω_{Z1}), kao i frekvencija (ω_M) i S_{21} magnitude lokalnog minimuma izolacije u okviru donjeg nepropusnog opsega.



Slika 4.6 AFK S-parametara za četiri osenčena EAFPO prototipa iz Tabele 4.1

Na slici 4.6 su prikazane AFK za četiri osenčena primera EAFPO prototipa iz Tabele 4.1, koje pokazuju da mreža N_A ima osobine filtra propusnika opsega sa dvostrukom S_{11} nulom na jediničnoj kružnoj frekvenciji. Može se videti da se selektivnost EAFPO povećava sa povećanem vrednosti kapacitivnosti C, tako da se npr. BW_{3dB} smanjuje sa 85.9%, za C=1.5 na 1.4% za C=100 i dalje sa povećanjem vrednosti kapacitivnosti filtra. Set vrednosti parametara $\{C, L, k\}$ koji zadovoljavaju (4.56) i (4.57) postoji za beskonačno velike vrednosti kapacitivnosti C tako da je najveća selektivnost koja se može realizovati EAFPO uslovljena jedino tehnološkim ograničenjima kao što su ukupni provodni i dielektrični gubici, kao i raspoloživa preciznost realizacije izračunatih vrednosti komponenata za odgovarajući prototip EAFPO. U gornjem nepropusnom opsegu izolacija monotono raste sa porastom frekvencije, kao i sa porastom vrednosti kapacitivnosti. Donji nepropusni opseg sadrži dve

S_{21} nule: jednu na nultoj frekvenciji (ω_{Z0}=0), i drugu (ω_{Z1}) na frekvenciji datoj izrazom (4.46). Između ove dve S_{21} nule postoji lokalni minimum izolacije u donjem nepropusnom opsegu, koji je na slici 4.5 označen tačkama $M^{(i)}$-$M^{(iv)}$. EAFPO prototipovi sa veoma širokim propusnim opsezima imaju slabu izolaciju (lošiju od $|S_{21}(\omega_M)| < 10$ dB) u tačkama lokalnog minimum donjeg nepropusnog opsega, što dovodi u pitanje njihovu praktičnu primenljivost. Sa povećanjem selektivnosti EAFPO, povećava se i minimalna vrednost izolacije u donjem nepropusnom opsegu, dok se frekvencijski položaj ω_M kao i ω_{Z1} pomera ka nižim frekvencijama. Pošto su, po definiciji, EAFPO prototipovi generisani na osnovu uslova postojanja dvostruke S_{11} nule normalizovane na jediničnu frekvenciju, centralna frekvencija propusnog opsega ω_c, računata kao geometrijska sredina gornje i donje granične frekvencije trodecibelskog propusnog opsega, će odstupati od jedinične vrednosti. Kao što je prikazano u Tabeli 1, to odstupanje iznosi nekoliko procenata za manje selektivne filtar (10.24% za C=1.5 i 1.33% za C=3), dok rapidno opada kod filtara sa većom selektivnošću. Ukoliko je potrebno, za manje selektivne EAFPO, vrednosti centralne frekvencije normalizovanih prototipova ω_c iz Tabele 4.1 se mogu primeniti za dodatno skaliranje vrednosti komponenata filtra radi preciznog pozicioniranja propusnog opsega.

S obzirom na način izvođenja, parametri L i k, kao i svaka od AFK EAFPO prototipova se može smatrati funkcijom samo jednog parametra, kapacitivnosti C. Zbog toga će se konkretan prototip ove vrste filtara označavati navođenjem vrednosti parametra C (koja može biti iskazana i realnim brojem) u zagradi, u indeksu, kao na primer $EAFPO_{(1.5)}$ za prvi prototip iz Tabele 4.1. Glavni nedostatak EAFPO je što se samo jedna njegova karakteristika može nezavisno postaviti na predefinisanu vrednost, izborom odgovarajuće vrednosti nezavisnog parametra C, čime se definišu vrednosti svih ostalih parametara, koje se moraju prihvatiti takve kave jesu. Drugim rečima, sve karakteristike EAFPO se moraju birati "u paketu", obično na osnovu najkritičnijeg parametra.

Drugi nedostatak EAFPO je što njegova topologija sadrži redni kondenzator koja nije sa obe strane povezana sa uzemljenim kondenzatorima. Ovakav redni kondenzator je nepodesan za realizaciju u većini planarnih tehnologija, što je detaljnije objašnjeno u poglavlju 4.3.2, u kome se razmatraju topologije planarnih filtara.

Predloženi metod generisanja EAFPO prototipa je značajan pošto se isti koncept može primeniti za analizu i poboljšanje FPO koji imaju znatno složeniju antiparalelnu konfiguraciju, a koji su ranije projektovani korišćenjem raznih aproksimativnih metoda. EAFPO su takođe odličan osnov za razvoj prototipova neznatno složenijih konfiguracija sa

znatno poboljšanim AFK, koji su pri tom znatno pogodniji za realizaciju u raznim planarnim tehnologijama.

4.3.1 Približno izračunavanje vrednosti komponenti EAFPO prototipa

Rešavanjem sistema nelinearnih jednačina (4.56) i (4.57) moguće je numeričkim metodama dobiti setove realnih i pozitivnih vrednosti parametara L i k parametara za proizvoljnu vrednost nezavisnog parametra $C > 1.25$. Za praktičnu primenu bi bilo korisno ukoliko bi rešenje zadovoljavajuće tačnosti moglo da se dobije u zatvorenom, analitičkom obliku. Rešavanjem (4.56) po promenljivoj L dobija se (4.58). Za vrednosti parametara C i k iz Tabele 4.1 dobijene numeričkim rešavanjem sistema jednačina (4.56) i (4.57) diskriminanta izraza (4.58) za veće vrednosti nezavisnog parametra C teži ka jedinici, tako da je:

$$4C^2 - (k+2)^2 \approx 1 \tag{4.59}$$

Rešavanjem približne jednačine (4.59) po parametru k dobija se:

$$k = \sqrt{4C^2 - 1} - 2 - o(C) \tag{4.60}$$

Gde je $o(C)$ razlika između tačne vrednosti parametra k i približne vrednosti dobijene rešavanjem (4.59). S obzirom na lošu izolaciju u donjem nepropusnom opsegu prototipova EAFPO kod kojih je $C < 2$, za praktičnu realizaciju filtara propusnika opsega su primenljivi prototipovi kod kojih je $C > 2$. U ovom opsegu je $o(C)$ monotono opadajuća funkcija koja se može dobro aproksimirati eksponencijalnom funkcijom u kojoj je argument parametar C:

$$o(C) \approx 0.20844C^{-3.047732} \tag{4.61}$$

Kod koje su dva koeficijenta dobijena „fitovanjem“ u opsegu $2 < C < 10$, u odnosu na vrednosti parametara k izračunate numeričkim rešavanjem sistema jednačina (4.56) i (4.57). Na taj način se dobija veoma približan izraz u zatvorenom obliku za parametar k u funkciji nezavisnog parametra C:

$$k \approx k_p = \sqrt{4C^2 - 1} - 2 - 0.20844C^{-3.047732} \tag{4.62}$$

Dok se približna vrednost parametra L dobija zamenom vrednosti k_p dobijene iz (4.62) u (4.58):

$$L \approx L_p = \frac{1 + k_p(1 + C(C(k_p + 2) + \sqrt{4C^2 - (k_p + 2)^2}))}{C(C^2 k_p^2 + (k_p + 1)^2)} \tag{4.63}$$

U Tabeli 4.2. su upoređene tačne vrednosti parametara k i L, koje su dobijene numeričkim rešavanjem sistema nelinearnih jednačina (4.56) i (4.57), sa odgovarajućim približnim vrednostima k_p i L_p dobijenim iz zatvorenih izraza (4.62) i (4.63).

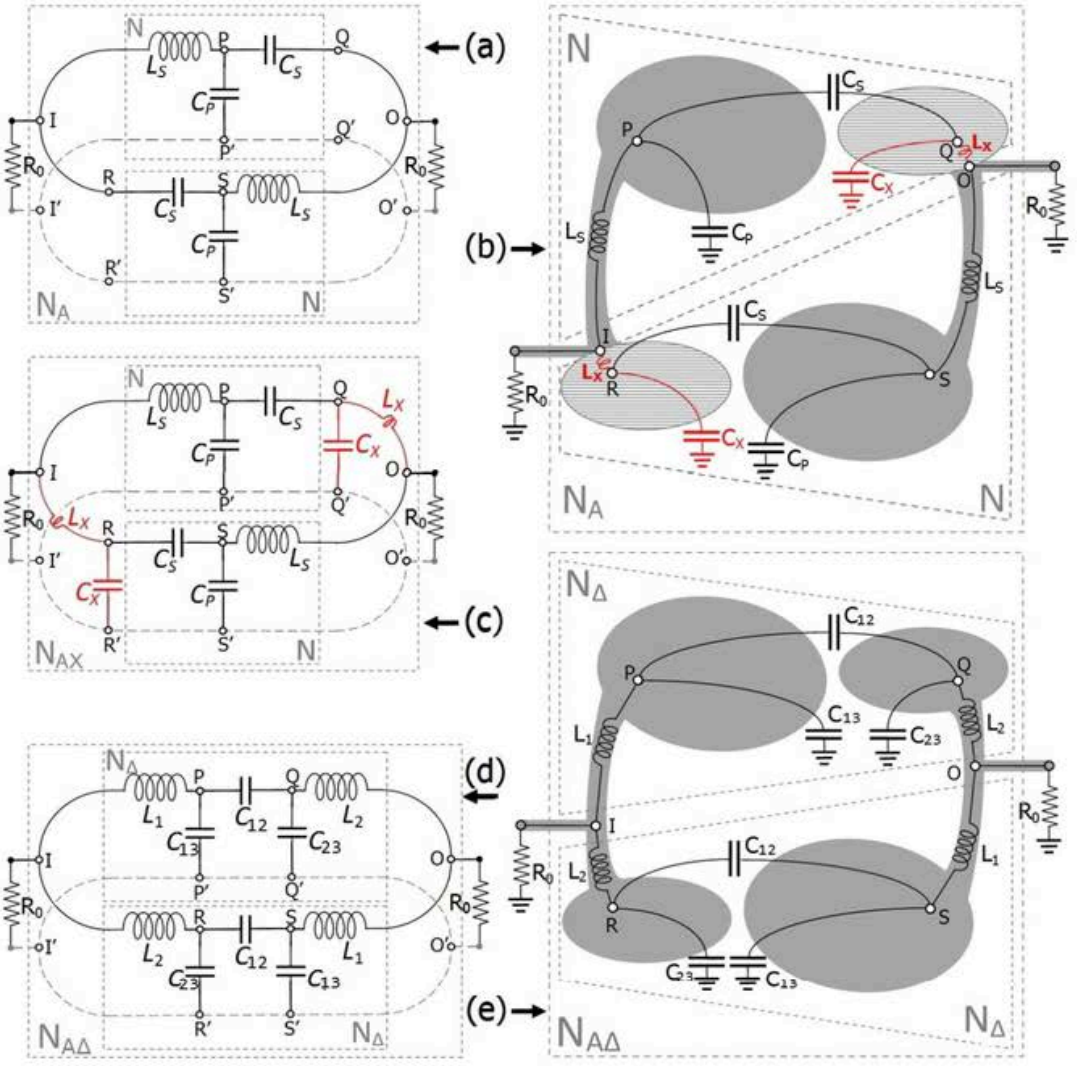
Tabela 4.2 Poređenje tačnih i približnih vrednosti parametara EAFPO prototipova. U kolonama sa pribižnim vrednostima su podvučene cifre koje se razlikuju od tačnih vrednosti.

	Tačne vrednosti (4.56) i (4.57)		Približne vrednosti (4.62)	(4.63)	Relativna greška	
C	k	L	k_p	L_p	ε_k	ε_L
1.5	0.794999	1.161953	0.767850	1.180406	-3.41×10^{-2}	1.59×10^{-2}
2	1.847593	0.811551	1.847776	0.811466	9.9×10^{-5}	-1.05×10^{-4}
4	5.93422662	0.320743906	5.93420559	0.320745784	-3.5×10^{-6}	5.85×10^{-6}
6	9.95737966	0.196851666	9.95737484	0.196851837	-4.8×10^{-7}	8.68×10^{-7}
8	13.9683501	0.141631426	13.9683507	0.141631413	4.76×10^{-8}	-8.8×10^{-8}
12	21.9790487	0.090573105	21.9790504	0.090573091	8.1×10^{-8}	-1.5×10^{-7}
16	29.9843253	0.066530219	29.9843266	0.066530213	4.31×10^{-8}	-8.3×10^{-8}
20	37.9874745	0.052563279	37.9874754	0.052563277	2.33×10^{-8}	-4.5×10^{-8}

Može se uočiti da je relativna greška, čak i za $C = 1.5$, što je van oblasti fitovanja funkcije razlike $o(C)$, reda nekoliko procenata ($\varepsilon_k = -3.41\%$, $\varepsilon_L = 1.59\%$), dok je u svim ostalim slučajevima za nekoliko redova veličine manja. To znači da se primenom približnih izraza (4.62) i (4.63) dobijaju vrednosti parametara k i L sa dovoljnom tačnošću za najzahtevnije tehnološke postupke koji se koriste za realizaciju filtara propusnika opsega. Sa druge strane, pošto su ovo izrazi u zatvorenom obliku, mnogo su pogodniji za primenu u programima za modelovanje AFK svih prototipova EAFPO, kao što je prikazano u primeru napisanom u programskom paketu Mathematica koji je dat u Apendix-u II, Prilog XX, kao i u primeru simulacije EAFPO i PAFPO filtara u programskom paketu ADS, datom u Apendix-u III, Prilozi 1 i 2.

4.4 Opšta topologija planarnih antiparalelnih filtara sa kapacitivnom spregom

Na slici 4.7a je data ekvivalentna šema mreže N_A sastavljene od antiparalelne veze dve identične asimetrične bazične podmreže N. Realizacija mreža N_A u nekoj od planarnih tehnologija iziskuje realizaciju L i C komponenti u vidu transmisionih vodova.



Slika 4.7 (a) Ekvivalentna šema antiparalelna mreža N_A sastavljena od podmreže sa Sl. 2.3d; (b) Opšti izgled mreže N_A u planarnoj (mikrostrip) tehnici; (c) Ekvivalentna šema mreže N_{AX} proširena sa dominantim parazitnim elementima C_X i L_X; (d) Modifikovana antiparalelna mreža $N_{A\Delta}$; (e) Opšti izgled realizacije modifikovane mreže $N_{A\Delta}$ u mikrostrip tehnici

Na slici 4.7(b) su, na primeru mikrostripa, ilustrovani problemi koji se mogu javiti pri realizaciji ekvivalentne šeme sa slike 4.7(a) u planarnoj tehnici. Osnovni problem proističe iz potrebe da se realizuje specificirana vrednost serijskog kapacitivnog elementa *Cs*, između tačaka P i Q (odnosno R i S), pri čemu, kao što se vidi na slici 4.7a, između tačke P (odnosno S) i referente mase postoji, a između tačke Q (odnosno R) i referentne mase ne postoji kapacitivni element. To iziskuje da par provodnih površi koje formiraju kapacitivnost C_S budu realizovane tako da jedna od tih njih bude u blizini referentne mase, kako bi sa njom formirala kapacitivnost C_P, a druga što više (u idealnom slučaju beskonačno) udaljena od referentne mase, kako ne bi formirala neželjenu kapacitivnu spregu sa masom. Na slici 4.7(b) je šrafiran deo rezonatora koji je udaljen od referentne mase. Ova dva oprečna zahteva je teško ostvariti na jednostavnim vrstama štampanih podloga kao što je mikrostrip, ba bi se morala koristiti neka složenija planarna struktura. Ona bi u praksi bila realizovana delimičnim uklanjanjem metalizacije, koja obrazuje referentnu masu, ispod i u neposrednoj blizini šrafiranog dela rezonatora sa slike 4.7(b). Ovim bi se dobila neka planarna struktura u kojoj referentna masa nije homogena metalizovana površi. Ovakva struktura se, strogo gledano, ne može više klasifikovati kao mikrostrip, već kao opštija dvoslojna štampana struktura, kao što su, na primer, DGS, PBG ili GPA [114]. Nabrojane strukture su složenije od mikrostripa i po pravilu se koriste za realizaciju planarnih komponenti poboljšanih karakteristika. U svim praktičnim realizacijama, šrafirana površ koja učestvuje u formiranju kapacitivnosti C_S, formiraće i parazitnu kapacitivnost (obeleženu sa C_X na slikama 4.7b i 4.7c) između tačaka Q (odnosno R) i mase, kao i parazitnu serijsku induktivnost L_X između kapacitivnosti C_S i spoja ulaznog, odnosno izlaznog pristupa, i redne induktivnosti L_S. Ove dve parazitne komponente će u većoj ili manjoj meri uticati na AFK mreže N_A, zavisno od vrednosti ostalih komponenti. Na slici 4.7c je prikazano ekvivalentna šema planarne realizacije kola N_A sa slike 4.7b koja sadrži i dva dominantna parazitna elementa: C_X i L_X. Njihovo postojanje se ne može izbeći, ali se polazna ekvivalentna šema sa slike 4.7a može proširiti elementima L_2 i C_{23} čije će se vrednosti sadržavati i vrednosti parazitnih elemenata C_X i L_X. Uvođenjem dodatnih elemenata se omogućava jednostavna realizacija filtra u mikrostrip tehnici pomoću dva kapacitivno spregnuta rezonatora, kao što je prikazano na slici 4.7d, bez obzira što je ekvivalentna električna šema složenija. Naime, pri projektovanju kola sa slike 4.7c u planarnoj tehnici ne postoje oprečni zahtevi pri realizaciji redne kapacitivnosti C_S, tako da referentna masa može da bude uniformna metalizovana površina, kao u slučaju mikrostrip-a, ili više uniformnih metalizovanih površina, kao u slučaju *stripline* strukture. Proširena filtarska struktura sa slike 4.7d omogućava realizaciju mikrostip filtara

propusnika opsega čije AFK ne podležu ograničenjima koja važe za EAFPO. Takođe, konfiguracija sa slike 4.7d je opštija, tako da sve relacije koje opisuju njene električne osobine važe i za konfiguraciju sa slike 4.7a, u graničnom slučaju kada $C_{23} \to 0$ i $L_2 \to 0$.

4.4.1 Alternativne konfiguracije podmreže N_Δ

Osim podmreže N_Δ, prikazane na slici 4.7d, postoje i druge podmreže, različitih konfiguracija, čije su transmisione matrice identične matrici podmreže N_Δ i koje su joj samim tim električni ekvivalentne. Tri primera takvih podmreža je prikazano na slici 4.8 (b, c i d). Podmreže N_Δ, N_Y, $N_{B\Delta}$ i N_{BY} se međusobno razlikuju po načinu povezivanja kapacitivnih elemenata (Y ili Δ veza, tj. zvezda ili trougao), kao i po balansnoj, odnosno nebalansnoj konfiguraciji. Vrednosti kapacitivnih elemenata, C_1, C_2 i C_3, konfiguracija sa slike 4.8b i slike 4.8d se mogu odrediti na osnovu vrednosti C_{12}, C_{13} i C_{23} sa slike 4.8a i slike 4.8c primenom relacija za Δ-Y transformaciju:

$$C_1 = \frac{C_{13}C_{23} + C_{13}C_{12} + C_{23}C_{12}}{C_{23}} \tag{4.64}$$

$$C_2 = \frac{C_{13}C_{23} + C_{13}C_{12} + C_{23}C_{12}}{C_{13}} \tag{4.65}$$

$$C_3 = \frac{C_{13}C_{23} + C_{13}C_{12} + C_{23}C_{12}}{C_{12}} \tag{4.66}$$

Što je moguće uraditi i u obrnutom smeru primenom Y-Δ transformacije:

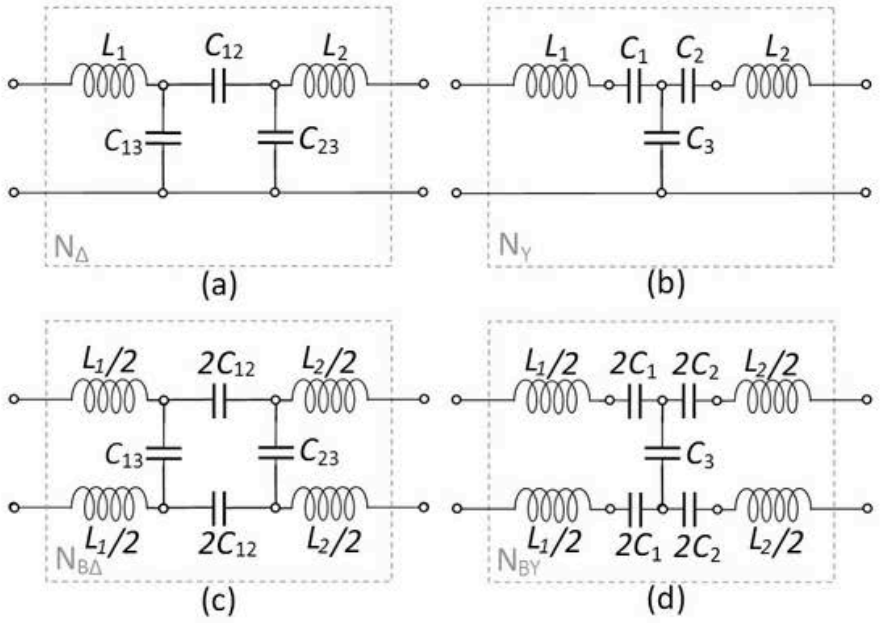
$$C_{12} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2 + C_3} \tag{4.67}$$

$$C_{13} = \frac{C_1 C_3}{C_1 + C_2 + C_3} \tag{4.68}$$

$$C_{23} = \frac{C_2 C_3}{C_1 + C_2 + C_3} \tag{4.69}$$

Ukoliko su električne osobine sve četiri prikazane podmreže identične, tj. ukoliko se sve mreže mogu opisati identičnom transmisionom matricom, biće identične i električne osobine svih složenih mreža dobijenih njihovim antiparalelnim povezivanjem. To znači i da se rezultati dobijeni analizom bilo koje od ove četiri podmreže mogu neposredno primeniti na ostale tri konfiguracije. Ovo ima veliki značaj pošto se za praktičnu realizaciju, zavisno od

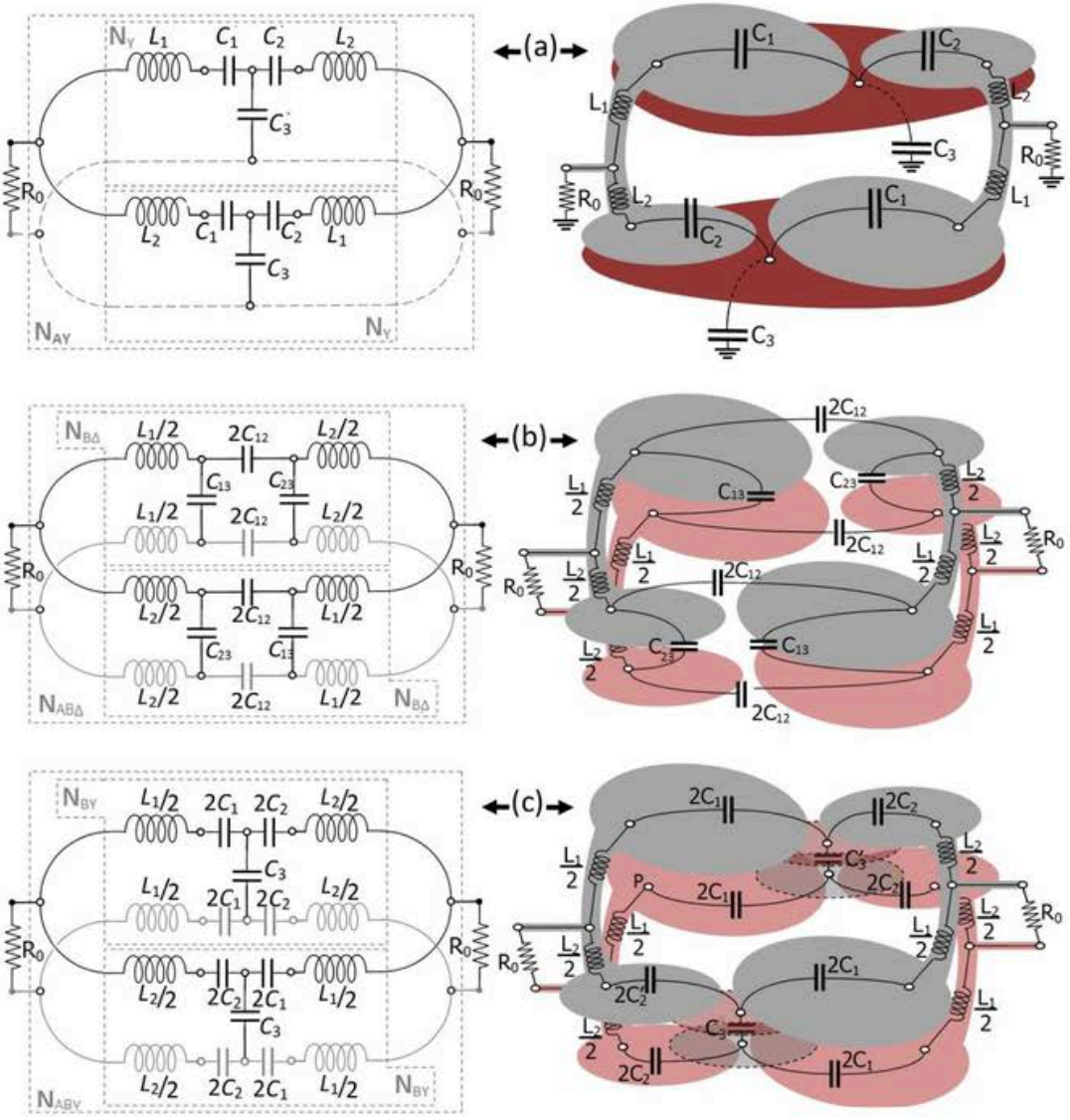
specifičnih uslova, može izabrati najpogodnija od ove četiri konfiguracija čime se značajno proširuje primenljivost svih rezultata izloženih u okviru ove disertacije.



Slika 4.8 a) Referentna konfiguracija podmreže N_{Δ} (nebalansna sa Δ vezom kapacitivnih elemenata) i tri ekvivalentne podmreže: b) N_{Y}- podmreža sa Y vezom kapacitivnih elemenata; c) $N_{B\Delta}$ - balansna podmreža sa Δ vezom kapacitivnih elemenata; d) N_{BY}- balansna podmreža sa Y vezom kapacitivnih elemenata;

Električna šema i odgovarajući opšti izgled u planarnoj tehnici mreže $N_{A\Delta}$ sastavljene od nebalansne Δ podmreže N_{Δ} (sa slike 4.8a) prikazani su na slici 4.7d i slici 4.7e, respektivno, dok je na slici 4.9 isto to prikazano za ostale ekvivalentne konfiguracije podmreže N sa slike 4.8. Nebalansne konfiguracije su pogodne za planarne strukture kod kojih postoji dobro definisana referenta masa (*microstrip*, *stripline*, CPWG), dok se balansiranim konfiguracijama mogu realizovati filtri i na supstratima gde postoji samo virtualna masa, kao na primer u tehnici simetričnog mikrostrip-a. Takode, po pravilu je lakše realizovati filtarske strukture sa Δ vezom kapacitivnih elemenata, pošto su u tom slučaju ukupne vrednosti elemenata uvek manje od ukupnih vrednosti ekvivalentnih kapacitivnih elemenata povezanih Y vezom. Izuzetak od ovog pravila se može javiti pri realizaciji filtara na višim mikrotalasnim frekvencijama, ukoliko su u slučaju filtara sa Δ vezom potrebne veoma male vrednosti kapacitivnih elemenata, koje su na granici tehnološke ostvarljivosti. U ovakvom slučaju primena ekvivalentne konfiguracija sa Y vezom i većom vrednošću kapacitivnih elemenata može znatno olakšati, ili čak omogućiti, realizaciju. Korisno je imati

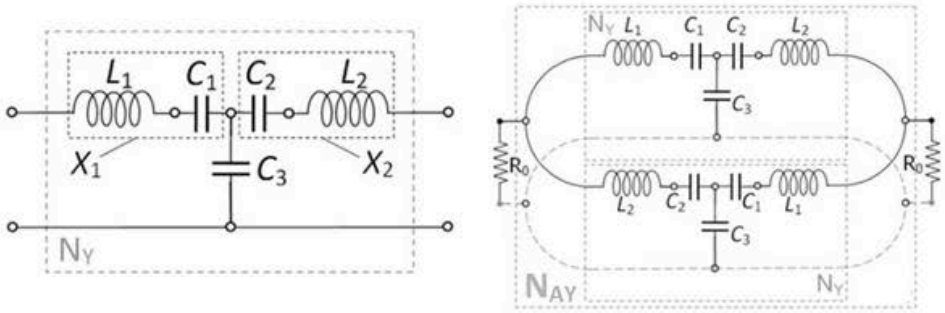
na umu da su sve varijante podmreže prikazane na slici 4.8 međusobno ekvivalentne u pogledu električnih osobina ukoliko su vrednosti kapacitivnih elemenata međusobno povezani relacijama (4.64 - 4.69) i da se može odabrati ona konfiguracija koja je pri konkretnim projektnim zahtevima najpogodnija za realizaciju.



Slika 4.9 Ekvivalentna šema (levo) i opšti izgled u planarnoj tehnici (desno) antiparalelne mreže sastavljene od: (a) nebalansne Y podmreže; (b) balansne Δ podmreže; (c) balansne Y podmreže;

4.5 Analiza proširene antiparalelne konfiguracije FPO

Ranije navedeni nedostaci EAFPO konfiguracije mogu biti prevaziđeni filtrom sa antiparalelnom konfiguracijom koji se, umesto podmreže N sa slike 4.3d, sastoji od podmreže N_Y prikazane na slici 4.8b. Kao što je prikazano na slici 4.10, podmreža N_Y se može dobiti proširivanjem elementarne podmreže N, i to dodavanjem jednog rednog kondenzatora, označenog sa C_1 u rednoj grani koja je sadržala induktivnost (L_1), kao i dodavanjem redne induktivnosti označene sa L_2 u rednoj grani koja je sadržala rednu kapacitivnost (C_2). Električna šema Proširenog Antiparalelnog Filtra Propusnika Opsega ($PAFPO_Y$), koji se dobija antiparalelnom vezom para proširenih podmreža N_Y je prikazana na slici 4.10b.



