



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА

**ПРИМЕНА СОФТВЕРСКИХ ПАКЕТА И
НУМЕРИЧКИХ МЕТОДА У АНАЛИЗИ И
КОНСТРУКЦИЈИ НОВИХ ТИПОВА
ПРЕЛАЗА СА МИКРОТРАКАСТОГ ВОДА
НА ТАЛАСОВОД**

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Кандидат

мр. Боро Рељић

Ментор

проф. др Миодраг Темеринац

Нови Сад, 2012 године

УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ



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

КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, РБР:	
Идентификациони број, ИБР:	
Тип документације, ТД:	Монографска документација
Тип записа, ТЗ:	Текстуални штампани материјал
Врста рада (дипл., маг., докт.), ВР:	Докторат
Аутор, АУ: (име и презиме)	мр Боро Рељић, дипл. инж.
Ментор, МН: (титула, име, презиме, звање)	проф. др Миодраг Темеринац
Наслов рада, НР:	Примена софтверских пакета и нумеричких метода у анализи и конструкцији нових типова прелаза са микротракастог вода на таласовод
Језик публикације, ЈП:	Српски
Језик извода, ЈИ:	Српски
Земља публикавања, ЗП:	Република Србија
Уже географско подручје, УГП:	Војводина
Година, ГО:	2012
Издавач, ИЗ:	Ауторски репринт
Место и адреса, МА:	Нови Сад, Трг Доситеја Обрадовића 6
Физички опис рада, ФО: (поглавља/страница/цитата/табела/слика/графика/ прилога)	11 поглавља, 132 странице, 93 референца, 9 табела, 69 слика
Научна област, НО:	Електротехника, рачунарска техника, микроталасна техника и рачунарске комуникације
Научна дисциплина, НД:	Телекомуникације
Предметна одредница, кључне речи, ПО:	Прелаз са микротракастог вода на таласовод, софтверски и нумерички методи електромагнетске анализе, микротракасти вод, таласовод, прелаз, адаптер, јаги-уда антена, монопол јаги-уда антена, штампана антена, лонгитудинална побуда таласовода
УДК	
Чува се, ЧУ:	У библиотеци Факултета техничких наука, Нови Сад
Важна напомена, ВН:	
Извод, ИЗ:	У овом раду је приказан систематски приступ истраживања и развоја нових прелаза са микротракастог вод на таласовод кроз примену нумеричких метода електромагнетске анализе и модерних софтверских пакета. Основне особине нових прелаза су компатибилност са хибридном и монолитном технологијом, конструкција без симетризатора, што консеквентно даје низ

		погодних особина као што су: широкопојасан рад, мало пролазно слабљење, коришћење на вишим микроталасним опсезима и реализација на новијим јефтиним подлогама које имају веће губитке. С обзиром на особине описаног прелаза могућ је широк спектар примена у индустрији везаној за бежичне комуникације, а посебно у антенама и антенским системима који захтевају прелазе.	
Датум прихватања теме од стране НН већа, ДП :			
Датум одбране, ДО :			
Чланови комисије, КО : (име и презиме / титула / звање / назив организације / статус)	Председник	Др Владимир Ковачевић, проф емеритус	
	Члан Коментор	Др Алекса Зејак, научни саветник	
	Члан	Др Никола Лекић, доцент	
	Члан	Др Бранислав Тодоровић, виши научни сарадник	
	Члан	Др Весна Црнојевић-Бенгин, ванредни професор	Потпис ментора
	Члан Ментор	Др Миодраг Темеринац, професор	



UNIVERSITY OF NOVI SAD • FACULTY OF TECHNICAL SCIENCES
21000 NOVI SAD, Trg Dositeja Obradovića 6

KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, ANO :	
Identification number, INO :	
Document type, DT :	Monographic publication
Type of record, TR :	Textual printed material
Contents code, CC :	PhD thesis
Author, AU :	Boro Reljić, MSc
Mentor, MN :	Prof. Miodrag Temerinac, PhD
Title, TI :	Utilization of software packages and numerical methods in analysis and design of new types of microstrip to waveguide transitions
Language of text, LT :	Serbian
Language of abstract, LA :	Serbian
Country of publication, CP :	Republic of Serbia
Locality of publication, LP :	Vojvodina
Publication year, PY :	2012
Publisher, PB :	Author's reprint
Publication place, PP :	Novi Sad, Dositeja Obradovića sq. 6
Physical description, PD : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendices)	11 chapters, 132 pages, 93 references, 9 tables, 69 pictures
Scientific field, SF :	Electrical engineering, numerical computations, microwave techniques and computer communications
Scientific discipline, SD :	Telecommunications
Subject, Key words, SKW :	Microstrip to waveguide transition, software and numerical methods of electromagnetic analysis, microstrip line, waveguide, transition, adapter, Yagi-Uda antenna, monopole Yagi-Uda antenna, printed antenna, end-launch excitation
UC	
Holding data, HD :	The Library of Faculty of Technical Sciences, Novi Sad, Serbia
Note, N :	
Abstract, AB :	This thesis presents systematic approach in research and development of new types of microstrip to waveguide transitions by using modern software packages for electromagnetic analysis. New types of microstrip to waveguide transitions are MIC/MMIC compatible and their major feature is design without a balun. Such construction results in number of useful properties of transitions such as: wideband operation,

		low insertion loss, operation on higher frequency bands and realizability on cheap modern substrates that have higher losses. Based on its properties it can find wide range of applications in wireless industry and especially in antenna systems that requires combination of TEM and waveguide transmission systems.
Accepted on Scientific Board on, ASB :		
Defended, DE :		
Thesis Defend Board, DB :	President	Dr Vladimir Kovačević, prof emeritus
	Member Komentor	Dr Aleksa Zejak, naučni savetnik
	Member	Dr Nikola Lekić, docent
	Member	Dr Branislav Todorović, viši naučni saradnik
	Member	Dr Vesna Crnojević-Bengin, vanredni profesor
	Member, Mentor	Dr Miodrag Temerinac, profesor
		Mentor's sign.

Ознаке и скраћенице

a — максимална димензија структуре
 a_i — инцидентни талас
 α — коефицијент (константа) слабљења
 $\vec{A}$ — магнетски вектор потенцијал
 $\vec{A}_{-r}$ — трансверзална компонента $\vec{A}$
 a — ширина правоугаоног таласовода
 b_i — рефлектовани талас
 b — висина правоугаоног таласовода
 BW_{3dB} — 3dB ширина пропусног опсега
 β — фазни коефицијент средине
 β_0 — фазни коефицијент вакуума
 V_i, V_{lmn} — напон
 v_p — фазна брзина таласа
 v — запремина
 γ — константа пропагације
 δ_i — фазни померај
 δ — угао губитака (диелектричног материјала)
 $dtol$ — растојање ивица дипола од зидова таласовода
 dz — елементарна дужина
 d, s — растојање
 D_{ppd} — дебљина паралелопипеда
 $\epsilon, \epsilon_r, \epsilon_0$ — апсолутна, релативна и диелектрична константа за вакуум
 ϵ_{reff} — ефективна диелектрична константа
 $\vec{E}, \vec{E}_{\tan g}$ — електрично поље, тангенцијална компонента $\vec{E}$
 η — коефицијент ефикасности
 Z_0, Z_c — карактеристична импеданса
 Z_e — таласна импеданса TE_{mn} модова
 Z_{UI}, Z_{PI}, Z_{PV} — карактеристичне импедансе правоугаоног таласовода
 $Z_{ij}, Z_{ijk\ lmn}$ — сопствене и међусобне импедансе
 Z_{ul2}, Z_{ul3}, Z_{ul} — улазна импеданса
 IL_{c-wg} — пролазно слабљење прелаза коаксијални вод – таласовод
 $IL_{mlin-sma}$ — пролазно слабљење прелаза са SMA конектора на микротракасти вод
 IL_{wg} — слабљење сегмента употребљеног таласовода
 $\vec{I} d\vec{l}$ — линијски (за жице) струјни елемент
 $\vec{ir}$ — орт

$\vec{i}\theta$ — орт
 I, I_k, I_{ijk} — струја
 I_{ref} — референтна струја
 I_g — струја за таласовод
 $\vec{J}dv$ — запремински струјни елемент
 $\vec{J}_s, \vec{J}_{sm}$ — еквивалентне површинске електричне и магнетске струје
 k — таласни број
 ka — електрична димензија структуре
 Ks — фактор скраћења (нпр. дипола)
 k_{Wcnc} — коефицијент, показује колика је ширина споја квази-микротракасте линије и монопола изражена у ширинама монопола
 k_{Lovr} — коефицијент, показује дужину продужетка уземљеног проводника квази-микротракасте линије иза почетка монопола изражену у ширинама монопола
 k_{Trc} — коефицијент - показује растојање ивице активног краја квази-микротракасте линије и зида таласовода, изражено у ширинама улазног микротракастог вода
 λ, λ_0 — таласна дужина, таласна дужина у вакууму (ТЕМ таласа)
 λ_g — таласна дужина вођеног таласа (неког система за вођење таласа)
 $\lambda_{cmn}, \lambda_{c10}$ — критична таласна дужина за модове TE_{mn} и TM_{mn} , односно TE_{10} мода
 $\lambda_{gmn}, \lambda_{g10}$ — таласна дужина вођеног таласа за модове TE_{mn} и TM_{mn} , односно TE_{10} мода
 λ_{gMlin} — таласна дужина вођеног таласа микротракастог вода
 l, L — дужина
 l_{rez} — резонантна дужина
 L_{wg} — дужина таласовода
 L_{dpl} — дужина тракастог дипола
 L_{sub} — дужина подлоге
 L_{subovr} — дужина подлоге после монопола
 L_{mlin} — дужина централне микротракасте линије
 L_{tr} — дужина косе микротракасте линије, хоризонтална пројекција
 L_{out} — дужина завршне микротракасте линије
 L_{fnt} — дужина квази-микротракасте линије
 L_{ovr} — дужина продужетка уземљеног проводника квази-микротракасте линије иза почетка монопола
 L_{mnp} — дужина монопола
 $L_{mnp,0}$ — антирезонантна дужина монопола
 L_{dir} — дужина директора
 μ, μ_r, μ_0 — апсолутна, релативна и пермеабилност за вакуум
 $\vec{OO}_i$ — вектор положаја
 ω, ω_c — кружна учестаност, гранична кружна учестаност
 p — трансверзални таласни број

ψ — угао
 R_g — еквивалентна отпорност губитака
 R_{dpl}, R_z — отпорност зрачења тракастог дипола
 ρ — коефицијент рефлексије
 r — радијус
 R — растојање
 s_{ij} — s параметри микроталасне мреже
 S_Z — комплексна снага
 S_{ref}, L_{fnt} — растојање монопола и уземљеног проводника
 S_{dir} — растојање директора од монопола
 S_{ref_0} — растојање рефлектор-побудни елемент (центар-центар)
 t_{Cu} — дебљина слоја метала на подлози
 θ — угао
 U_g — напон за таласовод
 f, f_c — фреквенција, радна фреквенција
 f_0 — горња фреквенција квазистатичке апроксимације
 f_{mn} — критична фреквенција за модове TE_{mn} и TM_{mn}
 f_{10}, f_{20} — гранична (cut-off) фреквенција модова TE_{10}, TE_{20}
 f_{rez} — антирезонантна фреквенција монопола
 $\vec{F}$ — карактеристична функција зрачења
 $\vec{H}$ — јачина магнетског поља
 H_{sub}, h — дебљина подлоге
 c, c_0 — брзина светлости, брзина светлости у вакууму
 C', C_0' — подужне капацитивности
 x, y, z — координате
 W_{dpl} — ширина тракастог дипола
 W — ширина микротракасте линије
 W_{mlin} — ширина улазне микротракасте линије
 W_{Tfnt} — ширина квази-микротракасте линије
 W_{Gfnt} — ширина уземљеног проводника квази-микротракасте линије
 W_{Gfnt} — ширина продужетка уземљеног проводника квази-микротракасте линије
 W_{mnp}, W_{mnp_0} — ширина монопола, антирезонантна ширина монопола
 W_{cnc} — ширина споја квази-микротракасте линије и монопола
 W_{dir} — ширина директора

2Д — дводимензионо
 3Д — тродимензионо
 балун (*енгл.* BAUN, BALanced – UNbalanced) — симетризатор
 GND — уземљен проводник, уземљење
 ДК — Диелектрична Константа
 DC — једносмерна струја
 К опсег — опсег фреквенција 18 – 26.5 GHz
 МИК — Микроталасна Интегрисана Кола (MIC)
 ММИК — Монолитна Микроталасна Интегрисана Кола (ММІС)
 МоМ — *енгл.* Method of Moments (метод момената)
 РСВ — штампана плоча
 Q-фактор — фактор добротe
 RF, РФ — радио фреквенција
 SIW технологија — Substrate Integrated Waveguide technology
 SMA конектор — микроталасни коаксијални конектор
 ТЕМ — Трансверзални Електромагнетски Талас
 TE₁₀ — доминатни мод у правоугаоном таласоводу
 FEM — *енгл.* Finite element method (метод коначних елемената)
 FDTD — *енгл.* Finite Difference Time Domain method (метод коначних разлика у временском домену)
 Н-таласовод — ridge waveguide
 CNC — нумерички контролисана машина
 X опсег — опсег фреквенција 8.25 – 12.4 GHz

Поред тога у тексту ће се за референцирање на појединачне проводнике микротракастог вода користити термини: активан проводник микротракастог вода и уземљен проводник микротракастог вода. Иста терминологија ће се користити и за квази-микротракасти вод.

ЗАХВАЛНИЦА

Захваљујем се свима који су помогли реализацију ове дисертације, или на било који начин учинили да она буде боља и квалитетнија.

Велику захвалност бих изразио члановима породице и родбине, чија помоћ је била и најзначајнија.

Изражавам захвалност ментору проф. др Миодрагу Темеринацу и члановима комисије без чијих сугестија дисертација не би имала финални изглед какав сада има.

Посебно бих се захвалио коментору др Алекси Зејаку који је дао кључни допринос у најзначајнијим фазама израде дисертације, од техничких детаља до инвентивних стручних коментара и лингвистичких сугестија. Хвала Алекса!

САДРЖАЈ

Ознаке и скраћенице	1-7
Захвалница	1-1
Садржај 1-1	
Мотивација.....	4
НАУЧНИ ДОПРИНОС ДИСЕРТАЦИЈЕ.....	5
Апстракт 6	
Abstract 6	
Кључне речи	7
Key words	7
Списак слика	8
Списак табела	11
1. УВОД.....	12
2. ПРЕГЛЕД ПОСТОЈЕЋИХ РЕШЕЊА ПРЕЛАЗА	19
1. Опште особине прелаза	19
2.1. Опис текућих решења.....	20
2.2. Прелази базирани на финлајн воду.....	20
2.3. Прелази базирани на Н - таласоводу	22
2.4. Прелази базирани на лествичастим структурама	23
2.5. Прелази базирани на спрежним прорезима.....	25
3. РАЗВОЈ НОВОГ ПРЕЛАЗА	
МИКРОТРАКАСТИ ВОД – ТАЛАСОВОД	27
3.1. Конструкциони елементи прелаза	27
3.1.1. Значај подлоге	29
3.1.2. Значај толеранција.....	32
3.1.3. Значај симетризатора и трансформатора импедансе.	33
3.2. Нов концепт спрежног елемента	33
3.3. Геометријски параметри новог прелаза	43
4. ПЕРФОРМАНСЕ НОВОГ ПРЕЛАЗА	47
4.1. Структурни елементи прелаза и њихове особине.....	47
4.2. Параметри прелаза	55
4.3. Особине иницијалног модела прелаза.....	56
4.4. Параметарска анализа прелаза	59
4.5. Оптимизација прелаза и резултати.....	64
4.6. Особине реализованог прелаза.....	67
5. ПРЕЛАЗ ПОБОЉШАНЕ КОНСТРУКЦИЈЕ.....	71
5.1. Принцип рада прелаза са троелементном антеном	71
5.2. Анализа и оптимизација прелаза са троелементном антеном.....	80
5.2.1. Директор у слабој спрези – Решење 1	81

5.2.2.	<i>Директор у јакој спрези – Решење 2</i>	85
5.3.	Приказ функционисања прелаза преко трансформације поља.....	88
6.	АНАЛИЗА ПАРАЗИТНИХ ЕФЕКТА И ТОЛЕРАНЦИЈА ..	93
6.1.	Општа конструкција прелаза Е-типа са уздужном побудом	93
6.2.	Анализа паразитног зрачења	95
6.2.1.	<i>Зрачење таласовода без металне преграде</i>	96
6.2.2.	<i>Зрачење таласовода са металном преградом</i>	99
6.2.3.	<i>Еквивалентно коло прелаза са паразитним зрачењем</i>	101
6.3.	Анализа утицаја толеранција	105
6.3.1.	<i>Толеранције штампане плочице</i>	105
6.3.2.	<i>Толеранције таласовода и монтаже</i>	106
6.3.3.	<i>Паразитне резонансе</i>	108
6.4.	Прелаз повећане робустности.....	112
7.	НЕКИ ПРИМЕРИ ПРИМЕНЕ НОВОГ ПРЕЛАЗА	118
7.1.	Примена у прелазу коаксијални вод – таласовод.....	118
7.2.	Примена у реализацији интегрисаних микроталасних јединица ..	119
7.3.	Примена у антенским системима	119
8.	ЗАКЉУЧАК	121
9.	ПРИЛОГ А. КАРАКТЕРИСТИКЕ ПОДЛОГЕ RO4003	123
2.	ПРИЛОГ Б. СОПСТВЕНЕ И МЕЋУСОБНЕ ИМПЕДАНСЕ	
	ТАНКИХ ДИПОЛА/МОНОПОЛА.....	124
9.1.	Сопствене импедансе танких дипола/монопола.....	124
9.2.	Међусобне импедансе танких дипола/монопола	125
10.	ЛИТЕРАТУРА.....	128
11.	СПИСАК ОБЈАВЉЕНИХ НАУЧНИХ И СТРУЧНИХ РАДОВА	
	i	

МОТИВАЦИЈА

Иако се у литератури може наћи већи број описа прелаза са микротракастог вода на таласовод у последње време су чланци који се баве разним аспектима прелаза значајно заступљени у водећим међународним часописима и на конференцијама. У њима се описују нови типови прелаза као и модификације постојећих решења којима се елиминишу поједини недостаци, а применом нових технологија добијају се и прелази сасвим нових квалитета. Ово указује да је без обзира на велики број до сада публикованих чланака, проблематика конструкције ефикаснијег прелаза и прелаза који ће задовољити захтеве везане за неку специфичну примену и даље веома актуелна. С друге стране то показује и да не постоји један, или неколико универзалних типова прелаза који су адекватни за све примене које се могу појавити, иако се генерално сви прелази могу, према неким од битних параметара, сврстати у неколико класа.