(a) (b)

Slika 4.10 Električne šeme: (a) proširene podmreže sa kondenzatorima u Y konfiguraciji (N_Y); i (b) odgovarajuća prošireni antiparalelni filtar propusnik opsega (N_{AY})

Vrednosti L i C komponenti podmreže N_Y, odnosno mreže N_{AY}, su definisane pomoću setova parametara $\{C, L, k\}$ koji određuju neki od EAFPO prototipova, uz dodatak dva nova parametra m i n, i to na sledeći način:

$$C_1 = 1/mL \tag{4.70}$$

$$C_2 = C/(n+1) \tag{4.71}$$

$$C_3 = kC \tag{4.72}$$

$$L_1 = (m+1)L \tag{4.73}$$

$$L_2 = n/C \tag{4.74}$$

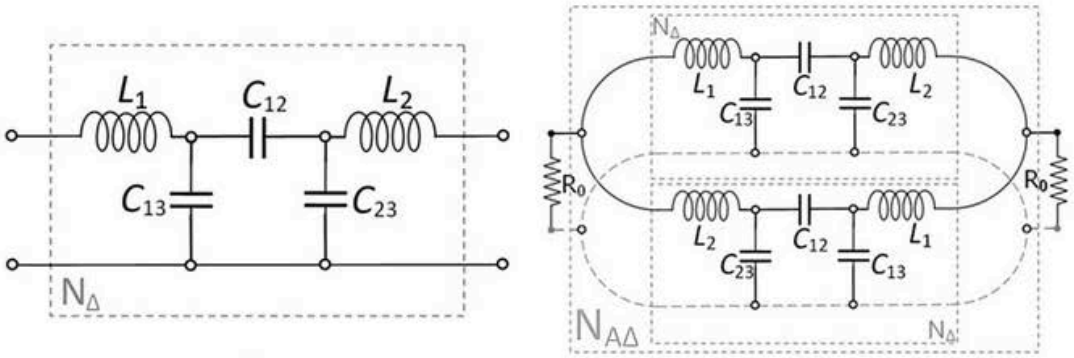
Za vrednosti $m \geq 0$ i $n \geq 0$, sve L i C vrednosti definisane jednačinama (4.70-4.74) su pozitivne i samim tim ostvarive pomoću pasivnih komponenti. Takođe, za ovako definisane vrednosti, admitanse X_1 i X_2, rednih grana podmreže N_Y sa slike 4.9a se mogu izraziti kao:

$$X_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = \omega(m+1)L - \frac{mL}{\omega} = \omega L + mL(\omega - \frac{1}{\omega}) = X_L + mL(\omega - \frac{1}{\omega}) \qquad (4.75)$$

$$X_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} = \frac{n\omega}{C} - \frac{(n+1)}{\omega C} = -\frac{1}{\omega C} + \frac{n}{C}(\omega - \frac{1}{\omega}) = X_C + \frac{n}{C}(\omega - \frac{1}{\omega}) \qquad (4.76)$$

gde su X_L i X_C admintanse rednih grana bazične podmreže N.

Izrazi (4.75) and (4.76) pokazuju da se za $\omega = 1$, kao i za $m = 0$, odnosno $n = 0$, impedanse u rednim granama proširene podmreže N_Y svode na odgovarajuće redne impedanse bazične podmreže N. Izrazi (4.70-4.74) za vrednosti komponenti proširene podmreže N_Y su, zapravo, postulirani sa ciljem da redne impedanse imaju ovakve osobine.



Slika 4.11 Električne šeme: (a) proširene podmreže sa kondenzatorima u Δ konfiguraciji (N_Δ); i (b) odgovarajući prošireni antiparalelni filtar propusnik opsega ($N_{A\Delta}$)

Za električno ekvivalentu podmrežu N_Δ i odgovarajući antiparalelni filtar, koji su prikazani na slici 4.11, vrednosti induktivnosti L_1 i L_2 su iste kao u slučaju podmreže N_Y, dok su kapacitivnosti povezane u Δ konfiguraciju, u funkciji parametara $\{C, L, k, m, n\}$ dati izrazima:

$$C_{12} = \frac{}{1 + n + m(1 + k(n+1))LC} \qquad (4.77)$$

$$C_{13} = \frac{k(n+1)C}{1 + n + m(1 + k(n+1))LC} \qquad (4.78)$$

$$C_{23} = \frac{kmC^2L}{1+n+m(1+k(n+1))LC} \tag{4.79}$$

Iako su u električnom pogledu podmreže N_Y i N_Δ ekvivalentne, postoji značajna razlika u pogledu njihove praktične primenljivosti. Pre svega, ukupna vrednost kapacitivnosti povezanih u Y konfiguraciju je uvek veća od ekvivalentnih kapacitivnosti povezanih Δ konfiguraciju. S obzirom da je pri realizaciji filtara u većini planarnih tehnologija, ukupna vrednost kapacitivnosti direktno proporcionalna fizičkoj veličini filtra, filtri sastavljeni od N_Δ podmreža će po pravilu zauzimati manju površinu supstrata i samim tim biti pogodniji za realizaciju. Takođe filtri sastavljeni od N_Δ podmreža se mogu realizovati korišćenjem jednostavnijih planarnih struktura, kao što je detaljno prikazano u poglavlju 4.3.2 o opštim topološkim osobinama planarnih antiparalelnih filtara propusnika opsega. Jedina prednost $PAFPO_Y$ u odnosu na $PAFPO_\Delta$ su jednostavnije formule koje povezuju vrednosti kapacitivnih komponenti sa bazičnim parametrima filtra (C, L, k, m, n), što se može uočiti poređenjem (4.70-4.72) i (4.77-4.79), a zbog čega je mnogo lakše uočiti zakonitosti i uspostaviti vezu između električnih karakteristika i vrednosti komponenti. Međutim, s obzirom na električnu ekvivalenciju N_Y i N_Δ sve osobine i svi zaključci koji važe za $PAFPO_Y$ mogu se neposredno primeniti i na $PAFPO_\Delta$.

Pošto su proširene podmreže N_Y i N_Δ elektično ekvivalentne, one su definisane identičnom transmisionom matricom:

$$\mathbf{T}_E = \begin{bmatrix} A_E & B_E \\ C_E & D_E \end{bmatrix} \tag{4.80}$$

Čiji su elementi:

$$A_E = 1 - kCL\omega^2 - mkCL(\omega^2 - 1)$$

$$B_E = i\frac{1 - n(\omega^2 - 1) + CL(\omega^2 + m(\omega^2 - 1))(1 + k(1 - n(\omega^2 - 1)))}{C\omega}$$

$$C_E = ikC\omega$$

$$D_E = 1 + k - nk(\omega^2 - 1))$$

Primenjujući (4.80) u (4.18) i uz izvesno sređivanje, S-parametri $PAFPO_Y$, odnosno $PAFPO_\Delta$, simetrično opterećenog jediničnim otpornostima (R_0=1) se mogu predstaviti sledećom zajedničkom matricom:

$$\mathbf{S}_E = \begin{bmatrix} \dfrac{SB_{E1}(C,L,k,m,n,\omega)}{SI_E(C,L,k,m,n,\omega)} & i\cdot\dfrac{SB_{E2}(C,L,k,m,n,\omega)}{SI_E(C,L,k,m,n,\omega)} \\ i\cdot\dfrac{SB_{E2}(C,L,k,m,n,\omega)}{SI_E(C,L,k,m,n,\omega)} & \dfrac{SB_{E1}(C,L,k,m,n,\omega)}{SI_E(C,L,k,m,n,\omega)} \end{bmatrix} \tag{4.81}$$

Čiji su brojioci i imenioci:

$$SB_{E1}(C,L,k,m,n,\omega) = C^2k^2\omega^2(M+N)(M+N+4)+(MN+M+N)^2 \tag{4.82}$$

$$SB_{E2}(C,L,k,m,n,\omega) = 4Ck\omega(MN+M+N) \tag{4.83}$$

$$SI_E(C,L,k,m,n,\omega) = 4C^2k^2\omega^2+(M+N+MN+iCk\omega(M+N+2))^2 \tag{4.84}$$

Gde su:

$$M = kCL(m-(m+1)\omega^2)$$

$$N = k(1-n(\omega^2-1))$$

Kao i kod matrice S-parametara elementarnog filtra (4.44), oba brojioca SB_{E1} i SB_{E2} su realni polinomi kružne frekvencije ω. Poređenje (4.81) i (4.44) pokazuje da se PAFPO redukuje na EAFPO za ω=1 ili ukoliko su oba parametra m i n jednaka nuli, tako da važi:

$$\lim_{m\to 0\wedge n\to 0}\mathbf{T}_E = \mathbf{T}_d \Rightarrow \lim_{m\to 0\wedge n\to 0}\mathbf{S}_E = \mathbf{S}_{Ad} \tag{4.85}$$

$$\mathbf{T}_E\Big|_{\omega=1} = \mathbf{T}_d\Big|_{\omega=1} \Rightarrow \mathbf{S}_E\Big|_{\omega=1} = \mathbf{S}_{Ad}\Big|_{\omega=1} \tag{4.86}$$

Analogno (4.45), kružne frekvencije nula S_{21} i S_{12} parametara se mogu izračunati rešavanjem po ω sledeće polinomske jednačine:

$$SB_{E2}(C,L,k,m,n,\omega) = 0$$

Koja je u razvijenoj formi data izrazom:

$$4Ck\omega(kCL(m-(m+1)\omega^2)k(1-n(\omega^2-1))+kCL(m-(m+1)\omega^2)+k(1-n(\omega^2-1))) = 0 \tag{4.87}$$

Jednačina (4.87) ima tri realna i nenegativna rešenja od kojih je jedno ω_{EZ0}=0 dok su preostala dva data izrazima:

$$\omega_{EZ1} = \sqrt{p_{mn}-\sqrt{p_{mn}^2-q_{mn}}} \tag{4.88}$$

$$\omega_{EZ2} = \sqrt{p_{mn} + \sqrt{p_{mn}^2 - q_{mn}}} \tag{4.89}$$

Gde su p_{mn} i q_{mn} dati izrazima:

$$p_{mn} = \frac{1}{2nk} + \frac{1}{2k(m+1)CL} + \frac{2nm+m+n+1}{2n(m+1)}$$

$$q_{mn} = \frac{m(1+k(n+1))}{kn(m+1)} + \frac{n+1}{kn(m+1)CL}$$

Iako su obe ω_{EZ1} i ω_{EZ2} nule funkcije i m i n parametra, vrednost m parametra dominantno utiče na ω_{EZ1}, tako da važi:

$$\lim_{m\to 0} \omega_{EZ1} = \omega_{Z1} \tag{4.90}$$

$$\lim_{m\to +\infty} \omega_{EZ1} = 1 \tag{4.91}$$

pri čemu je ω_{Z1} kružna frekvencija transmisione nule EAFPO data izrazom (4.46).

Na vrednost n parametra dominantno utiče ω_{EZ2}, tako da važi:

$$\lim_{n\to 0} \omega_{EZ2} \to +\infty \tag{4.92}$$

$$\lim_{n\to +\infty} \omega_{EZ2} = 1 \tag{4.93}$$

Izrazi (4.90-4.93) pokazuju da PAFPO, u odnosu na EAFPO ima mnogo veći stepen slobode u pogledu broja i položaja transmisionih nula. Umesto jedne nule u donjem nepropusnom opsegu, čiji se položaj ne može menjati bez značajne promene ostalih osobina EAFPO-a (pre svega širine propusnog opsega), PAFPO ima po jednu nulu u svakom nepropusnom opsegu čiji se položaj može podešavati u širokim granicama variranjem parametara m, odnosno n od 0 do $+\infty$. Na taj način je varijacijom parametra m u granicama od 0 do $+\infty$ moguće menjati položaj nule nule S_{21} parametara PAFPO u donjem nepropusnom opsegu u granicama od ω_{Z1} do 1, dok se varijacijom parametra n u granicama od 0 do $+\infty$ moguće menjati položaj nule nule S_{21} parametara PAFPO u gornjem nepropusnom opsegu u granicama od $+\infty$ do 1. Pošto je položaj dvostruke nule S_{11} parametara, a samim tim i položaj minimalnog slabljenja filtra, normalizovan na 1, povećavanjem vrednosti parametara m i n se istovremeno i sužava širina propusnog opsega filtra, s obzirom na (4.91) i (4.93).

Za projektovanje filtara korisno je izvesti izraze za veličinu parametara m i n u zavisnosti od zadatih vrednosti ω_{EZ1} i ω_{EZ2}. To se može postići rešavanjem (4.88, 4.89) kao sistema od dve jednačine po nepoznatima m i n, čime se dobija:

$$m = \frac{1}{2}\left(\frac{\omega_{Z1}^2 - \omega_{EZ1}^2}{\omega_{EZ1}^2 - 1} + \frac{\omega_{Z1}^2 - \omega_{EZ2}^2}{\omega_{EZ2}^2 - 1} + \frac{(\omega_{Z1}^2 - 1)\sqrt{u+v}}{(\omega_{EZ1}^2 - 1)(\omega_{EZ2}^2 - 1)} \right) \tag{4.94}$$

$$n = 2\frac{1+k^{-1}}{\left(\omega_{EZ1}^2 - 1\right) + \left(\omega_{EZ2}^2 - 1\right) + \sqrt{u+v}} \tag{4.95}$$

Gde su:

$$u = (\omega_{EZ1}^2 - \omega_{EZ2}^2)^2$$

i

$$v = 4\frac{(\omega_{EZ1}^2 - 1)(\omega_{EZ2}^2 - 1)}{k(LC(k+1) - 1)}$$

U većini praktičnih slučajeva, kao na primer za C > 3, važi da je

$$u >> v$$

tako da v može biti zanemareno, što primenjeno na (4.94) i (4.95) dovodi do znatnog uprošćavanja, čime se dobijaju jednostavni i vrlo približni i izrazi za vrednosti parametara m i n:

$$m \approx m_p = \frac{\omega_{Z1}^2 - \omega_{EZ1}^2}{\omega_{EZ1}^2 - 1} = \frac{\left[LC(k+1)\right]^{-1} - \omega_{EZ1}^2}{\omega_{EZ1}^2 - 1} \tag{4.96}$$

$$n \approx n_p = \frac{1+k^{-1}}{\omega_{EZ2}^2 - 1} \tag{4.97}$$

Izrazi (4.96) i (4.97) potvrđuju intuitivnu pretpostavku da na položaj nule u donjem nepropusnom opsegu (ω_{EZ1}) dominantno utiče parametar m, dok na položaj nule u gornjem nepropusnom opsegu (ω_{EZ2}) dominantno utiče parametar n. To takođe znači da se položaji nula mogu nezavisno podešavati u širokim granicama: $\omega_{Z1} \leq \omega_{EZ1} \leq 1$, odnosno $1 \leq \omega_{EZ2} < \infty$. Takođe, rešavanjem izraza (4.96) i (4.97) po ω_{EZ1}, odnosno ω_{EZ2}, dobijaju se veoma približni izrazi za kružne frekvencije transmisionih nula koji su znatno uprošćeniji u odnosu na (4.88) i (4.89):

$$\omega_{EZ1} \approx \sqrt{\frac{\omega_{Z1}^2 + m}{m+1}} = \sqrt{\frac{\left[LC(k+1)\right]^{-1} + m}{m+1}} \tag{4.98}$$

$$\omega_{EZ2} \approx \sqrt{\frac{1+k^{-1}}{n}+1} \tag{4.99}$$

Mogućnost preciznog pozicioniranja frekvencijskog položaja opsega sa maksimalnim slabljenjem, posebno u bilizini propusnog opsega, je veoma poželjna osobina FPO-a koja je naročito upotrebljiva za potiskivanje dominantnih parazitnih signala kao što su „curenja" signala lokalnih oscilatora ili njihovih harmonika, kao i viših harmonika korisnog RF signala.

Sve L i C vrednosti PAFPO sastavljenog bilo od N_Y ili N_Δ podmreža se mogu izračunati pomoću (4.70-4.74), odnosno (4.77-4.79), koristeći vrednosti parametara m i n dobijene izrazima (4.94) i (4.95), za željene vrednosti frekvencija transmisionih nula ω_{EZ1} i ω_{EZ2}. U Tabeli 4.3 su date vrednosti induktivnosti i kapacitivnosti, kao i glavne karakteristike za četiri primera $PAFPO_\Delta$ sa različitim kombinacijama položaja ω_{EZ1} i ω_{EZ2} transmisionih nula. Osnov sva ova četriri $PAFPO_\Delta$ prototipa je $EAFPO_{(4)}$ iz tabele 4.1 Na slici 4.12 su upoređene AFK S-parametara ova četiri PAFPO, kao i bazični $EAFPO_{(4)}$. Može se uočiti da promena položaja transmisionih nula ω_{EZ1} i ω_{EZ2} takođe utiče i na širinu propusnog opsega filtra BW_{3dB} kao i na uneseno slabljenje (IL) u donjem i gornjem nepropusnom opsegu.

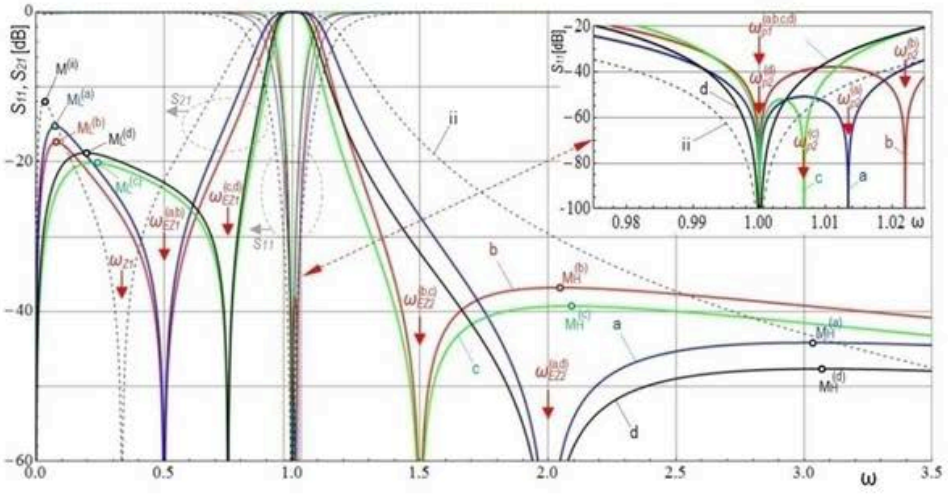
Na taj način električne karakteristike PAFPO se mogu znatno efikasnije prilagoditi željenim AFK, s obzirom da se mogu menjati vrednosti tri parametra (C, m, n), umesto samo jednog (C), kao što je bio slučaj kod EAFPO.

Tabela 4.3 Vrednosti parametara i L/C komponenti četiri PAFPO sa različitim položajem transmisionih nula izvedenih od $EAFPO_{(4)}$ (C=4), kao i osnovne karakteristike ovih filtara (osenčene kolone)

	ω_{EZ1}	m	L_1	C_1	C_3	C_2	L_2	n	ω_{EZ2}	k	L
a'	0.5	0.178	0.378	17.47	23.737	2.875	0.098	0.391	2.0	5.9342	0.32074
b'	0.5	0.174	0.376	17.92	23.737	2.059	0.236	0.942	1.5	5.9342	0.32074
c'	0.75	1.017	0.647	3.064	23.737	2.062	0.235	0.940	1.5	5.9342	0.32074
d'	0.75	1.023	0.649	3.047	23.737	2.876	0.098	0.391	2.0	5.9342	0.32074

	BW_{3dB}	$S_{21}(\omega_{ML})$	ω_{ML}	C_{13}	C_{12}	C_{23}	$S_{21}(\omega_{MH})$	ω_{MH}	ω_c
a"	24.8%	-15.2 dB	0.076	9.409	1.140	1.548	-44.1 dB	3.031	0.9991
b"	19.3%	-17.3 dB	0.079	9.732	0.844	1.118	-36.8 dB	2.047	1.0017
c"	13.4%	-20.1 dB	0.222	2.520	0.219	1.696	-39.3 dB	2.092	1.0033
d"	15.7%	-18.8 dB	0.195	2.438	0.296	2.302	-47.7 dB	3.070	1.0031

Podaci u Tabli 4.3 pokazuju da položaj transmisionih nula PAFPO značajno utiče na vrednosti kapacitivnosti. To može usloviti značajnu međusobnu razliku u veličini PAFPO realizovanih u planarnoj tehnologiji a koje se razlikuju u položaju transmisionih nula, čak iako svi potiču od istiog EAFPO$_{(4)}$. U slučaju Y konfiguracija PAFPO-a prikazanih u tabeli 4.3, zbir svih kapacitivnosti varira od $\Sigma C_i = 28.863$, u slučaju primera (c'), do $\Sigma C_i = 44.082$, u slučaju primera (a'). U slučaju Δ konfiguracija zbir svih kapacitivnosti filtara je znatno manji, ali i dalje postoji značajna varijacija od $\Sigma C_{ij} = 4.435$, u slučaju primera (c"), do $\Sigma C_{ij} = 12.097$, u slučaju primera (a"). Ove vrednosti dominant utiču na fizičku veličinu filtara ukoliko su oni realizovani u nekoj od planarnih tehnologija. Sa druge strane, fizička veličina planarnog filtra se u gotovo svim stručnim člancima koristi kao jedan od najbitnijih kriterijuma za poređenje sa prethodno poznatim i referentnim rešenjima. Prethodno izneti primer uticaja položaja transmisionih nula na ukupnu vrednost kapacitivnosti filtra ukazuje da se poređenje veličine planarnih filtara, što je jedan od često korišćenih kriterijuma za valorizaciju predloženih rešenja i konfiguracija u literaturi, može smatrati objektivnim merilom samo ako su sve osobine posmatranih filtara međusobno poredive, a ne samo standardne karakteristike kao što su centralna frekvencija, širina propusnog opsega, relativna permitivnost i debljina supstrata.



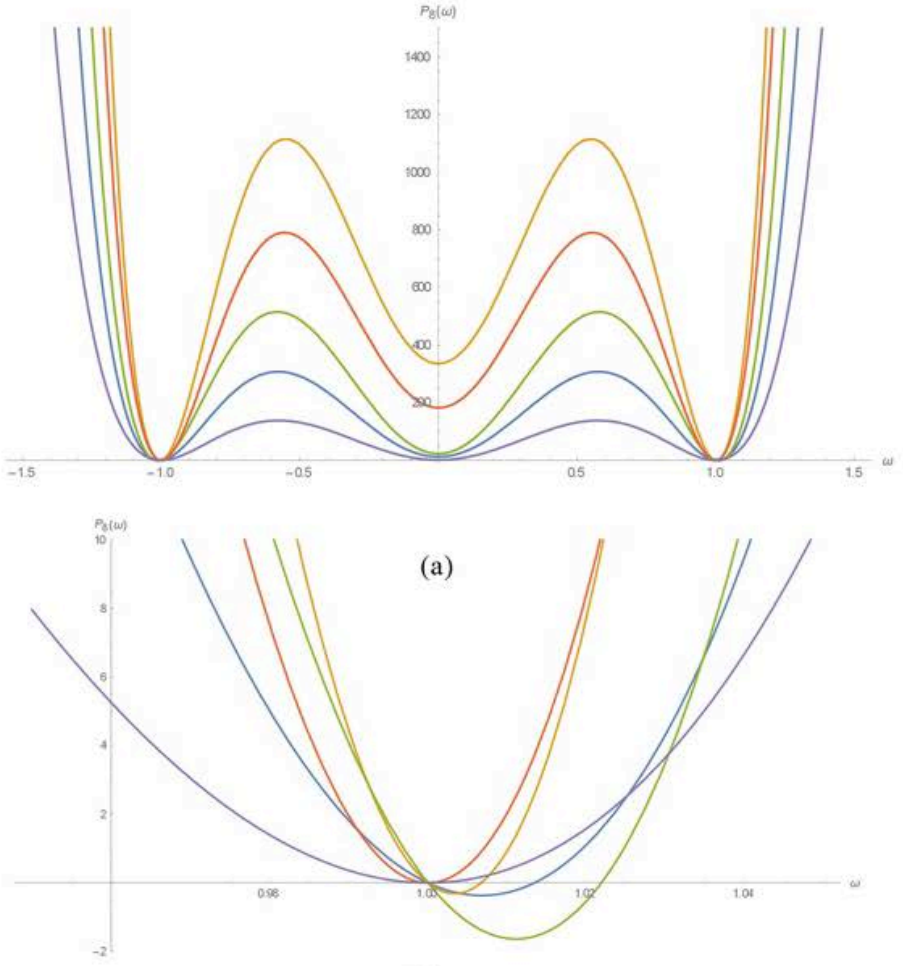
Slika 4.12 Poređenje AFK S parametara četiri PAFPO iz tabele 4.3 i bazičnog EAFPO$_{(4)}$ iz tabele 4.1

Za sva četiri PAFPO$_{\Delta}$ prototipa čije su vrednosti komponenti prikazane u tabeli 4.3, a AFK na slici 4.12, korišćen je isti set vrednosti parametara $\{C, L, k\}$ koji odgovara EAFPO$_{(4)}$ prototipu iz tabele 4.1, a koji je izračunat na osnovu uslova (4.53) za vrednost nezavisne promenljive, rešavanjem sistema jednačina (4.54) i (4.55), a čije su vrednosti navedene u dodatku tabele 4.3.

Na detalju slike 4.12 se može videti da, kao posledica proširenja konfiguracije i uvođenja dva nova parametra, m i n, uslov (4.53), tj. postojanje dvostruke nule S_{11} parametra na jediničnoj kružnoj frekvenciji, više nije ispunjen. Naime, kod svakog od četiri $PAFPO_{\Delta}$ prototipa jedna nula S_{11} parametra (ω_{p1}) se nalazi tačno na jediničnoj kružnoj frekvenciji, dok se druge nule nule S_{11} parametra (ω_{p2}) nalaze na frekvencijama koje su za nekoliko procenata pomerene u odnosu na jediničnu vrednost.

Brojilac S_{11} parametra PAFPO, $SB_{E1}(C,L,k,m,n,\omega)$ dat izrazom (4.82) je parni polinom osmog reda, $P_8(\omega)$, sa kružnom frekvencijom kao argumentom i realnim nenegativnim parametrima C, L, k, m i n. Na slici 4.13 je prikazan grafik ovog polinoma za vrednosti parametara koje su date u tabeli 4.3.

Odstupanje ω_{p2} od jedinične frekvencije je u većini praktičnih slučajeva reda par procenata, tako da bitnije ne utiče na ukupne električne karakteristike filtara. Izuzetak su manje selektivni filtri (kod kojih je vrednost parametra C<3), kod kojih odstupanje ω_{p2} od jedinične frekvencije može da bude znatno veće, reda desetak i više procenata, što u ekstremnim slučajevima može da dovede do degradacije AFK.



Slika 4.13 (a) Grafik polinoma $P_8(\omega)$ za vrednosti parametara filtra datih u tabeli 4.3; (b) Detalj grafika polinoma $P_8(\omega)$ u okolini $\omega = 1$

Da bi i PAFPO imao dvostruku S_{11} nulu na jediničnoj frekvenciji moraju istovremeno biti zadovoljene sledeće dve jednačine:

$$SB_{E1}(C, L, k, m, n, \omega)\Big|_{\omega=1} = 0 \tag{4.100}$$

$$\frac{\partial}{\partial\omega} SB_{E1}(C, L, k, m, n, \omega)\Big|_{\omega=1} = 0 \tag{4.101}$$

Kao posledica (4.56), jednačina (4.100) je identična jednačini (4.86), tako da će biti zadovoljena za svaki set promenljivih $\{C, L, k\}$ koji zadovoljava (4.86), bez obzira na vrednost parametara m i n. Kao posledica ovoga, kod svakog PAFPO prototipa jedna nula S_{11} parametra (ω_{p1}) se uvek nalazi tačno na jediničnoj kružnoj frekvenciji, kao što je prikazano na detalju slike 4.13. Da bi PAFPO imao dvostruku S_{11} nulu na $\omega = 1$ sledeća jednačina,

izvedena iz (4.101) treba da bude zadovoljena simultano sa jednačinom (4.100), odnosno (4.86):

$$g_0(C,L,k)+m\cdot g_m(C,L,k)+n\cdot g_n(C,L,k)=0 \tag{4.102}$$

gde su:

$$g_0(C,L,k)=k^2C^2(L(2L+C(3CL-4))+1)-2kC(2CL-1)(2C-L)+2CL(CL-1)$$

$$g_m(C,L,k)=2L(k^2C^2(C^2L-C+L)+kC(2CL-2C^2-1)+C(CL-1))$$

$$g_n(C,L,k)=2(k^2C^2(CL-L^2-1)-kC(C(L^2+2)-2L)+CL-1)$$

Zajedničko rešenje jednačina (4.86) i (4.102) se može izračunati na više načina:

U slučaju kada je samo jedan od dva dodatna parametra PAFPO (na primer m) zadat na osnovu željenog položaja transmisione nule u donjem nepropusnom podopsegu (ω_{EZ1}), vrednost drugog parametara, čija vrednost nije uslovljena položajem odgovarajuće transmisione nule, se može izračunati rešavanjem (4.102) po promenljivoj n:

$$n=-\frac{g_0(C,L,k)+m\cdot g_m(C,L,k)}{g_n(C,L,k)} \tag{4.103}$$

Ili u obrnutom slučaju, ako je samo n specificirano zadatom vrednošću ω_{EZ2}, tada je vrednost parametra m koja zadovoljava (4.102) data izrazom:

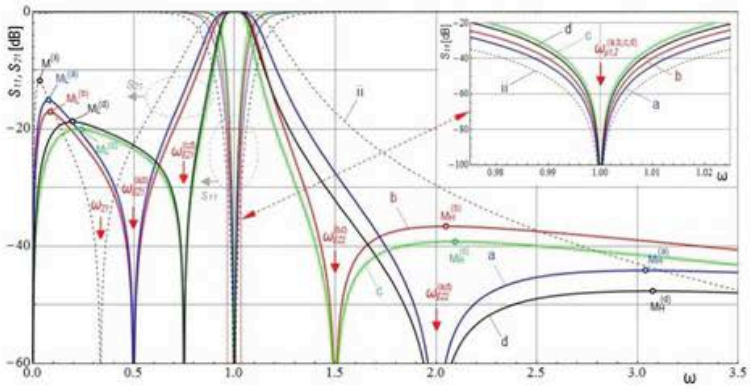
$$m=-\frac{g_0(C,L,k)+n\cdot g_n(C,L,k)}{g_m(C,L,k)} \tag{4.104}$$

Ukoliko su obe transmisione nule, ω_{EZ1} i ω_{EZ2}, specificirane, a samim tim i parametri m i n, tada parametri L i k, (za nepromenjenu vrednost parametra C) moraju biti ponovo izračunati rešavanjem sistema jednačina (4.86) i (4.102). Dobijena rešenja će biti obeležena kao L_{mn} i k_{mn}, s obzirom da na njihovu vrednost utiče veličina parametara m i n. Strogo gledano, nove vrednosti parametara L_{mn} i k_{mn} primenjene u (4.94) i (4.95) rezultiraće promenjenim vrednostima parametara m i n, tako da je za dobijanje konačnih vrednosti (proizvoljno visoke tačnosti) ova dva para međusobno zavisnih parametrara, potrebno obaviti par iterativnih izračunavanja koji dosta brzo konvergiraju. Ovo je najopštiji način za dobijanje prototipa PAFPO sa dvostrukom S_{11} nulom na jediničnoj frekvenciji, tako da je iskorišćen za dobijanje vrednosti datih u tabeli 4.4 i na slici 4.14.