Главни параметри прелаза који инспиришу истраживања у овој области су:

1. опсег фреквенција у којима је прелаз примењив,
2. ширина фреквенцијског пропусног опсега,
3. губици, тј. пролазно слабљење,
4. квалитет прилагођења на приступима,
5. сложеност конструкције (која је повезана са 1, 2, 3 и 4),
6. типови подлога које се могу користити,
7. компатибилност са монолитном и хибридном технологијом,
8. цена прелаза,
9. специфични параметри у конкретној примени.

Ова дисертација приказује истраживање применљивости једне нове идеје у реализацији прелаза кроз примену модерних софтверских пакета и нумеричких метода електромагнетске анализе. То је имплицирало и специфичан приступ проблематици и начину истраживања, а суштина нове идеје је концепт реализације прелаза без примене балуна. Треба нагласити да оваква конструкција пружа могућност реализације прелаза микротракасти вод - таласовод којим се отклања, односно минимизује, највећи број недостатака прелаза који су до сада описани у литератури.

Резултати добијени у представљеном истраживању потврђују квалитет и остваривост предложене идеје за конструкцију прелаза и могућност примене прелаза у широком спектру апликација, па се може рећи да је постављени задатак успешно реализован.

НАУЧНИ ДОПРИНОС ДИСЕРТАЦИЈЕ

Допринос дисертације обухвата неколико аспеката.

Најпре то је систематизација, класификација и квалитативно рангирање текућих решења прелаза са микротракастог вода на правоугаони таласовод са становишта потенцијалне примене у интегрисаним микроталасним јединицама.

Даље, дисертација доноси приказ методологије систематског развоја нових прелаза и њихову верификацију кроз реализацију и мерење скупа нових прелаза. Есенцијално за примењену методологију је примена модерних софтверских пакета и нумеричких метода електромагнетске анализе, која омогућава фокусирање истраживања директно на разне аспекте прелаза и решавање везаних проблема, уместо на разне споредне (са становишта циља овог истраживања) активности. Сваки од развијених прелаза приказаних у дисертацији решава специфичне проблеме и детаљно се бави неким од аспеката прелаза битних за њихову квалитетну реализацију, или примену.

Најзначајнији допринос је развој класе прелаза засноване на новој и необичној идеји - да се прелаз конструише без симетризатора, који је иначе обавезан елемент свих постојећих решења. Оваква конструкција прелазу даје низ погодности у домену електричних перформанси и технолошких захтева те чини да перформансе значајно надмаше оне које имају текућа решења.

Основне особине предложене класе прелаза су:

- широкопојасност,
- мале димензије (преко 3 пута мање димензије од текућих),
- могућност лаке интеграције (компатибилност са монолитном и хибридном технологијом),
- технолошка погодност и јефтина реализација,
- коришћење новијих јефтиних подлога (нпр. RO4003),
- рад на знатно вишим микроталасним фреквенцијама уз мање губитке,
- коришћење подлога произвољне дебљине и диелектричне константе.

АПСТРАКТ

У овом раду је приказан систематски приступ истраживања и развоја нових прелаза са микротракастог вода на таласовод кроз примену нумеричких метода електромагнетске анализе и модерних софтверских пакета. Основне особине нових прелаза су компатибилност са хибридном и монолитном технологијом, конструкција без симетризатора, што консеквентно даје низ погодних особина као што су: широкопојасан рад, мало пролазно слабљење, коришћење на вишим микроталасним опсезима и реализација на новијим јефтиним подлогама које имају веће губитке. С обзиром на особине описаног прелаза могућ је широк спектар примена у индустрији везаној за бежичне комуникације, а посебно у антенама и антенским системима који захтевају прелазе.

ABSTRACT

This thesis presents systematic approach in research and development of new types of microstrip to waveguide transitions by using modern software packages for electromagnetic analysis. New types of microstrip to waveguide transitions are MIC/MMIC compatible and their major feature is design without a balun. Such construction results in number of useful properties of transitions such as: wideband operation, low insertion loss, operation on higher frequency bands and realizability on cheap modern substrates that have higher losses. Based on its properties it can find wide range of applications in wireless industry and especially in antenna systems that requires combination of TEM and waveguide transmission systems.

КЉУЧНЕ РЕЧИ

Софтверски и нумерички методи електромагнетске анализе, микротракасти вод, таласовод, прелаз, адаптер, јаги-уда антена, монопол јаги-уда антена, штампана антена, лонгитудинална побуда таласовода.

KEY WORDS

Software and numerical methods of electromagnetic analysis, microstrip line, waveguide, transition, adapter, Yagi-Uda antenna, monopole Yagi-Uda antenna, printed antenna, end-launch excitation

Author E-mail address: bora_relic@hotmail.com

Ауторова адреса за е-пошту: bora_relic@hotmail.com

СПИСАК СЛИКА

- Сл. 1.1. Изглед микроталасне јединице телекомуникационог система.
- Сл. 1.2. Изглед типичне карактеристике диплексера.
- Сл. 1.3. Изглед расподеле поља за доминантне модове у микротракастом воду и правоугаоном таласоводу.
- Сл. 1.4. Однос геометрија 50-омске микротракасте линије и правоугаоног таласовода и расподеле поља за доминантне модове.
- Сл. 2.1. Прелаз са тејперованом финлајн секцијом:
- а) 3Д изглед,
 - б) Изглед штампане плочице и уклапање са таласоводом.
- Сл. 2.2. Прелаз са степенастим трансформатором импедансе са Н-таласоводом:
- а) 3Д изглед,
 - б) уздужни пресек са приказом степенастог трансформатора импедансе.
- Сл. 2.3. Прелаз са квази-јаги антенном:
- а) 3Д изглед,
 - б) Штампана плочица прелаза.
- Сл. 2.4. Прелаз са спрежним прорезом:
- а) Тродимензионални изглед и уклапање штампане плочице у таласовод,
 - б) Изглед штампане плочице.
- Сл. 3.1. Зависност импедансе штампаног тракастог дипола од његове дужине, симулација ($H_{sub}=0.2\text{ mm}$, $\epsilon_r=3.38$, $W_{dpl}=0.05\lambda_g$).
- Сл. 3.2. Објашњење развоја новог спрежног елемента:
- а) кратак сегмент двожишног вода
 - б) два блиска проводника са струјама у противфази, расподела струје и дијаграм зрачења.
- Сл. 3.3. Два идентична блиска проводника напајана са једног краја и њихов дијаграм зрачења (xOz раван).
- Сл. 3.4. Два блиска асиметрична проводника напајана са једног краја и њихов дијаграм зрачења (xOz раван).
- Сл. 3.5. Штампана плоча са сегментом микротракастог вода и њен (трансверзалан) дијаграм зрачења.
- Сл. 3.6. Начин постављања штампане плоче са спрежним елементом у таласовод (у E раван).
- Сл. 3.7. Штампана плоча са новим концептом спрежног елемента и њен дијаграм зрачења.
- Сл. 3.8. Прелаз микротракасти вод - таласовод са новим концептом спрежног елемента: 3Д изглед прелаза и штампана плоча спрежног елемента.
- Сл. 4.1. S параметри иницијалног прелаза.
- Сл. 4.2. Расподела струје на $f=6.2\text{ GHz}$
(на фреквенцији малог пика у s_{21} преносној функцији, Сл. 4.1).
- Сл. 4.3. Расподела струје на $f=8.2\text{ GHz}$ (почетак X опсега).

Сл. 4.4. Расподела струје на $f = 10.6$ GHz (центар X опсега).
 Сл. 4.5. Расподела струје на $f = 12.4$ GHz (крај X опсега).
 Сл. 4.6. S параметри иницијалног прелаза за разне вредности L_{mnp} параметра.
 Сл. 4.7. Зависност (радне) антирезонантне фреквенције монопола од његове физичке дужине.
 Сл. 4.8. S параметри иницијалног прелаза за разне вредности $S_{ref} = L_{fnt}$ параметра.
 Сл. 4.9. S параметри иницијалног прелаза за разне вредности W_{mnp} параметра.
 Сл. 4.10. Изглед модела прелаза добијеног оптимизацијом.
 Сл. 4.11. S параметри прелаза добијеног оптимизацијом.
 Сл. 4.12. Расподела струја за прелаз добијен оптимизацијом.
 Сл. 4.13. Изглед реализованог прелаза и мерне методе.
 Сл. 4.14. Монтажа прелаза.
 Сл. 4.15. S параметри реализованог прелаза.

Сл. 5.1. Моделовање дво- и троелементне јаги антене.
 Сл. 5.2. Шематски приказ оригиналног прелаза (јаги антене у таласоводу).
 Сл. 5.3. Шематски приказ модела са ликовима.
 Сл. 5.4. Конфигурације међусобног положаја елемената за одређивање међусобних импеданси елемената.
 Сл. 5.5. Параметризација модела прелаза микротракастог вода на таласовод са троелементном монопол јаги антенном као спрежним елементом:
 а) 3Д изглед, б) штампана плоча (видети Сл. 3.8 за остале параметре).
 Сл. 5.6. Расподела струје на спрежном елементу прелаза, Решење 1.
 Сл. 5.7. S-параметри Решења 1 прелаза добијени симулацијом.
 Сл. 5.8. Измерени S-параметри реализованог Решења 1 прелаза.
 Сл. 5.9. Изглед реализованог Решења 1 прелаза.
 Сл. 5.10. S-параметри Решења 2 прелаза добијени симулацијом.
 Сл. 5.11. Измерени S-параметри реализованог Решења 2 прелаза.
 Сл. 5.12. Изглед реализованог Решења 2 прелаза.
 Сл. 5.13. Јаги-уда антена напајана правоугаоним таласоводом.
 Сл. 5.14. Лествичаста низ металних трака, или цилиндара са интерфејсима:
 а) геометрија
 б) дисперзиона карактеристика.
 Сл. 5.15. Расподела површинских струја на метализацији (доњој и горњој) предложеног прелаза.
 Сл. 5.16. Расподела електричног поља у попречним пресецима дуж прелаза од микротракастог приступа до таласоводног приступа.

Сл. 6.1. Изглед прелаза и начин монтаже референтног прелаза са квази-јаги антенном.
 Сл. 6.2. Отворен а) и полуотворен б) таласовод, в) модел прелаза таласовод – коаксијални вод (уз коришћење симетрије РМС у Е равни).
 Сл. 6.3. Прилагођење отвореног (1) и полуотвореног (2) таласовода WR90 добијени мерењем.
 Сл. 6.4. Прилагођење полуотвореног таласовода са металном плочицом која га полови, за различите дужине плочице L (симулација):

(1) $L = 6.4$ mm	(4) $L = 17.4$ mm
(2) $L = 7.4$ mm	(5) $L = 27.4$ mm
(3) $L = 12.4$ mm	(6) $L = 37.4$ mm.

- Сл. 6.5. Утицај зрачења на S -параметре репродукованог прелаза.
- Сл. 6.6. Прелаз посматран као троприступни елемент.
- Сл. 6.7. Еквивалентна шема прелаза са полуотвореним таласоводом.
- Сл. 6.8. Утицај зрачења кроз отвор таласовода на страни микротракастог приступа за нов тип прелаза.
- Сл. 6.9. Поређење резултата опсецања штампане плоче спрежног елемента
(на обе слике на левој страни је мануелно опсецање, а на десној са CNC машином).
- Сл. 6.10. Илустрација утицаја толеранција израде и монтаже на перформансе прелаза.
- Сл. 6.11. Структуре паразитног резонатора које настају као последица толеранција израде и монтаже штампане плочице прелаза у таласоводу.
- Сл. 6.12. Илустрација појаве паразитне резонансе са карактеристиком НПО филтера у радном опсегу прелаза (S -параметри добијени симулацијом).
- Сл. 6.13. Утицај уских процепа између штампане плочице и таласовода на карактеристике прелаза (симулација)
Ширине процепа: 0.005, 0.010, 0.025, 0.050 mm.
- Сл. 6.14. Утицај ширине процепа на карактеристике прелаза (симулација).
Веће ширине процепа: 0.05, 0.10, 0.15, 0.25, 0.50, 0.75, 1.00 mm.
- Сл. 6.15. S -параметри добијени оптимизацијом прелаза са процепом 0.5 mm.
- Сл. 6.16. Конфигурација прелаза са процепима.
- Сл. 6.17. Измерени S -параметри реализованог прелаза.
-
- Сл. 7.1. Прелаз са монопол-јаги антеном
а) 3Д изглед
б) штампана плоча и уклапање у таласовод.
- Сл. 7.2. Примена у микроталасној јединици за интеграцију са диплексерима.
- Сл. 7.3. Примена у реализацији штампаних антена са таласоводним приступом.
-
- Сл. Д.1. Зависност импедансе танког цилиндричног дипола од радијуса и дужине.
- Сл. Д.2. Конфигурације међусобног положаја елемената за одређивање међусобних импеданси елемената.

СПИСАК ТАБЕЛА

Табела 4.1. Таласне дужине вођених таласа у појединим медијумима на карактеристичним фреквенцијама X опсега.

Табела 4.2. Иницијалне вредности геометријских параметара модела прелаза.

Табела 4.3. Интервали значајних вредности појединих параметара прелаза.

Табела 4.4. Финалне вредности геометријских параметара прелаза добијених оптимизацијом.

Табела 5.1. Геометријски параметри Решења 1 прелаза.

Табела 5.2. Геометријски параметри Решења 2 прелаза.

Табела 6.1. Стандардне димензије и толеранције израде таласовода.

Табела Д1.1. Зависност $X_{0,45}$, $X_{0,5}$, $\Delta X = X_{0,5} - X_{0,45}$ од радијуса за танке диполе добијена на основу Халеновог метода.

Табела Д1.2. Међусобна импеданса танких $\lambda/2$ дипола постављених на растојање d .

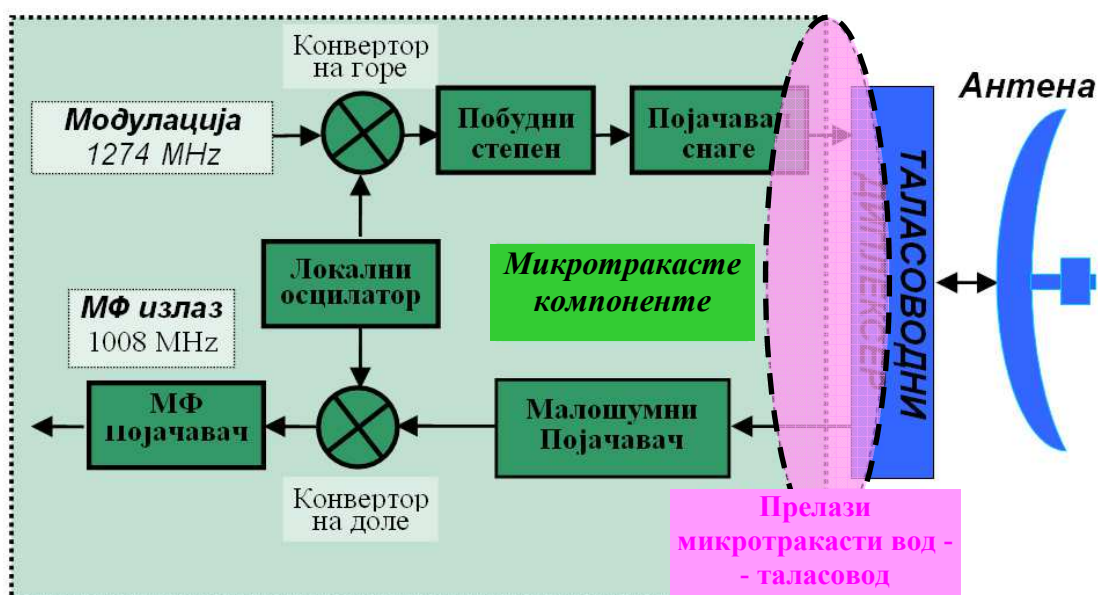
1. УВОД

У неком телекомуникационом систему се захтеви за перформансама најчешће не могу испунити коришћењем само једног типа система за вођење електромагнетске енергије. Наиме, пошто се јавља више опречних захтева у разним деловима система (мале димензије, ниска цена, велики фактор доброте, пренос велике снаге, могућност интеграције, мала изобличења сигнала, итд.), неопходно је коришћење више различитих система за вођење у појединим деловима телекомуникационог система, како би се реализовале оптималне перформансе. Проста конекција два различита система за вођење по правилу не омогућава квалитетан пренос енергије из једног система у други (због различитих модова и структура поља вођених таласа, различитих геометрија, различитих карактеристичних импеданси, различитих критичних фреквенција, итд.). Стога је неопходно коришћење посебне међу-компоненте између два различита система за вођење, тзв. прелаза¹, којим се прилагођавају поменути параметри једног система за вођење таласа другом систему.

На Сл. 1.1 је приказана структура једне типичне микроталасне јединице и назначене технологије које се користе у реализацији.

У микроталасној јединици телекомуникационог уређаја сви блокови до излаза појачавача снаге у предајној грани и од улаза у малошумни појачавач у пријемној грани су реализовани у микротракастој технологији. На другој страни, од излаза појачавача снаге ка антени и од антене до улаза у малошумни појачавач сви блокови су реализовани у таласоводној технологији јер она обезбеђује минимална слабљења сигнала. Ово је назначено на Сл. 1.1.

Таласоводна технологија због великих фактора доброте (једина) омогућава реализацију квалитетних диплексера са потребним карактеристикама у пропусном опсегу и потребном изолацијом у непропусном опсегу. Карактеристика једног типичног диплексера на Ку опсегу је приказана на Сл. 1.2. Пред диплексере се постављају прилично



Сл. 1.1. Изглед микроталасне јединице телекомуникационог система.

¹ англосаксонски термини су: transition и adapter

стриктни захтеви и уобичајено се захтева да је максимално слабљење у пропусном опсегу мање од реда 1 - 1.5 dB, док изолација за канале суседног опсега (или изолација предајне и пријемне гране) мора бити уобичајено боља од 60 dB [1], [2].

На другој страни лака интеграција микроталасних компоненти (активних и пасивних) у предајној и пријемној грани се постиже коришћењем микротракасте технологије, која је практично постала и стандард за ове примене и за коју су и прилагођена паковања свих микроталасних активних и пасивних компоненти.

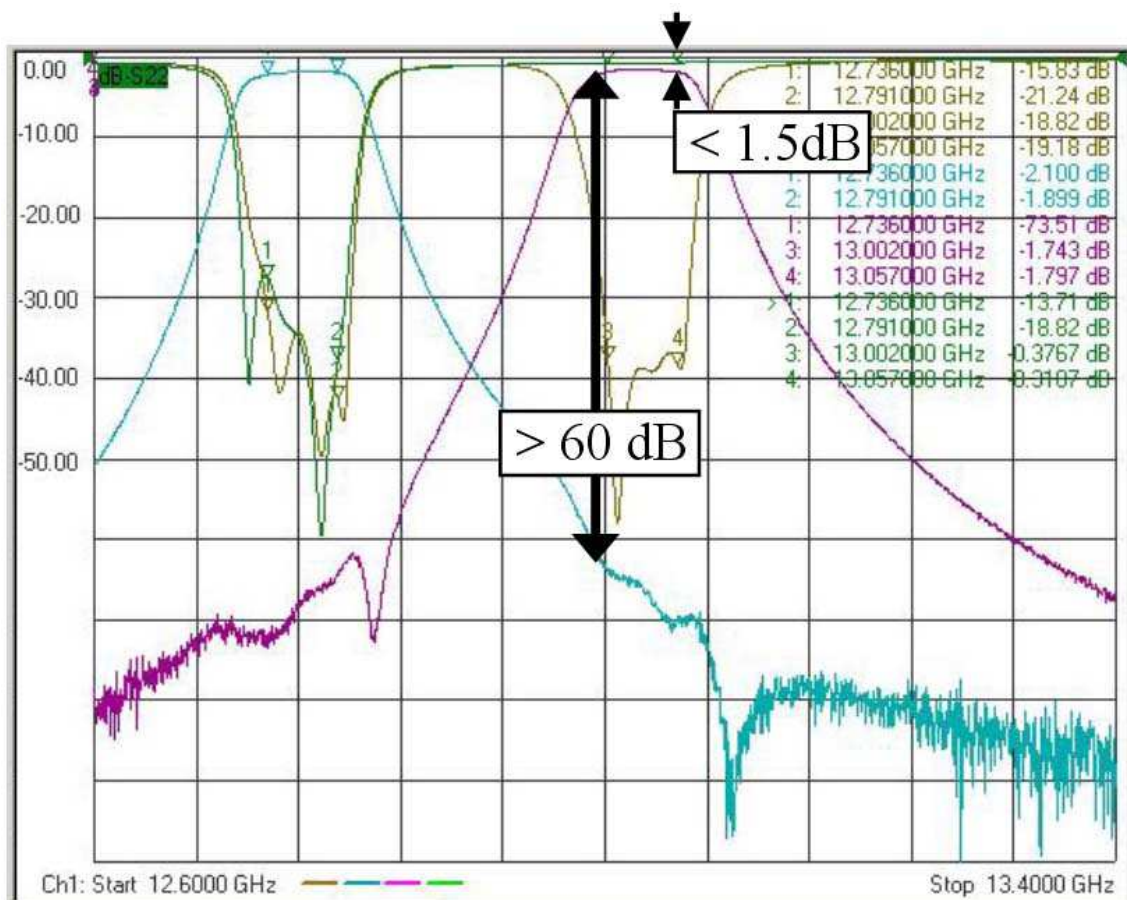
Између микротракастих и таласоводних система за вођење постоји разлика у:

1. некомпатибилности поља оба система за вођење на замишљеној спојној површини,
2. веома различитим импедансама (реда 1:5 ÷ 1:10),
3. различитим типовима таласа који се у њима простиру.

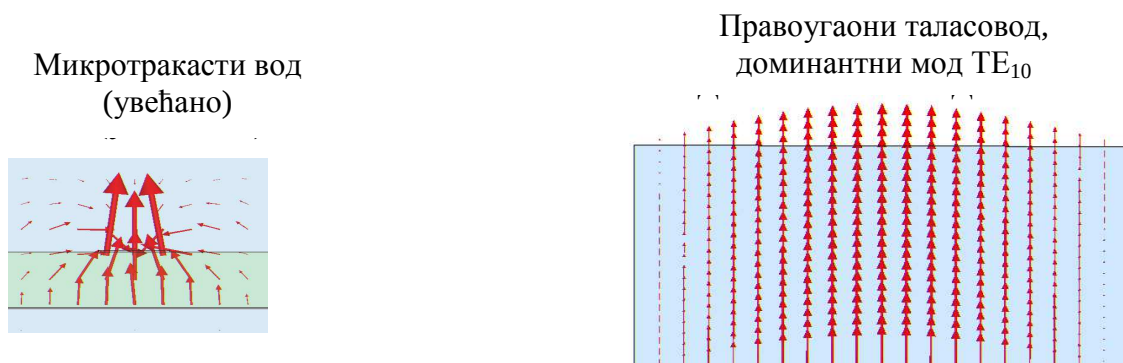
Ово је илустровано на Сл. 1.3 на којој су за идеалне (усамљене) системе вођења приказани изгледи доминантних модова поља (црвеним стрелицама). На Сл. 1.4 приказан је реалан релативан однос попречних димензија као и оријентација њихових поља за ситуацију када ова два система за вођење представљају елементе прелаза.

На основу наведеног јасно је да директно повезивање компонената система са овим технологијама није могуће.

Познато је, међутим, да се могу реализовати једноставни и квалитетни прелази са таласовода на коаксијални вод, на једну страну, и са коаксијалног вода на микротракасти вод, на другу страну. Ова могућност је била основ хибридне интеграције досадашњих микроталасних јединица. Оваква методологија ипак има и велике недостатке.



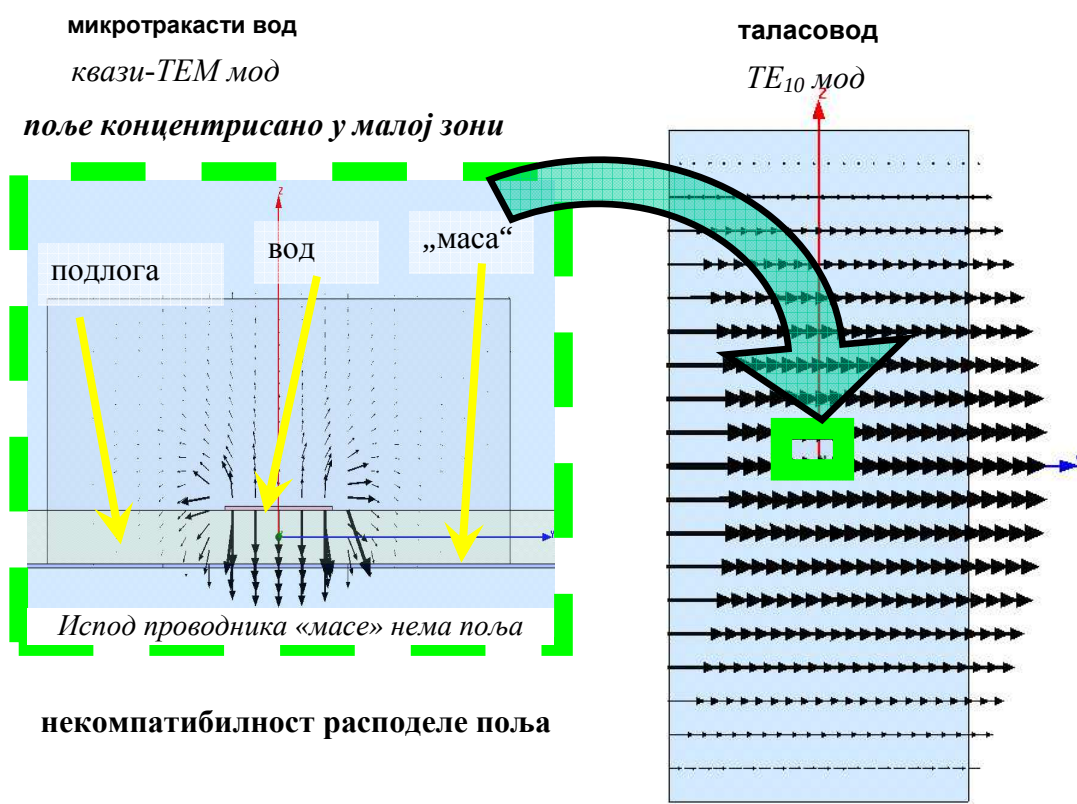
Сл. 1.2. Изглед типичне карактеристике диплексера.



Сл. 1.3. Изглед расподеле поља за доминантне модове у микротракастом воду и правоугаоном таласоводу.

Најзначајнији су ти да се систем састоји од већег броја посебних подблокова који су међусобно повезани са великим бројем коаксијалних конектора који поред тога што су скупи уносе и додатна слабљења и изобличења у систем. Самим тим микроталасне јединице реализоване на овај начин су скупље и мање су поуздане.

Стога нове тенденције развоја телекомуникационих уређаја захтевају интегрисање свих микроталасних компонената система у јединствен блок. Из претходног се закључује да су три доминантне технологије у телекомуникационим уређајима: коаксијална, микротракаста и таласоводна. Иако најпогоднија за мерну апаратуру и широкопојасно повезивање склопова уз мале губитке коаксијална технологија захтева велики број скувих конектора и онемогућава интеграцију. Стога је текућа тенденција коришћења само две



Сл. 1.4. Однос геометрија 50-омске микротракасте линије и правоугаоног таласовода и расподеле поља за доминантне модове.

технологije: (1) микротракасте, која омогућава интеграцију чип компонената, и (2) таласоводне, која омогућава реализацију микроталасних компонената са великим Q-факторима, трансфер сигнала од/до антене уз мала слабљења и трансфер великих снага. Коришћењем комбинације ове две технологије омогућава се масовна, а тиме и јефтина, производња микроталасних јединица високе поузданости. Јасно је да је за повезивање компонената ове две технологије неопходан квалитетан прелаз са микротракастог вода на таласовод. Управо су наведени разлози учинили да се прелази са микротракастог вода на таласовод поново налазе у жижи интересовања.

На актуелност и значај реализације ефикасних прелаза указује и велики број нових чланака у водећим међународним часописима где се описују како нови типови прелаза, тако и модификације постојећих [3], [4], [5], [6], [7] и [8]. Модификацијама се отклањају поједини недостаци постојећих прелаза, али се такође и применом нових технолошких поступака омогућава реализација сасвим нових квалитета прелаза (нпр. прилично је популарна SIW технологија - *Substrate Integrated Waveguide technology*). Треба имати у виду и да је с обзиром на велики број разних примена, немогуће реализовати «универзалан» прелаз који ће обухватити све могуће примене.

Поновни значај ове тематике је разлог зашто им је пажња посвећена у овој дисертацији, и то специфично прелазима са микротракастог вода на правоугаони метални таласовод, пошто је потреба за њима и највећа, а резултати се могу лако применити и на остале таласоводе.

У периоду до приближно 1990. године примарни захтеви за прелаз су били мало слабљење и широк пропусни опсег, док конструкциони детаљи и једноставност израде нису били од великог значаја. Једну од првих класа решења које задовољавају такве услове су прелази који користе принцип постепене трансформације геометрије микротракастог вода, преко Н-таласовода (*ridge waveguide*), у геометрију правоугаоног таласовода [9] и [10]. Овакви прелази имају добре електричне карактеристике, укључујући и велику широкопојасност, али су релативно дугачки, кабасти и компликовани за израду (те скупи за производњу). Друга класа решења користи сличан принцип, али уместо секције Н-таласовода користи секцију финлајн вода [11] и [12]. Реализација финлајн вода је једноставнија за израду од Н-таласовода, али финлајн вод захтева и коришћење симетризатора. Коришћење симетризатора има три неповољна ефекта: повећање укупне дужине прелаза, повећање унесеног слабљења прелаза и смањење ширине пропусног опсега прелаза.

Примарни захтеви за прелазе у модерним интегрисаним телекомуникационим системима су, међутим, мале димензије и интеграбилност са осталим (таласоводним и микротракастим) компонентама.

Узимајући ове параметре у обзир многи прелази који су раније конструисани практично су у овим применама неупотребљиви због габарита и/или монтажне/конструкционе непогодности.

Као резултат тога, од средине 90-тих се почињу појављивати решења која одговарају новим захтевима. Једна класа решења, која задовољава захтев за малим димензијама је она која користи прорез за спрегу микротракасте линије са таласоводом [14], [15], [16], [17], [18] и [19]. При томе уземљени проводник микротракастог вода са спрежним прорезом представља један од зидова таласовода. Иако компактни, овакви типови прелаза су релативно ускопојасни. Посебан технолошки проблем представља израда квалитетног и поузданог споја уземљеног проводника микротракастог вода са таласоводним зидовима.

Од решења која претходе решењу описаном у овом раду, а испуњавају нове захтеве за МИК/ММИК компатибилношћу, решење које најбоље задовољава захтеве за малим

димензијама и интеграбилношћу је оно које за спрегу микротракасте линије и таласовода користи квази-јаги антену [20], [21], [22], [23] и [24]. Међутим, и ово решење има своја ограничења и недостатке. Да би напојни полуталасни дипол могао да стане у таласовод, морају се користити дебеле подлоге велике диелектричне константе. За напајање полуталасног дипола микротракастим водом мора се користити симетризатор, а коришћење симетризатора уноси ограничења у погледу широкопојасности, повећаних губитака и повећане дужине прелаза. Ови недостаци као и потреба за развојем прелаза без симетризатора на подлогама произвољне дебљине и диелектричне константе иницирали су рад на овој дисертацији.

Циљ дисертације је развој новог конструкционог решења прелаза у облику монополне сонде напајане микротракастом линијом, при чему прелаз треба да буде широкопојасан, има мале димензије и могућност лаке интеграције.

У реализацији овог задатка у дисертацији је описана конструкција прелаза без коришћења симетризатора са низом погодних особина.

Полазне хипотезе у раду су следеће:

- I. Добро функционисање симетричних полуталасних дипол-антена напајаних асиметричним водовима, захтеве коришћење симетризатора на прелазу са асиметричног вода на антену. Слично, пошто је микротракасти вод асиметричан, мора се користити симетризатор на прелазу са микротракастог вода на диполну сонду у таласоводу. Пошто се за добро функционисање четвртталасних монопол-антена напајаних асиметричним водом не мора користити симетризатор, претпоставља се је да се и у случају напајања монополне сонде микротракастим водом смештеним у таласовод не мора користити симетризатор при прелазу са вода на сонду,
- II. С обзиром на то да се четвртталасна монополна сонда у слободном простору лако прилагођава на 50Ω , што није случај са полуталасном сондом, претпостављено је да се коришћењем монополних сонди може остварити прилагођење у ширем фреквенцијском опсегу него коришћењем диполних сонди,
- III. Пошто се четвртталасна монополна сонда може без савијања поставити у правоугаони таласовод, што није случај са полуталасном сондом, претпоставља се да је и овај додатни степен слободе даје предност монополној сонди у односу на диполну и да ће омогућити реализацију сонде на подлогама произвољне дебљине (тј. и оним танким) и диелектричне константе (тј. и оним са малом диелектричном константом),
- IV. Имајући и виду претходне хипотезе, претпоставља се да се четвртталасна монополна сонда у микротракастој техници може пројектовати тако да ради у веома широком опсегу за различите подлоге и таласоводе,
- V. На основу знања о јаги-уда антенама познато је да се њене перформансе (прилагођење и зрачење) могу побољшати додатним паразитним елементима. Претпоставка је да се слични ефекти (што се тиче прилагођења) могу постићи и код монопол сонди додавањем паразитних елемената.

Сумарно хипотеза је стога да се комбинацијом наведених елемената може пројектовати и реализовати ефикасан и квалитетан прелаз са микротракастог вода на таласовод.

Рад на дисертацији је обухватио следеће методе:

- систематско проучавање домаће и иностране литературе из области рада;
- анализа могућности које пружају модерни софтверски пакети и нумеричке методе за тродимензионално електромагнетско моделовање објеката произвољних

геометрија и разматрање погодне методологије за конструкцију нових прелаза, а која ће користити предности које поменути алати нуде.

- тродимензионо (3Д) електромагнетско моделовање различитих типова сонди коришћењем софтверских алата за пројектовање антена и микроталасних кола (израда модела, симулације и оптимизација);
- проверу полазних хипотеза на основу резултата моделовања и извођење закључака о оптималној конфигурацији сонде и прелаза;
- пројектовање, фабрикацију и мерење прелаза за одабрани таласовод и подлогу ради финалне верификације полазних хипотеза и
- анализу утицаја паразитних ефеката на перформансе прелаза и испитивање осетљивости предложеног решења коришћењем 3Д електромагнетског моделовања и/или мерења.

У другом поглављу дисертације најпре сумиран скуп параметара прелаза на основу којих се може вршити компарација перформанси и квалитета различитих прелаза. Затим је наведен начин на који се могу класификовати сви прелази. На крају су приказани резултати испитивања текућег стања у овој области, систематизована постојећа решења и анализиране њихове предности и недостаци. Указано је да у последње време постоји првенствено потреба за прелазима који су МИК/ММИК компатибилни па су стога и апострофирани текући прелази који испуњавају овај захтев.

Затим је у следећем поглављу указано на потребу за конструкционим решењем МИК/ММИК компатибилних прелаза на модерним подлогама које ће омогућити производњу интегрисане микроталасне јединице. Указано је на недостатке једног од најпопуларнијих решења у последње време, које је МИК/ММИК компатибилно и базирано на квази-јаги антени. Описани су разлози његове непримењивости за решење постављеног задатка. Затим је описана идеја и систематска процедура развоја новог прелаза.

Четврто поглавље описује истраживање које је спроведено како би се проверила предложена идеја у смислу остваривости, какве су све модификације неопходне у циљу побољшавања идеје и описује и финалну конструкцију основног решења прелаза до које се дошло истраживањем, а која је базирана на предложеној идеји. Предложена идеја је проверена кроз реализацију прелаза и мерење њихових перформанси.

Пето поглавље описује прелаз са значајним побољшањем перформанси, детаљнији опис функционисања прелаза са становишта компатибилности таласа који се простиру у медијима који се повезују прелазом, а такође је описан аналитички приступ у анализи прелаза. Иако се аналитички приступ може применити првенствено за случај прелаза сачињеног од идеализованих компоненти, од великог је значаја зато што даје дубљи увид у функционисање прелаза и указује на значај појединих параметара.

На крају су приказане две варијанте прелаза побољшане конструкције које су се издвојиле као резултат оптимизационог поступка. Побољшано решење (у обе добијене варијанте) отклања највећи број недостатака основне конструкције и даје прелаз који се може применити на подлогама произвољних дебљина и диелектричних константи.