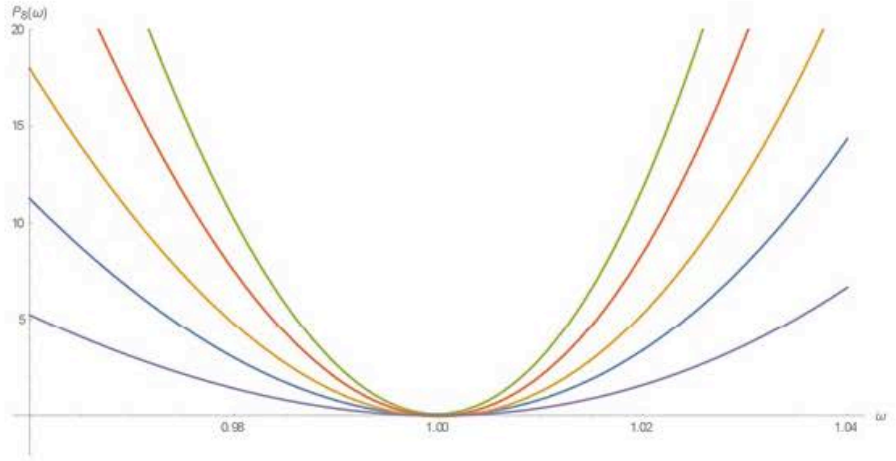
Tabela 4.4 Vrednosti komponenti i osnovne karakteristike (osenčene) četiri PAFPO sa dvostrukom S_{11} nulom na jediničnoj frekvenciji

	ω_{EZ1}	m	L_1	C_1	C_3	C_2	L_2	n	ω_{EZ2}	k_{mn}	L_{mn}
a'	0.5	0.179	0.387	16.97	23.327	2.873	0.098	0.392	2.0	5.8317	0.32824
b'	0.5	0.175	0.397	16.88	22.629	2.052	0.237	0.949	1.5	5.6572	0.33787
c'	0.75	1.019	0.662	2.994	23.365	2.059	0.236	0.942	1.5	5.8412	0.32788
d'	0.75	1.023	0.649	3.046	23.734	2.876	0.098	0.391	2.0	5.9335	0.32081

	BW_{3dB}	$S_{21}(\omega_{ML})$	ω_{ML}	C_{13}	C_{12}	C_{23}	$S_{21}(\omega_{MH})$	ω_{MH}	ω_c	k_{mn}/k	L_{mn}/L
4	24.9%	-15.1 dB	0.077	9.169	1.129	1.552	-44.1 dB	3.031	0.9924	0.98272	1.02338
b''	19.8%	-17.1 dB	0.083	9.190	0.833	1.117	-36.6 dB	2.055	0.9906	0.95332	1.05340
4	13.4%	-20.1 dB	0.225	2.462	0.217	1.693	-39.2 dB	2.094	1.0001	0.98432	1.02226
d''	15.7%	-18.8 dB	0.194	2.438	0.295	2.302	-47.7 dB	3.070	1.0031	0.99988	1.00021



Slika 4.14 Poređenje AFK S-parametara četiri PAFPO iz tabele 4.4 i bazičnog $EAFPO_{(4)}$ iz tabele 4.1



Slika 4.15 Grafik polinoma $P_8(\omega)$ u okolini $\omega = 1$, za vrednosti parametara filtra datih u tabeli 4.4;

U najvećem broju slučajeva, razlike u karakteristikama prikazanim na slikama 4.12 i 4.14, kao i razlike u vrednostima komponenata prikazanim u tabelama 4.3 i 4.4, nemaju značajniji uticaj, naročito u slučajevima PAFPO baziranih na selektivnijim EAFPO, tako da se za praktičnu primenu mogu upotrebiti vrednosti komponenti iz tabele 4.3, koje se dobijaju na znatno jednostavniji način. Metod koji je upotrebljen za dobijanje podataka u tabeli 4.4 je opštiji i omogućava dobijanje PAFPO prototipova sa dvostrukom S_{11} nulom na jediničnoj frekvenciji za sve bazične EAFPO i za proizvoljni položaj transmisionih nula u gornjem i donjem nepropusnom podopsegu.

4.6 Analiza PAFPO sastavljenog od transmisionih vodova

Realizacija PAFPO u nekoj od tehnologija štampanih kola iziskuje realizaciju L i C komponenti filtra u vidu transmisionih vodova. Za ovakav filtar će se koristiti termin **planarni PAFPO**. Potrebne kapacitivnosti, naročito u slučaju verzije sa Δ konfiguracijom, čije vrednosti kapacitivnosti su znatno manje nego u slučaju Y konfiguracije, se relativno lako realizuju parom provodnih površi odgovarajuće veličine koje međusobno formiraju portrebnu rednu kapacitivnost C_{12}, dok istovremeno svaka od njih obrazuje uzemljene kondenzatore C_{13}, odnosno C_{23} sa površinom koja predstavlja referentnu masu. Ove površi imaju realitivno malu parazitnu rednu induktivnost, tako da se u matematičkom modelu planarnog PAFPO i dalje mogu predstaviti koncentrisanim kapacitivnim elementima, uz eventualno smanjenje vrednosti rednih induktivnosti filtara za vrednost parazitnih induktivnosti površi koje obrazuju uzemljene kondenzatore.

Sa druge strane, u korektnom matematičkom modelu planarnog PAFPO induktivni elementi se moraju predstaviti odgovarajućim reprezentom transmisionih vodova. U transmisionoj matrici (4.80) električno ekvivalentnih proširenih podmreža N_Y i N_Δ, redne induktivnosti L_1 i L_2, čije su vrednosti definisane izrazima (4.73) i (4.74), su predstavljene transmisionim matricama:

$$\mathbf{T}_{L_1} = \begin{bmatrix} 1 & i\cdot\omega L_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & i\cdot\omega(m+1)L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.105}$$

$$\mathbf{T}_{L_2} = \begin{bmatrix} 1 & i\cdot\omega L_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & i\cdot\omega\dfrac{n}{C} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.106}$$

Odgovarajućim matričnim množenjem transmisionih matrica (4.105) i (4.106) i transmisionih matrica kojima su opisane kapacitivnosti i primenom (4.13) dobijena je transmisiona matrica (4.80) koja definiše električne osobine PAFPO u Y i Δ konfiguraciji.

Zamena idealnih induktivnosti transmisionim vodovima iziskuje da (4.105) i (4.106) prilikom izračunavanja transmisione matrice planarnog PAFPO budu zamenjne sledećim matricama:

$$\mathbf{T}_{TL_1}=\begin{bmatrix}\cos\dfrac{(m+1)L\omega}{z_c} & i\cdot z_c\sin\dfrac{(m+1)L\omega}{z_c}\\ \dfrac{i}{z_c}\sin\dfrac{(m+1)L\omega}{z_c} & \cos\dfrac{(m+1)L\omega}{z_c}\end{bmatrix} \tag{4.107}$$

$$\mathbf{T}_{TL_2}=\begin{bmatrix}\cos\dfrac{n\omega}{z_cC} & i\cdot z_c\sin\dfrac{n\omega}{z_cC}\\ \dfrac{i}{z_c}\sin\dfrac{n\omega}{z_cC} & \cos\dfrac{n\omega}{z_cC}\end{bmatrix} \tag{4.108}$$

Gde je $z_c=Z_c/R_0$ karakteristična impedansa transmisionih vodova koji odgovaraju induktivnostima L_1 i L_2, normalizovana na vrednost simetričnog opterećenja filtra (R_0). U najopštijem slučaju karakteristične impedanse transmisionih vodova kojima se realizuju induktivnosti L_1 i L_2 se mogu međusobno razlikovati, ali se u praksi najčešće koristi ista vrednost, što je primenjeno u (4.107) i (4.108).

Za velike vrednosti normalizovane karakteristične impedance z_c, (4.107) i (4.108) se svode na (4.105) i (4.106) pošto važi:

$$\lim_{z_c\to\infty}\begin{bmatrix}\cos\dfrac{(m+1)L\omega}{z_c} & i\cdot z_c\sin\dfrac{(m+1)L\omega}{z_c}\\ \dfrac{i}{z_c}\sin\dfrac{(m+1)L\omega}{z_c} & \cos\dfrac{(m+1)L\omega}{z_c}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & i\omega(m+1)L\\ 0 & 1\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & i\omega L_1\\ 0 & 1\end{bmatrix} \tag{4.109}$$

$$\lim_{z_c\to\infty}\begin{bmatrix}\cos\dfrac{n\omega}{z_cC} & i\cdot z_c\sin\dfrac{n\omega}{z_cC}\\ \dfrac{i}{z_c}\sin\dfrac{n\omega}{z_cC} & \cos\dfrac{n\omega}{z_cC}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & i\omega\dfrac{n}{C}\\ 0 & 1\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & i\omega L_2\\ 0 & 1\end{bmatrix} \tag{4.110}$$

Izrazi (4.109) i (4.110) sugerišu da se redne induktivnosti L_1 i L_2 mogu uspešno zameniti rednom transmisionom linijom dovoljno velike karakteristične impedance Z_c čija je električna dužina θ na centralnoj frekvenciji filtra jednaka količniku induktivnosti normalizovanog prototipa (L_1, odnosno L_2) i normalizovane karakteristične impedance transmisionog voda ($z_c=Z_c/R_0$). Kao posledica ovoga, fizička dužina induktivnog transmisionog voda, koja je proporcionalna potrebnoj električnoj dužini θ, će se smanjivati sa

porastom karakteristične impedanse transmisionog voda. Sa druge strane, maksimalna ostvariva karakteristična impedansa zavisi od tipa i osobina transmisionih vodova odabranih za realizaciju voda, osobina medijuma, tj. dielektrične podloge, pre svega gubitaka, kao i od tehnoloških ograničenja. Takođe, kod transmisionih vodova visoke karakteristične impedanse dolazi do porasta otpornosti usled suženja širine voda, pa samim tim i do povećanja unesenog slabljenja filtra. Pomoću nekih naprednih tehnologija, kao što je HTS, navedeni problemi se mogu prevazići ili bitno umanjiti, što bi omogućilo minijaturizaciju induktivnih linija, kao i celog filtra, upotrebom transmisionih vodova vrlo visoke karakteristične impedanse.

Korišćenjem (4.107) i (4.108) umesto transmisionih matrica koncentrisanih induktivnosti L_1 i L_2, dobija se nova transmisiona matrica proširenih podmreža N_Y (odnosno N_Δ) koje sadrže induktivne transmisione vodove:

$$\mathbf{T}_{ETL} = \cos\theta_1 \cos\theta_2 \begin{bmatrix} \dfrac{-z_c\omega\tan\theta_1(g_1+g_2\tan\theta_2)+(g_3+g_4\tan\theta_2)}{z_cC\omega} & i\dfrac{-z_c\omega\tan\theta_1(g_1\tan\theta_2-g_2)+(g_3\tan\theta_2-g_4)}{C\omega} \\ i\dfrac{z_c\omega(g_1+g_2\tan\theta_2)+\tan\theta_1(g_3+g_4\tan\theta_2)}{z_c^2C\omega} & \dfrac{-z_c\omega(g_1\tan\theta_2-g_2)-\tan\theta_1(g_3\tan\theta_2-g_4)}{z_cC\omega} \end{bmatrix} \quad (4.111)$$

gde su:

$$\theta_1 = \frac{(m+1)L\omega}{z_c}$$

$$\theta_2 = \frac{n\omega}{z_cC}$$

$$g_1 = z_c kC^2\omega,$$

$$g_2 = C(1+(n+1)k),$$

$$g_3 = C(mCLk+1)z_c\omega,$$

$$g_4 = mCL+(n+1)(mCLk+1)$$

Primenom (4.111) u (4.18), dobija se matrica S-parametara planarnog PAFPO koga obrazuje antiparalelna veza podmreža N_Y (odnosno N_Δ) koje sadrže transmisione vodove umesto koncentrisanih induktivnosti:

$$\mathbf{S}_{ETL} = \begin{bmatrix} \dfrac{SB_{TL1}(C,L,k,m,n,z_c,\omega)}{SI_{TL}(C,L,k,m,n,z_c,\omega)} & i\dfrac{SB_{TL2}(C,L,k,m,n,z_c,\omega)}{SI_{TL}(C,L,k,m,n,z_c,\omega)} \\ i\dfrac{SB_{TL2}(C,L,k,m,n,z_c,\omega)}{SI_{TL}(C,L,k,m,n,z_c,\omega)} & \dfrac{SB_{TL1}(C,L,k,m,n,z_c,\omega)}{SI_{TL}(C,L,k,m,n,z_c,\omega)} \end{bmatrix} \quad (4.112)$$

Kao posledica (4.109) i (4.110) važi:

$$\lim_{z_c\to\infty}\mathbf{S}_{ETL} = \mathbf{S}_{EA} \quad (4.113)$$

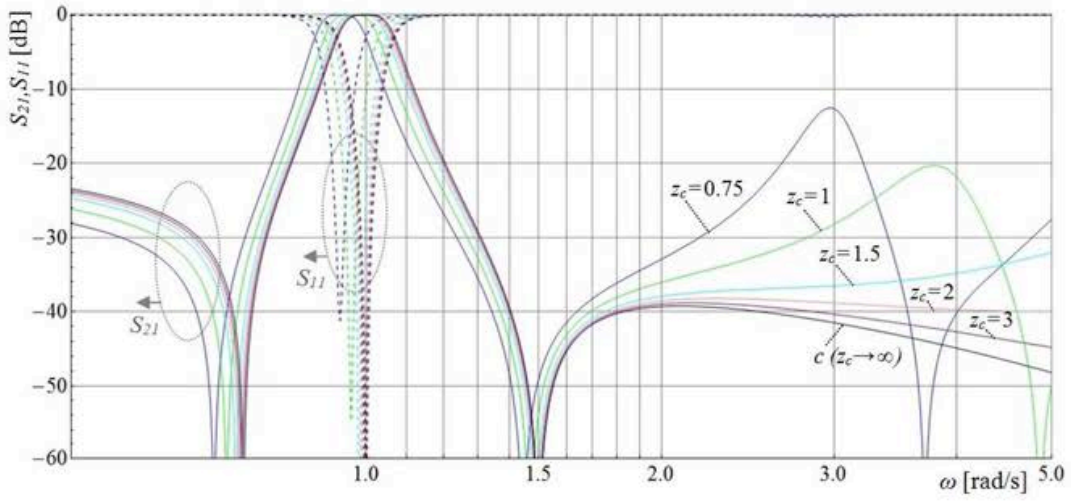
dok je odranije poznato (4.85) da je:

$$\lim_{n\wedge m\to 0} \mathbf{S}_{EA} = \mathbf{S}_A$$

Što znači da (4.112) predstavlja matricu S-parametara za najopštiji slučaj antiparalelnog filtra, koja se može redukovati na bazičnije oblike ukoliko $z_c \to \infty$, odnosno dalje ukoliko $(m\to 0)\wedge(n\to 0)$.

Brojioci u (4.112), $SB_{TL1}(C,L,k,m,n,z_c,\omega)$ i $SB_{TL2}(C,L,k,m,n,z_c,\omega)$, nisu više realni polinomi kružne frekvencije, već transcedentalni izrazi, prikazani u Prilogu XX, Apendix-a III, koji sadrže trigonometrijske funkcije. Rešenja iz njih izvedenih jednačina, radi dobijanja transmisionih nula i nula S_{11} (S_{22}) parametara, se ne mogu izračunati u zatvorenim oblicima, kao u prethodnim slučajevima, ali se još uvek mogu izračunati numeričkim ili grafičkim metodama. Takođe, kao posledica postojanja trigonometrisjkih funkcija u izrazu za brojioce S-parametara, na višim frekvencijama će se javiti rešenja višeg reda što može rezultirati pojavom parazitnih propusnih opsega, kao i višestrukih transmisionih nula.

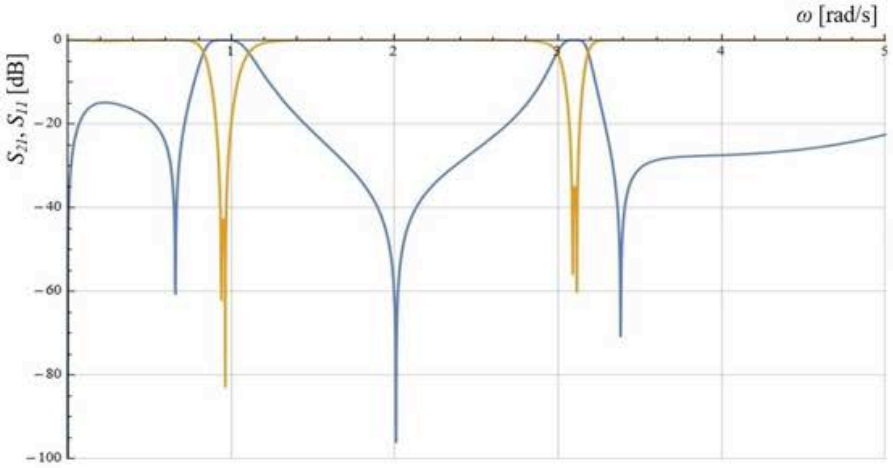
Slika 4.16 prikazuje AFK S-parametara izračunatu u programskom paketu *Mathematica* na osnovu (4.112) za planarni PAFPO (prototip c") iz tabele 4.3, i to za šest različitih vrednosti normalizovanih karakterističnih impedansi induktivnih transmisionih vodova, u opsegu od $z_c = 0.75$ do $z_c = \infty$.



Slika 4.16 AFK S-parametara za šest planarnih PAFPO$_\Delta$ sa različitim vrednostima normalizovane karakteristične impedanse induktivnih transmisionih vodova (frekvencijska osa je logaritamska)

Slika 4.16 prikazuje da u okolini propusnog opsega, kao i na frekvencijama koje su nekoliko puta veće od centralne frekvencije, filtri sa transmisionim vodovima čija je relativna

karakteristična impedansa $z_c \geq 2$, imaju gotovo identične AFK kao filtar istih C, L, k, m, n parametara koji je sastavljen od idealnih komponenti sa koncentrisanim parametrima (koji je ekvivalentan filtru sa transmisionim linijama čije $z_c \to \infty$). To pokazuje da planarni PAFPO sa induktivnim transmisionim vodovima velike karakteristične impedance mogu biti projektovani na osnovu prototipova koji sadrže samo elemente sa koncentrisanim parametrima. Zavisno od raspoložive tehnologije i upotrebljenog supstrata za realizaciju filtra, najviša ostvarljiva karakteristična impedansa mikrostrip vodova je reda veličine $Z_c = 200\ \Omega$ ($z_c = 4$). Međutim, za neke supstrate sa velikom relativnom dielektričnom konstantom, najviša tehnološki ostvariva vrednost može biti neznatno iznad $Z_c = 50\ \Omega$ ($z_c = 1$). Kao što je prikazano na slici 4.16, AFK filtra se pomera ka nižim frekvencijama sa snižavanjem karakteristične impedance induktivnih transmsionih linija. Ovo se dešava pod uticajem parazitne kapacitivnosti induktivnih transmisionih linija, koja mora biti uzeta u obzir ako se za realzaciju filtara koriste transmisioni vodovi malih karakterističnih impedansi.



Slika 4.17 AFK S-parametara planarnog PAFPO sa dvostrukim propusnim opsegom.

Na slici 4.16 se može videti da se kod planarnih PAFPO javlja minimum unesenog slabljenja u gornjem nepropusnom opsegu, koji se pomera ka nižim frekvencijama sa smanjenjem z_c. Kao posledica postojanja trigonometrisjkih funkcija u izrazu (4.112) za S-parametare, pri odgovarajućim vrednostima nezavisnih parametara C, m, n, i z_c može se dobiti filtar sa dvostrukim, ili čak višestrukim propusnim opsezima. Shodno (4.94 - 4.97) parametri m i n se mogu smatrati funkcijama željenih kružnih frekvencija transmisionih nula ω_{EZ1} i ω_{EZ2}, tako da su u modelu planarnog PAFPO realizovanog u programskom paketu *Mathematica*, koji je prikazan u Prilogu XX, Apendix-a III, kao nezavisni parametri korišćeni C, ω_{EZ1}, ω_{EZ2}, i z_c. Na slici 4.17 je prikazana AFK planarnog PAFPO sa dvostrukim

propusnim opsegom, koja je dobijena za vrednosti parametara: $C = 2.5$, $\omega_{EZ1} = 0.71$, $\omega_{EZ2} = 2.06$, i $z_c = 1$. U ovom slučaju frekvencije transmisionih nula se ne mogu proizvoljno zadavati, pošto se simultano prilagođenje u oba propusna opsega postiže finim podešavanjem vrednosti sva četiri nezavisna parametra.

Kod filtara sličnih karakteristika, od kojih su neki prikazani poglavlju 2.5.8.1, dvostruki propusni opseg se postiže, po pravilu, pomoću višestrukih rezonatora, odnosno pomoću filtara sa složenijim konfiguracijama. Za razliku od njih, planarni PAFPO čije su AFK prikazane na slici 4.17 ima nepromenjenu konfiguraciju u odnosu na PAFPO sa jednostrukim propusnim opsegom koja je prikazana na slikama 4.7e i 4.9.

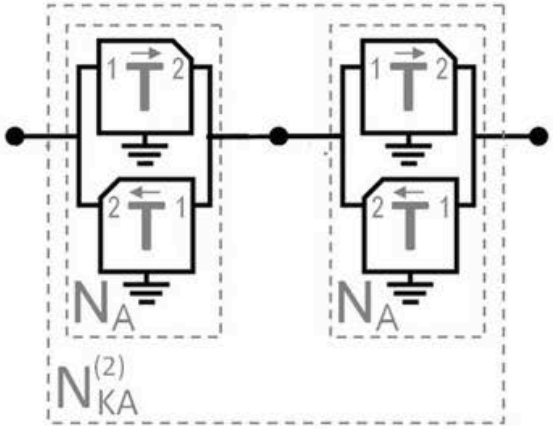
Rezultati koji su izloženi u poglavljima 4.1 – 4.5 su, tokom izrade doktorske disertacije publikovani i u radovima [115-120].

4.7 Filtri propusnici opsega višeg rada

U svim dosadašnjim primerima u poglavlju 4 prikazani su bazični filtri koji se sastoje od jednog para kapacitivno spregnutih identičnih rezonatora. Ovakvi filtri se odlikuju umerenom selektivnošću, odnosno umerenom izolacijom u donjem i gornjem nepropusnom opsegu. Kao i kod standardnih filtarskih struktura, veća selektivnost se može postići filtrima višeg reda. Bitna osobina filtara koji su predmet ove disertacije je da se filtri višeg reda mogu dobiti jednostavnim kaskadnim povezivanjem identičnih bazičnih filtara.

4.7.1 Kaskadno povezivanje antiparalelnih podmreža

Bazični filtri koji su predmet ovog rada imaju specifičnu konfiguraciju, prikazanu na slici 4.2c, pošto su formirani antiparalelnom vezom dve međusobno identične podmreže. Zahvaljujući antiparalelnoj konfiguraciji, postoje dva različita načina povezivanja dva bazična filtra radi dobijanja filtra dvostruko višeg reda. Prvi način, prikazan na slici 4.18, je kaskadna veza dve mreže N_A koje obrazuju dvostepenu mrežu $N_{KA}^{(2)}$..



Slika 4.18 Kaskadna veza dve **A**ntiparalelne mreže (KA mreža)

Topološki, $N_{KA}^{(2)}$ je **k**askada **a**ntiparalelnih podmreža (skraćeno: KA mreža). Matrica transmisionih parametara mreže $N_{KA}^{(2)}$ je jednaka matričnom proizvodu transmisionih parametara dve N_A mreže:

$$\mathbf{T}_{\mathbf{KA}}^{(2)} = \mathbf{T}_{\mathbf{A}} \cdot \mathbf{T}_{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \frac{A+D}{2} & \frac{B}{2} \\ \frac{(A+D)^2-4}{2B} & \frac{A+D}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{A+D}{2} & \frac{B}{2} \\ \frac{(A+D)^2-4}{2B} & \frac{A+D}{2} \end{bmatrix} \qquad (4.114)$$

Posle množenja matrica dobija se transmisona mreže $N_{KA}^{(2)}$ izražena preko elemenata matrice transmisionih parametara bazične podmreže N:

$$\mathbf{T}_{\mathbf{KA}}^{(2)} = \begin{bmatrix} \frac{(A+D)^2-2}{2} & \frac{B(A+D)}{2} \\ \frac{(A+D)\left((A+D)^2-4\right)}{2B} & \frac{(A+D)^2-2}{2} \end{bmatrix} \tag{4.115}$$

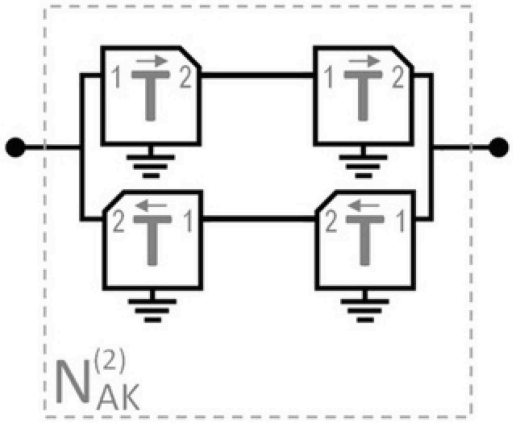
U slučaju kaskade više mreža N_A, transmisiona matrica višestepene kaskade je jednaka proizvodu transmisionih matrica svih elemenata kaskade:

$$\mathbf{T}_{\mathbf{KA}}^{(m)} = \underbrace{\mathbf{T}_{\mathbf{A}} \cdot \mathbf{T}_{\mathbf{A}} \cdot \mathbf{T}_{\mathbf{A}} \cdots\cdots\cdots\cdots \mathbf{T}_{\mathbf{A}}}_{m} \tag{4.116}$$

Korišćenjem operatora "||" definisanog relacijom (4.12), transmisiona matrica $\mathbf{T}_{\mathbf{KA}}^{(2)}$, dvostepene mreže $N_{KA}^{(2)}$, se može izraziti u funkciji transmisonih matrica podmreža koje obrazuju mrežu N_A:

$$\mathbf{T}_{\mathbf{KA}}^{(2)} = \left(\vec{\mathbf{T}} \parallel \overleftarrow{\mathbf{T}}\right) \cdot \left(\vec{\mathbf{T}} \parallel \overleftarrow{\mathbf{T}}\right) \tag{4.117}$$

Na slici 4.19 je prikazana mreža $N_{AK}^{(2)}$ koja se sastoji od istih podmreža koje obrazuju i mrežu $N_{KA}^{(2)}$ sa slike 4.18, pri čemu je $N_{AK}^{(2)}$, topološki, antiparalelna veza prethodno kaskadno povezanih podmreža (skraćeno: AK mreža), za razliku od $N_{KA}^{(2)}$ koja je KA mreža.



Slika 4.19 Antiparalelna veza dve kaskadne podmreže (AK mreža)

Analogno relaciji (4.117), matrica transmisionih parametara mreža $N_{AK}^{(2)}$ se može izraziti u funkciji matrica podmreža kao:

$$\mathbf{T}_{\mathbf{AK}}^{(2)} = \left(\overrightarrow{\mathbf{T}} \cdot \overrightarrow{\mathbf{T}}\right) \| \left(\overleftarrow{\mathbf{T}} \cdot \overleftarrow{\mathbf{T}}\right) \tag{4.118}$$

U slučaju kaskade više podmreža N, u antiparalelnim granama AK mreže, matrica transmisionih parametara ovakve višestepene AK mreže se može izračunati kao:

$$\mathbf{T}_{\mathbf{AK}}^{(m)} = \left(\underbrace{\overrightarrow{\mathbf{T}} \cdot \overrightarrow{\mathbf{T}} \cdot \overrightarrow{\mathbf{T}} \ldots \cdot \overrightarrow{\mathbf{T}}}_{m}\right) \| \left(\underbrace{\overleftarrow{\mathbf{T}} \cdot \overleftarrow{\mathbf{T}} \cdot \overleftarrow{\mathbf{T}} \ldots \cdot \overleftarrow{\mathbf{T}}}_{m}\right) \tag{4.119}$$

Znajući da je:

$$\overrightarrow{\mathbf{T}} \cdot \overrightarrow{\mathbf{T}} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^2 + BC & B(A+D) \\ C(A+D) & D^2 + BC \end{bmatrix} \tag{4.120}$$

i da je:

$$\overleftarrow{\mathbf{T}} \cdot \overleftarrow{\mathbf{T}} = \begin{bmatrix} D & B \\ C & A \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} D & B \\ C & A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D^2 + BC & B(A+D) \\ C(A+D) & A^2 + BC \end{bmatrix} \tag{4.121}$$

Primenom (4.12) se izračunava $\mathbf{T}_{\mathbf{AK}}^{(2)}$, tj. matrica transmisionih parametara mreže $N_{AK}^{(2)}$, u funkciji transmisionih parametara bazične podmreže N:

$$\mathbf{T}_{\mathbf{AK}}^{(2)} = \begin{bmatrix} \dfrac{(A+D)^2 - 2}{2} & \dfrac{B(A+D)}{2} \\ \dfrac{(A+D)\left((A+D)^2 - 4\right)}{2B} & \dfrac{(A+D)^2 - 2}{2} \end{bmatrix} \tag{4.122}$$

Iz (4.122) se vidi da je dobijena relacija identična relaciji (4.115), što znači da je:

$$\left(\overrightarrow{\mathbf{T}} \parallel \overleftarrow{\mathbf{T}}\right) \cdot \left(\overrightarrow{\mathbf{T}} \parallel \overleftarrow{\mathbf{T}}\right) = \left(\overrightarrow{\mathbf{T}} \cdot \overrightarrow{\mathbf{T}}\right) \| \left(\overleftarrow{\mathbf{T}} \cdot \overleftarrow{\mathbf{T}}\right) \tag{4.123}$$

odnosno:

$$\mathbf{T}_{\mathbf{KA}}^{(2)} = \mathbf{T}_{\mathbf{AK}}^{(2)} \tag{4.124}$$

Ovim je dokazano da su mreže $N_{KA}^{(2)}$ i $N_{AK}^{(2)}$ ekvivalentne u slučaju kada su sastavljene od identičnih podmreža suprotne orjentacije, tj. kada su matrice transmisionih parametara podmreža u paralelnim granama date izrazima (4.1) i (4.4). Ovaj zaključak ne važi u opštem slučaju, tj. za proizvoljne podmreže u paralelnim granama, ali može važiti i pod nekim drugim uslovima, različitim od uslova specificiranog relacijom (4.4). Nalaženje potrebnog i dovoljnog uslova koji treba da ispunjavaju podmreže u paralelnim granama, da bi

odgovarajuće AK i KA mreže bile ekvivalentne je interesantno teorijsko pitanje koje ovom prilikom neće biti razmatrano pošto nije relevantno za temu ove disertacije.