Шесто поглавље приказује анализу паразитних ефеката код прелаза и начине на које се они могу елиминисати, или редуковати. Анализиране су разне могућности конструкције и утицај толеранција и паразитних ефеката на перформансе појединих решења. Приказан је прелаз повећане робусности са специфичним елементима којима се значајно редукује утицај толеранција.

У седмом поглављу су наведене неке значајније примене предложеног прелаза, док је осмо поглавље уједно и закључак у којем се сумирају и рекапитулирају главне тачке истраживања, добијени резултати и њихова примењивост.

На крају је дат закључак и будући правци истраживања. У првом додатку на крају текста приказане карактеристике популарне микроталасне подлоге која је коришћена за реализацију прелаза приказаних у дисертацији, а у другом је приказан начин израчунавања сопствених и међусобних импеданси дипола/монопола.

Ради једноставности у наставку текста термин „прелаз“ (без додатних одредница) ће се користити за прелаз са микротракастог вода на таласовод.

2. ПРЕГЛЕД ПОСТОЈЕЋИХ РЕШЕЊА ПРЕЛАЗА

1. Опште особине прелаза

У овом поглављу описани су основни параметри са принципима функционисања прелаза са микротракастог вода на таласовод и дат је преглед оних који се најчешће користе у последње време. При томе је стављен акценат на прелазе који су погодни за интеграцију у хибридној и монолитној технологији (тј. који су МИК/ММИК компатибилни) и омогућавају ефикасну примену у интегрисаним микроталасним уређајима.

Параметри прелаза. Најпре ће се размотрити параметри прелаза који су од значаја за њихову примену у модерним уређајима и на основу којих ће се поредити квалитет појединих решења. Те параметре можемо разврстати у четири групе:

- електрични,
- механички,
- технолошки и
- економски.

У групу **електричних параметра** спадају: фреквенцијски опсег примене, остварива ширина пропусног фреквенцијског опсега, слабљење, прилагођење, утицај на изолацију диплескера, потреба за спрежним кондензатором (за блокирање једносмерне струје), фазна изобличења и ширина фреквенцијског опсега свих тих параметара.

Појам DC-блокаде је врло битан и односи се на неопходност коришћења спрежног кондензатора заједно са прелазом када се он уграђује у предајни/пријемни ланац. Наиме, многи прелазе се понашају као кратак спој за једносмерну (DC) компоненту струје [9], [10], [11], [12], [14], [15], [16], [17], [18] и [19] те стога захтевају употребу спрежног кондензатора када се користе у микроталасној јединици. Употреба спрежног кондензатора на микроталасним фреквенцијама је непогодна због цене и погоршања фреквенцијске карактеристике целог склопа.

Од **механичких параметара** прелаза се могу издвојити: интеграбилност (МИК/ММИК компатибилност), мале димензије (што је у тесној вези и са електричним параметрима), компликованост машинских операција у току израде и тип монтаже (стандардна, или херметичка монтажа).

Технолошки параметри обухватају проблематику неопходне технологије процесирања штампане плоче (*енгл.* PCB) прелаза, колико слојева има штампана плоча, који тип подлоге се користи и да ли захтева реализацију виа (што је веома битан параметар технологије процесирања штампаних плоча).

Са становишта **економије** захтева се да прелаз буде јефтин и да се лако може производити.

Поред ових параметара од значаја је и то да ли конструкција прелаза захтева симетризатор, да ли се прелаз може реализовати на подлогама велике и мале диелектричне константе, да ли се могу користити јефтине нове подлоге и да ли се може користити на вишим микроталасним опсезима. Све су ово параметри који могу онемогућити примену неког од прелаза (нпр. због економских разлога), иако има добре електричне карактеристике.

2.1. Опис текућих решења

У наставку ће најпре бити дат преглед текућих решења прелаза и њихових основних карактеристика. Иако су могуће разне класификације прелаза, најприроднија би била она на основу спрежног елемента који се користи и/или на основу тога да ли се спрега обавља првенствено посредством електричног поља/сонде (Е тип прелаза), магнетског поља/сонде (Н тип прелаза), или посредством прореа (апертуре, *енгл.* slot). У оквиру сваке класе прелаза могу се издвојити подтипови који настају као резултат специфичности конструкције неког прелаза из одговарајуће класе.

Иако прелази базирани на Е сондама [25], [26], [27], [28] и [29] имају добре електричне карактеристике (прелази са коаксијалног вода на таласовод тог типа се могу сматрати референтним), због недостатка који се огледа у латералном улазу вода у таласовод и који им ограничава примене, овде неће бити разматрани.

Поред прелаза базираних на Е сондама у литератури је до сада описан и већи број прелаза са микротракастог вода на таласовод. У ранијем периоду од оваквих прелаза се првенствено захтевало што мање слабљење уз задовољавајућу ширину пропусног опсега, док конструкциони детаљи нису били од великог значаја. Такође ни цена није била примаран параметар јер није било захтева за њиховом масовном производњом. За савремене интегрисане телекомуникационе уређаје је, међутим, практично примаран параметар да ли прелаз може омогућити интеграцију таласоводних са компонентама у технологији микротракастих водова, односно захтева се да прелаз буде „МИК/ММИК компатибилан“, малих димензија и ниске цене. Узимајући ове параметре у обзир многи прелази који су раније конструисани практично су у овим применама неупотребљиви због габарита и/или монтажне/конструкционе непогодности.

Стога је овде направљен преглед најчешће коришћених и најпогоднијих решења прелаза микротракастог вода на таласовод, а апострофирана су она која су МИК/ММИК компатибилна, јер за њих постоји и највеће интересовање.

2.2. Прелази базирани на финлајн воду

Основни елемент ових прелаза је континуално тејперована финлајн секција којом се прелази са таласовода на финлајн вод [11], [12] и [13]. Финлајн вод се може сматрати и неком врстом Н-таласовода реализованог уз помоћ технологије штампаних кола. Тејпероване секције водова омогућавају постепену модификацију електричног поља од једне до друге секције прелаза уз задржавање доброг прилагођења и оне су и најбитнији елемент конструкције. Тејпери се могу реализовати на разне начине, нпр. као експоненцијални, косинусни параболични и линеарни тејпер [30], [31], [32], [33], [34], [35], [36], [37], [38] и [39].

Са финлајн вода на микротракасти вод прелази се у принципу на два начина:

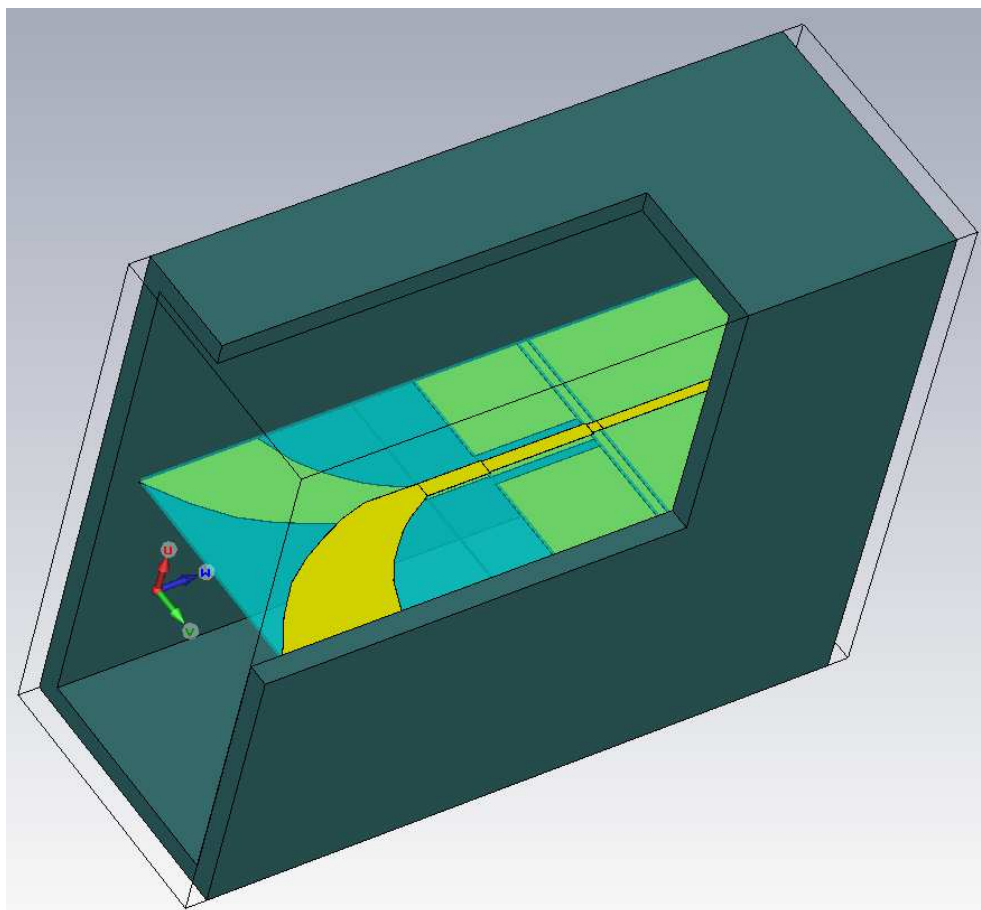
а) тако што се помоћу симетризатора пређе на микротракасти вод [39],

б) тако што се са финлајн вода пређе најпре на симетричан микротракасти вод, а онда се са њега на микротракасти вод прелази уз помоћ симетризатора [11] и [12].

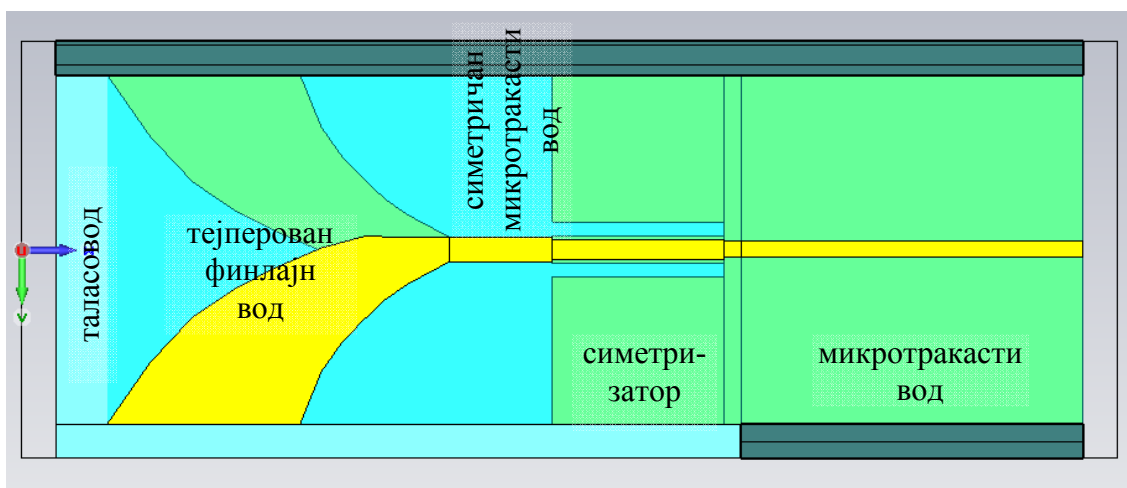
Симетризатори се такође могу реализовати на разне начине: као слот линијама, као тејперовани симетризатори [39], као двоструки Y-симетризатори [40] и сл.

На Сл. 2.1 је приказано најчешће коришћена конструкција са решењем б) типа.

Испод уземљеног проводника улазног микротракастог вода (GND) металним поклопцем се затвара једна половина таласовода (доња половина десне стране таласовода, Сл. 2.1 а)), пошто се кроз њу и не могу простирати таласи (јер је критична фреквенција знатно изнад опсега рада таласовода, тј. радних учестаности).



а)



б)

Сл. 2.1. Прелаз са тејперованом финлајн секцијом:

а) 3Д изглед,

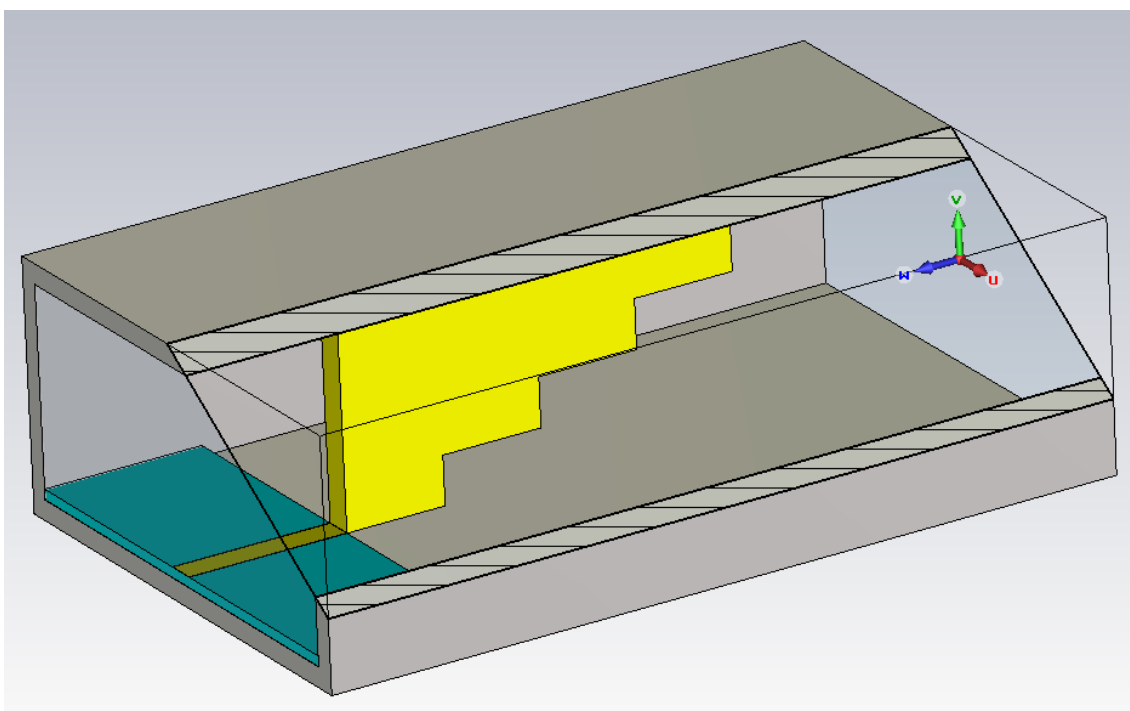
б) Изглед штампане плочице и уклапање са таласоводом.

Финлајн прелази су широкопојасни, и имају мало унесено слабљење (ако се користи квалитетну подлогу). Ширина пропусног опсега је (за реализацију на К опсегу) око 40% за унесено слабљење мање од 0.5 dB тако да могу да обухвате цео таласоводни опсег. Недостатак оваквих прелаза је што су кабасти, великих димензија (јер користе дуге

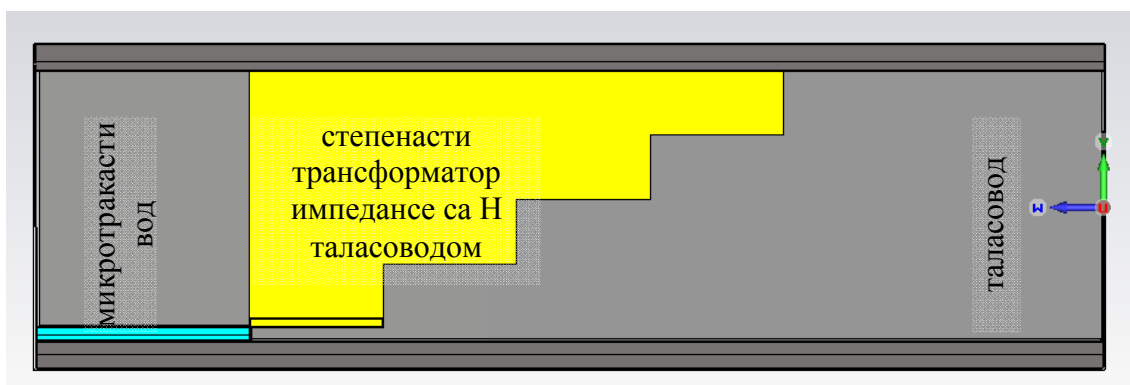
тејпероване секције од којих зависи добро прилагођење) и неподесни су за интеграцију са осталим компонентама микроталасних уређаја, а такође захтевају и употребу спрежног кондензатора, је јасно на основу конструкције приказане на Сл. 2.1.

2.3. Прелази базирани на H - таласоводу

Ови прелази користе секцију степенастог, или континуалног трансформатора импедансе реализовану са H -таласоводом која је уједно и “прилагођење” којим се висина таласовода своди на дебљину подлоге микротракастог вода [9] и [10]. Трансформатором импедансе реализованим са секцијом H -таласовода се и поље таласовода прилагођава на поље микротракастог вода и то је уједно и најбитнији елемент конструкције, Сл. 2.2.



а)



б)

Сл. 2.2. Прелаз са степенастим трансформатором импедансе са H -таласоводом:

а) 3Д изглед,

б) уздужни пресек са приказом степенастог трансформатора импедансе.

Са овим прелазима се могу добити добре карактеристике у целом фреквенцијском опсегу таласовода, али конструкција оваквог прелаза захтева доста прецизних механичких радова. Нпр. прелаз описан у [10] има пропусни опсег 40% и слабљење реда 0.5 dB. Прелази овог типа су кабасти, великих димензија и такође неподесни за интеграцију. Ови прелази су били једни од првих конструисаних прелаза са микротракастог вода на таласовод и они такође имају DC блок проблем (тј. захтевају употребу спрежног кондензатора), видети и конструкцију на Сл. 2.2.

2.4. Прелази базирани на лествичастим структурама

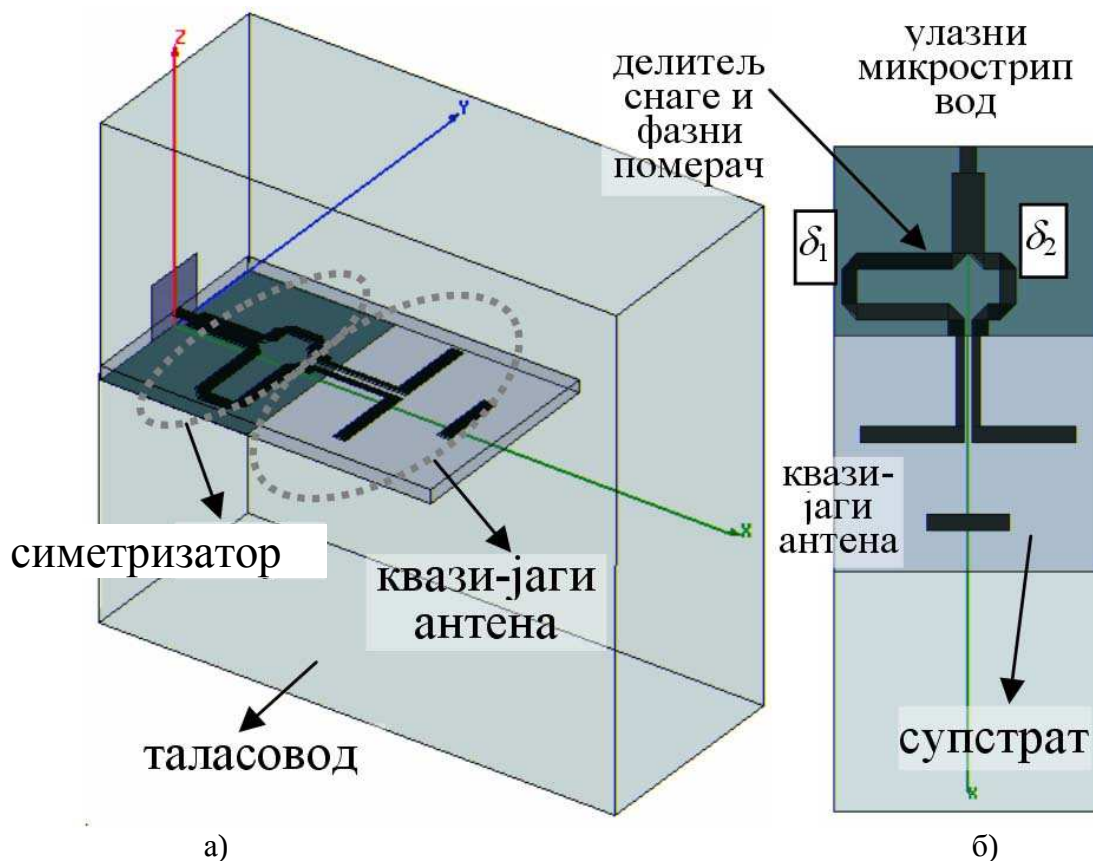
Иако се ови прелази често називају и прелази са јаги-уда (или квази-јаги антенама), они су у ствари прелази базирани на коришћењу особина сегмента лествичастих периодичних структура сачињених од металних трака, или цилиндара. Као што је познато [41], [42], [43], [44], [45] и [46] ове структуре подржавају таласе чија је расподела поља на довољном растојању од металних елемената слична расподели TE_{10} таласа код таласовода. Прелази са лествичастих низова на таласоводе су познати од раније и примењују се нпр. за напајање јаги-уда антена таласоводима [47] (Сл. 5.13, поглавље 5). Међутим, прва примена лествичастих низова (односно јаги-уда антена) у конструкцији прелаза са таласовода на микротракасти вод је описана у [20], [21], [22], [23] и [24]. За спрегу се најчешће користе кратки низови до три елемента, јер дају најбољи однос перформансе/димензије. Као што је познато из теорије јаги-уда антена и код антена је слична ситуација.

И ови прелази могу бити реализовани на неколико начина у зависности од тога како је реализован лествичасти низ и да ли је и који је симетризатор употребљен. У наставку је дат опис најпопуларнијег решења.

Прелаз са квази-јаги антенном. У [20] и [21] је описан МИК/ММИК компатибилан прелаз који за спрегу са таласоводом користи тзв. квази-јаги антену, Сл. 2.3. Прелаз користи квази-јаги антену за прелаз са таласовода на копланарни вод (*coplanar line*), а затим симетризатор за прелаз са копланарног вода на микротракасти вод. Спрежни елемент је троелементна јаги-уда антена штампана на дебелој подлози велике диелектричне константе ($\epsilon_r \approx 10$). Антена је, дакле, напајана копланарним водом и за прелаз на микротракасти вод користи симетризатор реализован са микротракастим делитељем снаге и фазним померачима (разлика фазног помераја грана је $\delta_1 - \delta_2 = \pi$). Рефлектор антене чини ивица уземљеног проводника микротракастог вода, Сл. 2.3. И овај прелаз испод уземљеног проводника микротракастог вода на његовом улазу има метални блок као и описани финлајн прелази са истом сврхом. С обзиром да користи симетризатор који се састоји од више савијутака микротракастог вода и има стога релативно велику дужину овај прелаз је погодан првенствено за ниже микроталасне опсеге (нпр. за X опсег), док би на вишим опсезима прелаз имао велико унесено слабљење.

Најбитнији елементи конструкције су квази-јаги антена и симетризатор и они се најпре оптимизују посебно, а затим финално као целина. Пошто прелаз има доста параметара оптимизација може бити временски захтевна.

Квази-јаги антена која је спрежни елемент има импедансу око 100 Ω , што је релативно лако остварива вредност за дебелу подлогу велике ϵ_r . Због симетрије структуре ова импеданса се (идеално гледано) трансформише у две паралелно везане од по 50 Ω које се виде са улаза делитеља снаге, па се на улаз мора додати и трансформатор импедансе са резултантних 25 Ω на 50 Ω . То повећава и димензије прелаза и утиче на његов фреквенцијски одзив.



Сл. 2.3. Прелаз са квази-јаги антенном:
а) 3Д изглед,
б) Штампана плочица прелаза.

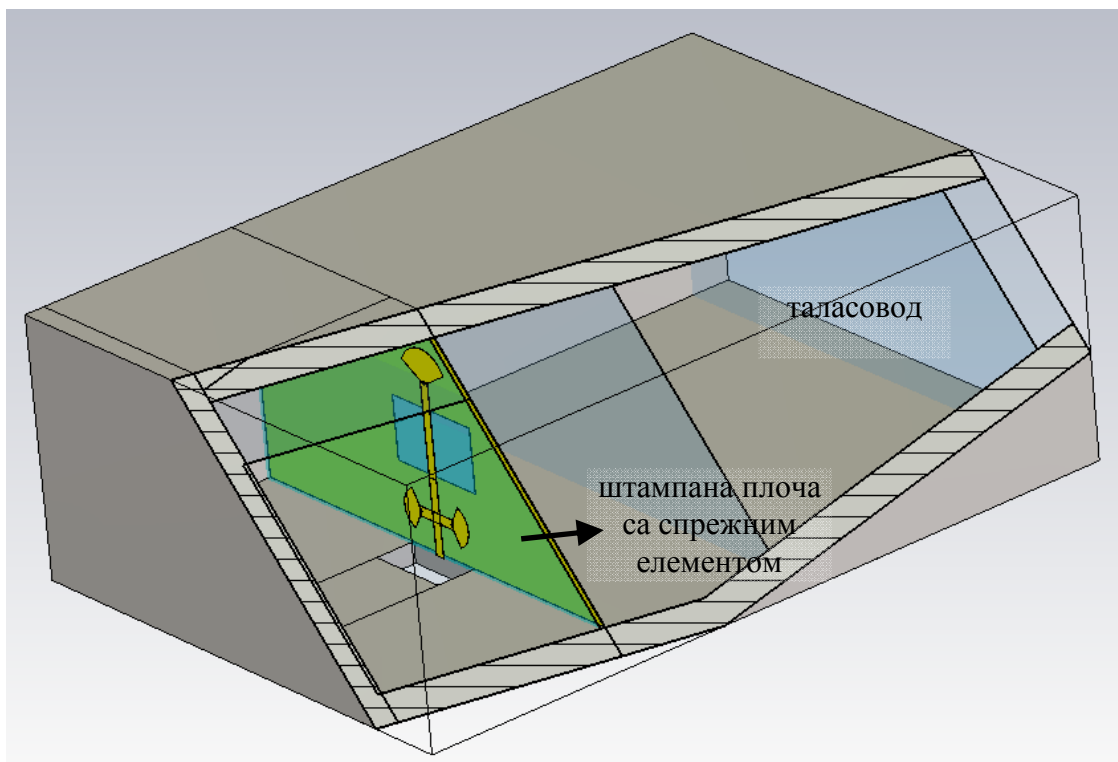
Генерално гледано конструкција прелаза са квази-јаги антенном представља у делу до квази-јаги антене класичну секвенцијалну структуру, док је квази-јаги антена направљена са интересантним решењем где рефлектор представља ивица уземљеног проводника микротракасте линије, тако да суседни сегменти (микротракасти вод и квази-јаги антена нису независни већ су спрегнути и функције им се преклапају у извесној мери.

Ширина пропусног опсега овог прелаза је од 30%-40%, мада у [20] и [21] није разјашњено како се остварује толика ширина пропусног опсега с обзиром на коришћење релативно ускопојасног симетризатора. Унесено слабљење је око 1 dB за јефтине мање квалитетне подлоге (нпр. Duroid™), а смањује се на око 0.5 dB (на централној фреквенцији) уколико се реализују на квалитетној подлози са малим губицима (Алумина), мада се тада повећава цена.

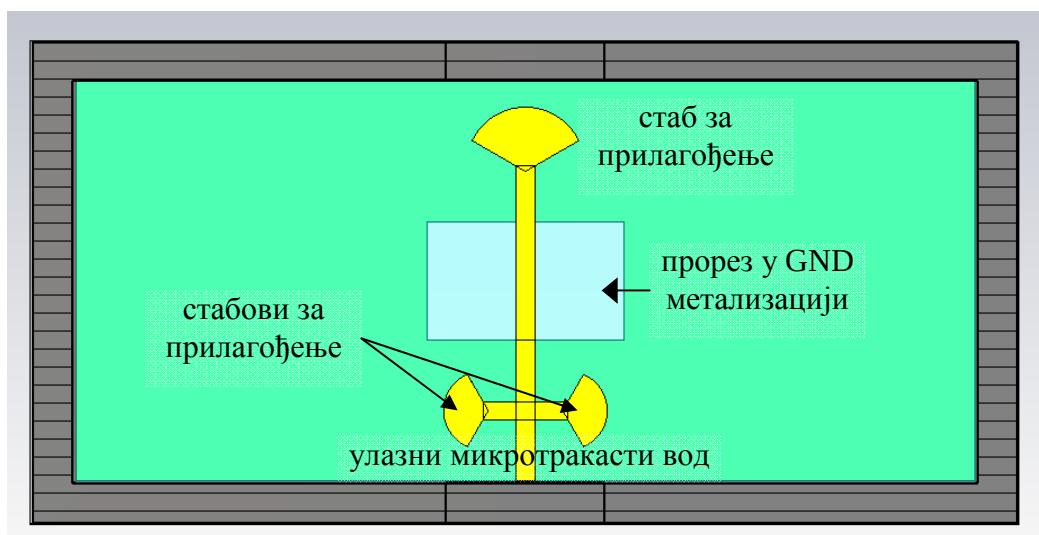
Један од битних недостатака оваквих прелаза је да се не могу реализовати на подлогама мале диелектричне константе јер би диполи премашили b димензију таласовода, те се не би могли сместити у таласовод (фазни помераач би се уз нешто компликованију конструкцију вероватно могао сместити, али би се повећали губици). Прелази овог типа су МИК/ММИК компатибилни и компактни су и подесни за интеграцију. Према конструкцији на Сл. 2.3 овај тип прелаза не захтева употребу спрежног кондензатора.

2.5. Прелази базирани на спрежним прорезима

Код ових прелаза [14], [15], [16], [17], [18] и [19] се за спрегу микротракастог вода и таласовода користи прорез (слот) направљен у уземљеном проводнику микротракастог вода који је уједно и један од зидова таласовода, Сл. 2.4. Микротракасти вод може на овај начин бити интегрисан са таласоводом са разних страна, али мора бити реализован квалитетан спој (нпр. заваривањем) са зидовима таласовода.



а)



б)

Сл. 2.4. Прелаз са спрежним прорезом:

- а) Тродимензионални изглед и уклапање штампане плочице у таласовод,
б) Изглед штампане плочице.

Ови прелази су резонантни и имају пропусни опсег до 20% за унесено слабљење мање од 0.5 dB (ширина фреквенцијског опсега за доминантни мод таласовода је реда 40%). Поред тога ови прелази захтевају квалитетне и поуздане спојеве уземљеног проводника микротракастог вода са осталим зидовима таласовода, што у неким применама може бити неподесно, те се сматрају неподесним за интеграцију, Сл. 2.4.

Прелази са спрежним прорезима, конструкције као на Сл. 2.4, не захтевају употребу спрежног кондензатора.

3. РАЗВОЈ НОВОГ ПРЕЛАЗА МИКРОТРАКАСТИ ВОД – ТАЛАСОВОД

3.1. Конструкциони елементи прелаза

У литератури је описан велики број прелаза и њихових варијација у оквиру сваке класе. Велики број различитих конструкција говори да није могуће направити универзалан прелаз који је погодан за све примене. Без обзира на то значајни су покушаји да се конструише прелаз који би имао што ширу примену.

Могућност примене модерних софтверских пакета и нумеричких метода дозволила је и специфичан приступ овој проблематици кроз систематско пројектовање комплетног прелаза, што је и приказано у овој дисертацији. Конструисање прелаза коришћењем нових софтверских алата омогућава се лакше и ефикасније тестирање нових идеја и конструкционих решења, као и њихово рангирање. Такође је могуће је и квалитетно тестирање финалног решења компоненте унакрсним провером коришћењем софтверских алата базираних на разним методама (FEM, MoM, FDTD итд) и тако извући закључак о квалитету симулационог модела пре његове практичне реализације, што је од великог значаја [48].

Такође овакав приступ даје велике могућности анализе утицаја и примарних и паразитних ефеката на перформансе прелаза и тако олакшава одређивање перформанси прелаза и њихово квалитативно рангирање.

У претходном поглављу је дат опис најчешће коришћених типова прелаза који су актуелни, или су били актуелни у последњих неколико декада. Као што је напоменуто једино прелаз базиран на квази-јаги антени је и МИК/ММИК компатибилан и довољно широкопојасан да може да обухвати цео радни опсег таласовода. Остали прелази су релативно великих димензија, кабасти и непогодни за реализацију интегрисаних микроталасних јединица, или захтевају спрежне кондензаторе, што је непогодно. Треба напоменути да изузетак у принципу представљају прелази базирани на спрежним прорезима, међутим они су релативно ускопојасни (10-15%), тј. не могу да обухвате ни цео фреквенцијски опсег таласовода, који је реда 40%. А обухватање целог фреквенцијског опсега таласовода је уједно и први захтев да би неки прелаз имао широку примену.

Због велике популарности прелаз базиран на квази-јаги антени ће бити узет у току даљег истраживања и као нека врста референтног прелаза за рангирање квалитета нових прелаза који се разматрају. У литератури је последњих година од када је публикувано решење са квази-јаги антенном објављено и више примена које се базирају на овом прелазу, што указује на његову популарност. Међутим, као што ће се видети у наставку овај прелаз показује значајна ограничења уколико се покуша применити у неким новим ситуацијама које су диктиране новим трендовима производње телекомуникационих уређаја. Та ограничења ће бити наведена у наставку текста.

Размотримо најпре захтеве које прелази морају да испуне. Приликом конструкције прелаза микротракасти вод – таласовод намеће се неколико општих

захтева. У микроталасној јединици се користе таласоводни филтери високог реда тако да је дужина ових филтера велика. Стога је један од примарних захтева да се направи прелаз минималних димензија. С друге стране стандардан захтев је да прелаз има и минимално унесено слабљење како се не би деградирале карактеристике микроталасне јединице. Трећи захтев је да се омогући лако повезивање прелаза са осталим компонентама микроталасне јединице. То подразумева реализацију и прелаза и микроталасне јединице на истом комаду подлоге.

Најбитнији параметри који онемогућавају ширу примену до сада описаних прелаза су:

- непогодна механичка конструкција, која не дозвољава интеграцију са осталим склоповима,
- некомпатибилна подлога са оном на којој се реализује микроталасна јединица,
- захтев за значајним прецизним механичким радовима, или специјалним технолошким операцијама (нпр. заваривање)
- прелази су конструисани за ниже опсеге (нпр. X опсег), а примена на вишим опсезима би резултирала великим слабљењем.

Перформансе прелаза са квази-јаги антенном [20] и [21] су усвојене за референтне, али њиховом анализом закључује се да прелаз има и следећа ограничења и недостатке:

1. не може се реализовати на подлогама мале диелектричне константе, јер би диполи премашили b димензију таласовода, те се не би могли сместити у таласовод (фазни померај би се уз нешто компликованију конструкцију вероватно могао сместити, али би се повећали губици),
2. има велико слабљење које потиче од начина реализације симетризатора преко делитеља снаге и фазног помераја; прецизније, слабљење потиче од губитака у продуженој микротракастој линији од савијутака микротракасте линије и пошто губици расту са порастом фреквенције и унесено слабљење прелаза се повећава на исти начин,
3. релативно велике димензије иако прелаз користи дебелу подлогу велике диелектричне константе ($\epsilon_r \approx 10$),
4. отворен начин монтаже на страни микротракастог приступа повећава губитке који потичу од зрачења кроз полуотвор таласовода па се деградирају перформансе прелаза на вишим фреквенцијама (првенствено у горњем делу пропусног опсега),
5. примена је ограничена на ниже микроталасне опсеге што је у директној вези са претходним недостацима.

Док на нижим фреквенцијским опсезима (нпр. X-опсегу) поједини елементи конструкције прелаза са квази-јаги антенном омогућавају знатну слободу

у пројектовању, на вишим (нпр. К-опсегу) и при покушају коришћења новијих микроталасних подлога то није случај. Нпр. уколико би се на К опсегу користила новија подлога RO4003 са око три пута мањом диелектричном константом због нешто другачијих пропорција пресека таласовода, ефективни простор за смештај директора и дипола би био чак и до 70% мањи. Стога би било немогуће сместити спрежни елемент са квази-јаги антенном у таласовод јер би он био већи од b димензије таласовода. Осим тога на вишим опсезима утицај губитака је веома изражен па би коришћење овакве конструкције генерално дало прелаз лоших перформанси. На то указују и карактеристике реализованих прелаза [20] и [21].

3.1.1. Значај подлоге

Из претходног излагања се закључује велики значај подлоге у реализацији прелаза. Размотримо детаљније његов утицај.

Избор подлоге одређује:

- димензије и конструкцију спрежног елемента,
- укупне губитке прелаза (губици у таласоводу су знатно мањи),
- примењене технолошке поступке,
- перформансе и
- цену прелаза.

Може се рећи да заједно са конструкцијом спрежног елемента избор подлоге има највећи утицај на перформансе прелаза.

С обзиром на подлогу на којој су реализовани, прелази се могу поделити на оне са подлогама мале ($\epsilon_r \approx 2 \div 4$) и велике диелектричне константе (ϵ_r око 10). Подлоге које се користе за прву групу су најчешће разне врсте материјала на бази тefлона ($\epsilon_r \approx 2$).