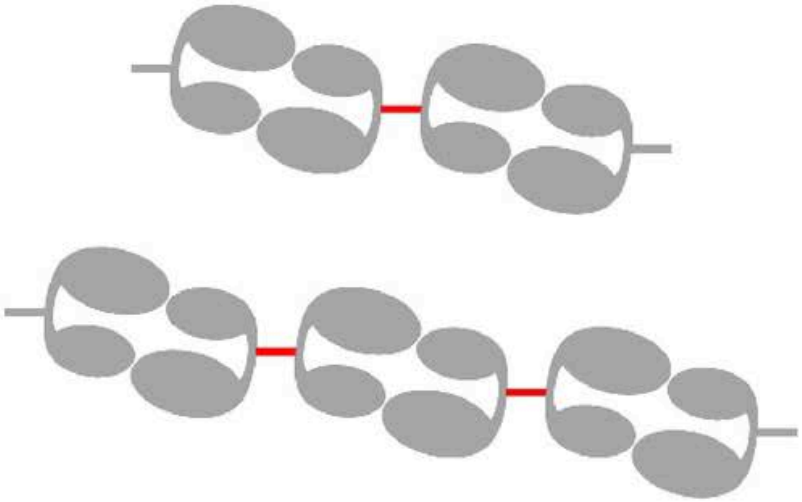
Na sličan način na koji je dokazana relacija (4.124) se može pokazati da ekvivalencija mreža prikazanih na slici 4.18 i 4.19 važi i u slučajevima kaskada više od dve mreže, odnosno podmreže:

$$\mathbf{T}_{\mathrm{KA}}^{(m)} = \mathbf{T}_{\mathrm{AK}}^{(m)} \tag{4.125}$$

Takođe važi:

$$\mathbf{T}_{\mathrm{KA}}^{(m)} \cdot \mathbf{T}_{\mathrm{KA}}^{(n)} = \mathbf{T}_{\mathrm{KA}}^{(m+n)} = \mathbf{T}_{\mathrm{AK}}^{(m+n)} \tag{4.126}$$

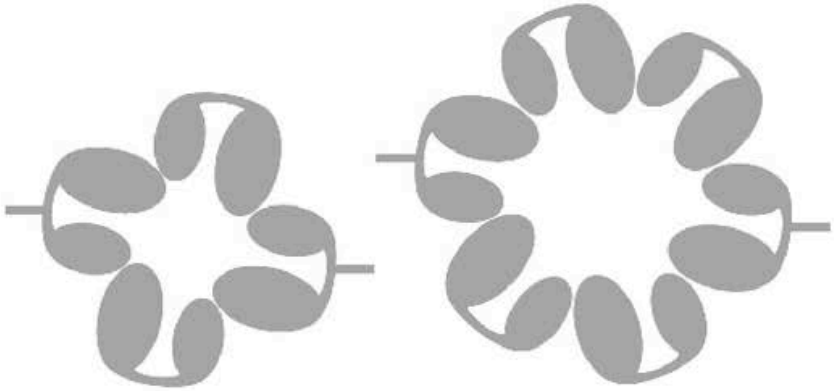
Značaj uspostavljanja ekvivalencije između ove dve različite konfiguracije višestepenih mreža je u tome što su KA mreže jednostavnije za analizu, dok su AK mreže jednostavnije za praktičnu realizaciju. Izračunavanje AFK višestepene mreže KA se svodi na matrično množenje identičnih transmisionih matrica bazične N_A mreže i konverzije dobijene transmisione matrice u matricu S-parametara.



Slika 4.20 Opšta planarna topologija dvostepene i trostepene KA mreže

Na slici 4.20 je prikazan opšti izgled planarnih kola kojima su realizovani filtri višeg reda dobijeni kaskadnim povezivanjem bazičnih jednostepenih filtara. Da bi rezultantna matrica bila jednaka prostom matričnom proizvodu odgovarajućeg broja bazičnih matrica, crveni transmisioni vodovi koji spajaju susedne stepene kaskade na slici 4.20 bi morali biti nulte dužine. U suprotnom se u matrični proizvod moraju uračunati i matrice transmisionih vodova, što dovodi do degradacije AFK filtra. Sa druge strane, u slučaju nulte dužine

povezujućeg transmisionog voda bi došlo do stapanja susednih rezonatora, a samim tim i do njihove deformacije i degradacije AFK, a samim tim i degradacije AFK celog filtra. To znači da je višestepena mreža koja se sastoji od proste kaskade bazičnih antiparalelnih filtara praktično neostvariva u tehnologiji planarnih kola, odnosno ostvariva je uz degradaciju AFK koju unose spojni transmisioni vodovi.



Slika 4.21 Opšta planarna topologija dvostepene i trostepene AK mreže

Sa duge strane AK mreže, čija je opšta planarna topologija ilustrovna na slici 4.21 ne iziskuju dodatne transmisione vodove za povezivanje rezonatora u višestepene filtarske strukture, tako da su znatno pogodnije za praktičnu realizaciju. Izračunavanje AFK je nešto komplikovanije pošto iziskuje matrično množenje transmisionih matrica podmreža u svakoj od grana, zatim konverziju u Y matrice radi sabiranja admitansnih matrica paralelnih grana i konačno konverziju rezultantne Y matrice u matricu S parametara. Dokazana ekvivalencija (4.123) omogućava izračunavanje električnih karakteristika AK mreža direktnom primenom znatno jednostavnijeg metoda koje važi za KA mreže. Zahvaljujući tome, svi primeri višestepenih filtara navedeni u ovoj disertaciji imaju topologiju AK mreža, a njihove transmisione matrice, a potom i matrice S parametara, se izračunavaju kao da se radi o KA mrežama.

4.7.2 Izračunavanje funkcije prenosa filtara višeg reda

Uvođenjem smene:

$$P = A + D \tag{4.127}$$

u relaciju (4.9) dobija se novi oblik matrice transmisionih parametara bazičnog filtra (mreže N_A) u kojoj figurišu samo dva parametra, P i B:

$$\mathbf{T}_{\mathbf{A}}=\begin{bmatrix}\dfrac{P}{2} & \dfrac{B}{2}\\ \dfrac{P^2-4}{2B} & \dfrac{P}{2}\end{bmatrix} \tag{4.128}$$

Konverzijom transmisione matrice (4.128) u matricu S parametara uz smene: p=P/2 i q=B/(2Z_0) dobija se matrica S parametara bazičnog filtra u obliku:

$$\mathbf{S}_{\mathbf{A}}=\begin{bmatrix}S_{11} & S_{12}\\ S_{21} & S_{22}\end{bmatrix} \tag{4.129}$$

gde su:

$$S_{11}=S_{22}=\frac{BS_{11}^{(1)}}{IS^{(1)}}=\frac{q^2-p^2+1}{(q+p)^2-1} \tag{4.130}$$

$$S_{12}=S_{21}=\frac{BS_{21}^{(1)}}{IS^{(1)}}=\frac{q}{(q+p)^2-1} \tag{4.131}$$

Takođe, primenom istih smena, transmisiona matrica kaskade dva bazična filtra (4.115) se može izraziti u obliku:

$$\mathbf{T}_{\mathbf{KA}}^{(2)}=\begin{bmatrix}\dfrac{P^2-2}{2} & \dfrac{BP}{2}\\ \dfrac{P\left(P^2-4\right)}{2B} & \dfrac{P^2-2}{2}\end{bmatrix} \tag{4.132}$$

Čijom se konverzijom dobija matrica S-parametara dvostepene kaskadne mreže:

$$\mathbf{S}_{\mathbf{A}}^{(2)}=\begin{bmatrix}S_{11}^{(2)} & S_{12}^{(2)}\\ S_{21}^{(2)} & S_{22}^{(2)}\end{bmatrix} \tag{4.133}$$

gde su:

$$S_{11}^{(2)}=S_{22}^{(2)}=\frac{BS_{11}^{(2)}}{IS^{(2)}}=\frac{\left(q^2-p^2+1\right)}{\left((q+p)^2-1\right)p-q}=\frac{p\cdot BS_{11}^{(1)}}{p\cdot IS^{(1)}-q} \tag{4.134}$$

$$S_{12}^{(2)}=S_{21}^{(2)}=\frac{BS_{21}^{(2)}}{IS^{(2)}}=\frac{q}{\left((q+p)^2-1\right)p-q}=\frac{BS_{21}^{(1)}}{p\cdot IS^{(1)}-q} \tag{4.135}$$

Poređenjem relacija (4.131) i (4.135) može se primetiti da su im brojioci identični ($BS_{21}^{(2)}=BS_{21}^{(1)}=q$) iz čega se može zaključiti da će AFK kaskade dva elementarna filtra imati identične nule, tj. isti broj nula, koje će se nalaziti na istim frekvencijama, kao AFK bazičnog filtra.

Sa druge strane, poređenjem brojilaca relacija (4.130) i (4.134) može se zaključiti da će se broj nula S_{11} parametra, koji su istovremeno polovi S_{21} parametra, u slučaju kaskade povećati. Naime, pored polova definisanih rešenjem jednačine:

$$\left|q^2 - p^2 + 1\right| = 0 \tag{4.136}$$

koji postoje i u slučaju bazičnog EAFPO filtra, AFK kaskade dva EAFPO će imati dodatni pol definisan rešenjem jednačine:

$$p = 0 \tag{4.137}$$

Odnosno:

$$\frac{A+D}{2} = 0 \tag{4.138}$$

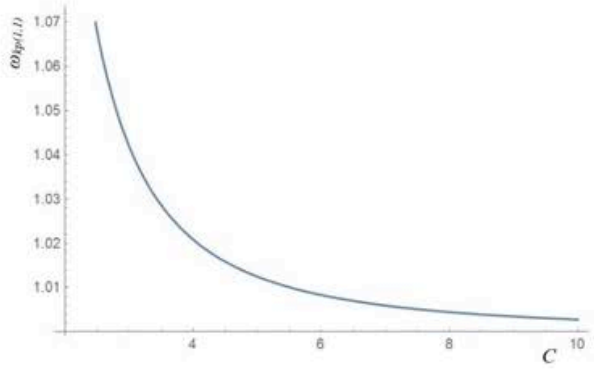
Zamenom parametara A i D iz (4.23) u (4.138) dobija se jednačina:

$$2 + k - \omega^2 kCL = 0 \tag{4.139}$$

Rešavanjemo (4.139) po ω dobija se jedno realno i pozitivno rešenje za kružnu frekvenciju dodatnog pola koji je posledica kaskadnog povezivanja dva EAFPO, u funkciji parametara C, L i k:

$$\omega_{kp(1,1)} = \sqrt{\frac{k+2}{kCL}} \tag{4.140}$$

Primenom (4.62) i (4.63) u (4.140) može se dobiti vrednost kružne frekvencije kaskadnog pola u zavisnosti od vrednosti nezavisno promenljivog parametra C, koja je na slici 4.22 je prikazana u opsegu od $C = 2.5$ do $C = 10$. Može se videti da se kaskadni pol dvostepene kaskade EAFPO javlja na nešto višoj kružnoj frekvenciji u odnosu na osnovni pol ω_p koji je normalizovan na jediničnu kružnu frekvenciju. Kaskadni pol asimptotski teži jedinici za veće vrednosti parametra C.



Slika 4.22 Kružna frekvencija kaskadnog pola dvostepene kaskade EAFPO u zavisnosti od vrednosti nezavisnog parametra C

Sukcesivnim množenjem transmisionih matrica bazične mreže N_A i konverzijom u matricu S parametara rezultantne matrice matričnog množenja, može se izračunati matrica S parametara proizvoljnog reda (r) kaskade bazične mreže N_A:

$$\mathbf{S}_{\mathbf{A}}^{(r)} = \begin{bmatrix} S_{11}^{(r)} & S_{12}^{(r)} \\ S_{21}^{(r)} & S_{22}^{(r)} \end{bmatrix} \tag{4.141}$$

čiji su članovi, u opštem slučaju, dati relacijama:

$$S_{11}^{(r)} = S_{22}^{(r)} = \frac{BS_{11}^{(r)}}{IS^{(r)}} = \frac{\left(q^2 - p^2 + 1\right) \cdot \mathbf{U}_{r-1}(p/2)}{p \cdot IS^{(r-1)} - q} \tag{4.142}$$

$$S_{12}^{(r)} = S_{21}^{(r)} = \frac{BS_{21}^{(r)}}{IS^{(r)}} = \frac{q}{p \cdot IS^{(r-1)} - q} \tag{4.143}$$

Pri čemu je $IS^{(1)}$ definisan relacijama (4.130 i 4.131), dok je $\mathbf{U}_{r-1}(p/2)$ Čebiševljev polinom druge vrste, u kome je $x=p/2$, i čiji je opšti oblik po promenljivoj $p/2$:

$$\mathbf{U}_{r-1}\left(\frac{p}{2}\right) = \frac{2\sin\left(r \cdot \arccos(p/2)\right)}{\sqrt{4 - p^2}} \tag{4.144}$$

Koj se može predstaviti i u standardnom obliku:

$$\mathbf{U}_{r-1}(p/2) = \mathbf{a}_1 p^{r-1} - \mathbf{a}_2 p^{r-3} + \mathbf{a}_3 p^{r-5} - \ldots \tag{4.145}$$

Čebiševljev polinom druge vrste $\mathbf{U}_{r-1}(p/2)$ ima ukupno r-1 različitih realnih nula čiji je opšti oblik:

$$p_{r-1,l} = \cos\left(\frac{l\pi}{r}\right), (l = 1,...r-1) \tag{4.146}$$

Tabela 4.5 Prvih nekoliko redova Čebiševljevog polinoma druge vrste sa vrednostima nula

r	$\mathbf{U}_{r-1}(p/2)$	Σa_i	$p_{r-1,l}, (l = 1,...r-1)$
1	1	1	nema
2	p	1	0
3	p^2-1	2	±1
4	p^3-2p	3	$0, \pm\sqrt{2}$
5	p^4-3p^2+1	5	$\pm(1\pm\sqrt{5})/2$
6	p^5-4p^3+3p	8	$0, \pm1, \pm\sqrt{3}$
7	p^6-5p^4+6p^2-1	13	$\pm 2\cos(\pi/7), \pm 2\cos(2\pi/7), \pm 2\cos(3\pi/7)$
8	p^7-6p^5+10p^3-4p	21	$0, \pm\sqrt{2}, \pm\sqrt{2\pm\sqrt{2}}$
9	p^8-7p^6+15p^4-10p^2+1	34	$\pm1, \pm 2\cos(\pi/9), \pm 2\cos(2\pi/9), \pm 2\cos(4\pi/9)$
10	p^9-8p^7+21p^5-20p^3+5p	55	$0, \pm(1\pm\sqrt{5})/2, \pm\sqrt{(5\pm\sqrt{5})/2}$

U tabeli 4.5 su prikazani Čebiševljevi polinomi druge vrste, u standardnom obliku, od 0. do 9. reda, kao i brojne vrednosti njihovih nula, odnosno relacije u slučajevima kada se vrednosti ne mogu izraziti u zatvorenom obliku. U koloni Σa_i je dat zbir svih koeficijenata uz promenljive u zavisnosti od reda polinoma svakog polinoma, kojim se dobijaju elementi Fibonačijevog niza.

4.7.3 Izračunavanje frekvencije kaskadnih polova u slučaju EAFPO

Svakoj nuli $p_{r-1,l}$ polinoma iz tabele 4.5 odgovara po jedan pol AFK kaskade r bazičnih filtara čija se kružna frekvencija izračunava rešavanjem jednačine:

$$\frac{A+D}{2} = p_{r-1,l}, (l = 1,...r-1) \tag{4.147}$$

Zamenom parametara A i D iz (4.23) u (4.147) dobija se jednačina:

$$2 + k - \omega^2 kCL = 2p_{r-1,l}, (l = 1,...r-1) \tag{4.148}$$

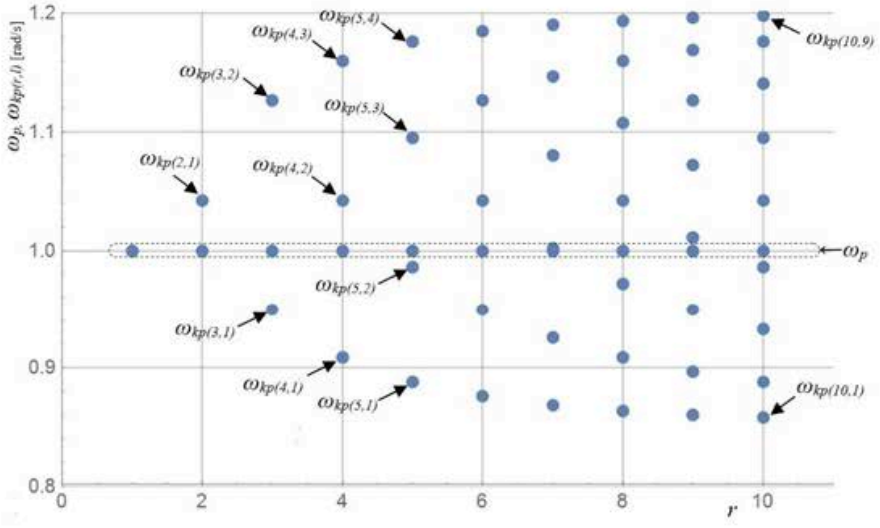
Rešavanjemo (4.148) po ω i primenom (4.146) dobija se opšti oblik relacije za izračunavanje kružne frekvencije svih r-1 kaskadnih polova kaskade r bazičnih EAFPO, u funkciji parametara C, L i k:

$$\omega_{kp(r-1,l)} = \sqrt{\frac{2+k-2\cos(l\pi/r)}{kCL}}, (l = 1,...r-1) \qquad (4.149)$$

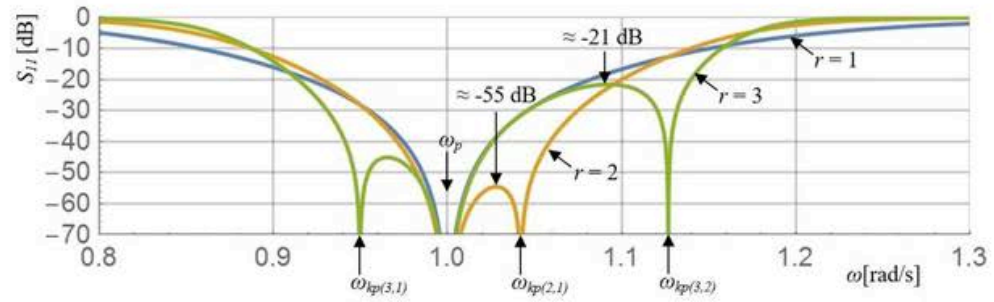
S obzirom na uslove na osnovu kojih je razvijen prototip EAFPO, parametri L i k se mogu smatrati funkcijama nezavisno promenljivog parametra C.

Na slici 4.23 su grafički predstavljene kružne frekvencije svih polova izračunatih primenom (4.149), koji se dobijaju kaskadnim povezivanjem r identičnih EAFPO, za jednu fiksnu vrednost nezavisnog parametra $C = 3$, za redove kaskade od $r = 1$ do $r = 10$. Pored osnovnog pola ω_p koji se za sve kaskade, po definiciji i saglasno (4.130), (4.134) i (4.142), nalazi na jediničnoj kružnoj frekvencij i koji postoji bez obzira na red kaskade, svaki kaskadni filtar ima r - 1 kaskadni pol, gde je r red kaskade. Na slikama 4.24 – 4.26 su prikazane AFK S_{11} parametara filtara različitih redova. Kružne frekvencije svih kaskadnih polova se podudaraju sa vrednostima dobijenim primenom (4.149) i prikazanim na slici 4.23. Takođe se može primetiti da vrednosti maksimuma refleksije koji se javljaju između dva susedna pola rastu sa porastom reda kaskade počevši od $S_{11} \approx$ -55 dB za r = 2, odnosno $S_{11} \approx$ -21 dB za r = 3, na slici 4.24, kao i $S_{11} \approx$ -13 dB za r = 4, odnosno $S_{11} \approx$ -9 dB za r = 5, na slici 4.25.

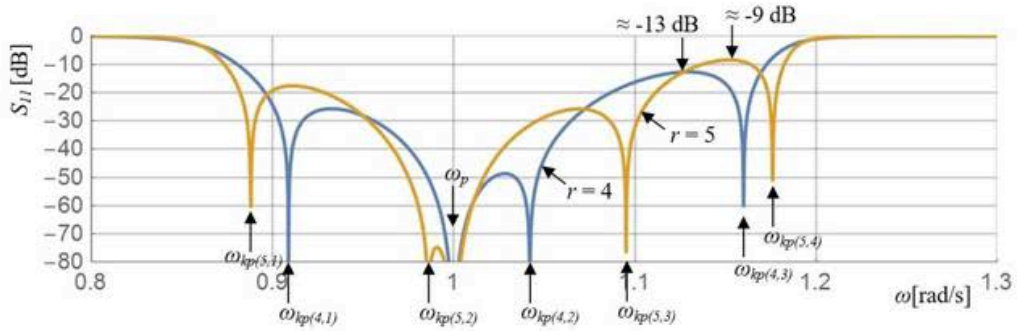
Za kaskade viših redova, kao na primer r = 10 sa slike 4.26, vrednosti maksimuma refleksije postaju znatno veće od -10 dB (u tačkama A, B i C), što izaziva degradaciju transmisije, pojavu „talasanja“ AFK S_{21} i porast unesenog slabljenja na vrednosti veće i od 3 dB (u tački C).



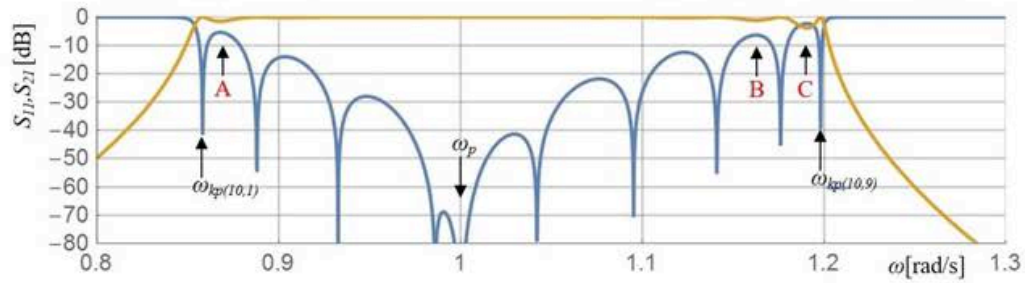
Slika 4.23 Kružne frekvencije polova višestepenih kaskada EAFPO za redove kaskada r od 1 do10 i za vrednost nezavisnog parametra $C = 3$



Slika 4.24 AFK S_{11} parametara EAFPO za redove kaskada r od 1 do 3 i za vrednost nezavisnog parametra $C = 3$



Slika 4.25 AFK S_{11} parametara EAFPO za redove kaskada r od 4 do 5 i za vrednost nezavisnog parametra $C = 3$



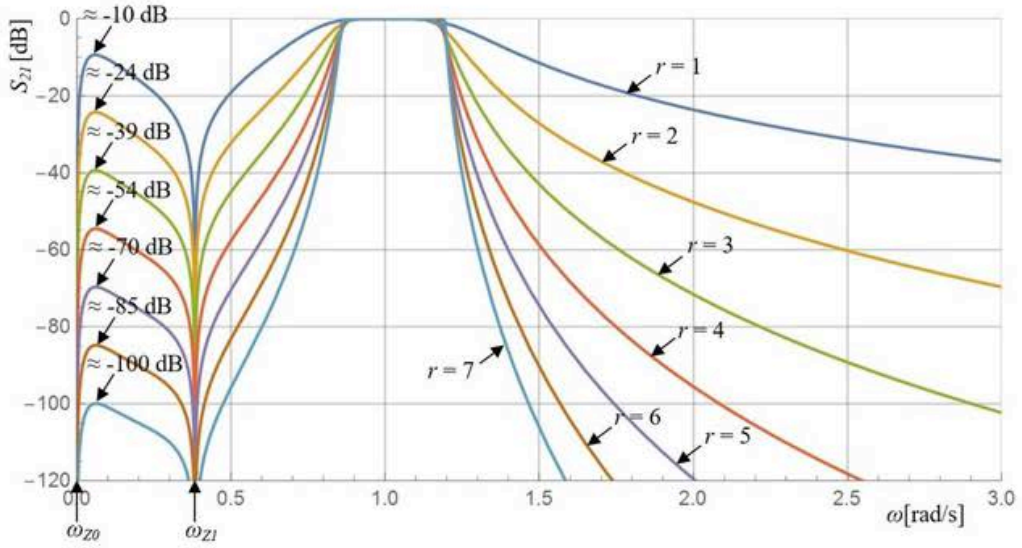
Slika 4.26 AFK S_{11} i S_{21} parametara EAFPO za red kaskade $r = 10$ i $C = 3$

Na slici 4.23 su grafički predstavljene kružne frekvencije svih polova izračunatih primenom (4.149), koji se dobijaju kaskadnim povezivanjem r identičnih EAFPO, za jednu fiksnu vrednost nezavisnog parametra $C = 3$, za redove kaskade od $r = 1$ do $r = 10$. Pored osnovnog pola ω_p određenog rešenjem (4.136), koji se za sve kaskade, po definiciji i saglasno (4.130), (4.134) i (4.142), nalazi na jediničnoj kružnoj frekvencij i koji postoji bez obzira na red kaskade, svaki kaskadni filtar ima r - 1 kaskadni pol, gde je r red kaskade. Kao što je u poglavlju 4.3 objašnjeno, rešenje jednačine (4.136) može imati 0, 1 ili 2 realna pozitivna

rešenja, tako da osnovni pol ω_p može izostati ili se mogu javiti dva bliska osnovna pola ω_{p1} i ω_{p2}.

Na slikama 4.24 – 4.26 su prikazane AFK S_{11} parametara filtara različitih redova. Kružne frekvencije svih kaskadnih polova se podudaraju sa vrednostima dobijenim primenom (4.149) i prikazanim na slici 4.23. Takođe se može primetiti da vrednosti maksimuma refleksije koji se javljaju između dva susedna pola rastu sa porastom reda kaskade počevši od $S_{11} \approx$ -55 dB za r = 2, odnosno $S_{11} \approx$ -21 dB za r = 3, na slici 4.24, kao i $S_{11} \approx$ -13 dB za r = 4, odnosno $S_{11} \approx$ -9 dB za r = 5, na slici 4.25.

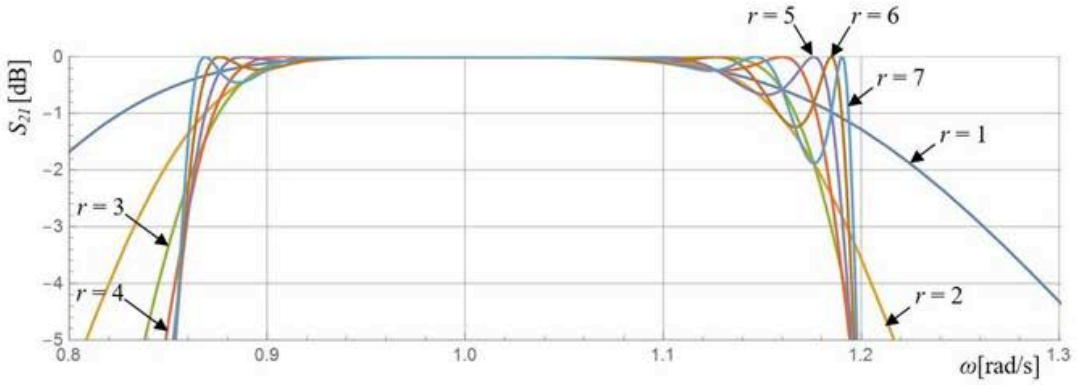
Za kaskade viših redova, kao na primer r = 10 sa slike 4.26, vrednosti maksimuma refleksije postaju znatno veće od -10 dB (u tačkama A, B i C), što izaziva degradaciju transmisije, pojavu „talasanja" AFK S_{21} i porast unesenog slabljenja na vrednosti veće i od 3 dB (u tački C).



Slika 4.27 AFK S_{21} parametara EAFPO za redove kaskada r od 1 do 7 i za vrednost nezavisnog parametra C = 3

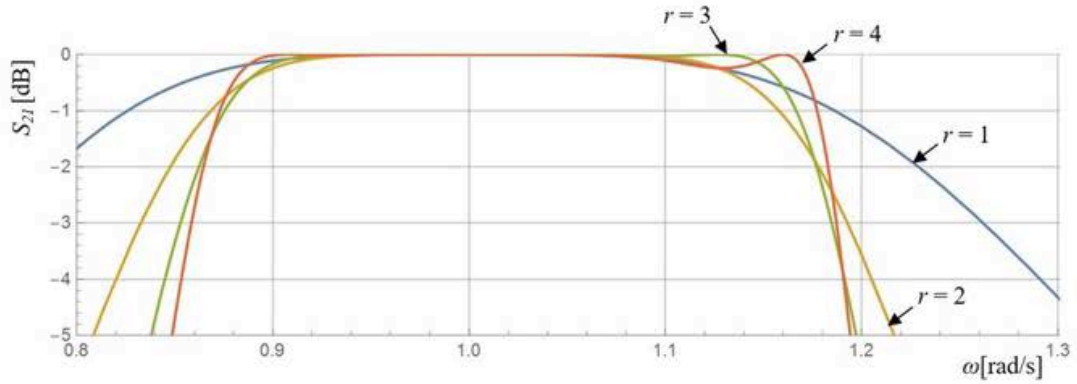
Na slici 4.27 su prikazane AFK S_{21} parametara filtara za redove kaskade od r = 1 do 7. Pošto su brojioci u izrazima (4.131), (4.135) i (4.143), za S_{21} parametre ovih filtara međusobno jednaki, sve S_{21} njihove AFK će, bez obzira na red kaskade, imati isti broj transmisionih nula koje će se nalaziti na istoj frekvenciji. U slučaju EAFPO, čije su AFK prikazane na slici 4.27, pored transmisione nule ω_{Z0} koja se nalazi na nultoj frekvenciji, postojaće još samo jedna transmisona nula čija je kružna frekvencija (ω_{Z1}) data izrazom (4.46). Sa porastom reda kaskade selektivnost filtra se značajno povećava kao i uneseno

slabljenje u donjem i gornjem nepropusnom opsegu. Na primeru EAFPO pirkazanom na slici 4.27 vrednosti izolacije, u tačkama lokalnih minimuma izolacije u donjem nepropusnom opsegu, se menjaju od ≈ 10 dB za r = 1, do ≈ 100 dB za r = 7.



Slika 4.28 AFK S_{21} parametara EAFPO za redove kaskada r od 1 do 7 i za vrednost nezavisnog parametra C = 3 u okolini propusnog opsega

Na slici 4.28 su prikazane AFK S_{21} parametara filtara za redove kaskade od r = 1 do r = 7 u okolini propusnog opsega. Sa porastom reda kaskade povećava se i „talasnost" unutar propusnog opsega, naročito u blizini gornje granične frekvencije propusnog opsega, tako da za red kaskade r = 7 iznosi približno 2 dB.



Slika 4.29 AFK S_{21} parametara EAFPO za redove kaskada r od 1 do 4 i za vrednost nezavisnog parametra C = 3 u okolini propusnog opsega

Uzimajući u obzir talasnost transmisione AFK i refleksiju unutar propusnog opsega može se zaključiti da su za praktičnu primenu prihvatljivi filtri čiji je red kaskade od r = 1 do r = 4, čija je AFK S_{21} parametara u okolini propusnog opsega prikazana na slici 4.29.

4.7.4 Izračunavanje frekvencije kaskadnih polova u slučaju PAFPO

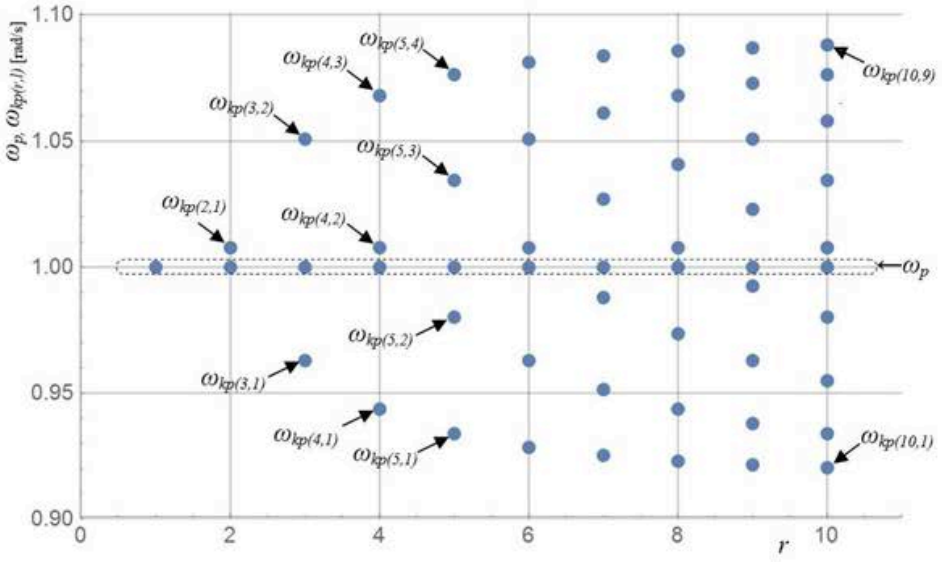
U slučaju PAFPO, zamenom parametara A i D iz (4.80) u (4.147) dobija se jednačina:

$$2+k-kCL\omega^2-k(mCL+n)(\omega^2-1)=2p_{r-1,l},(l=1,...r-1) \tag{4.150}$$

Rešavanjemo (4.150) po ω i primenom (4.146) dobija se opšti oblik relacije za izračunavanje kružne frekvencije svih *r*-1 kaskadnih polova kaskade sastavljene od *r* identičnih jednostepenih proširenih antiparalelnih filtara PAFPO, u funkciji parametara *C*, *L*, *k*, *m* i *n*:

$$\omega_{kp(r-1,l)}=\sqrt{\frac{2+k(1+mCL+n)-2\cos(l\pi/r)}{k((m+1)CL+n)}},(l=1,...r-1) \tag{4.151}$$

Pored nezavisnog parametra *C*, reda kaskade *r*, i rednog broja pola *l*, frekvencijski položaj kaskadnih polova PAFPO zavisi i od veličine parametara m i n koji se, shodno (4.94) i (4.95), odnosno uprošćenim izrazima (4.96) i (4.97), mogu smatrati funkcijama kružnih frekvencija nula prenosne AFK ω_{EZ1} i ω_{EZ2}.

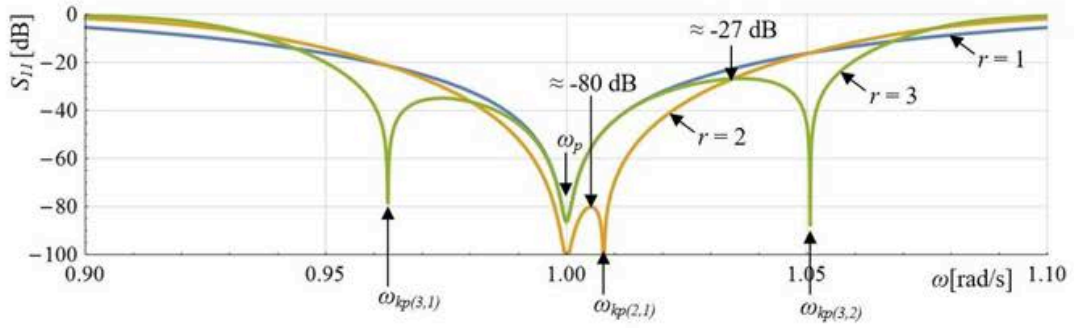


Slika 4.30 Kružne frekvencije polova višestepenih kaskada PAFPO (C = 4, ω_{EZ1} = 0.5 i ω_{EZ2} = 2), za redove kaskada od r =1 do r =10 i vrednost nezavisnog parametra

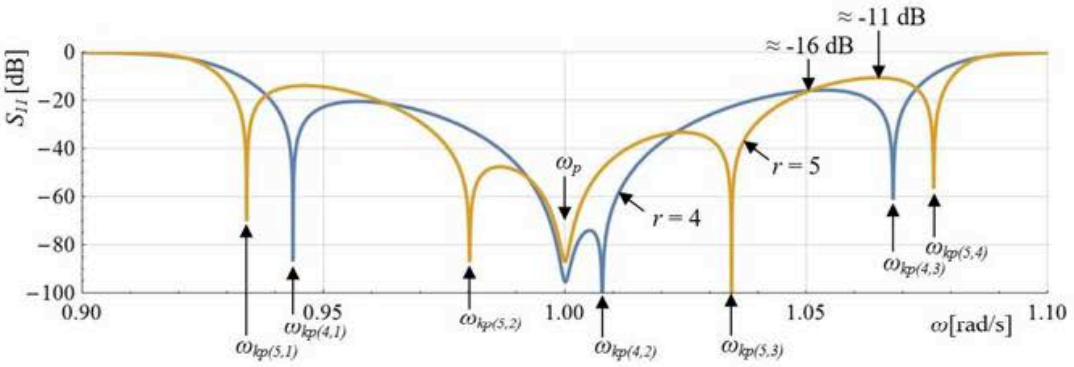
Na slici 4.30 su grafički predstavljene kružne frekvencije svih polova izračunatih primenom (4.151), koji se dobijaju kaskadnim povezivanjem r identičnih PAFPO, za jednu fiksnu vrednost nezavisnog parametra C = 4 i položaje transmisionih nula ω_{EZ1} = 0.5 i ω_{EZ2} = 2. Pored osnovnog pola ω_p koji se za sve kaskade, po definiciji i saglasno izrazima (4.130),

(4.134) i (4.142), nalazi na jediničnoj kružnoj frekvencij i koji postoji bez obzira na red kaskade, svaki kaskadni filtar ima r - 1 kaskadni pol, gde je r red kaskade.

Na slikama 4.31 – 4.33 su prikazane AFK S_{11} parametara PAFPO filtara različitih redova. Kružne frekvencije svih kaskadnih polova se podudaraju sa vrednostima dobijenim primenom (4.151) i prikazanim na slici 4.30. Kao u slučaju EPFPO, i kod PAFPO se može videti da vrednosti maksimuma refleksije, koji se javljaju između dva susedna pola, rastu sa porastom reda kaskade. Poređenjem sa slikama 4.24 i 4.25 zapaža se da su kod u odnosu EAFPO vrednosti refleksije kod ovog primera PAFPO znatno manje, počevši od $S_{11} \approx$ -80 dB za r = 2, odnosno $S_{11} \approx$ -27 dB za r = 3, na slici 4.31, kao i $S_{11} \approx$ -16 dB za r = 4, odnosno $S_{11} \approx$ -11 dB za r = 5, na slici 4.32.

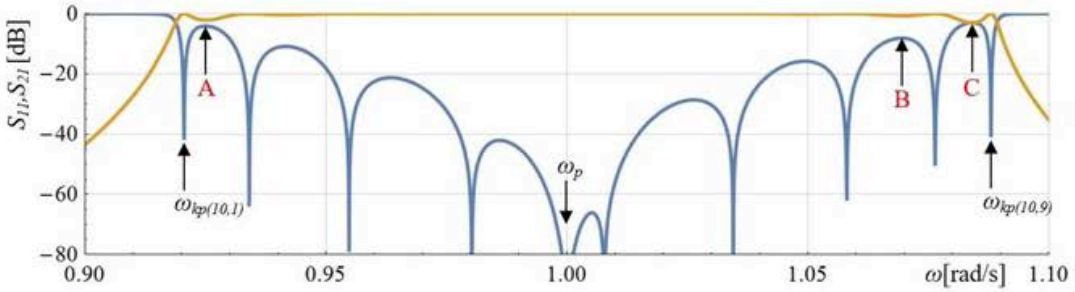


Slika 4.31 AFK S_{11} parametara PAFPO za redove kaskada r od 1 do 3 i za vrednost parametara C = 4, ω_{EZ1} = 0.5 i ω_{EZ2} = 2



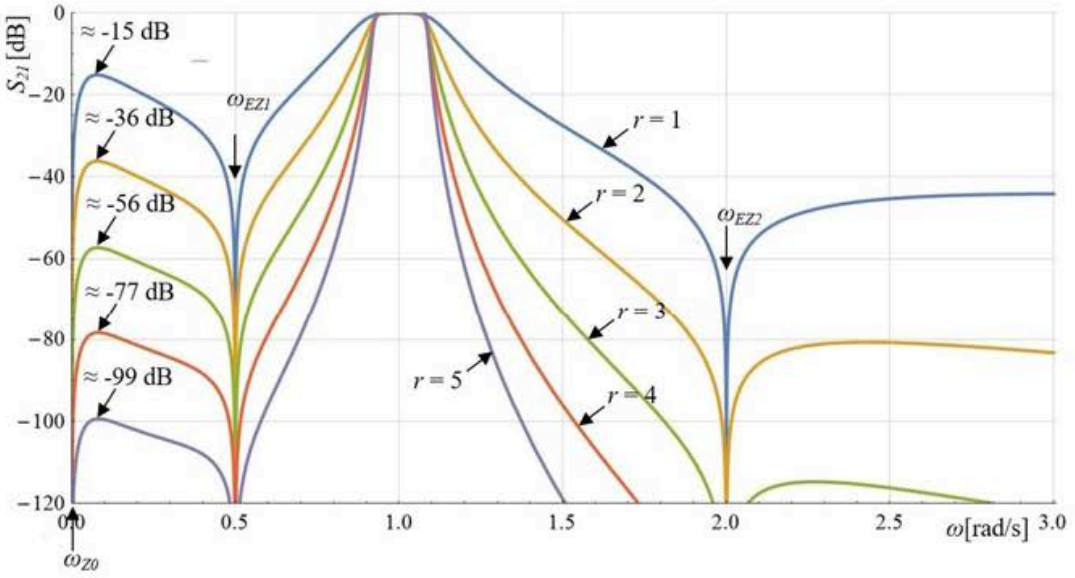
Slika 4.32 AFK S_{11} parametara PAFPO za redove kaskada r od 4 do 5 i za vrednost parametara C = 4, ω_{EZ1} = 0.5 i ω_{EZ2} = 2

Za kaskade viših redova, kao na primer r = 10 sa slike 4.33, vrednosti maksimuma refleksije postaju veće od -10 dB (u tačkama A, B i C), što izaziva degradaciju transmisije, pojavu „talasanja“ AFK S_{21} i porast unesenog slabljenja na vrednosti do 3 dB (u tački C).



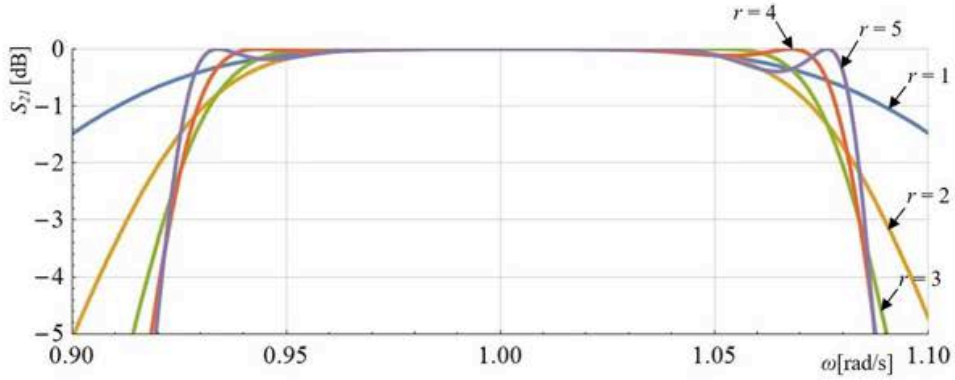
Slika 4.33 AFK S_{11} i S_{21} parametara PAFPO za red kaskade r = 10 i za vrednost parametara C = 4, ω_{EZ1} = 0.5 i ω_{EZ2} = 2

Na slici 4.34 su prikazane AFK S_{21} parametara PAFPO za redove kaskade od r = 1 do r = 5. Pošto su brojioci u izrazima (4.131), (4.135) i (4.143), za S_{21} parametre ovih filtara međusobno jednaki, sve AFK će, bez obzira na red kaskade, imati isti broj transmisionih nula koje će se nalaziti na istoj frekvenciji. U slučaju PAFPO, čije su AFK prikazane na slici 4.34, pored transmisione nule ω_{Z0} koja se nalazi na nultoj frekvenciji, postoji i par transmisonih nula čije su kružne frekvencije (ω_{EZ1} i ω_{EZ2}) date izrazima (4.88) i (4.89), respektivno. Sa porastom reda kaskade selektivnost filtra se značajno povećava kao i uneseno slabljenje u donjem i gornjem nepropusnom opsegu. Verzije kaskadnih PEFPO filtara prikazanih na slici 4.34 su znatno selektivnije od analognog primera EAFPO sa slike 4.27, tako da je vrednost izolacije u ekstremnoj tački između transmisinoh nula ω_{Z0} i ω_{EZ1}, približno 15 dB za r = 1, odnosno 100 dB za r = 5.



Slika 4.34 AFK S_{21} parametara PAFPO za redove kaskada r od 1 do 5 i za vrednost parametara C = 4, $\omega_{EZ1} = 0.5$ i $\omega_{EZ2} = 2$

Veća selektivnost filtra prikazanog na slici 4.34 je posledica više faktora, pre svega povećanja vrednosti bazičnog nezavisno promenljivog parametra C sa 3 na 4, zatim korišćenjem PAFPO konfiguracije umesto EAFPO kao i pomeranje položaja transmisionih nula ω_{Z0} i ω_{EZ1} bliže propusnom opsegu filtra. Svi nabrojani faktori su doveli i do približno dvostrukog suženja propusnog opsega filtra i povećanja selektivnosti, kao i do smanjenja talasnosti AFK transmisije.



Slika 4.35 AFK S21 parametara PAFPO za redove kaskada r od 1 do 5 i za vrednost parametara C = 4, ωEZ1 = 0.5 i ωEZ2 = 2 u okolini propusnog opsega

Slika 4.35 pokazuje da je talasnost unutar propusnog opsega manja od 0.4 dB sve do petog reda kaskade prikazanog PAFPO. Uzimajući u obzir talasnost i refleksiju unutar propusnog opsega, prikazanu na slikama 4.31 i 4.32 može se zaključiti da su za praktičnu primenu prihvatljivi PAFPO filtri čiji je red kaskade do $r = 5$. Međutim, slika 4.34 pokazuje da se značajna selektivnost filtra može postići već sa kaskadom reda $r = 2$. Iako u ovoj uprošćenoj analizi osobina kaskade nisu analizirani gubici unutar propusnog opsega, kod planarnih filtara sa može očekivati da oni budu proporcionalni redu filtara. Uzimajući u obzir i gubitke, kaskadni filtri reda $r = 2$ i $r = 3$, se nameću kao optimalni izbor za praktičnu realizaciju PAFPO u tehnologiji planarnih filtara. Među filtrima sa kapacitivno spregnutim rezonatorima prikazanim u poglavlju 3, gotovo svi primeri su kaskadni filtri reda $r = 2$. Kaskadni filtri ovog reda se veoma često javljaju i u radovima drugih autora iz oblasti mikrostrip filtara propusnika opsega na mikrotalasnim učestanostima.

5 PRIMER REALIZACIJE PABPF U TEHNICI MIKROSTRIPA

Jednostavna planarna struktura, kao što je mikrostrip je pogodna za realizaciju $PABPF_{\Delta}$ tipa filtara čija je vrednost redne kapacitivnosti C_{12} dovoljno mala tako da se može realizovati ivičnim kapacitivnim sprezanjem susednih rezonatrora. Uzemljeni kondenzatori C_{13} i C_{23} se mogu realizovati širokim transmisionim vodovima male karakteristične impedanse, a redne induktivnosti L_1, i L_2, uskim transmisionim vodovima velike karakteristične impedanse. Električne (θ_L, θ_C) odnosno fizičke (l_L, l_C) dužine induktivnih i kapacitivnih mikrostrip transmisionih vodova se mogu izračunati primenom sledećih izraza koji su izvedeni iz izraza za aproksimaciju kapacitivnosti i induktivnosti transmisionim vodovima (4.109) i (4.110) kao i poznatih aproksimativnih izraza koji povezuju fizičke i električne karakteristike mikrostrip vodova [121]:

$$\theta_L = \beta_h l_L = \frac{R_0 L}{Z_L} \tag{5.1}$$

$$l_L = \frac{c_0 R_0 L}{120\pi\ f_c \ln(8h/w_L + w_L/4h)} \tag{5.2}$$

Izrazi (5.1) i (5.2) važe za transmisione vodove čija je širina manja od visine dielektričnog supstrata ($w_L \leq h$) , tj. za pretežno induktivne vodove. Za pretežno kapacitivne vodove, čija je širina veća od visine supstrata ($w_C \geq h$) važe izrazi:

$$\theta_C = \beta_l l_C = \frac{Z_C C}{R_0} \tag{5.3}$$

$$l_C = \frac{60 c_0 C}{\varepsilon_e f_c R_0 \left(w_C/h + 1.393 + 0.667 \ln(w_C/h + 1.444)\right)} \tag{5.4}$$

$$\varepsilon_e = [\varepsilon_r + 1 + (\varepsilon_r - 1)(1 + 12\, w_C/h)^{-1/2}]/2$$

Gde je: c_0- brzina svetlosti u vakumu; f_c – centralna frekvencija; L i C – normalizovane vrednosti komponenti prototipa filtra; w_L, w_C – širine mikrostirp vodova (induktivnih i kapacitivnih); l_L, l_C – dužine mikrostrip vodova; Z_L i Z_C – karakterističe impedanse induktivnih i kapacitivnih vodova; R_0 – otpornost simetričnog opterećenja filtra; h – debljina dielektrične podloge; ε_e – efektivna vrednost dielektrične konstante podloge i ε_r vrednost relativne dielektrične konstante podloge.

Za realizaciju eksperimentalnog modela je odabran EABPF$_\Delta$ prototip filtra (c“) iz Tabele 4.4 sa sledećim vrednostima elemenata:

$$L_1 = 0.661,\ L_2 = 0.235,\ C_{12} = 0.217,\ C_{13} = 2.462,\ C_{23} = 1.693$$

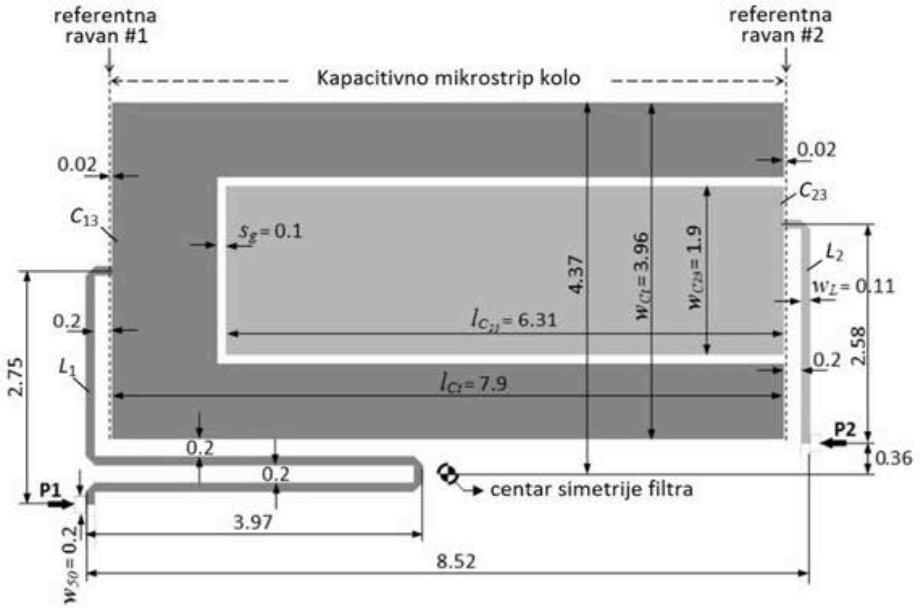
Za centralnu frekvenciju filtra f_c=1 GHz i simetrično opterećenje $R_0 = 50\Omega$, vrednosti komponenti filtra dobijene skaliranjem su:

$L_1' = 5.265$ nH, $L_2' = 1.875$ nH, $C_{12}' = 0.691$ pF, $C_{13}' = 7.836$ pF, $C_{23}' = 5.389$ pF.

Mikrostrip filtar je napravljen na supstratu RO3010 debljine $h = 0.254$ mm, tangensa gubitaka $\tan\delta = 0.0023$ i nominalne relativne permitivnosti $\varepsilon_r = 10.2$. Međutim, po preporuci iz referenci [122] u za projektovanje i simulaciju filtra je usvojena korigovana vrednost relativne permitivnosti od $\varepsilon_r = 11.3$. Mala debljina supstrata h i velika relativna permitivnost ε_r omogućavaju realizaciju filtra malih dimenzija, ali ograničava najveću ostvarivu vrednost karakteristične impedanse mikrostrip vodova. Za realizaciju induktivnih vodova filtra korišćeni su mikrostrip vodovi uniformne širine $w_L = 0.11$ mm, koji na odabranoj podlozi imaju relativno nisku karakterističnu impedansu (za induktivne vodove) od $Z_L = 62.5\ \Omega$. Na istoj podlozi mikrostrip vodovi karakteristične impedanse $Z_c = 50\ \Omega$ su širine $w_{50} = 0.2$ mm. Takođe, usvojena je širina procepa od $s_g = 0.1$ mm za realizaciju rednog sprežnog kondenzatora C_{12}'.

Ukupne dimenzije ($w_{Ct} \times l_{Ct}$) mikrostrip kola kojim se realizuju uzemljeni kondenzatori C_{13} i C_{23} uključujući procep između njih se mogu izračunati primenom (5.4) na zbirnu kapacitivnost $C_t = C_{13} + C_{23}$ uz primenu dodatnog zahteva $l_{Ct} \approx 2w_{Ct}$ kojim se obezbeđuje da realizovani mikrostrip filtar bude kvadratnog oblika, koji je u opštem slučaju najpodesniji za integraciju. Primenom ovih uslova za izabrani prototip (c“ iz Tabele 4.4) EABPF$_\Delta$ sa zbirnom kapacitivnošću $C_t = 4.155$, za odabranu podlogu, centralnu frekvenciju filtra $f_c = 1$ GHz i simetrično opterećenje $R_0 = 50\ \Omega$ dobijene su ukupne dimenzije mikrostrip kola $w_{Ct} = 3.96$ mm i $l_{Ct} = 7.90$ mm. Manji od dva uzemljena kondenzatora (u ovom slučaju C_{23}) se može realizovati provougaonim transmisionim vodom dimenzija w_{C23} ($\approx w_{Ct}/2$) i l_{C23} ($< l_{Ct}$) koje zadovoljavaju jednačinu (5.4). Za odabranu širinu kapacitivnog mikrostrip voda $w_{C23} = 1.9$mm, kojoj odgovara karakteristična impedansa $Z_{C23} = 11.94\ \Omega$, iz jednačine (5.4) se dobija fizička dužina voda $l_{C23} = 6.31$ mm, kojoj odgovara električna dužina $\theta_{C23} = 23.16°$. Potrebnu vrednost većeg uzemljenog kondenzatora (C_{13}) obrazuje ostatak mikrostrip kola. Na taj način su određene dimenzije mikrostrip kola kojim su realizovane sve potrebne vrednosti kondenzatora filtarske podmreže. Ovo *Kapacitivno Mikrostrip Kolo* (KMK) se nalazi između

dve referentne ravni zajedno sa dva kratka pristupna voda širine $w_L = 0.11$ mm i dužine $l = 0.02$ mm, kao što je prikazano na slici 5.1.



Slika 5.1 Izgled jedne polovine mikrostrip kola realizovanog filtra sa obeleženim dimenzijama [mm]

Na slici 5.2 je prikazano izdvojeno KMK zajedno sa svojom idealizovanom električnom šemom.



Slika 5.2 Izgled KMK i odgovarajuća električna šema

Transmisiona matrica ($\mathbf{T}_{KMK}$) dvopristupne mreže koju čine tri idealna kondenzatora vezana u trougao data izrazom:

$$\mathbf{T}_{KMK} = \begin{bmatrix} A_{KMK} & B_{KMK} \\ C_{KMK} & D_{KMK} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+\frac{C'_{23}}{C'_{12}} & -i\cdot\frac{1}{\omega C'_{12}} \\ i\omega(C'_{13}+C'_{23}+\cdot\frac{C'_{13}C'_{23}}{C'_{12}}) & 1+\frac{C'_{13}}{C'_{12}} \end{bmatrix} \tag{5.5}$$

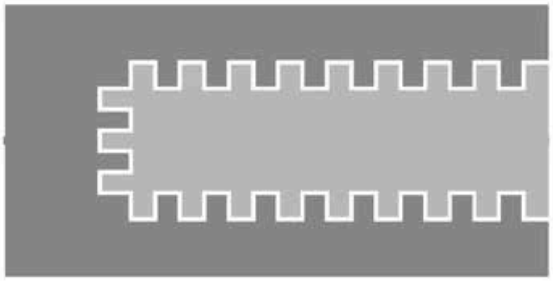
Dvopristupno mikrostrip kolo sa slike 5.2 se može analizirati nekim od programa za elektromagnetnu analizu [59, 123-126], kako bi se izračunala matrica S-parametara, a zatim i odgovarajuća transmisiona matrica $\mathbf{T}_{KMK}$. Na osnovu (5.5), koristeći članove $\mathbf{T}_{KMK}$ matrice se mogu izračunati idealizovane vrednosti sve tri kapacitivnosti (C_{13}', C_{23}' i C_{12}') primenom sledećih izraza:

$$C_{12}' = \frac{1}{\omega |B_{KMK}|} \tag{5.6}$$

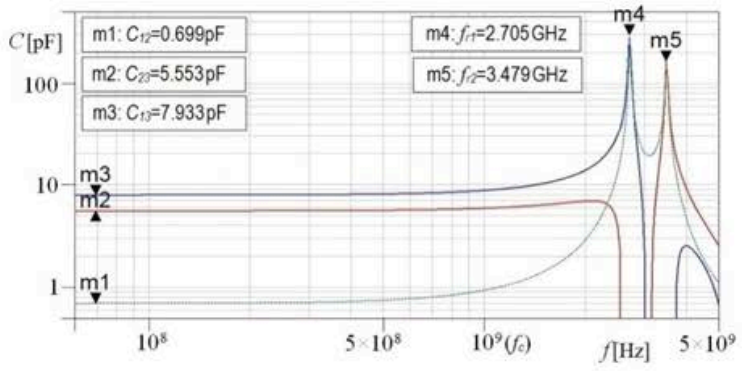
$$C_{13}' = \frac{1}{\omega |B_{KMK}|} \left(|D_{KMK}| - 1 \right) \tag{5.7}$$

$$C_{23}' = \frac{1}{\omega |B_{KMK}|} \left(|A_{KMK}| - 1 \right) \tag{5.8}$$

Izračunate vrednosti se mogu upotrebiti za optimizaciju širine i dužine procepa kako bi se dobila željena vrednost sprežnog kondenzatora C_{12}'. Veće vrednosti C_{12}' se mogu dobiti sužavanjem širine procepa s_g do granice koja se može ostvariti raspoloživom tehnologijom (≈ 0.07 mm u slučaju standardnog fotolitografskog postupka), a zatim meandriranjem procepa kako bi mu se povećala dužina, kao što je prikazano na slici 5.3.



Slika 5.3 Izgled KMK sa meandriranim procepom radi povećanja vrednosti sprežnog kondenzatora C_{12}'



Slika 5.4 Vrednosti kapacitivnosti KMK strukture sa slike 5.2 izračunate primenom (5.7)-(5.9)

Vrednosti kapacitivnosti C_{13}', C_{23}' i C_{12}', koje su izračunate opisanim postupkom su prikazane na slici 5.4. Na nižim frekvencijama, obeleženim markerima m1, m2 i m3, KMK strukturom su ostvarene kapacitivnosti koje su veoma bliske željenim vrednostima, uz relativne greške 1.28%, 3.03% i 1.23% respektivno, što potvrđuje valjanost izložene metode za realizaciju kapacitivnosti C_{13}' i C_{23}' mikrostrip vodovima. Odstupanja od željenih vrednosti se mogu korigovati promenom odgovarajućih dimenzija mikrostrip vodova i procepa, proporcionalno relativnim greškama ostvarenim u prethodnoj iteraciji.

Ukoliko bi KMK struktura bila sastavljena od tri idealna kondenzatora, tada bi odgovarajuće vrednosti kapacitivnosti dobijene izrazima (5.6) - (5.8) i prikazane na slici 5.4 bile frekvencijski nezavisne. Odstupanja od konstantnih vrednosti, koja postoje na višim frekvencijama, su posledica rednih induktivnosti mikrostrip vodova koji obrazuju KMK strukturu. Vrednost tih induktivnosti (L_{1c}' i L_{2c}') se mogu izračunati na osnovu prethodno dobijenih vrednosti kapacitivnosti C_{13}' i C_{23}' i rezonantnih frekvencija f_{r1} i f_{r2} (označenih markerima m4 i m5 na slici 5.4) primenom izraza:

$$L_{jc}' = \frac{1}{C_{j3}'\left(2\pi f_{rj}\right)^2}, \text{ za } j=1, 2 \tag{5.9}$$

Dok se odgovarajuće normalizovane vrednosti mogu izračunati izrazom:

$$L_{jc} = \frac{1}{C_{j3}'\left(\frac{f_{rj}}{f_c}\right)^2}, \text{ za } j=1, 2 \tag{5.10}$$

Primenom podataka sa slike 5.4 u (5.10) dobijaju se vrednosti L_{1c}=0.055 i L_{2c}=0.047. Ove vrednosti je potrebno oduzeti od ukupnih inuktivnosti (L_1 i L_2) odabranog filtarskog prototipa da bi se dobile vrednosti električnih i fizičkih dužina induktivnih mikrostrip transmisionih vodova filtra. Na taj način potrebne električne dužine, na centralnoj frekvenciji (f_c) filtra, se mogu izračunati izrazom:

$$\theta_{Lj} = \frac{R_0\left(L_j - L_{jc}\right)}{Z_L}, \text{ za } j=1, 2 \tag{5.11}$$

Čime se za induktivne transmisione vodove prethodno usvojene karakteristične impedanse $Z_L = 62.5\ \Omega$ dobijaju vrednosti električnih dužina $\theta_{L1} = 0.485\ (27.8°)$ i $\theta_{L2} = 0.151\ (8.65°)$, što odgovara fizičim dužinama ravnih, nesavijenih vodova od $l_{L1}^{(r)} = 8.25$ mm and $l_{L2}^{(r)} = 2.55$ mm. Usled savijanja i meandriranja induktivnih mikrostrip vodova dolazi do međusobnog sprezanja njihovih delova što smanjuje njihovu efektivnu

električnu dužinu, tako da ih je potrebno produžiti do ukupnih dužina $l_{L1}^{(m)} = 10.56$ mm i $l_{L2}^{(m)} = 2.8$ mm koje su realizovane u eksperimentalnom modelu. Na taj način su dobijene sve fizičke veličine potrebne za definisanje mikrostrip kola prikazanog na slici 5.1.