Новије подлоге. У групу подлога мале диелектричне константе се могу сврстати и новије микроталасне подлоге као што је нпр. RO4003 са диелектричном константом $\epsilon_r = 3.38$. Појава ове подлоге је од великог значаја јер се ради о релативно јефтиној микроталасној подлози која има значајну погодност у погледу технологије обраде, пошто може да користи стандардну технологију обраде FR4 материјала. Међутим, ова подлога има и релативно лоше електричне карактеристике, односно велики $\text{tg} \delta$. Стога примена ове подлоге захтева посебну пажњу код конструкције микроталасних кола и прелаза како би губици били што мањи. Како би се микроталасна кола реализована на овом типу подлоге могла ефикасно повезивати са таласоводним компонентама неопходно је реализовати и одговарајући прелаз са микротракастог вода на таласовод са овом новијом подлогом.

У литератури до сада није било описа прелаза на овој, или подлози сличних карактеристика. На нижим фреквенцијама (због малих губитака и неизражених паразитних ефеката) се принципијелно могу транслирати конструкције прелаза са подлога на бази тefлона на новије подлоге типа RO4003. Међутим, с обзиром на велике димензије тако добијених прелаза интеграција добијеног прелаза не би била могућа. Осим тога због лошијих перформанси

материјала RO4003 (велики $\text{tg}\delta$), за очекивати је да се на овој подлози не може добити пролазно слабљење боље од око $1.5\div 2\text{dB}$ на X опсегу са уобичајеним конструкцијама прелаза, јер као што се види из карактеристика подлоге (видети Прилог А) већ на X опсегу подлога има значајне губитке.

Прелаз са квази-јаги антенном је погодан за интеграцију, али он користи дебелу подлогу велике диелектричне константе. Подлога RO4003 дебљине 0.2 mm је више од три пута тања од подлоге за реализацију оригиналног прелаза са квази-јаги антенном ($H_{\text{sub}} = 0.635\text{ mm}$). Коришћење тање подлоге смањује ефективну диелектричну константу подлоге што резултује значајним повећањем димензија спрежног елемента, или потпуно онемогућава његов смештај у таласовод.

На основу реченог, а такође и прегледом литературе закључује се да не постоји решење конструкције прелаза са микротракастог вода на таласовод које је погодно за новије подлоге типа RO4003, као и подлоге произвољне дебљине и диелектричне константе и који би истовремено имао добре особине и на вишим микроталасним опсезима.

На вишим фреквенцијама проста транслагација, иако је принципијелно могућа, не би дала добре резултате јер би због начина конструкције постојећих прелаза губици добијеног прелаза били велики и његове перформансе значајно деградиране, или би прелаз био потпуно неупотребљив. Нпр. они који су примарно реализовани на подлогама велике ϵ_r имали би превелике димензије на подлогама мале ϵ_r те се не би могли сместити у таласовод.

Размотримо утицај подлоге на конструкцију спрежног елемента. Као што је познато фактор скраћења K_s дипола је коефицијент којим се множи физичка дужина дипола у вакууму да би се добила физичка дужина еквивалентног дипола у некој средини (нпр. на подлози) и једнак је односу таласне дужине у тој средини λ_g и таласне дужине у вакууму λ_0 :

$$K_s = \frac{\lambda_g}{\lambda_0} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\mu_r = 1) \quad (3.1)$$

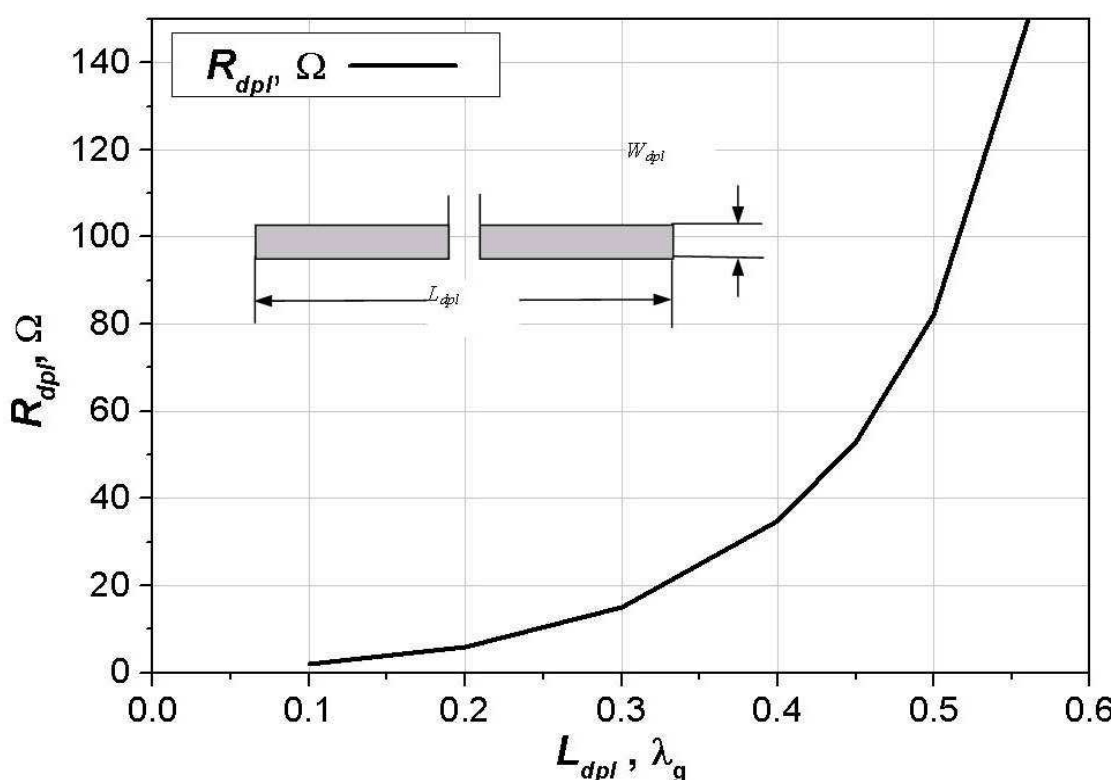
Из (3.1) следи да је за диелектрик подлоге RO4003 фактор скраћења дипола скоро 2 пута већи ($K_s \approx 0.6$) у односу на подлогу која има диелектричну константу $\epsilon_r = 10$ ($K_s \approx 0.3$). Тако да се само због коришћења подлоге мање ϵ_r за скоро 50% повећава димензија спрежног елемента (дипола), или обрнуто посматрано за исти износ се смањује ефективни расположиви простор за смештај спрежног елемента у таласоводу.

Смањењем простора за реализацију спрежног елемента деградирају се његове карактеристике, или онемогућава његова реализација ако је тај простор сувише мали.

Код прелаза са квази-јаги антенном као спрежним елементом уобичајена импеданса дипола је око $100\ \Omega$, што је релативно лако остварива вредност за дебелу подлогу велике ϵ_r .

У случају RO4003 због поменутог смањења расположивог простора не могу се реализовати диполи импедансе око $100\ \Omega$, који би радили задовољавајуће у целом таласоводном опсегу, већ би отпорност према Сл. 3.1. морала бити знатно мања.

На Сл. 3.1 је приказана зависност отпорности зрачења тракастог дипола, R_{dpl} , од његове дужине, L_{dpl} , за тракасти дипол ширине W_{dpl} . Види се да се отпорност зрачења дипола са смањењем дужине дипола веома брзо смањује. Иако није приказано, такође је познато да се реактанса дипола за кратке диполе веома брзо мења са фреквенцијом и има велике вредности, те онемогућава прилагођење дипола у ширем фреквенцијском опсегу. Са слике се такође види да би на танкој подлози мале диелектричне константе (нпр. типа RO4003) отпорност дипола била реда само око 10Ω , јер је димензија дипола (због расположивог простора дефинисаног b димензијом таласовода) ограничена на дужину реда $\lambda_0/4$, [49] и [50].



Сл. 3.1. Зависност импедансе штампаног тракастог дипола од његове дужине, симулација ($H_{sub}=0.2 \text{ mm}$, $\epsilon_r=3.38$, $W_{dpl}=0.05 \lambda_g$).

Поред тога треба имати у виду да би и због мале импедансе дипола (или неког другог спрежног елемента) дошло до додатног повећања губитака прелаза, због смањења коефицијента ефикасности спрежног елемента, η , која је дефинисана изразом:

$$\eta = \frac{R_z}{R_z + R_g} \quad (3.2)$$

где је R_z отпорност зрачења (за дипол је $R_z=R_{dpl}$, за монопол $R_z=R_{mnpl}$), а R_g еквивалентна отпорност губитака.

Смањивањем дужине дипола његова реактивна компонента импедансе расте веома брзо, тако да се брзо смањује и фреквенцијски опсег у којем се он може прилагодити, односно важи општи закључак да су кратки диполи ускопојасни.

Да се пропусни опсег спрежног елемента (нпр. дипола) чије су димензије редуковане смањује јасније се види из Chu-Harrington-ове релације, која даје директну везу између везу димензија структуре и њеног Q фактора. На основу Chu-Harrington-ове релације да са смањењем димензија структуре расте њен Q фактор (и смањује се ширина пропусног опсега) према:

$$Q = \frac{1}{k \cdot a} + \frac{1}{(k \cdot a)^3} \quad (3.3)$$

где су:

$$BW_{3dB} \text{ 3dB ширина пропусног опсега, } BW_{3dB} = \frac{fc}{Q}$$

fc радна фреквенција,

ka електрична димензија структуре,

a максимална димензија структуре и

$$k = 2\pi / \lambda.$$

Из (3.3) је јасно је да смањење димензија дипола директно доводи до смањења ширине његовог пропусног опсега те и прелаза који би га користио. То је међутим непожељно јер се тежи широкопојасном прелазу и обухватању целог таласоводног опсега.

Из ових објашњења се закључује да није могуће користити конструкцију прелаза са квази-јаги антенном и на танким подлогама мале диелектричне константе. Тако је конструкција спрежног елемента на оваквим подлогама (нпр. типа RO4003) који би имао особине сличне, или боље од прелаза са квази-јаги антенном велики изазов.

3.1.2. Значај толеранција

При одређивању расположивог простора за дипол још један параметар се мора узети у обзир. Наиме неопходно је обезбедити и неко минимално растојање ивица дипола од зидова таласовода $dtol$. То растојање је дефинисано коришћеном технологијом обраде и њеним толеранцијама. У овом тексту је усвојено да је $Min(dtol) = 0.3 \text{ mm}$, као довољно да евентуалне толеранције у изради и монтажи не доведу до приближавања штампане плочице зиду таласовода (и кратког споја дипола са зидом) што би довело до нефункционисања, или деградирања карактеристике прелаза.

Из овог следи да је неопходно правити компромис. Наиме, мање растојање, $dtol$ које би дало више простора за антену (те би била ефикаснија), довело би до тога да евентуалне толеранције у изради и монтажи могу да деградирају карактеристике прелаза и обрнуто.

3.1.3. Значај симетризатора и трансформатора импедансе.

Детаљнијим разматрањем структура прелаза наведених у претходном поглављу, а посебно прелаза са квази-јаги антенном [20] и [21] као и изложених недостатака може се закључити да најбитнији фактор који доводи до деградације прелаза представљају разне врсте симетризатора са трансформаторима импедансе који се користе у њима.

У случају прелаза са квази-јаги антенном симетризатор је реализован као делитељ снаге са Т спојем иза којег следи помераач фазе са две микротракасте линије чије се електричне дужине разликују за π , Сл. 2.3. Иако прелаз по резултатима које су аутори приказали има широк пропусни опсег, с обзиром на конструкцију фазног померача (разлика фаза је тачно π само на централној фреквенцији) може се очекивати да симетризатор деградира у извесној мери фреквенцијску карактеристику прелаза. Генерални разлози због којих је симетризатор са трансформатором импедансе извор недостатака свих прелаза који га користе су:

- Повећава димензије (према Сл. 2.3. за прелаз са квази-јаги антенном он их практично дуплира),
- Пошто симетризатор садржи трансмисионе линије одређене дужине он уноси додатно слабљење које се повећава са порастом фреквенције.

Јасно је стога да би се у конструкцији која не садржи симетризатор перформансе прелаза значајно поправиле. Међутим, изостављање симетризатора захтева значајну промену у конструкцији спрежног елемента, јер дипол антена захтева симетрично напајање.

До сада није било описа прелаза који не користе симетризатор тако да је неопходно анализирати да ли и како је могуће конструисати такав прелаз.

3.2. Нов концепт спрежног елемента

У суштини скоро сва решења прелаза са микротракастог вода на таласовод до којих се може доћи претраживањем литературе (изузимајући прелазе са спрежним слотовима и еквивалентне) садрже симетризатор, тако да идеја избацивања симетризатора може на први поглед деловати прилично неуобичајено. Нпр. прелази са финлајн водовима користе тејперован симетризатор (или симетризатор са слот линијом), они са квази-јаги антенном симетризатор са померачем фазе, итд. Практично је цео један правац развоја и усавршавања прелаза ишао линијом реализације што квалитетнијег симетризатора.

Изостављање симетризатора имплицира коришћење несиметричног система напајања спрежног елемента са микротракастом линијом. Консеквентно то захтева промену конструкције спрежног елемента јер је јасно да се дипол као симетричан елемент не може прикључити регуларно на микротракасту линију која је несиметрична.

Закључује се стога да се задржавањем уздужног напајања прелаза мора употребити несиметрична антена за спрегу са таласоводом.

Идеју за конструкцију спрежног елемента између микротракастог вода и таласовода, а који не би захтевао примену симетризатора можемо развити следећим разматрањима.

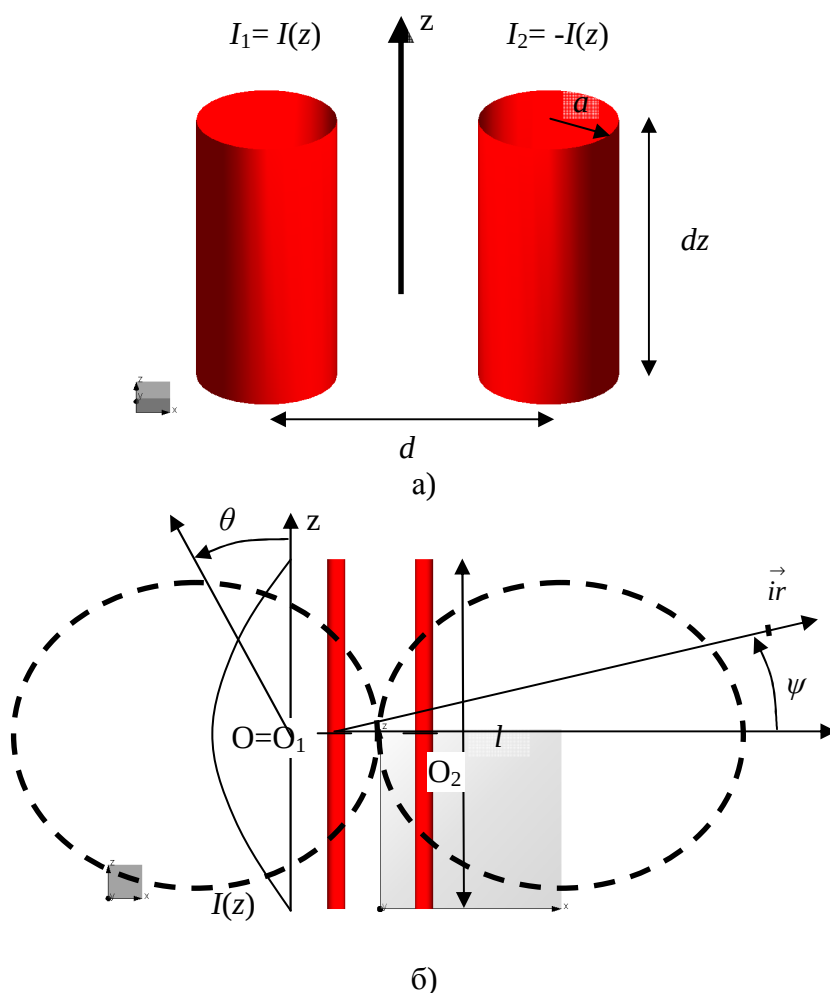
На Сл. 3.2.а) је приказан кратак сегмент двојичног вода дужине dz , где су два проводника постављена блиско један до другог, на растојању d .

Због задовољавања граничних услова на површи оба проводника тангенцијална компонента електричног поља мора задовољити услов:

$$\vec{E}_{\tan g} = 0 \quad / \quad (3.4)$$

што имплицира да су струје оба проводника супротног смера и једнаких амплитуда:

$$I_1 = -I_2 . \quad (3.5)$$



Сл. 3.2. Објашњење развоја новог спрежног елемента:

а) кратак сегмент двојичног вода

б) два блиска проводника са струјама у противфази, расподела струје и дијаграм зрачења.

У случају два блиска паралелна проводника дужине l , као на Сл. 3.2.б) они се могу сматрати резонатором начињеним од двожишног вода, па је опет у важности (3.5) у свакој тачки дуж z осе.

На основу теорије антенских низова два блиска проводника са струјама супротног смера и истог интензитета имају лонгитудиналан дијаграм зрачења (endfire) у односу на осу дуж које су распоређени. То се може показати и на следећи начин (у тексту и на Сл.3.2 је коришћена стандардна нотација из теорије антенских низова).

Поље $\vec{E}$ у далекој зони се рачуна преко магнетског вектор потенцијала $\vec{A}$, тј. његове трансверзалне компоненте $\vec{A}_{-r}$ из:

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A}_{-r} \quad (3.6)$$

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_v \vec{J} dv \frac{e^{-j\beta R}}{R} = \frac{\mu}{4\pi} \int_l I d\vec{l} \frac{e^{-j\beta R}}{R} \quad (3.7)$$

где је ω кружна учестаност, μ пермеабилност средине, $\vec{J}dv$ је запремински, $I d\vec{l}$ линијски (за жице) струјни елемент струјне расподеле у запремини v , односно дуж жице l , R је растојање од посматраног струјног елемента до тачке у далекој зони у којој се рачуна поље, а β је фазни коефицијент средине.

Из ових израза за поље уз додатну нормализацију се добија карактеристична функција зрачења $\vec{F}$, која је погоднија од електричног поља за приказ дијаграма зрачења антена.

Наиме, веза између електричног поља у далекој зони и карактеристичне функције зрачења је:

$$\vec{E} = \frac{jZ_c}{2\pi} e^{-j\beta R} \vec{F} \cdot I_{ref} \quad (3.8)$$

где је Z_c карактеристична импеданса средине (за вакуум $\approx 120\pi \Omega$), а I_{ref} је изабрана референтна струја.