Filtar se može modelovati i idealizovanim kolom koje se sastoji od idealnih transmisionih vodova definisanih svojom karakterističnim impedansama i električnim dužinama, koje odgovaraju komponentama L_1, L_2, C_{13}, i C_{23}, dok se sprežna kapacitivnost C_{12} može modelovati idealnom kapacitivnošću. Za ovaj model je u prethodnom postupku određena većina elemenata, sa izuzetkom transmisionog voda koji odgovara većoj kapacitivnosti C_{13}. Za razliku od manje kapacitivnosti C_{23}, kapacitivnost C_{13} nije realizovana jednostavnim, pretežno kapacitivnim mikrostrip vodom, kao što se može videti na slici 5.1, ali se u idealizovanom modelu filtra, ova kapacitivnost može modelovati ekvivalentnim idealnim transmisionim vodom karakteristične impedanse:

$$Z_{C13Lj}^{(E)} = R_0 \sqrt{\frac{L_{1c}}{C_{13}}} = 7.45\Omega \tag{5.12}$$

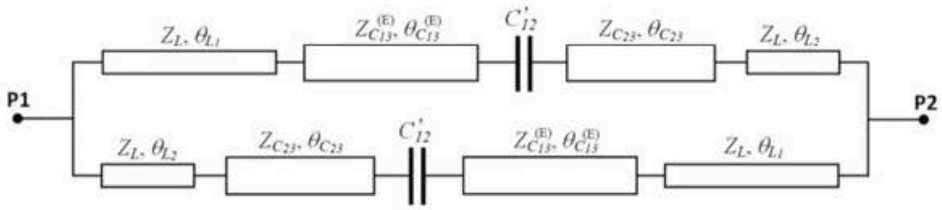
i električne dužine:

$$\theta_{C13Lj}^{(E)} = \sqrt{L_{1c} C_{13}} = 0.367(21.03°) \tag{5.13}$$

Ovim su definisani svi elementi sastavljenog od idealnih mikrostrip vodova koji je prikazan na slici 5.5.

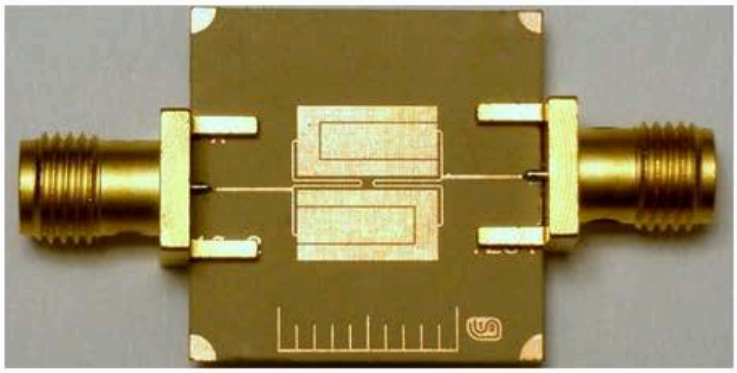
Tabela 5.1 Vrednosti parametara modela EABPF$_\Delta$ sastavljenog od idealnih transmisionih vodova (za $f_c = 1$ GHz i $R_0 = 50\ \Omega$)

Z_L	θ_{L1}	θ_{L2}	$Z_{C13}^{(E)}$	$\theta_{C13}^{(E)}$	Z_{C23}	θ_{C23}	C_{12}'
62.5 Ω	27.8°	8.65°	7.45Ω	21.03°	11.94 Ω	23.16°	0.691 pF



Slika 5.5 Model EABPF$_\Delta$ sastavljen od idealnih transmisionih vodova

Slika 5.6 prikazuje fotografiju realizovanog mikrostrip filtra zajedno sa SMA panel konektorima. Filtar je realizovan standardnim fotolitografskim postupkom sa tolerancijom izrade širine vodova i procepa od ± 5 μm. Ukupne dimenzije filtra, bez pristupnih 50 Ω-skih mikrostrip vodova je 8.52×8.74 mm, što iznosi $0.076\lambda_g \times 0.078\lambda_g$ za izabrani supstrat i centralnu frekvenciju propusnog opsega od $f_c = 1$ GHz. Kao što je u izloženom postupku prikazano, većina fizičkih dimenzija filtra je izračunata primenom formula u zatvorenom obliku, uz upotrebu EM simulacije samo za verifikaciju dobijenih rezultata i korekciju vrednosti sprežnog kondenzatora C_{12}' kao i fizičkih dužina meandriranih induktivnih vodova.

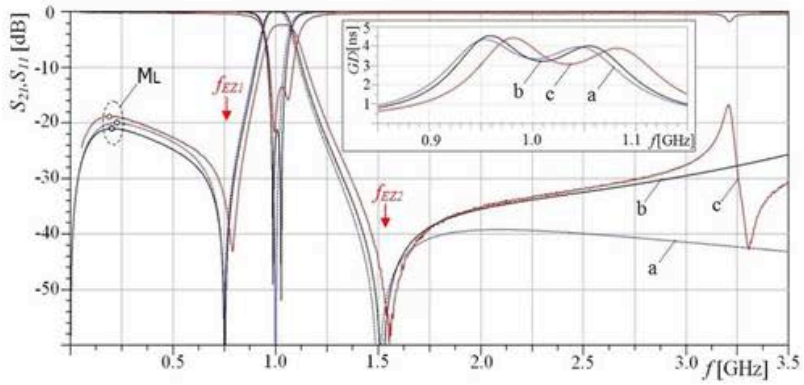


Slika 5.6 Fotografija $EABPF_{\Delta}$ verzije filtra realizovanog u mikrostrip tehnici u poređenju sa milimetarskom skalom

U tabeli 5.1 i na slici 5.7 su upoređeni izmereni rezultati sa rezultatima modela filtra sastavljenog od transmisionih vodova sa slike 5.5, kao i sa karakteristikama odgovarajućeg $EABPF_{\Delta}$ filtrerskog prototipa skaliranog na centralnu frekvenciju $f_c = 1$ GHz i za simetrično opterećenje $R_0 = 50$ Ω.

Tabela 5.2 Poređenje najvažnijih karakteristika realizovanog filtra

	BW_{3dB} [%]	f_c [GHz]	f_{EZ1} [GHz]	f_{EZ2} [GHz]	f_{ML} [GHz]	$S_{21}(\omega_{ML})$ [dB]
prototip	13.39	1.0001	0.75	1.500	0.225	-20.1
TL model	13.79	1.0081	0.75	1.519	0.204	-21.0
izmereni rezultati	15.22	1.0315	0.79	1.554	0.194	-18.7



Slika 5.7 AFK S-parametara realizovanog filtra (umetak – grupno kašnjenje u propusnom opsegu): a) skalirani EABPF$_{\Delta}$ prototip; b) rezultati modela sa transmisionim vodovima; c) izmereni rezultati

Kao što se iz tabele 5.2 i sa slike 5.7 vidi, AFK realizovanog filtra je pomerena ka višim frekvencijama za približno 3%. Pošto takav pomeraj ne postoji kod rezultata dobijenih simulacijom modela sa transmisionim linijama, najverovatnije je posledica sprezanja komponenti koje pripadaju različitim antiparalelnim granama, što je efekat koji TL model ne uzima u obzir. Realizovana izolacija u donjem nepropusnom opsegu je za oko 1.4 dB manja od projektovane. U gornjem nepropusnom opsegu postoji dosta dobro slaganje između izmerenih i modelovanih AFK sve do 3 GHz, tj. do približno trostruke centralne frekvencije propusnog opsega filtra. Realizovani filtar ima znatno potisnut rezonantni propusni opseg na približno 3.2 GHz, koji ne postoji u rezultatima TL modela. Širina propusnog opsega filtra je za približno 2% veća od predviđenih vrednosti, što može biti posledica veće realizovane vrednosti sprežnog kondenzatora koja je veoma osetljiva na tolerancije širine procepa. Realizovani filtar ima minimalno uneseno slabljenje u propusnom opsegu od 2.3 dB, što je poredivo sa rezultatima za štampane filtre realizovane na sličnim supstratima.

Realizovani mikrostrip filtri sa kapacitivno spregnutim rezonatorima koji su prikazani u poglavlju 3 su projektovani pretežno na osnovu poznavanja idealizovane šeme filtra, kao i optimizacijom vrednosti komponenti idealnog filtarskog prototipa. Filtri koji su na taj način realizovani su ostvarivali dobru selektivnost, dobro prilagođenje u propusnom opsegu i prihvatljivo uneseno slabljenje. Takođe, svaki set vrednosti komponenti filtra dobijen optimizacijom, se mogao skalirati u dosta širokom frekvencijskom opsegu, radi realizacije filtra na nekoj drugoj centralnoj frekvenciji.

6 BUDUĆA ISTRAŽIVANJA

Proučavanjem filtara propusnika opsega sa kapacitivno spregnutim rezonatorima, koji su bili predmet istraživanja ove disertacije, došlo se do nekoliko srodnih i razgranatih tema koji su prevazilazili obim i osnovnu temu disertacije. Većina ovih tema je veoma zanimljiva i inspirativna tako može da posluži kao dobra osnova za buduća istraživanja.

U poglavlju 4.3.3 je pokazano da planarni filtri različitih fizičkih konfiguracija mogu imati identične električne osobine. U okviru disertacije su, od četiri varijante opšte konfiguracije proučavanih filtara, realizovani i eksperimetnalno verifikovani samo jednostavni filtri sa Δ-nebalansnom konfiguracijom. Realizacije svake od preostale tri varijante, iako iziskuju složenije, višeslojne, planarne strukture predstavljaju zahvalne teme za buduća proučavanja čiji će se rezultati publikovati u stručnim radovima nakon završetka rada na ovoj disertaciji.

U poglavlju 4.5 je pokazano da planarni filtri imaju periodične parazitne propusne opsege. Takođe je pokazano da vrednost karakteristične impedanse induktivnih transmisionih vodova u okviru rezonatora značajno utiče na vrednost unesenog slabljenja unutar parazitnih propusnih opsega. Pogodnim izborom vrednosti parametara C, m, n, i z_c , odnosno C, ω_{EZ1}, ω_{EZ2}, i z_c , ova osobina se može iskoristiti za dobijanje filtra sa dvostrukim propusnim opsegom čiji je primer AFK prikazan na slici 4.16. Praktična realizacija i eksperimentalna verifikacija filtra sa dvostrukim ili čak višestrukim propusnim opsezima je svakako zanimljiva tema za buduća istraživanja.

U toku proučavanja opšte topologije filtara sa antiparalelnom strukturom primećeno je da, zavisno od konfiguracije bazične podmreže, ova struktura može imati osobine niskopropusnih i visokopropusnih filtara. Pri tome, za razliku od klasične filtarske teorije kod koje se od niskopropusnih prototipova, odgovarajućim i dobro poznatim transformacijama izvode ostale tri vrste filtara, kod elementarnih filtara sa antiparalelnom konfiguraciom nije uočena direktna veza između niskopropusnih filtara i filtara propusnika opsega. Analogno postulatima koji su doveli do normalizovanog prototipa filtara propusnika opsega, moguće je definisati jedan ili više setova uslova, u pogledu broja i položaja nula i polova AFK, koji bi doveli do jedne ili više verzija prototipova niskopropusnog filtra sa antiparalelnom konfiguracijom. Primenom takve teorijske osnove mogle bi se razviti nove metode za projektovanje niskopropusnih i visokopropusnih filtara sa antiparalelnom konfiguraciojom u različitim tehnologijama i na različitim supstratima.

Sličan slučaj je i sa varijantom filtara propusnika opsega sa uzemljenim zavojnicama, spojenim na masu, koji su dualni filtrima proučavanim u okviru disertacije. To omogućava da se veličina svih komponenti ovakvih filtara može izračunati korišćenjem rezultata i rešenja iz disertacije, uz primenu transformacije (4.24). Sa stanovišta praktične realizacije, dualni filtri su, usled nešto složenije konfiguracije, manje pogodni od filtara proučavanih u okviru disertacije za realizaciju na jednostavnijim planarnim strukturama kao što je mikrostrip. Međutim, oni se mogu pokazati kao pogodniji izbor za realizaciju filtara na nekim specifičnim medijumima i modernim tehnologijama i supstratima, tako da predstavljaju odličnu temu za neka buduća istraživanja i poređenja sa sličnim rezultatima drugih autora navedenim u poglavlju 2.5.9.

Svi višestepeni filtri proučavani u okviru ove disertacije su dobijeni kaskadnim povezivanjem identičnih segmenata. Jedna od tema koja zbog ograničenog obima disertacije nije obrađena je proučavanje efekata kaskadnog povezivanja podmreža koje se međusobno razlikuju po nekom detalju, kao na primer po frekvencijskom položaju transmisionih nula. Poželjni rezultat ovakvog kombinovanja bi bilo dobijanje filtra propusnika opsega sa većim brojem transmisionih nula pri čemu bi frekvencijski položaj svake nule mogao proizvoljno specificirati. Jedna od interesantnih tema iz ove oblasti je istraživanje osobina višestepenih filtara sa antiparalelnom konfiguracijom dobijenih kaskadnim povezivanjem međusobno dualnih podmreža.

Prilikom svih analiza proučavanih filtara podrazumevana je idealna podudarnost podmreža koje se nalaze u antiparalelnim granama. Jedno od pitanja koja nisu obrađena u okviru disertacije je i kakav bi uticaj na električne karakteristike filtra imala razbalansiranost, tj. nepodudarnost podmreža u paralelnim granama. Slična tema za buduća istraživanja je i uticaj gubitaka u dielektricima i provodnicima na AFK ove vrste filtara.

Objedinjavanjem dodatnih rezultata do kojih bi se došlo proučavanjem navedenih tema u okviru budućih istraživanja sa ostvarenim rezultatima prezentovanih u doktorskoj disertaciji dobila bi se obimna građa za monografiju na temu filtara sa antiparalelnom konfiguracijom koja bi upotpunila postojeća teorijska saznanja o pasivnim filtarskim strukturama pogodnim za primenu na RF i mikrotalasnim frekvencijama.

7 ZAKLJUČAK

Tokom rada na ovoj disertaciji i proučavanja osobina filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima došlo se do više zanimljivih rezultata od kojih su najznačajniji:

Izvršen je opsežni pregled stručne literature i publikovanih radova drugih autora na temu mikrostrip filtara. U poglavlju 2 su prikazani karakteristični primeri filtara propusnika opsega koji su po amplitudsko frekvencijskog karakteristici ili po svojoj topologiji najsličniji filtrima sa kapacitivno spregnutim rezonatorima.

U poglavlju 3 je izložena osnovna struktura filtra sa kapacitivno spregnutim rezonatorima koja je usled svoje jednostavnosti omogućavala da se optimizacijom vrednosti veoma malog broja parametara realizuju filtri propusnici opsega sa veoma dobrom selektivnošću i izolacijom u gornjem i donjem nepropusnom opsegu. Ovi filtri su veoma pogodni za realizaciju u jednostavnijim planarnim tehnologijama, kao što je mikrostrip. Prikazano je nekoliko primera eksperimentalne realizacije ovih filtara. U odeljku 3.3 su navedeni i radovi drugih autora u kojima su referencirani radovi iz oblasti filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima, a za par najznačajnijih radova su ukratko prikazani rezultati.

Najznačajniji rezultati ove disertacije su izloženi u poglavlju 4 u kome je izvršena detaljna teorijska analiza proučavanih filtara. Pokazano je da električne karakteristike dvopristupne električne mreže dobijene paralelnim povezivanjem dve identične, recipročne, pasivne, asimetrične dvopristupne podmreže bitno zavise od međusobne orijentacije ovih podmreža. Struktura dobijena povezivanjem podmreža iste orijentacije (povezani su isti pristupni krajevi asimetričnih podmreža) je označena kao paralelna mreža, za razliku od strukture sa podmrežama suprotne orijentacije (povezani su različiti pristupni krajevi asimetričnih podmreža) koja je označena kao antiparalelna mreža. Koristeći matrične jednačine kojima se opisuju električne mreže pokazano je da antiparalelna mreža može imati kvalitativno različite električne karakteristike u odnosu na podmreže od kojih je sastavljena, a što se prevashodno ogleda u postojanju dodatnih transmisionih i refleksionih nula koje ne postoje, niti u električnim karakteristikama elementarnih podmreža, niti u karakteristikama paralelne mreže. S obzirom na ovu osobinu, u okviru ove disertacije, kao i u publikovanim radovima iz oblasti disertacije, predloženo je usvajanje pojmova antiparalelna mreža, antiparalelna konfiguracija i antiparalelni filtri za pasivne dvopristupne mreže dobijene

paralelnim povezivanjem pasivnih asimetričnih dvopristupnih mreža međusobno suprotnih orijentacija

Takođe je pokazano da prethodna osobina može biti iskorišćena za dobijanje pasivnih dvopristupnih mreža sa osobinama niskopropusnih filtara, visokopropusnih filtara ili filtara propusnika opsega. Normalizovani niskopropusni i visokopropusni filtri sa antiparalelnom konfiguracijom se javljaju u dualnim parovima čije su AFK međusobno simetrične u odnosu na jediničnu kružnu frekvenciju, a vrednosti komponenti povezane standardnim izrazima za transformaciju niskopropusnog prototipa filtra u visokopropusni. I normalizovani filtri propusnici opsega sa antiparalelnom konfiguracijom se javljaju u dualnim parovima čije su amplitudsko frekvencijske karakteristike međusobno simetrične u odnosu na jediničnu kružnu frekvenciju. Za sada nije identifikovan način da se antiparalelnim povezivanjem dve pasivne asimetrične identične podmreže realizuju filtri nepropusnici opsega. S obzirom na temu i predmet proučavanja disertacije, od nabrojanih vrsta filtara sa antiparalelnom konfiguracijom, detaljno su istraženi filtri propusnici opsega i to ona dualna konfiguracija koja sadrži uzemljene kondenzatore, što odgovara planarnim filtrima koji se sastoje od rezonatora sa kapacitivno opterećenim krajevima, a koji su proučavani u brojnim radovima različitih autora navedenim u poglavlju 2, odnosno u filtrima sa kapacitivno spregnutim rezonatorima opisanim u poglavlju 3.

Identifikovana je najjednostavnija podmreža čija antiparalelna veza ima osobine filtra propusnika opsega, a koja se ne može redukovati na standardnu lestvičastu filtarsku konfiguraciju. Osobine ovako dobijenog filtra zavise od samo tri parametra: vrednosti redne kapacitivnosti (C) i redne induktivnosti (L), kao i količnika vrednosti paralelne i redne kapacitivnosti (k). Uvodeći uslov postojanja dvostrukog pola transmisione AFK na jediničnoj kružnoj frekvenciji, dobijen je prototip elementarnog filtra čije karakteristike, kao što su širina propusnog opsega i položaj jedne nule AFK, zavise od samo jednog parametra (C). Vrednosti preostala dva parametra, L i k, se izračunavaju rešavanjem sistema dve nelinearne jednačine koje su izvedene na osnovu postavljenog uslova. Izvedeni su i aproksimativni izrazi u zatvorenom obliku za izračunavanje vrednosti parametara L i k sa tačnošću koja je za nekoliko redova veličine preciznija od tačnosti realizacije vrednosti komponenti filtra prilikom svih vrsta proizvodnje i realizacije.

Da bi se poboljšala praktična primenljivost pri realizaciji filtara u nekoj od planarnih struktura i tehnologija, elementarna konfiguracija filtra je proširena dodavanjem jedne redne induktivnosti i jedne redne kapacitivnosti. Vrednosti dodatnih komponenti, kao i vrednosti

ostalih komponenti ove proširene konfiguracije, pored parametra C, zavise od dva dodatna nezavisna parametra (m, n). Proširena konfiguracija filtra ima par transmisionih nula (ω_{EZ1} i ω_{EZ2}), po jednu u donjem i gornjem nepropusnom opsegu, čiji se frekvencijski položaj može menjati u širokim granicama izborom pogodnih vrednosti parametara m i n. Izvedene su relacije u zatvorenom obliku koje daju tačnu vrednost kružnih frekvencija transmisionih nula filtra (ω_{EZ1} i ω_{EZ2}) u zavisnosti od parametara C, m i n, kao i njima inverzne relacije kojima se izračunavaju vrednosti parametara m i n u zavisnosti od parametra C i željenih vrednosti ω_{EZ1} i ω_{EZ2}. Primenom ovih izraza, zajedno sa prethodno razvijenim aproksimativnim izrazima za izračunavanje vrednosti parametara L i k, mogu se izračunati vrednosti svih komponenti proširene konfiguracije idealnog filtra, kao i njegove električne karakteristike. Na osnovu ovih izraza razvijeni su interaktivni modeli za analizu i sintezu proučavanih filtara u programskim paketima Mathematica i ADS, kod kojih su argumenti parametar C i kružne frekvencije transmisionih nula ω_{EZ1} i ω_{EZ2}, dok se kao izlazne veličine dobijaju veličine svih komponenti filtra, kao i AFK njegovih S-parametara. Ovakvim pristupom, uspostavljena je puna kontrola nad položajem transmisionih nula u nepropusnim opsezima, što je tema kojom se bavilo više autora radova o projektovanju filtara, a koja može imati značajnu praktičnu primenu za dodatno potiskivanje pojedinih neželjenih spektralnih komponenti standardnih telekomunikacionih signala, kao što su signal lokalnog oscilatora prijemnog podsistema, odnosno viši harmonici signala emitovanog predajnim podistemom.

Proširena konfiguracija filtra se javlja u četiri električni ekvivalentne konfiguracije, čije su opšte topologije prikazane u disertaciji, zavisno od toga da li su tri kondenzatora povezana u zvezdu (Y) ili u trougao (Δ), od kojih svaka konfiguracija može da bude u balansnoj i nebalansnoj verziji. Ovi konfiguracije se, topološki, razlikuju po složenosti tako da je najjednostavnija nebalansna Δ konfiguracija, koja može da bude realizovana u jednostavnijim planarnim tehnologijama kao što je mikrostrip. Ostale konfiguracije iziskuju složenije, pre svega višeslojne, planarne strukture, ali istovremeno pružaju mogućnost minijaturizacije dimenzija filtra, odnosno realizaciju i integraciju filtra sa ostatkom sistema realizovanog u balansnoj konfiguraciji ili u nekoj složenijoj višeslojnoj strukturi koja odgovara specifičnoj strukturi neke varijante proširene konfiguracije filtra.

U poglavlju 4.5 analizirana je proširena Δ-konfiguracija filtara sastavljenog od transmisionih vodova, u kome su uzemljeni kapacitivni elementi zamenjeni transmisionim vodovima niske, a induktivni elementi transmisionim vodovima visoke karakteristične impedanse. Izračunavanjem prenosne funkcije i izvođenjem izraza za dobijanje

frekvencijskog položaja transmisionih i refleksionih nula dolazi se do transcedentalnih jednačina čija se rešenja ne mogu izvesti u zatvorenom obliku, ali se mogu odrediti numeričkim i grafičkim metodama. Poređenjem sa filtrima sastavljenih od idealnih L i C komponenti dobija se odlično slaganje pod uslovom dovoljno visokih vrednosti karakterističnih impedansi induktivnih vodova (reda $Z_c = 100\ \Omega$ i više), što znači da se model filtra sa idealnim komponentama može uspešno primeniti za projektovanje mikrostrip i ostalih planarnih filtara. Takođe, kao posledica postojanja trigonometrijskih funkcija u izrazu za prenosnu funkciju, na višim frekvencijama će se javiti refleksione nule višeg reda što može rezultirati pojavom višestrukih propusnih opsega i višestrukih transmisionih nula. Sa smanjenjem karakteristične impedanse induktivnih filtarskih vodova (na vrednosti reda $Z_c = 50\Omega$ i niže), položaji višestrukih polova i nula se pomeraju ka nižim frekvencijama. Ova osobina proučavanih filtara može biti iskorišćena za ralizaciju filtara sa dvostrukim, ili čak višestrukim propusnim opsezima. Primenom rezultata analize filtara sa raspodeljenim parametrima prošireni su interaktivni modeli za sintezu i analizu proučavanih filtara u programskom paketu *Mathematica*.

Detaljno su analizirane osobine proučavanih filtara višeg reda. Na početku je dokazano da antiparalelna veza više kaskadno povezanih podmreža i kaskadna veza istog broja antiparalelno povezanih podmreža imaju identične električne karakteristike, pri čemu je prva varijanta daleko pogodnija za praktične realizacije filtara u nekoj od planarnih tehnologija, dok je druga podesnija za matematičku analizu. Izračunavanje funkcije prenosa filtara višeg reda je pokazalo da višestepeni filtri imaju isti broj transmisionih nula koje se nalaze na istim frekvencijama kao i jednostepeni filtri koji su elementi kaskade. Sa druge strane, broj transmisionih polova se uvećava za jedan sa svakim dodatnim stepenom kaskade. Pokazano je da se egzaktni frekvencijski položaj ovih kaskadnih transmisionih polova može izračunati na osnovu vrednosti nula Čebiševljevog polinoma tipa 2, čiji red odgovara broju kaskadnih mreža. Povećavanjem stepena filtra znatno se povećava njegova selektivnost i izolacija u nepropusnim opsezima. Kod višestepenih filtara srazmerno stepenu filtra se povećava i uneseno slabljenje u propusnom opsegu, što ograničava primenljivost filtara većeg stepena od tri, osim u slučaju tehnologija sa izuzetno malim provodnim i dielektričnim gubicima. Kod kaskadnih filtara reda višeg od četvrtog kao ograničavajući faktor se javlja i uvećana talasnost u propusnom opsegu. Za praktičnu primenu najčešće je dovoljan dvostepeni filtar, koji je do sada bio i najviše zastupljen u publikovanim radovima.

Na osnovu dobijenih teorijskih rezultata razvijen je metod za projektovanje filtara sa antiparalelnom konfiguracijom u tehnici mikrostripa. Valjanost izloženog metoda je verifikovana poređenjem specificiranih AFK filtara sa rezultatima dobijenim komercijalnim programima za elektromagnetnu analizu, odnosno poređenjem sa izmerenim AFK realizovanih planarnih modela filtara, pri čemu je u svim slučajevima ostvarene veoma dobro slaganje. Razvijeni teorijski model daje AFK rezultate koji su u dobroj saglasnosti sa rezultatima merenja ranije razvijenih filtara sa kapacitivno spregnutim rezonatorima koji su prezentovani u radovima autora disertacije publikovanim tokom izrade ove disertacije. Pored toga predloženi teorijski model može se primeniti i za analizu velikog broja planarnih filtara sastavljenih od kapacitivno spregnutih rezonatora, koji su publikovani u radovima drugih autora.

Iz oblasti istraživanja ove disertacije do sada je u međunarodnim i domaćim časopisima i na konferencijama objavljeno 20 radova koji su, do sada, citirani u 37 radova drugih autora.

Tokom rada na ovoj disertaciji otkriveno je više interesantnih tema srodnih definisanom predmetu disertacije koje su opisane u poglavlju 6. i predstavljaju veoma bogatu i široku oblast za buduća istraživanja.

LITERATURA

[1] EEE Xplore Digital Library (http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/guesthome.jsp)

[2] Zaki K.: Microwave Filters Design (course https://manualzz.com/doc/18498150/microwave-filters-design-course-notes-dr.-kawthar-zaki)

[3] Hong J-S., Lancaster M. J.: "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," John Wiley & Sons, Inc., 2001.

[4] M. I. Pupin: „Wave transmission over non-uniform cables and long-distance air-lines",Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 17:245-307, May 19, 1900.

[5] G. A. Campbell: „On loaded lines in telephonic transmission",The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science, Series 6, Vol. 5(27):313-330, March 1903.

[6] G. A. Campbell:„Electric wave-filter", U.S. Patent 1,227,113, July 15, 1915.

[7] W. P. Mason, R. A. Sykes, "The use of coaxial and balanced transmission lines in filters and wide band transformers for high radio frequencies:' Bell Syst. Tech. J., vol. 16, pp. 275-302, 1937.

[8] L. Young, Direct-coupled cavity filters for wide and narrow bandwidths:' IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-11, pp. 162-178, May 1963.

[9] R. Levy, "Theory of direct coupled-cavity filters; IEEE Trans. Microwaue Theory Tech., vol. MTT-15, pp. 340-348, June 1967.

[10] P. I. Richard, "Resistor-Transmission Line Circuits," Proc. Of the IRE, vol. 36, pp. 217 220, February 1948.

[11] H. Ozaki and J. Ishii, "Synthesis of a class of stipline filters," IRE Trans. Circtat Theory, vol. CT-5, pp. 104-109, June 1958.

[12] S. B. Cohn, "Paraflel-coupled transmission-line resonator filters,"IRE Transactionon Microwave Theory and Tech.. vol. MTT-6, VD. 223-231, Apr. 1958.

[13] G. L. Matthaei, "Interdigital Band-Pass Filters," in *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 10, no. 6, pp. 479-491, November 1962.

[14] R. J. Wenzel, "Exact Theory of Interdigital Band-Pass Filters and Related Coupled Band-Pass Structures," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 13, no. 5, pp. 559-575, Sep 1965.

[15] R. J. Wenzel, "Synthesis of Combline and Capacitively Loaded Interdigital Bandpass Filters of Arbitrary Bandwidth," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 19, no. 8, pp. 678-686, Aug. 1971.

[16] E. G. Cristal and S. Frankel, "Hairpin-Line and Hybrid Hairpin-Line/Half-Wave Parallel-Coupled-Line Filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, no. 11, pp. 719-728, Nov 1972.

[17] U. H. Gysel, "New Theory and Design for Hairpin-Line Filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 22, no. 5, pp. 523-531, May 1974.

[18] U. P. Rooney and L.M. Underkofler, "Printed circuit integration microwave filters", Microwave J., volume 21, pp. 68-73, Sept., 1978.

[19] R. Levy and S. B. Cohn, "A History of Microwave Filter Research, Design, and Development," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no. 9, pp. 1055-1067, Sep 1984.

[20] Grieg, D. D.; Engelmann, H. F. (Dec 1952). "Microstrip-A New Transmission Technique for the Klilomegacycle Range". Proceedings of the IRE 40 (12): 1644–1650.

[21] Matthaei, G.L., Young L., and Jones E.M.T.: "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures". New York, McGraw-Hill, 1964.

[22] Chang K. and Hsieh L.-H.: "Microwave Ring Circuits and Related Structures", John Wiley & Sons, Inc., June 2004

[23] Gmitrović, M.: "Mikrotalasni i talasni digitalni filtri" Niš : Elektronski fakultet, 2007.

[24] Hunter, I. C., Theory and Design of Microwave Filters. London, U.K. IEE Press, 2001

[25] L. G. Maloratsky, "Reviewing the basics of microstrip lines," Microwaves and RF pp. 78–88, March 2000

[26] I. J. Bahl and D. K. Trivedi, "A Designer's Guide to Microstrip Line", Microwaves, May 1977, pp. 174-182.

[27] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a novel meander loop resonator," in *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 5, no. 11, pp. 371-372, Nov 1995.

[28] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Recent advances in microstrip filters for communications and other applications," *IEE Colloquium on Advances in Passive Microwave Components (Digest No: 1997/154)*, London, 1997, pp. 2/1-2/6.

[29] A. Gorur, "Realization of a dual-mode bandpass filter exhibiting either a Chebyshev or an elliptic characteristic by changing perturbation's size," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 3, pp. 118-120, March 2004.

[30] Weng, M.-H., Liu, S.-K., Liu, Y.-T., Hung, C.-Y.: "A novel ring-wide bandpass filter by using orthogonal feed structure" (2008) Microwave and Optical Technology Letters, 50 (8), pp. 2025-2027

[31] J.-S. Hong, M. J. Lancaster, D. Jedamzik, and R B. Greed, "On the development of superconducting microstrip filters for mobile cmmunications applications," IEEE Trans., MTT-47, Sept. 1999, 1656–1663

[32] Hong J-S., Lancaster M. J.: "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol.44, no.11, pp.2099-2109, Nov 1996

[33] Hong J.-S., Lancaster M. J.: "Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol.48, no.7, pp.1098-1107, Jul 2000

[34] Tsai, C.-M., Lee, S.-Y., and Tsai, C.-C.: 'Performance of a planar filter using a 0° feed structure', IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2002, 50, (10), pp. 2362–2367.

[35] Sheng-Yuan Lee and Chih-Ming Tsai, "New cross-coupled filter design using improved hairpin resonators," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 12, pp. 2482-2490, Dec 2000.

[36] J. T. Kuo, C. L. Hsu and E. Shih, "Compact Planar Quasi-Elliptic Function Filter With Inline Stepped-Impedance Resonators," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 8, pp. 1747-1755, Aug. 2007.

[37] Jia Chen, Ya-jun She, Hong-hua Wang, Yong Liu and Nan Wang, "Design of compact tri-band filter based on SIR-loaded resonator with 0° feed," *2014 IEEE International Conference on Communiction Problem-solving*, Beijing, 2014, pp. 322-325.

[38] H. B. Chen and L. Jin, "Compact broadband bandpass filters with two transmission zeros," *2011 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC)*, Xi'an, 2011, pp. 1-4.

[39] Chih-Ming Tsai, Sheng-Yuan Lee and Chin-Chuan Tsai, "Hairpin filters with tunable transmission zeros," *2001 IEEE MTT-S International Microwave Sympsoium Digest (Cat. No.01CH37157)*, Phoenix, AZ, USA, 2001, pp. 2175-2178 vol.3.

[40] Hsieh L.-H. and Chang K.: "Tunable microstrip bandpass filters with two transmission zeros," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , vol.51, no.2, pp.520,525, Feb. 2003

[41] Tsai, C.-M., Lee, S.-Y., and Lee, H.-M.: 'Transmission-line filters with capacitively loaded coupled lines', IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2003, 51, (15), pp. 1517–1524

[42] Hong J-S., Lancaster M. J.: "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.45, pp.2358–2365, Dec. 1997.

[43] F. Qiu, L. Z. Zhang and B. Wu, "High selective dual-band microstrip filter using zero-degree coupled SIR feed lines," *Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, Harbin, 2014, pp. 731-733.

[44] Z. Xia and F. Liu, "Dual-band bandpass filters using SIRs with open-stub line and zero-degree feed structure," *2013 IEEE International Wireless Symposium (IWS)*, Beijing, 2013, pp. 1-4.

[45] D. Packiaraj, M. Ramesh and A. T. Kalghatgi, "Design of a tri-section folded SIR filter," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 5, pp. 317-319, May 2006.

[46] Zhang J., Gu J.-Z., Cui B., and Sun X.-W., "Compact and harmonic suppression open-loop resonator bandpass filter with tri-section sir," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 69, 93-100, 2007

[47] Chin, K.-S. and Chen, D.-J.: "Novel microstrip bandpass filters using direct-coupled triangular stepped-impedance resonators for spurious suppression," Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 12, 11-20, 2009

[48] Wu, H.-W., Liu, S.-K., Weng, M.-H. and Hung, C.-H.: "Compact microstrip bandpass filter with multispurious suppression," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 107, 21-30, 2010.

[49] Osipenkov, V.; Vesnin, S.G., "Microwave filters of parallel-cascade structure," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , vol.42, no.7, pp.1360,1367, Jul 1994

[50] Shilong Q.; Jiasheng H.; Rusakov, A; Vendik, IB., "A novel compact Ultra-Wideband bandpass filter," Microwave Conference (EuMC), 2013 European , vol., no., pp.896,899, 6-10 Oct. 2013

[51] Yeung, L.K.; Wu K.-L., "A compact second-order LTCC bandpass filter with two finite transmission zeros," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol.51, no.2, pp.337,341, Feb. 2003

[52] Chang, C.-F.; Chung, S.-J., "Bandpass filter of serial configuration with two finite transmission zeros using LTCC technology," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , vol.53, no.7, pp.2383,2388, July 2005

[53] Liu, H.; Li, W.; Yang, Y., "Compact hexagonal open-loop resonator bandpass filters using capacitive side-coupled stub and spurline technique," Electronics Letters , vol.44, no.19, pp.1138,1140, September 11 2008

[54] Manchec, A; Quendo, C.; Favennec, J.-F.; Rius, E.; Person, Christian, "Synthesis of capacitive-coupled dual-behavior resonator (CCDBR) filters," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , vol.54, no.6, pp.2346, 2355, June 2006

[55] C. Quendo, Eric Rius and C. Person, "Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 3, pp. 734-743, Mar 2003.

[56] C. Quendo, E. Rius and C. Person, "Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators based on stepped-impedance stubs and different-length stubs," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 3, pp. 1034-1044, March 2004.

[57] Zhang, X.Y.; Chen, J.-X.; Shi, J.; Xue, Q.: "High-selectivity dual-band bandpass filter using asymmetric stepped-impedance resonators," Electronics Letters , vol.45, no.1, pp.63,64, Jan 1 2009.

[58] Zhang, X.Y.; Shi, J.; Chen, J.-X.; Xue, Q., "Dual-Band Bandpass Filter Design Using a Novel Feed Scheme," Microwave and Wireless Components Letters, IEEE , vol.19, no.6, pp.350,352, June 2009

[59] IE3D User's Manual, ver. 12.0, Zeland Software, Inc., Fremont, CA, 1997.

[60] W. Xue, C.-H. Liang, D. Li, and J.-W. Fan, "Design of miniature planar dual-band filter with 0° feed structures, "*Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 77, 493-499, 2007.

[61] Nikolina Janković, Vasa Radonić, Vesna Crnojević-Bengin: *Novel Bandpass Filters Based on Grounded Hilbert Fractal Resonators*, 3rd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, London, UK, Aug 30 – Sep 4, 2009.

[62] G. Dai and M. Xia, "Novel miniaturized bandpass filters using spiral-shaped resonators and window feed structures," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 100, 235-243, 2010.

[63] Jovanović S., A. Nešić: "Microstrip bandpass filter with new type of capacitive coupled resonators", Electronics Letters, Vol.41, No. 1, pp 19-21, January 2005.

[64] Jovanović S.: "An Overview of Microwave Bandpass Filters with Capacitive Coupled Resonators", Microwave Review, Vol. 17, No.2, December 2010, pp. 29-36

[65] Nešić A. , Jovanović S. : "Band-pass mikrostrip filtar sa kapacitivno spregnutim rezonatorima na Ku opsegu", 48. Konferencija ETRAN-a, Čačak, 2004, Zbornik radova, sv.2, str.273-275

[66] Jovanović S., A. Nešić, "Mikrostrip band-pass filtar za niske mikrotalasne učestanosti", 49. Konferencija ETRAN-a, Budva, 5-10. jun 2005. Zbornik radova, sveska 2, str. 307-310

[67] Jovanović S., A. Nešić: "Printed Band-Pass Filter at L Band", 14th IST Mobile & Wireless Communications Summit, Dresden, 19-23 June 2005.

[68] Jovanović S., A. Nešić: "A New Microstrip Bandpass Filter for UHF Range", 7th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services TELSIKS 2005, Niš, Serbia, 28-30 Sep. 2005, Proceedings of Papers Vol.1, pp.167-169

[69] Jovanović S., A. Nešić, "Mikrostrip filtar propusnik opsega sa asimetrično kapacitivno opterećenim rezonatorima", 51. Konferencija ETRAN-a, Herceg Novi, 4-8. jun 2007, MT 2-4

[70] Jovanović S., A. Nešić: "Capacitive Coupled Microstrip Band-pass Filter with Asymmetrically Capacitive Loaded Resonators", Mediterranean Microwave Symposium MMS 2007, 14-16 May, 2007, Budapest, Hungary.

[71] Jovanović S., A. Nešić, "Hibridni filtar propusnik opsega sa kapacitivno spregnutim rezonatorima za niske mikrotalasne učestanosti", 50. Konferencija ETRAN-a, Beograd, 6-8. jun 2006, Zbornik radova, Sveska II, pp. 302-305

[72] Jovanović S.:, Manojlović P.: "Realizacija band-pass filtra u balansnoj konfiguraciji", 48. Konferencija ETRAN-a, Čačak, 2004, Zbornik radova, sveska 2, str. 276-278

[73] Jovanović S., A Nešić: "New Filter Type Suitable for Miniature Printed Bandpass Filters at RF & Microwave Frequencies", European Microwave Conference, Paris, 3-7 Oct. 2005

[74] Prabhu S., Mandeep J. S., and Jovanovic S.: "Microstrip Bandpass Filter at S Band Using Capacitive Coupled Resonator", Progress In Electromagnetics Research, PIER 76, pp 223–228, 2007.

[75] Mandeep J. S., Prabhu S., and Jovanovic S.: "Design of Capacitive Coupled Resonator Microstrip Filter", Microwave and Optical Technology Letters, Vol.50, No.2, pp 460-462, February 2008.

[76] Abramowicz, A., Jaworski, M., Gierlowski, P.: "Miniature HTS filter for 2.45 GHz ISM band" (2012) 19th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON 2012, 1, art. no. 6233489, pp. 224-227

[77] C. Ong and M. Okoniewski, "MEMS-Switchable Coupled Resonator Microwave Bandpass Filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 7, pp. 1747-1755, July 2008.

[78] Raghavan, S.: "Design of switched multiband filters for IEEE 802.11a/b/g WLANs" (2009) WSEAS Transactions on Communications, 8 (8), pp. 843-852.

[79] Shivhare J., Jain S. B.: "A Compact Fourth-Order Multi-Fold Hairpin Line Microstrip Bandpass Filter at 1650 MHz for RF/ Wireless Communications" (2014) International Journal of Research in Engineering and Technology" Vol.3, No.5, pp 683-686

[80] Shivhare J., Jain S. B.: "Design and Development of a Double Folded Hairpin Line Microstrip Bandpass Filter for RF/Microwave Applications" (2014) International Journal of Advanced Technology and Engineering, Vol.5, No.2, pp 69-71

[81] Shivhare J., Jain S. B.: "A New Type Four-Fold Microstrip Hairpin Line Bandpass Filter at 1.82 GHz for Trans/Receive Communication Systems" (2014) International Journal of Electrical Enineering-IJEE, Vol.2, No.2, pp. 82-85

[82] Shivhare J., Jain S. B.: "Design and Development of a Slow-Wave Open-Loop Resonator Multi-Fold Hairpin Line Microstrip Bandpass Filter at 1600 MHz" (2014) Internatioanl Science Research, Vol.2 No.1

[83] Shivhare J., Jain S. B.: "A Novel Multi-Fold Hairpin Line Microstrip Bandpass Filter at 1260 MHz for Wireless Communications" (2014) International Journal of Advanced Engineering Technology, Vol. 5, No.1

[84] Aditomo W., Munir A.: "Bandwidth enhancement of ultra-wideband microstrip bandpass filter using defected ground structure" (2013) International Conference on Quality in Research, QiR 2013 - In Conjunction with ICCS 2013: The 2nd International Conference on Civic Space, art. no. 6632538, pp. 64-67.

[85] Wang, Y.X., Zhu, L., Zhang, S.B.: "Compact bandpass filter based on novel hairpin resonator with self-contained triple transmission zeros" (2013) Progress in Electromagnetics Research Letters, 43, pp. 65-72.

[86] Wang, L., Jin, L.: "A quasi-elliptic microstrip bandpass filter using modified anti-parallel coupled-line" (2013) Progress in Electromagnetics Research, 138, pp. 245-253.

[87] Wahab, N.A., Salleh, M.K.M., Khanfar, S.K.M., Khan, Z.I., Awang, Z.: "Synthesis of a single side access ring resonator for higher order bandpass filters" (2013) Progress in Electromagnetics Research Letters, 38, pp. 137-150.

[88] Wu, J.M., Bai, T., Lu, W.-Z., Liang, F., Luo, B.: "Novel compact interdigital bandpass filters with multilayer stepped impedance resonators/folded quarter-wavelength resonators" (2013) Key Engineering Materials, 547, pp. 19-24.

[89] Wee, F.H., Malek, F., Ghani, F., Al-Amani, A.U.: "Integration of miniaturized array antenna with high-permittivity rectangular bismuth titanate for WiMAX applications" (2012) IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 60 (12), art. no. 6259842, pp. 6032-6036.

[90] Krishna S.R., Babu K.J., Narayana J.L., Subrahmanyam G.V.: "Artificial neural network approach for modeling the microstrip bandpass filter" (2012) International Journal of Emerging Trends in Engineering and Development, Vol.5, No.2, pp. 162-170

[91] Wee, F.H., Malek, F., Ghani, F., Sreekantan, S., Al-Amani, A.U.: "High gain and high directive of antenna arrays utilizing dielectric layer on bismuth titanate ceramics" (2012) International Journal of Antennas and Propagation, art. no. 375751

[92] Wee, F.H., Malek, F.: "Design of microstrip patch array antenna using rectangular Barium Strontium Titanate (BST) ceramic" (2011) ISWTA 2011 - IEEE Symposium on Wireless Technology and Applications, art. no. 6089549, pp. 40-43.

[93] Wee, F.H., Malek, F.: "Gain enhancement of a microstrip patch antenna using array rectangular Barium Strontium Titanate (BST)" (2011) Loughborough Antennas and Propagation Conference, art. no. 6114054, .

[94] Wang, G., Xu, L., Wang, T.: "Threshold values analysis of substrate parameters based on MEMS microstrip filter" (2011) Key Engineering Materials, 483, pp. 745-749.

[95] K. Thirumalaivasan, R. Nakkeeran: "Development of Compact Ultra-Wideband (UWB) Microstrip Bandpass Filter," (2011) Journal of Electromagnetic Analysis and Applications, Vol. 3 No. 8, pp. 333-336.

[96] Thirumalaivasan, K., Nakkeeran, R.: "Small ultra-wideband microstrip bandpass filters with improved passband" (2010) Proceedings of 2010 International Conference on Communication and Computational Intelligence, art. no. 5738724, pp. 143-146.

[97] Namsang, A., Akkaraekthalin, P.: "Microstrip bandpass filters using end-coupled asymmetrical step-impedance resonators for wide-spurious response", (2010) Progress In Electromagnetics Research C, 14, pp. 53-65.

[98] Rebenaque, D.C., García, J.P., Pereira, F.Q., Tornero, J.L.G., Melcon, A.A.: "Novel implementation of transversal filters in multilayered microstrip technology" (2010) Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 24 (8-9), pp. 1241-1253.

[99] Wei, F., Chen, L., Wu, Q.-Y., Shi, X.-W., Gao, C.-J.: "Compact UWB bandpass filter with narrow notch-band and wide stop-band" (2010) Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 24 (7), pp. 911-920.

[100] Shivhare J., Jain S. B.: "A Value-added Method to Design a Compact and Low Cost Hairpin Line Microstrip Bandpass Filter for Communication Systems", (2009) Progress In Electromagnetics Research Symposium, Moscow, Russia, August 18-21, 2009, Proceedings, pp 143-149

[101] He Z.R., Lin X.Q., Fan Y: "Improved stepped-impedance resonator bandpass filter in Ka-band" (2009) Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 23 (8-9), pp.1181-1190.

[102] Wang, Y.X.: "Microstrip cross-coupled tri-section stepped-impedance bandpass filter with wide stop-band performance" (2009) Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 23 (2-3), pp. 289-296.

[103] Li D., Xie Y., Zhang J., Li J., Chen Z: "Multilayer filters with split-ring resonator metamaterials" (2008) Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 22 (10), pp.1420-1429.

[104] Wu, B., Lai, X., Su, T., Liang, C.-H.: "Wideband cross coupled filter using split-ring resonator defected ground structure" (2008) Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 22 (11-12), pp. 1631-1638.

[105] Liu, H., Fu, T., Yang, Y., Li, X.: "Miniaturized dual-mode filter using fractal slot and snaky-shape spur-line" (2008) Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 22 (13), pp. 1775-1782.

[106] Dai, X.-W., Liang, C.-H., Li, G., Chen, Z.-X.: "Novel dual-mode dual-band bandpass filter using microstrip meander-loop resonators" (2008) Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 22 (4), pp. 573-580.

[107] R. Rezaiesarlak, F. Hojjat-Kashani, and E. Mehrshahi, "Analysis of capacitively coupled microstrip-ring resonator based on spectral domain method" (2008) Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 3, 25-33.

[108] Kravchenko, R.; Orlenko, D.; Stadler, M.: "A new miniaturized LTCC transversal bandpass filter for RF and microwave applications" (2008) Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing, 6th International Symposium pp.398-401

[109] A. Adabi, M. Tayarani: "Substrate integration of dual inductive post waveguide filter," (2008) Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 7, 321-329

[110] Wang, Y.X., Wang, B.-Z., Wang, J.: "A compact square loop dual-mode bandpass filter with wide stop-band" (2007) Progress in Electromagnetics Research, 77, pp. 67-73.

[111] Ain, M.F., Singh, M.S.J., Prabhu, Hassan, S.I.S.: "Design of a symmetrical microstrip bandpass filter for S-Band frequency range" (2007) American Journal of Applied Sciences, 4 (7), pp. 426-429.

[112] Chen, H., Zhang, Y.-X.: "A novel and compact UWB bandpass filter using microstrip fork-form resonators" (2007) Progress in Electromagnetics Research, 77, pp. 273-280.

[113] Jarry, P., Beneat, J.; "Design and realizations of miniaturized fractal RF and microwave filters", John Willey and Sons, 2009, New Jersey, USA

[114] Maloratsky, L., G.: "Microstrip Circuits with a Modified Ground Plane", High Frequency Electronics, December 2009, pp. 38-47.

[115] Jovanovic S., Milovanovic B., and Gmitrovic M., "Theory and realization of simple bandpass filters with antiparallel configuration," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 136, pp 101-122, 2013.

[116] Jovanović S.: "Analiza elementarnog filtra propusnika opsega sa antiparalelnom konfiguracijom", 56. Konferencija za ETRAN, Zlatibor, 11-14. jun 2012, MT 2-7.

[117] Jovanović S.: "Analiza filtra propusnika opsega sa antiparalelnom konfiguracijom i kontrolisanim položajem transmisionih nula", 57. Konferencija za ETRAN, Zlatibor, 3-7. jun 2013, Zbornik radova MT 3-4.

[118] Jovanović S.: "Extended configuration of antiparallel band pass filters with two independently adjustable transmission zeros", Microwave Review, Vol. 19, No.1, September 2013, pp. 14-19

[119] S. Jovanovic, B. Milovanović: "General planar topologies of single-stage band pass filters with antiparallel configuration" 2nd International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering, IcETRAN 2015, Silver Lake, Serbia, June 8 – 11, 2015, Proceedings of Papers MTI 1.6

[120] S. Jovanovic, V. Pantovic, „Approximate Modelling Methods for Single-Stage Band Pass Filters with Antiparallel Configuration", 12th International Conference on

Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services TELSIKS 2015 Niš, Serbia, October 14-17, 2015, Proceedings of Papers, pp. 193-196.

[121] Pozar, D. M., Microwave Engineering, 4th Edition, John Wiley&Sons, New York, 2011.

[122] Rautio, J. C., "Measurement of uniaxial anisotropy in Rogers RO3010 substrate material," IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems, COMCAS 2009, 1-4, Nov. 9-11, 2009

[123] WIPL-D Pro v12, Belgrade:WIPL-D d.o.o, 2015.,

[124] ADS Momentum Advanced Design System 2009 Update 1, Agilent Technologies, Santa Clara , CA, 2009

[125] CST dopuniti referencu

[126] HFSS dopuniti referencu

APENDIX I

Prilog 1: Konverzija matrica dvopristupnih simetrično opterećenih mreža [4]

(*a*) *S* parameters in terms of *ABCD*, *Y*, and *Z* parameters

	ABCD	*Y*	*Z*
S_{11}	$\frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{12}	$\frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2Z_{12}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{21}	$\frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2Z_{21}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{22}	$\frac{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$

(*b*) *ABCD* parameters in terms of *S*, *Y*, and *Z* parameters

	S	*Y*	*Z*
A	$\frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$
B	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-1}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}}$
C	$\frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-(Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})}{Y_{21}}$	$\frac{1}{Z_{21}}$
D	$\frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$

(*c*) *Y* parameters in terms of *S*, *ABCD*, and *Z* parameters

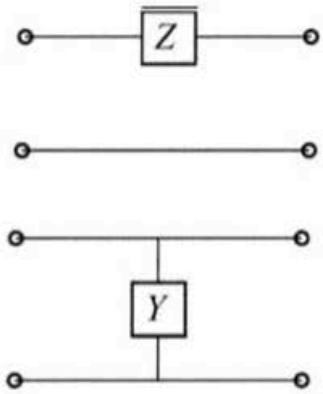
	S	*ABCD*	*Z*
Y_{11}	$Y_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{D}{B}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$
Y_{12}	$Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-(AD - BC)}{B}$	$\frac{-Z_{12}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$
Y_{21}	$Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-1}{B}$	$\frac{-Z_{21}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$
Y_{22}	$Y_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{A}{B}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$

(*d*) *Z* parameters in terms of *S*, *ABCD*, and *Y* parameters

	S	*ABCD*	*Y*
Z_{11}	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{A}{C}$	$\frac{Y_{22}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$
Z_{12}	$Z_0 \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{(AD - BD)}{C}$	$\frac{-Y_{12}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$
Z_{21}	$Z_0 \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{1}{C}$	$\frac{-Y_{21}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$
Z_{22}	$Z_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{D}{C}$	$\frac{Y_{11}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$

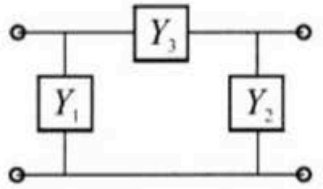
APENDIX I

Prilog 2: Izračunavanje ABCD matrica za nekoliko tipičnih dvopristupnih mreža [4]

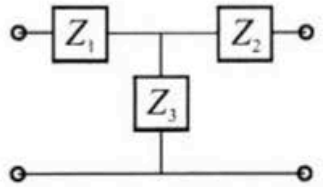


$$A = 1 \quad B = Z$$
$$C = 0 \quad D = 1$$

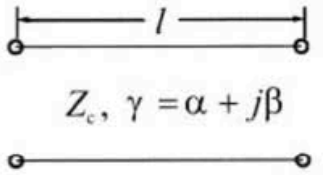
$$A = 1 \quad B = 0$$
$$C = Y \quad D = 1$$



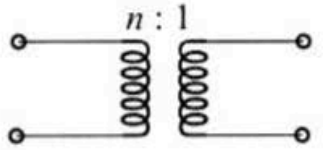
$$A = 1 + \frac{Y_2}{Y_3} \qquad B = \frac{1}{Y_3}$$
$$C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3} \qquad D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$$



$$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3} \qquad B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$$
$$C = \frac{1}{Z_3} \qquad D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$$



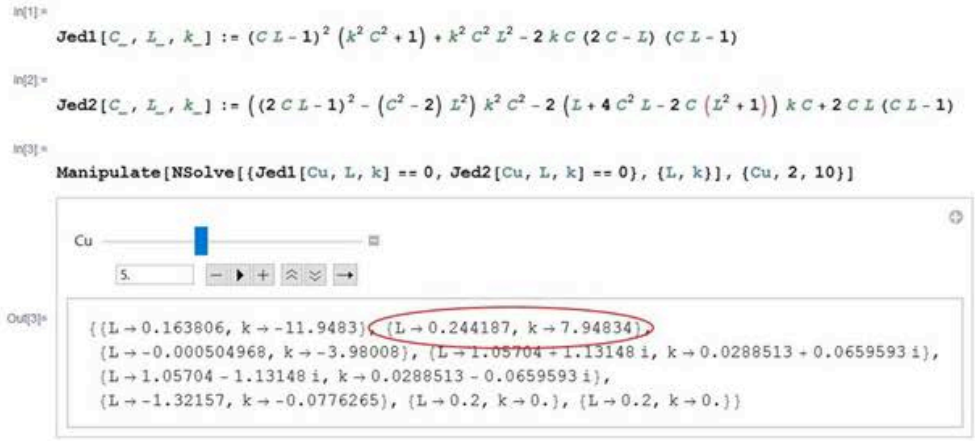
$$A = \cosh \gamma l \qquad B = Z_c \sinh \gamma l$$
$$C = \frac{\sinh \gamma l}{Z_c} \qquad D = \cosh \gamma l$$



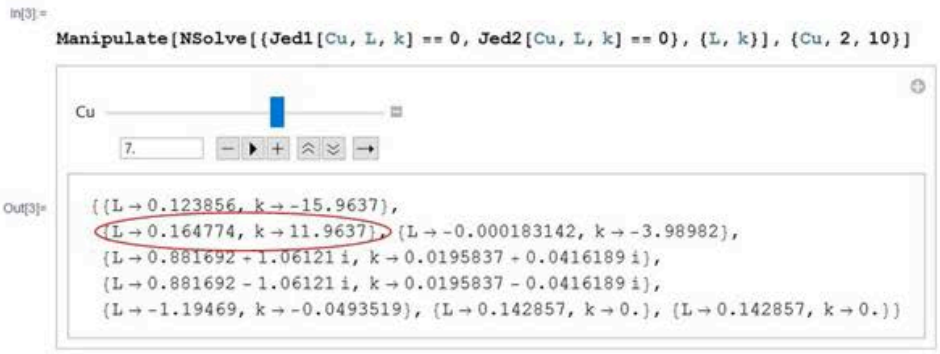
$$A = n \quad B = 0$$
$$C = 0 \quad D = \frac{1}{n}$$

APENDIX II

Prilog 1: Izračunavanje parametara L i k prototipa EAFPO u programskom paketu *Mathematica*



Slika A2.1 *Notebook file* za rešavanje sistema nelinearnih jednačina (4.56) i (4.57) po parametrima L i k za zadatu vrednost nezavisnog parametra ($C=5$). Sistem jednačina ima osam rešenja od kojih je samo jedno rešenje realno i pozitivno.



Slika A2.2 Rezultat izračunavanja vrednosti parametrima L i k za $C=7$.



Slika A2.3 Rezultat izračunavanja vrednosti parametrima L i k za $C=20$.

In[5]:=

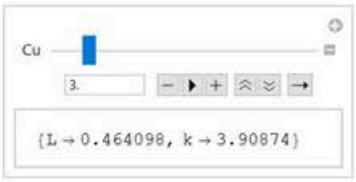
$$Lm[C\_, k\_] := \frac{1 + k\left(1 + C\left(C\,(k+2) + \sqrt{4\,C^2 - (k+2)^2}\right)\right)}{C\left(C^2\,k^2 + (k+1)^2\right)}$$

In[6]:= `kp[C_] := Sqrt[4 C^2 - 1] - 2 - 0.20844 C^-3.047732`

In[7]:= `Lp[C_] := Lm[C, kp[C]]`

In[8]:=
```
Manipulate[FindRoot[{Jed1[Cu, L, k] == 0, Jed2[Cu, L, k] == 0}, {{L, Lp[Cu]}, {k, kp[Cu]}}],
 {Cu, 2, 10}]
```

Out[8]=



Slika A2.4 Deo *Notebook file-a* za izračunavanje vrednosti parametrima L i k za $C=3$. Približne vrednosti parametara L i k dobijene iz (4.62) i (4.63) se mogu zadati kao polazna tačka, čime se dobija samo realno i pozitivno rešenje, koje je od svih osam mogućih rešenja sistema nelinearnih jednačina najbliže inicijalnim vrednostima.

In[11]:=
```
Table[FindRoot[{Jed1[Cu, L, k] == 0, Jed2[Cu, L, k] == 0}, {{L, Lp[Cu]}, {k, kp[Cu]}}],
 {Cu, 2, 20, 1}]
```

Out[11]=
```
{{L → 0.811551, k → 1.84759}, {L → 0.464098, k → 3.90874},
 {L → 0.320744, k → 5.93423}, {L → 0.244187, k → 7.94834}, {L → 0.196852, k → 9.95738},
 {L → 0.164774, k → 11.9637}, {L → 0.141631, k → 13.9684}, {L → 0.124161, k → 15.9719},
 {L → 0.110512, k → 17.9748}, {L → 0.0995577, k → 19.9771}, {L → 0.0905731, k → 21.979},
 {L → 0.0830722, k → 23.9807}, {L → 0.0767161, k → 25.9821},
 {L → 0.0712617, k → 27.9833}, {L → 0.0665302, k → 29.9843}, {L → 0.062387, k → 31.9853},
 {L → 0.0587289, k → 33.9861}, {L → 0.0554755, k → 35.9868}, {L → 0.0525633, k → 37.9875}}
```

Slika A2.5 Deo *Notebook file-a* za izračunavanje vrednosti parametrima L i k za vrednosti parametra C od 2 do 20 u koraku po 1, uz korišćenje približnih vrednosti parametara L i k kao polaznih tačaka.