Дијаграм зрачења структуре са два струјна елемента чије су струје у противфази је према горњој дефиницији представљен карактеристичном функцијом зрачења [51] и [52]:

$$\vec{F}(O, I_{ref}) = \vec{F}_1 (I_1 / I_{ref}) e^{j\beta(\vec{OO}_1 \cdot \vec{ir})} + \vec{F}_2 (I_2 / I_{ref}) e^{j\beta(\vec{OO}_2 \cdot \vec{ir})} \quad (3.9)$$

где су $\vec{F}_1 = \vec{F}_2 = \vec{F}$ карактеристичне функције зрачења струјних елемената дужине l са Сл. 3.2 у односу на њихове локалне половине O_1 и O_2 (у центрима елемената) и локалне струје I_1 и I_2 у локалним половима O_1 и O_2 .

Пошто је:

$$I_1 / I_{ref} = 1 \quad I_2 / I_{ref} = -1,$$

а $\vec{OO}_1$ и $\vec{OO}_2$ су вектори положаја струјних елемената у односу на пол O који је постављен у центру првог елемента, док је $\vec{ir}$ орт на потегу од пола O до тачке у далекој зони где се рачуна поље, добија се:

$$\begin{aligned}\vec{OO}_1 \cdot \vec{ir} &= 0, \quad \vec{OO}_2 \cdot \vec{ir} = d \cos \psi \\ \vec{F}(O, I_{ref}) &= \vec{F}(1 - e^{i\beta d \cos \psi}) = \vec{F} \cdot F_2\end{aligned}\quad (3.10)$$

где је ψ угао између вектора $\vec{OO}_2$ и $\vec{ir}$, тј. угао између осе низа и правца ка тачки у далекој зони где се рачуна поље.

Пошто се приближно ради о двојичном воду отвореном на оба краја, погодним побуђивањем на њему ће се јавити стојећи талас струје, па се струја проводника може представити са:

$$I = I_m \sin[\beta(l - |z|)], \quad z \in [-\frac{l}{2}, \frac{l}{2}] \quad (3.11)$$

где је I_m струја у максимуму стојећег таласа.

На основу израза (3.6)-(3.8) и (3.11) се може израчунати карактеристична функција зрачења са:

$$\vec{F} = \frac{\cos(\frac{\beta l}{2} \cos \theta) - \cos(\frac{\beta l}{2})}{\sin \theta} i\vec{\theta} \quad (3.12)$$

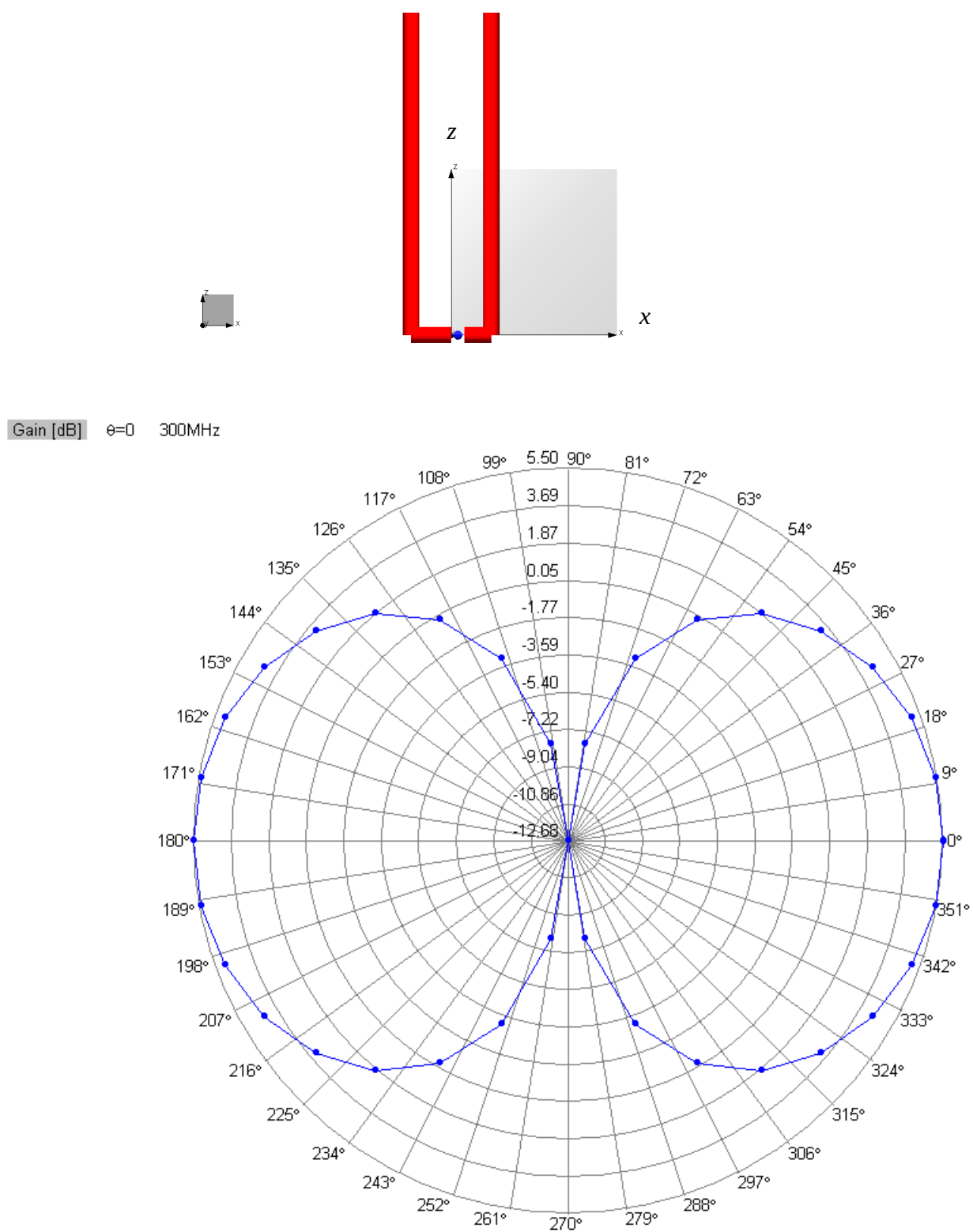
где је θ угао који се мери од осе струјног елемената (нпр. дипола), а $i\vec{\theta}$ је његов орт.

Финална карактеристична функција два струјна елемента са струјама у противфази је приказана на Сл. 3.2 испрекидано.

Размотримо сада систем од два проводника са струјама у противфази са нешто другачијом структуром од претходно описане. Према Сл. 3.3 код ове структуре су за разлику од претходне два проводника (струјна елемента) напајана са једног краја. Пошто је у овом случају сегмент вода на једном крају напајан, а на другом отворен, то на њему постоји стојећи талас струје, јер се расподела струје на отвореном двојичном воду (блиски проводници) може добро апроксимирати синусном, израз (3.11).

Ако је на Сл. 3.3 $l < \lambda/2$ расподела струје је несиметрична у односу на раван xOy која је управна на сегмент двојичног вода и полови вод, па се може очекивати и асиметрија дијаграма зрачења такве структуре у односу на поменути раван. Међутим уколико је $l \approx \lambda/2$ тада се на сегменту вода има полуталас струје (као према Сл. 3.2 б) и расподела струје је приближно симетрична у односу на поменути раван (занемарује се утицај малог сегмента за напајање). Стога се претходно описано разматрање структуре са Сл. 3.2 б) и изрази могу директно применити и на овај случај, из чега произилази да је и за структуру на Сл. 3.3 дијаграм зрачења приближно симетричан у односу на xOy и лонгитудиналан је, тј. максимуми зрачења су дуж осе y , а то потврђују и резултати симулације на Сл.3.3.

Наставимо експеримент даље и покушајмо спрежни елемент реализовати тако да има асиметричан дијаграм зрачења уместо симетричног приказаног на Сл.3.3. Наиме, пошто развијамо спрежни елемент за побуду таласовода, јасно је да је спрежни елемент (антена) ефикаснији уколико више енергије зрачи у једном смеру, тј. у таласовод, а мање на страну таласовода која је отворена. Увођењем асиметрије у систем проводника двојичног вода, јасно је на основу теорије јаги-уда антена да се може дијаграм зрачења модификовати тако да буде



Сл. 3.3. Два идентична блиска проводника напајана са једног краја и њихов дијаграм зрачења (xOz раван).

лонгитудиналан и асиметричан (тј. да се један лист са Сл. 3.3) појача на рачун другог). При томе један од проводника двожишног вода преузима улогу рефлектора двоелементне јаги антене. Асиметрија као што је познато се може увести модификовањем дужине једног од проводника. Истина, таква антена је на неки начин мало необично напајана - са крајева проводника уместо да је напајан само један од елемената у центру (драјвер), али то не мења закључак, јер је битна само еквиваленција струјних расподела, без обзира на локацију напајања. Модификован систем проводника је заједно са дијаграмом зрачења приказан на Сл. 3.4.

Видимо да све исказане закључке потврђују и приказани резултати симулације [53], тј. дијаграми зрачења структуре са Сл. 3.3 и структуре са Сл. 3.4. Сл. 3.4 јасно приказује могућност реализације асиметричног лонгитудиналног дијаграма зрачења тако што је проводник 1 са Сл. 3.3 продужен како би функционисао као рефлектор у структури на Сл. 3.4.

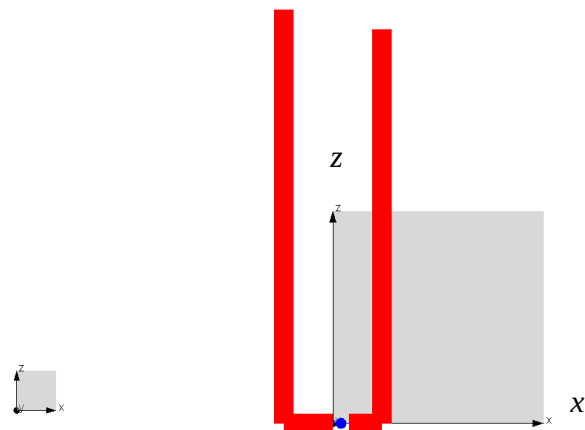
Претходно описана логика и идеја се може проширити и на микротракасти вод, који је електромагнетски нешто сложенија структура од двожишног вода, а уз то је инхерентно несиметричан. Због несиметрије јасно је да би дијаграм зрачења отвореног микротракастог вода био несиметричан и са знатно редукованим зрачењем иза уземљеног проводника (маса) и максимумом зрачења би био од уземљеног ка активном проводнику микротракастог вода (трансверзалан дијаграм, енгл. broadside), Сл. 3.5 [54]. Међутим, спрежни елемент несиметричног дијаграма зрачења овог типа (трансверзалан) није погодан за реализацију прелаза са микротракастог вода на таласовод и уздужном побудом.

Наиме, уместо трансверзалног дијаграма зрачења као на Сл. 3.5 неопходан је несиметричан лонгитудиналан дијаграм зрачења спрежног елемента у односу на подлогу (назначен жутом испрекиданом кривом на Сл. 3.6), јер се подлога са спрежним елементом поставља у Е раван таласовода као према Сл. 3.6.

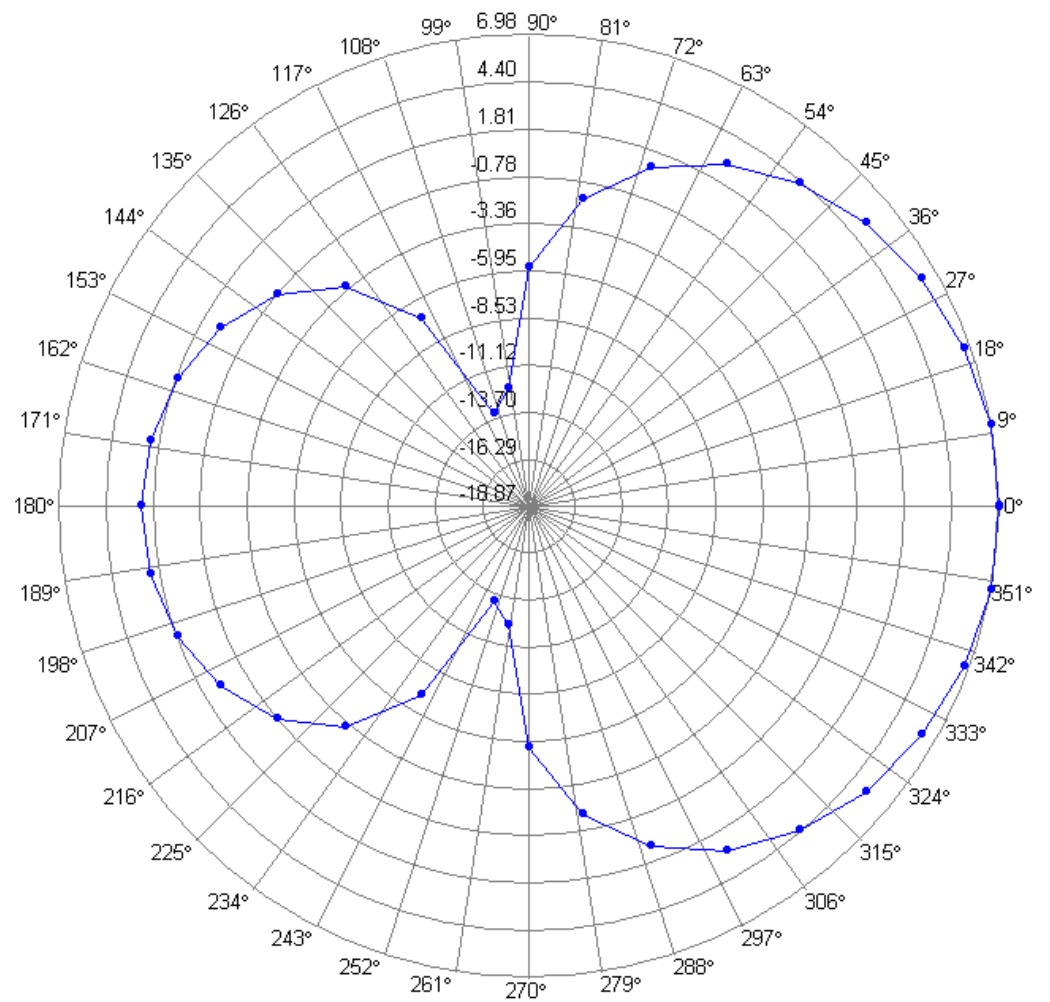
Асиметрија се може реализовати латералним померањем активног проводника микротракастог вода до и иза ивице уземљеног проводника Сл. 3.7. При томе је јасно да се мора продужити део уземљеног проводника иначе би се имао велики дисконтинуитет и структура би имала лоше карактеристике као спрежни елемент, или уопште не би радила. То је приказано на Сл. 3.7 и маркирано испрекиданом елипсом.

Због облика и димензија уземљеног проводника са Сл. 3.7, а на основу теорије јаги-уда антена [47], [55], [56], [57], [58], [59], [60], [61], [62], [63], [64], [65], [66], [67], [68] и [69] он ће имати улогу рефлекторског елемента, што потврђују и резултати симулације приказани на Сл. 3.7. То ће се још боље видети у наставку где је приказана комплетна конструкција са укљученим таласоводом.

Када се тако добијени спрежни елемент постави у Е раван таласовода тако да оса лонгитудиналног зрачења буде дуж осе таласовода и штампане плоче, као према Сл. 3.6, добија се прелаз микротракасти вод – таласовод.

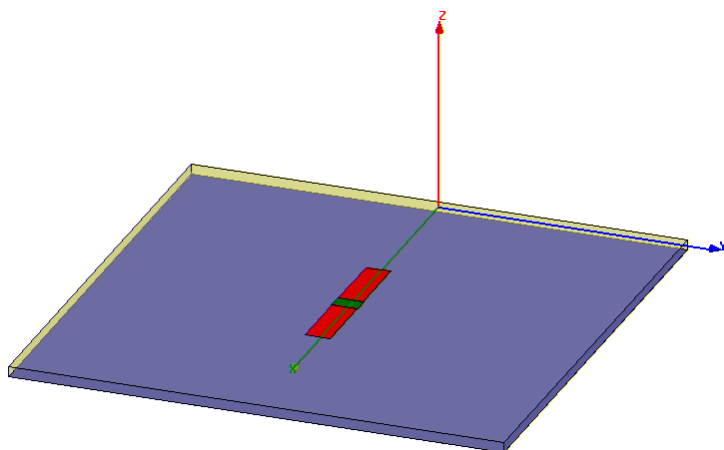


Gain [dB] $\theta=0$ 300MHz

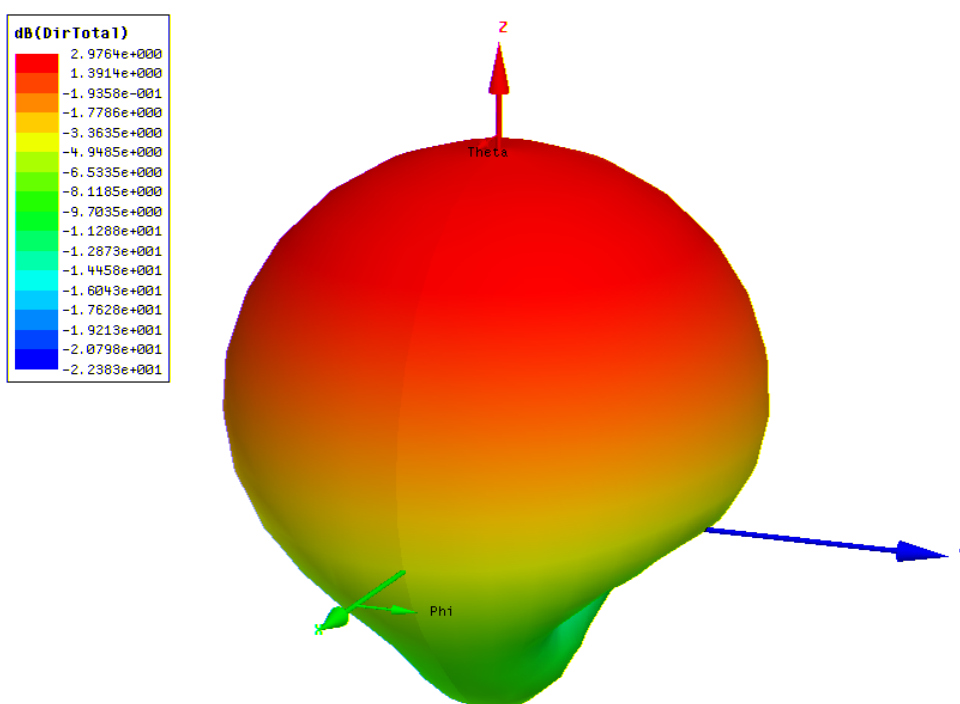


Сл. 3.4. Два блиска асиметрична проводника напајана са једног краја и њихов дијаграм зрачења (xOz раван).