APENDIX II

Prilog 2: Izračunavanje AFK filtra u programskom paketu *Mathematica,* u opštem slučaju

```
In[1]:=
A0[C_, K_, L_, m_, n_, z_, ω_] :=
 {{1 + i K ω (-i L m/ω + i L (1 + m) ω), -i L m/ω + i L (1 + m) ω - i (1 + n) (1 + i K ω (-i L m/C + i L (1 + m) ω))/(C ω) + i n ω (1 + i K ω (-i L m/C + i L (1 + m) ω))/C},
 {i K ω, 1 + K (1 + n)/C - K n ω^2/C}}

In[2]:=
AT[C_, K_, L_, m_, n_, z_, ω_] :=
 {{1/(C z ω) (-z ω Sin[L (1 + m) ω/z] (C K z ω Cos[n ω/(C z)] + (C + K + K n) Sin[n ω/(C z)]) + Cos[L (1 + m) ω/z] (C (1 + K L m) z ω Cos[n ω/(C z)] + (C L m + (1 + K L m) (1 + n)) Sin[n ω/(C z)])),
  -1/(C ω) i (z ω Sin[L (1 + m) ω/z] (-(C + K + K n) Cos[n ω/(C z)] + C K z ω Sin[n ω/(C z)]) + Cos[L (1 + m) ω/z] ((C L m + (1 + K L m) (1 + n)) Cos[n ω/(C z)] - C (1 + K L m) z ω Sin[n ω/(C z)]))},
 {1/(C z^2 ω) i (z ω Cos[L (1 + m) ω/z] (C K z ω Cos[n ω/(C z)] + (C + K + K n) Sin[n ω/(C z)]) + Sin[L (1 + m) ω/z] (C (1 + K L m) z ω Cos[n ω/(C z)] + (C L m + (1 + K L m) (1 + n)) Sin[n ω/(C z)])),
  1/(C z ω) (-z ω Cos[L (1 + m) ω/z] (-(C + K + K n) Cos[n ω/(C z)] + C K z ω Sin[n ω/(C z)]) + Sin[L (1 + m) ω/z] ((C L m + (1 + K L m) (1 + n)) Cos[n ω/(C z)] - C (1 + K L m) z ω Sin[n ω/(C z)]))}}

In[3]:=
S11fromADC[{{AA_, BB_}, {CC_, DD_}}] := ((AA DD - 1)^2 - CC^2 (AA + DD)^2 + 4 CC^2)/((1 (AA DD - 1) + CC (AA + DD))^2 - 4 CC^2)

In[4]:=
S21fromADC[{{AA_, BB_}, {CC_, DD_}}] := 4 CC (AA DD - 1)/((1 (AA DD - 1) + CC (AA + DD))^2 - 4 CC^2)

In[5]:=
Cp[C_] := C (Sqrt[4 C^2 - 1] - 2 - 0.20844 C^-3.047732)

In[6]:=
Lm[C_, K_] := (C + K + 2 C^2 K + C K^2 + Sqrt[-4 C^3 K^2 + 4 C^4 K^2 - 4 C K^3 - K^4])/(C^2 + 2 C K + K^2 + C^2 K^2)

In[7]:=
Lf[C_] := Lm[C, Cp[C]]

In[8]:=
nf[C_, K_, L_, kkc1_, kkc2_] := 2 (C + K)/K/((kkc1^2 - 1) + (kkc2^2 - 1) + Sqrt[(kkc1^2 - kkc2^2)^2 + 4 C (-1 + kkc1^2) (-1 + kkc2^2)/(K (-1 + C L + K L))])

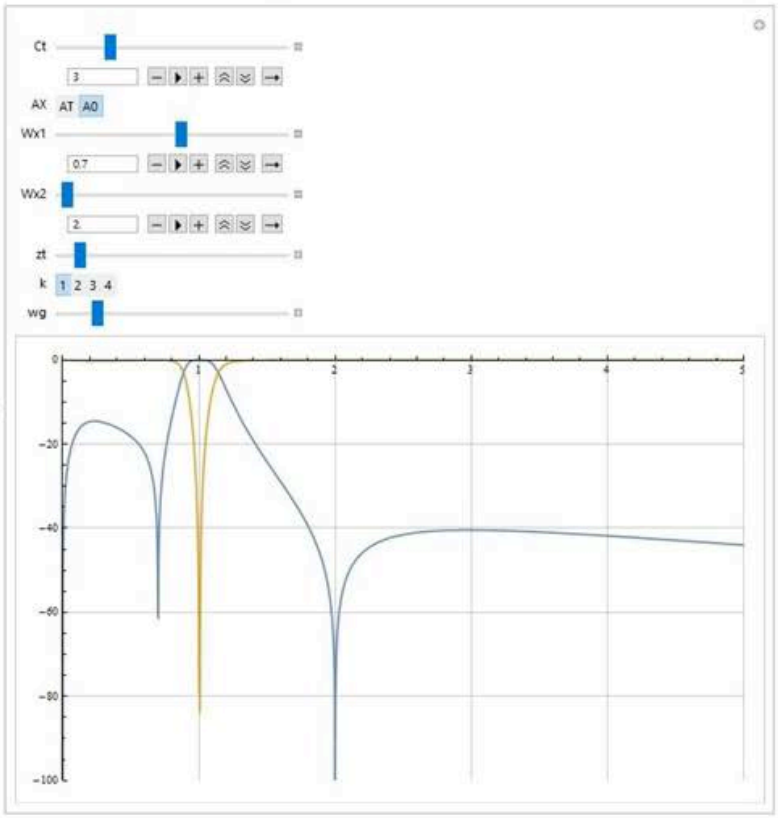
In[9]:=
mf[C_, K_, L_, kkc1_, kkc2_] := (1/(2 (-1 + kkc1^2)) (1/(L (C + K)) - kkc1^2) + 1/(2 (-1 + kkc2^2)) (1/(L (C + K)) - kkc2^2)) + (-1 + 1/(L (C + K)))/(2 (-1 + kkc1^2) (-1 + kkc2^2)) Sqrt[(kkc1^2 - kkc2^2)^2 + 4 C (-1 + kkc1^2) (-1 + kkc2^2)/(K (-1 + (L (C + K))))]
```

Slika A2.6 Deo *Notebook file-a* za izračunavanje AFK filtra. In[1]: Transmisiona matrica podmreže PAFPO filtra; In[2]: Matrica podmreže sa induktivnim trnsmisionim vodovima; In[3] i In[4]: Izračunavanje S_{11} i S_{21} parametara filtra na osnovu transmisione matrice podmreže; In[5] - In[9]: Izračunavanje zavisnih parametara filtra.

APENDIX II

Prilog 2: Izračunavanje AFK filtra u programskom paketu *Mathematica,* u opštem slučaju

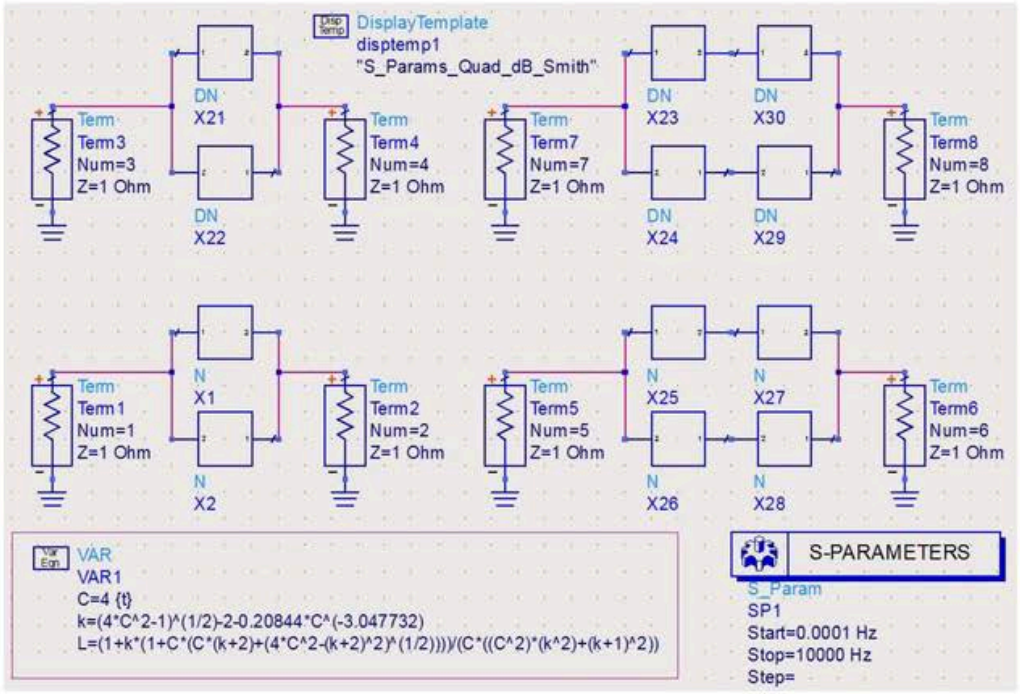
In[23]:=
```
Manipulate[Plot[{20 Log[10, Abs[S21fromADC[MatrixPower[AX[Ct, Cp[Ct], Lf[Ct], mu[Ct, Wx1, Wx2], nu[Ct, Wx1, Wx2], zt, ω], k]]]],
  20 Log[10, Abs[S11fromADC[MatrixPower[AX[Ct, Cp[Ct], Lf[Ct], mu[Ct, Wx1, Wx2], nu[Ct, Wx1, Wx2], zt, ω], k]]]]},
 {ω, 0, wg}, PlotRange → {{0, wg}, {-100, 0}}, GridLines → Automatic], {{Ct, 3}, 1, 10}, {{AX, A0}, {AT, A0}},
 {{Wx1, 0.8}, 0.05 + 0.05 Floor[20 √1 / (Lf[Ct] (Ct + Cp[Ct]))], 0.95, .05}, {{Wx2, 1.5}, 1.5, 20, .5}, {{zt, 2}, 0.25, 20, .05},
 {k, {1, 2, 3, 4}}, {{wg, 5}, 2, 20}]
```



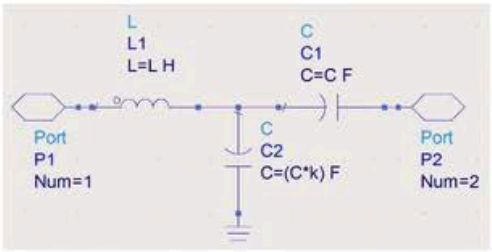
Slika A2.7 Deo *Notebook file-a* za izračunavanje AFK filtra. In[23]: Komandna linija za crtanje AFK filtra sa interaktivnim zadavanjem vrednosti parametara filtra

APENDIX III

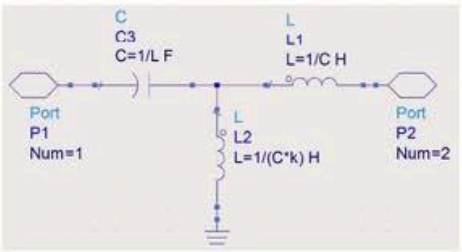
Prilog 1: Jednostepeni i dvostepeni EAFPO i njemu dualni DEAFPO



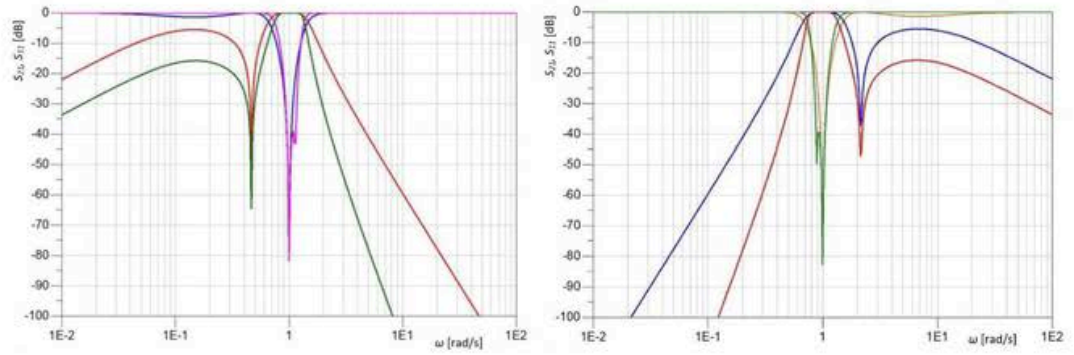
Slika A3.1 *Shematic file* programskog paketa ADS za izračunavanje AFK jednostepenog i dvostepenog EAFPO i njemu dualnog filtra. U *VarEqn* bloku su parametri k i L definisani primenom izraza (4.62) i (4.63), dok je C nezavisno promenljiv parametar



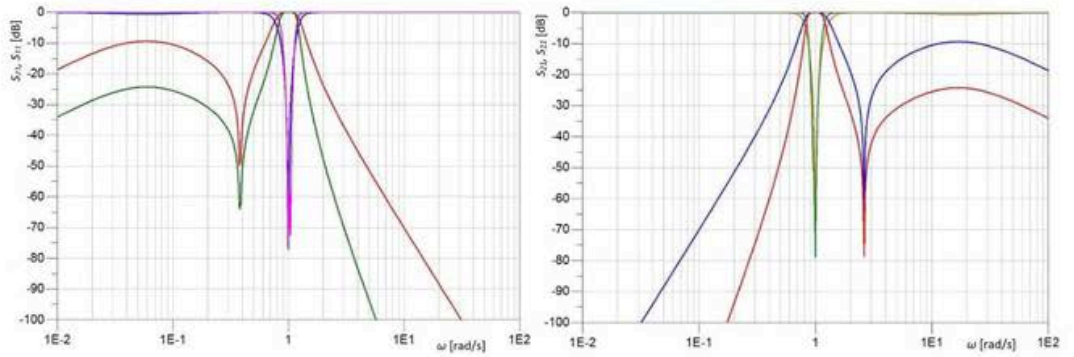
Slika A3.2 *Shematic file* N podmreže



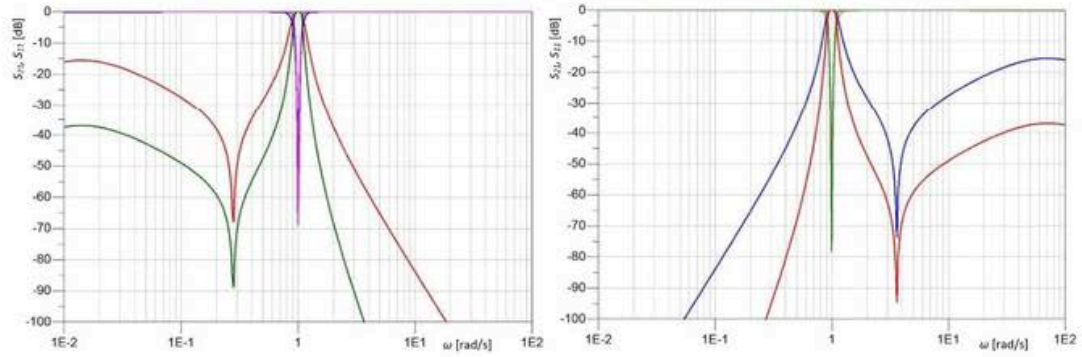
Slika A3.3 *Shematic file* DN podmreže, koja je dualna N podmreži. Vrednosti parametara DN i N podmreže su međusobno povezane relacijom (4.24).



Slika A3.4 AFK jednostepenog i dvostepenog EAFPO (levo) i odgovarajuće dualne varijante (desno) za vrednost parametra $C = 2$. U logaritamskoj razmeri AFK dualnog i osnovnog filtra su uzajamno simetrične u odnosu na jediničnu kružnu frekvenciju



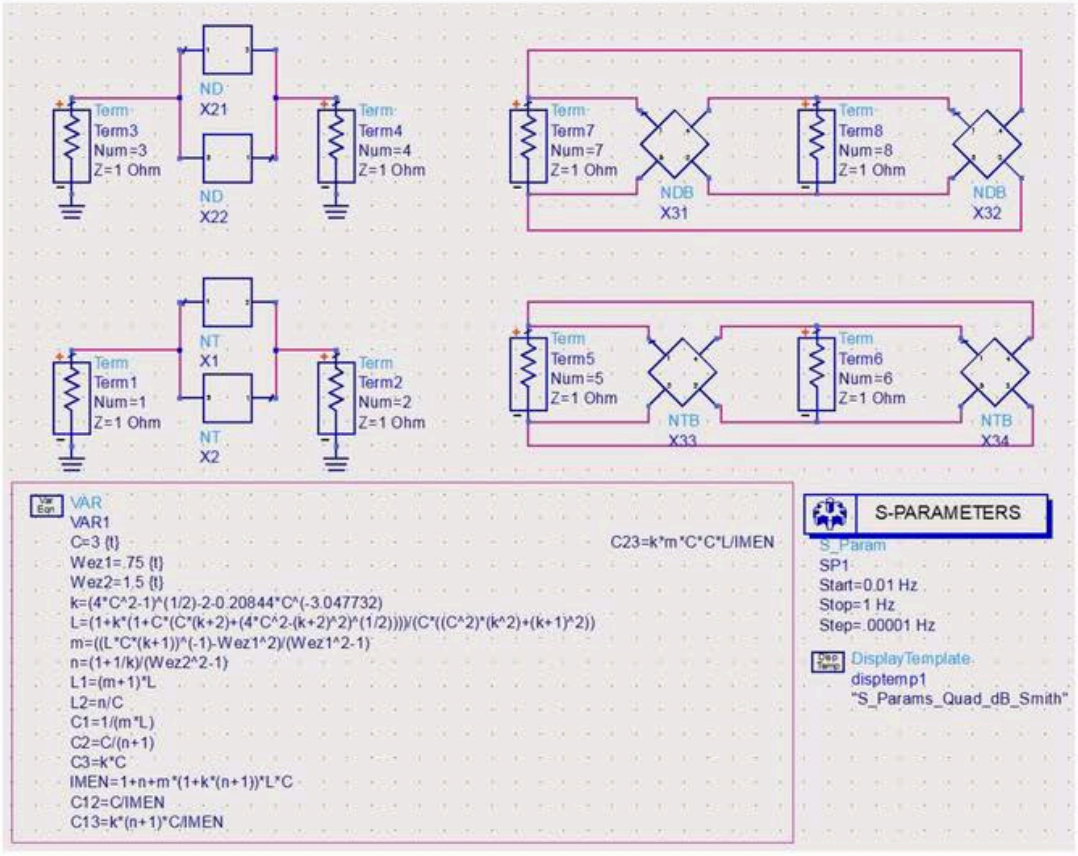
Slika A3.5 AFK jednostepenog i dvostepenog EAFPO (levo) i odgovarajuće dualne varijante (desno) za vrednost parametra $C = 3$.



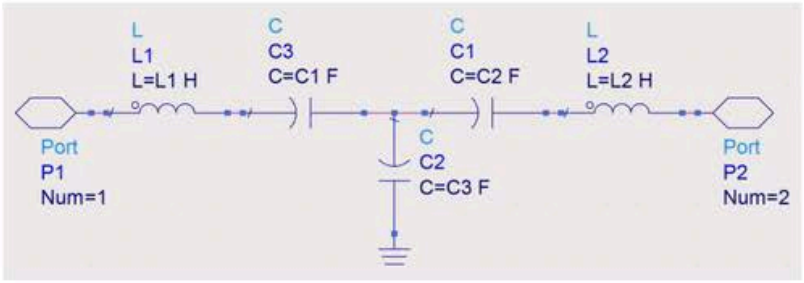
Slika A3.6 AFK jednostepenog i dvostepenog EAFPO (levo) i odgovarajuće dualne varijante (desno) za vrednost parametra $C = 6$.

APENDIX III

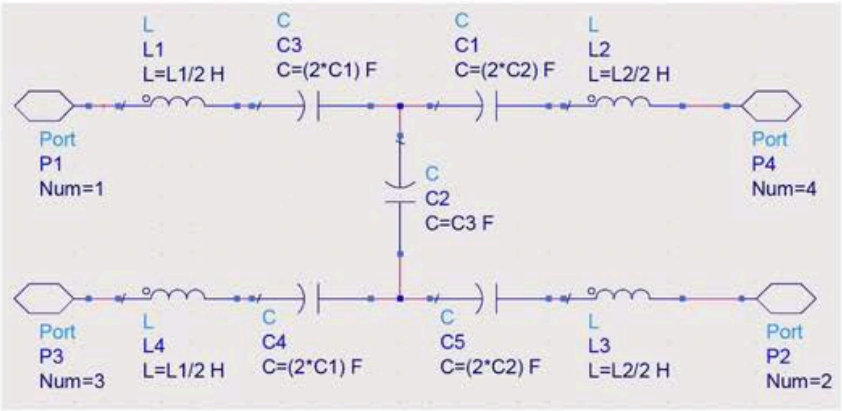
Prilog 2: Četiri verzije jednostepenog PAFPO



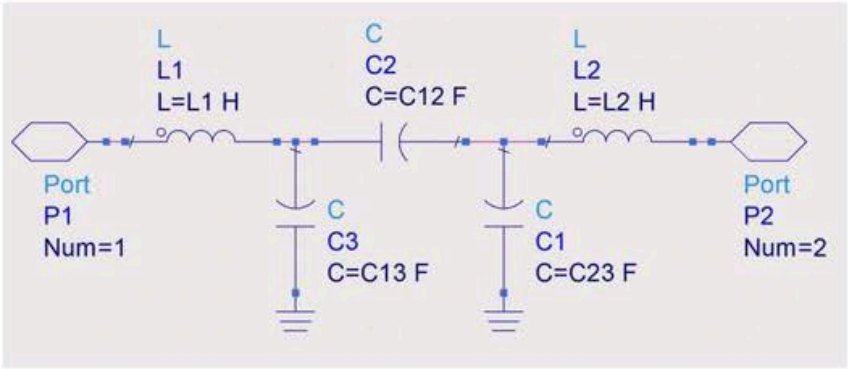
Slika A3.7 *Shematic file* četiri verzije jednostepenog PAFPO filtra. U VarEqn bloku su pored parametra C nezavisni parametri i kružne frekvencije nula prenosne karakteristike (ovde obeležene kao Wez1 i Wez2). Parametri k i L definisani izrazima (4.62) i (4.63), parametri m i n su definisani približnim izrazima (4.96) i (4.97), a vrednosti komponenti filtara L_1, L_2, C_1, C_2 i C_3 izrazima (4.70)-(4.74), odnosno C_{12}, C_{13} i C_{23} izrazima (4.77)-(4.79).



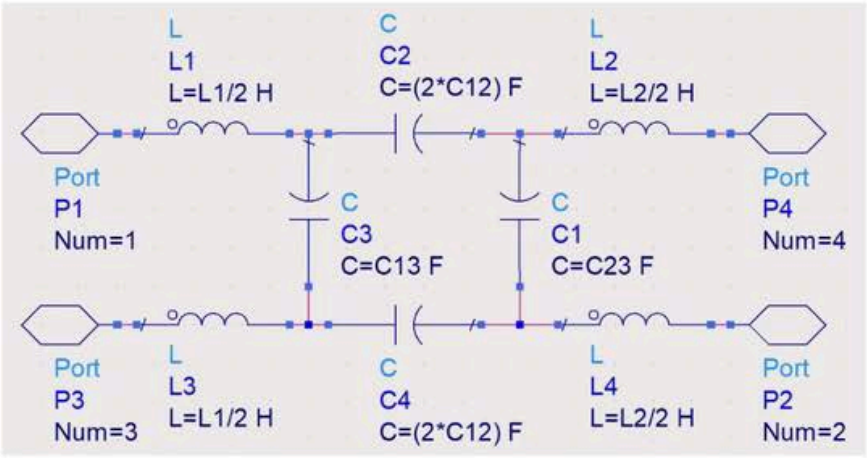
Slika A3.8 *Shematic file* NT podmreže



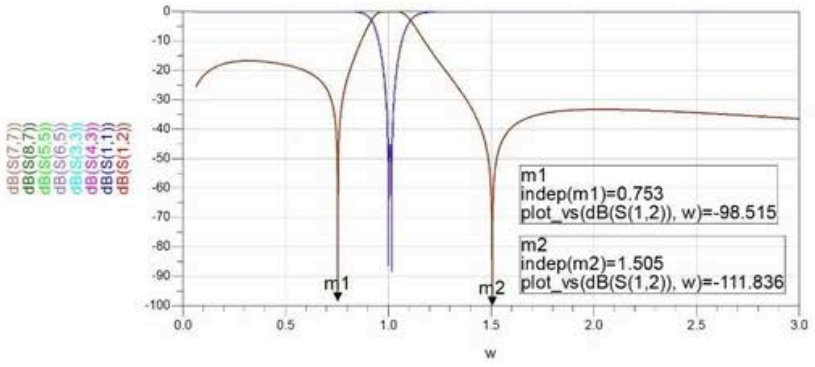
Slika A3.9 *Shematic file* NTB podmreže



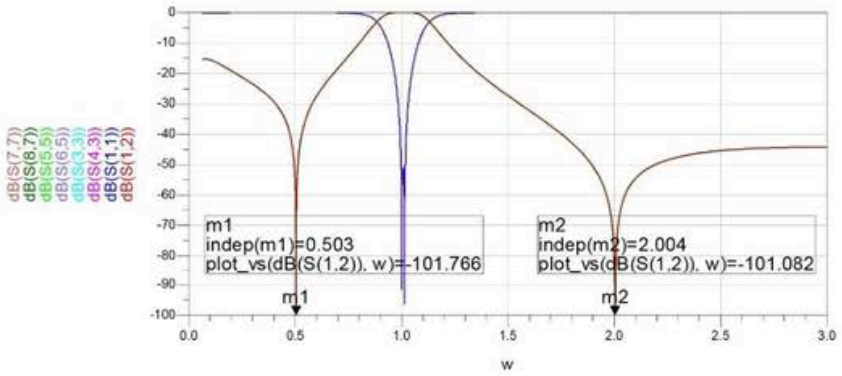
Slika A3.10 *Shematic file* ND podmreže



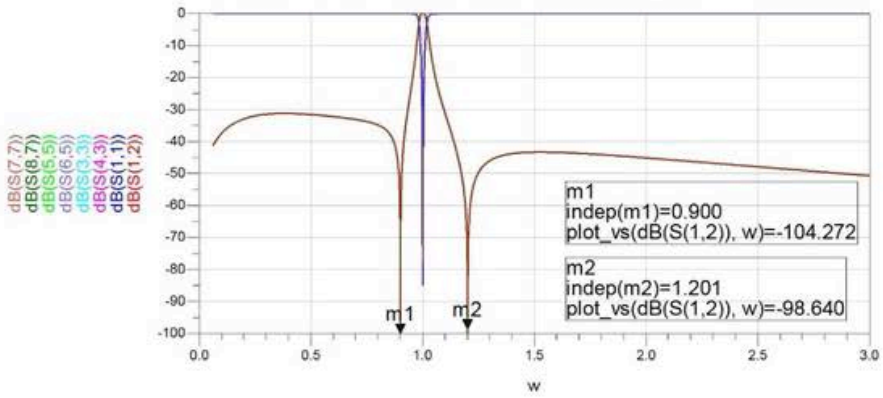
Slika A3.11 *Shematic file* NDB podmreže



Slika A3.12 AFK jednostepenih PAFPO sa slike A3.7 za vrednosti nezavisnih parametara $C = 3$, $Wez1=0.75$ i $Wez2=1.5$. Sva četiri filtra imaju identičnu AFK, tako da se grafici preklapaju.



Slika A3.13 AFK jednostepenih PAFPO sa slike A3.7 za vrednosti nezavisnih parametara $C = 4$, $Wez1=0.5$ i $Wez2=2$. Sva četiri filtra imaju identičnu AFK, tako da se grafici preklapaju.



Slika A3.14 AFK jednostepenih PAFPO sa slike A3.7 za vrednosti nezavisnih parametara $C = 6$, Wez1=0.9 i Wez2=1.2. Sva četiri filtra imaju identičnu AFK, tako da se grafici preklapaju.

PRILOG PROJEKTOVANJU MIKROTALASNIH FILTARA PROPUSNIKA OPSEGA SA KAPACITIVNO SPREGNUTIM REZONATORIMA

ORIGINALITY REPORT

2%

SIMILARITY INDEX

PRIMARY SOURCES

1	www.seminarski-diplomski.rs Internet	77 words — < 1%
2	maps.b33franch.net Internet	72 words — < 1%
3	www.scribd.com Internet	66 words — < 1%
4	www.jpier.org Internet	50 words — < 1%
5	czr.si Internet	33 words — < 1%
6	www.sccn.jp Internet	29 words — < 1%
7	Chang. "Filter Applications", Microwave Ring Circuits and Related Structures, 04/22/2004 Crossref	26 words — < 1%
8	www.hakom.hr Internet	24 words — < 1%
9	www.mszs.si Internet	21 words — < 1%
10	Halawa, Moh'd Ishaq Abu. "Computational Investigation of Elastoplastic Deformation of a Sandwich Beam on the Elastic Foundation", American Journal of Applied Sciences/15469239, 20081201 Publications	20 words — < 1%

11	www.mtt-serbia.org.rs Internet	20 words	< 1%
12	www.mth.kcl.ac.uk Internet	20 words	< 1%
13	www02.us.archive.org Internet	19 words	< 1%
14	www.cs.ru Internet	18 words	< 1%
15	www.riteh.thelocal.se Internet	16 words	< 1%
16	www.madrid.org Internet	13 words	< 1%
17	qandasys.info Internet	12 words	< 1%
18	www.embd.be Internet	12 words	< 1%
19	www.crcss.csiro.au Internet	10 words	< 1%
20	vtsnis.edu.rs Internet	9 words	< 1%
21	yetanotherquant.de Internet	9 words	< 1%
22	saintmichaels.info Internet	9 words	< 1%
23	Shi, Yuntao Zhang, Junjun. "Networked convergence of fractional-order multiagent systems with a leader and delay.(Research Artic", Mathematical Problems in Engineering, Annual 2015 Issue Publications	9 words	< 1%
24	elpub.bib.uni-wuppertal.de Internet	9 words	< 1%

25	ibiostat.be Internet	9 words — < 1%
26	gs1rs.org Internet	9 words — < 1%
27	Pavlovic, Vlastimir D., and Miroslav D. Lutovac. "Analysis of effects of finite accuracy of LC ladder filter ideal reactances on accuracy filter function poles", 2012 20th Telecommunications Forum (TELFOR), 2012. Crossref	9 words — < 1%
28	"Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, 2nd Edition - A Revised Guide Covering New Trends ", Health & Medicine Week, August 1 2011 Issue Publications	9 words — < 1%
29	Pepe, Giuseppe. "Eine neue Methode für den rechnergestützten Abgleich von Mikrowellenfiltern aus gekoppelten Resonatoren", Hochschulschriftenserver der Bergischen Universität Wuppertal, 2010. Publications	8 words — < 1%
30	www.vasdoktor.com Internet	8 words — < 1%
31	detail.chiebukuro.yahoo.co.jp Internet	8 words — < 1%
32	izadar.hr Internet	8 words — < 1%
33	tdx.cat Internet	8 words — < 1%
34	147.91.175.145 Internet	8 words — < 1%
35	micro.co.rs Internet	8 words — < 1%
36	web.studenti.math.hr Internet	8 words — < 1%

37	Jelena D. Certic. "Efficient digital filter structures based on allpass filter sections", 2011 19thTelecommunications Forum (TELFOR) Proceedings of Papers, 11/2011 Crossref	8 words — < 1%
38	proxy.osapublishing.org Internet	8 words — < 1%
39	www.ses.org.rs Internet	8 words — < 1%
40	mobilnisvet.net Internet	8 words — < 1%
41	Mark, Stefan von der. "Energiesparende System- und Schaltungskonzepte für drahtlose Sensornetzwerke", Technische Universität Berlin, 2009. Publications	8 words — < 1%
42	Indian Growth and Development Review, Volume 8, Issue 1 (2015) Publications	6 words — < 1%

EXCLUDE QUOTES OFF
EXCLUDE BIBLIOGRAPHY ON
EXCLUDE MATCHES < 5 WORDS