За прелаз микротракасти вод – таласовод који би се применио у интегрисаним микроталасним јединицама неопходно је да се структура напаја аксијално. То значи да када се штампана плоча са Сл. 3.7 постави у таласовод тако да лонгитудинално зрачење буде приближно у оси таласовода, вод за напајање треба да долази такође дуж осе таласовода. Стога је неопходно додати и савијутак микротракастог вода да би се добио уводник од средине таласовода (и средине ширине штампане плоче) до тачке напајања монопола у његовом подножју, што је приказано у комплетном прелазу на Сл. 3.8.

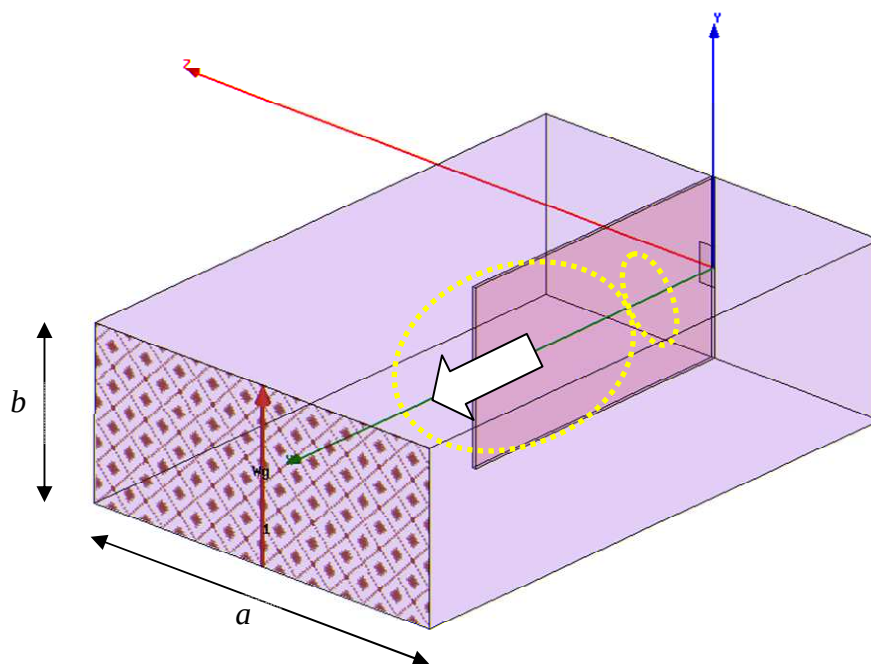


а) геометрија

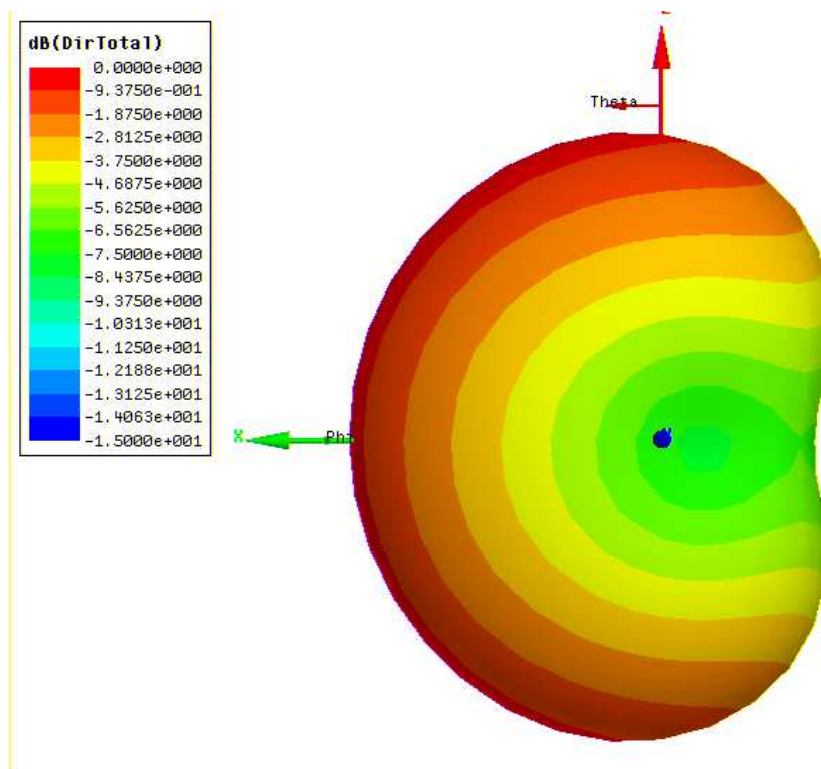


б) дијаграм зрачења

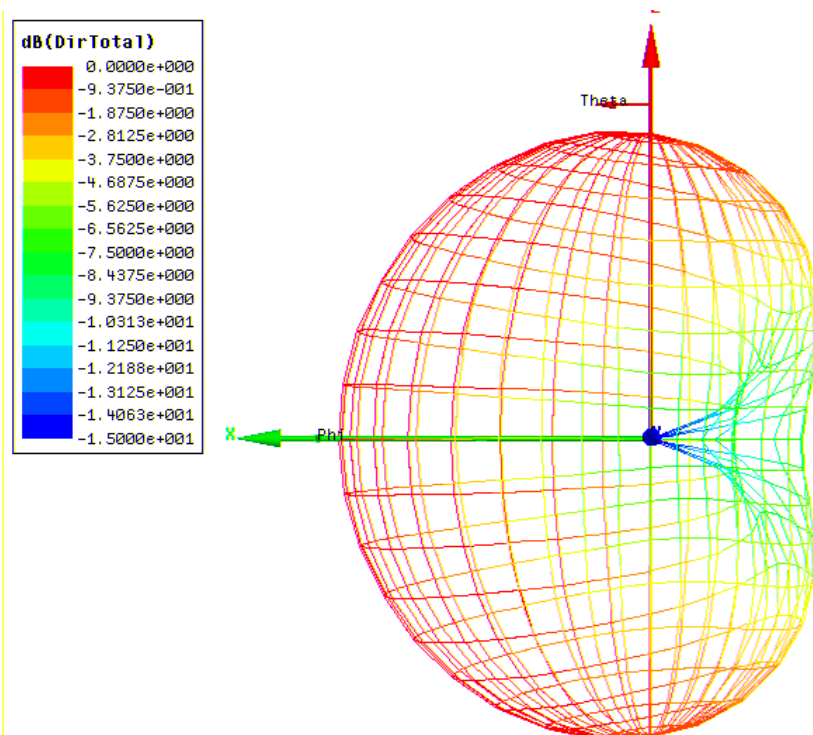
Сл. 3.5. Штампана плоча са сегментом микротракастог вода и њен (трансверзалан) дијаграм зрачења.



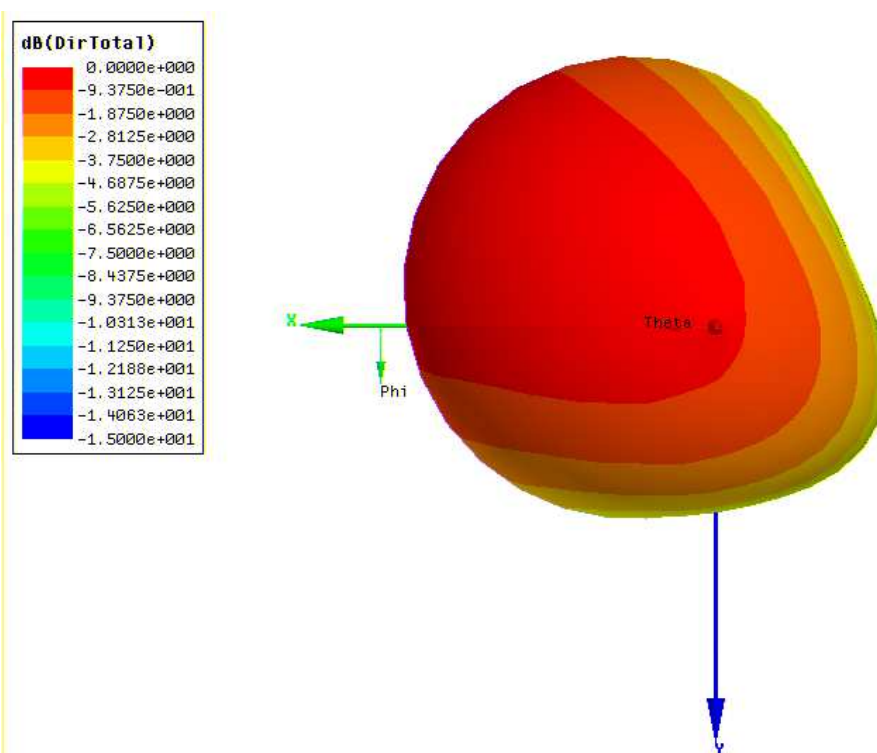
Сл. 3.6. Начин постављања штампане плоче са спрежним елементом у таласовод (у Е раван).



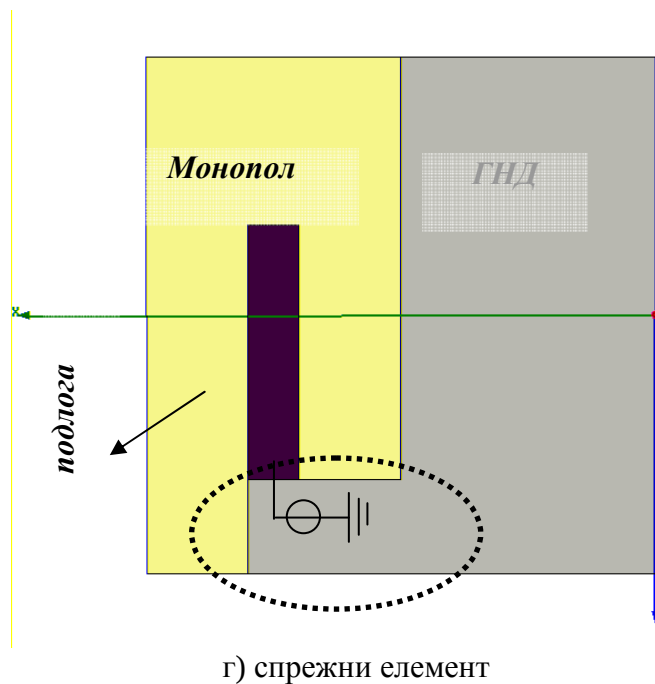
а) x – z раван, амплитуда



б) x – z раван, грид



в) x – y раван, амплитуда



Сл. 3.7. Штампана плоча са новим концептом спрежног елемента и њен дијаграм зрачења.

3.3. Геометријски параметри новог прелаза

Како бисмо извршили детаљну анализу прелаза чији је развој управо описан, проверили начињене претпоставке, утврдити реалне перформансе новог прелаза и рангирати његов квалитет неопходно је најпре издвојити његове геометријске параметре. На Сл. 3.8 је приказан 3Д изглед структуре прелаза заједно са изгледом метализације штампане плоче (поглед са горње стране) где се назначене и све димензије структуре.

Разматрањем ове структуре, а на основу знања о јаги антенама, микротракастим водовима, таласоводима и начину побуђивања таласовода [36], [37], [62], [63], [64], [65], [66], [67], [69], [70], [71], [72], [73], [74] и [75] може се издвојити следећи скуп значајних параметара за опис ове структуре:

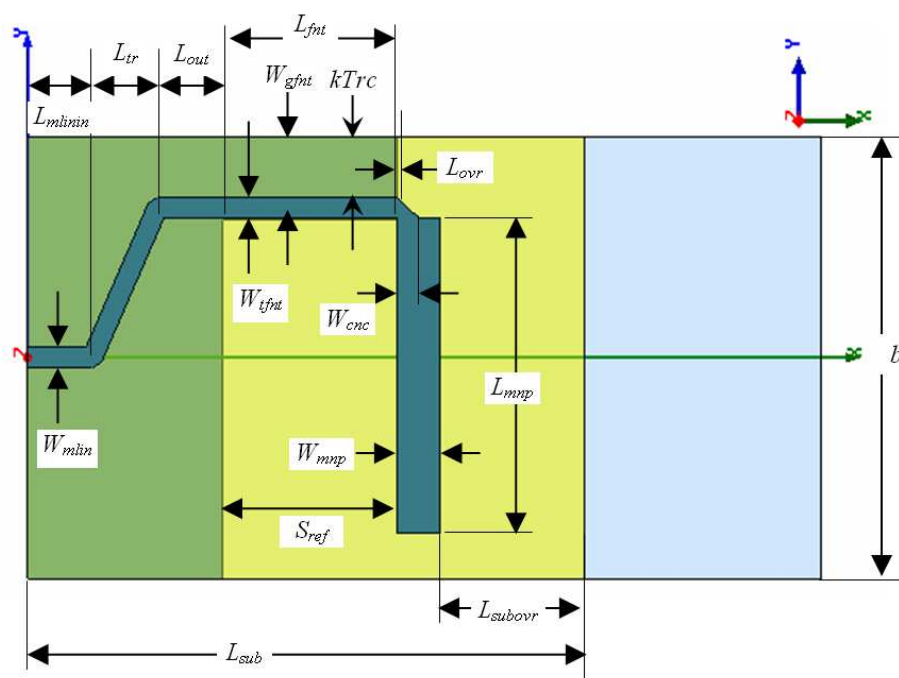
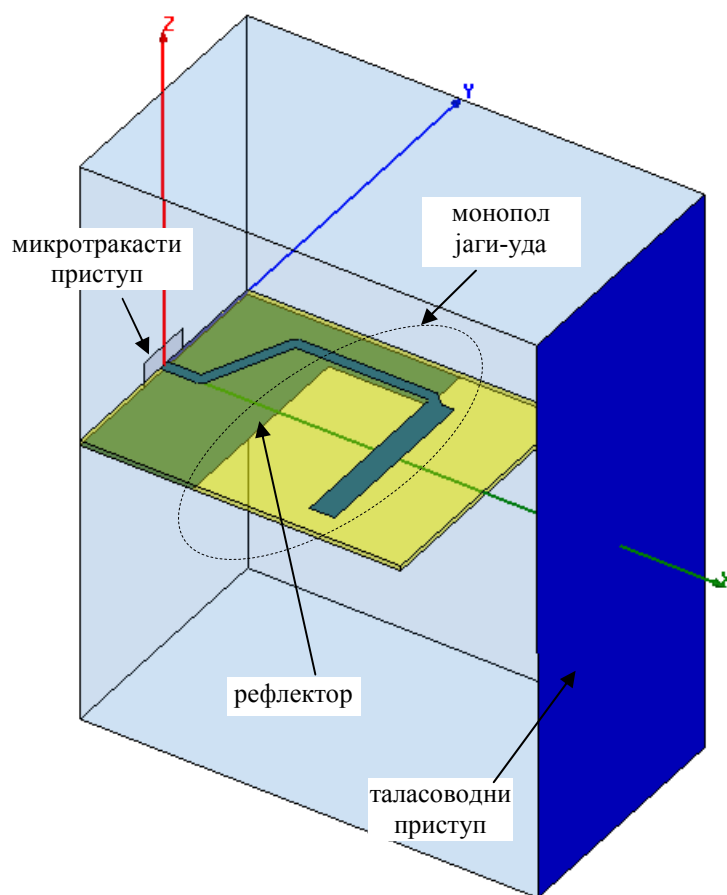
Геометрија таласовода

- ширина таласовода a
- висина таласовода b
- дужина таласовода L_{wg}

Штампана плоча

а) подлога

- Дебљина подлоге (H_{sub})



Сл. 3.8. Прелаз микротракати вод - таласовод са новим концептом спрежног елемента: 3Д изглед прелаза и штампана плоча спрежног елемента.

- Дужина подлоге (L_{sub})
- Ширина подлоге (b)
- Дебљина слоја метала на подлози (t_{Cu})
- Дужина подлоге после монопола (L_{subovr})
(подлога је RO4003, видети за детаљне карактеристике у Прилогу А)

б) микротракасти вод

- Ширина улазне микротракасте линије импедансе $Z_c = 50\Omega$, (W_{mlin})
- Дужина *централне* микротракасте линије (L_{mlinin})
- Дужина *косе* микротракасте линије, хоризонтална пројекција (L_{tr})
- Дужина *завршне* микротракасте линије (L_{out}).

Део структуре на месту савијутка и завршетка микротракастог вода и његовог преласка на монопол има значајну улогу за импедансу напајања и прилагођење овакве структуре и његови параметри су:

г) квази-микротракасти вод

- Ширина квази-микротракасте линије (W_{Tfnt})
- Ширина уземљеног проводника квази-микротракасте линије (W_{Gfnt})
-
- Дужина квази-микротракасте линије (L_{fnt})
- Растојање ивице активног краја квази-микротракасте линије и зида таласовода (изражена у ширинама улазног микротракастог вода (k_{Trc}))

д) прилагођење монопола

- Дужина продужетка уземљеног проводника квази-микротракасте линије иза почетка монопола ($L_{ovr} = W_{mnp} \cdot k_{Lovr}$) изражена преко ширине монопола коефицијентом k_{Lovr}
- Ширина продужетка уземљеног проводника квази-микротракасте линије иза почетка монопола (W_{Gfnt})

е) монопол јаги антена

- Дужина монопола (L_{mnp})
- Ширина монопола (W_{mnp})
- Ширина споја квази-микротракасте линије и монопола ($W_{cnc} = W_{mnp} \cdot k_{Wcnc}$), изражена преко ширине монопола коефицијентом k_{Wcnc}
- Дужина ивице уземљеног проводника тј. рефлектора која је ограничена димензијама таласовода ($b - W_{Gfnt}$)
- Растојање монопола и уземљеног проводника ($S_{ref} = L_{fnt}$).

Пошто се спрежни елемент уграђује у таласовод узете су у обзир и димензије таласовода, а и ограничења која се тиме намећу за вредности појединих параметара.

Стављањем штампане плоче у таласовод се као додатан параметар појављује и дужина штампане плоче у лонгитудиналном правцу, док је ширина штампане плоче фиксирана. Наиме, штампана плоча се монтира у таласовод у Е равни таласовода и уземљени проводник микротракастог вода се спаја са зидовима таласовода тако да је ширина штампане плоче фиксирана на b димензију таласовода, тј. константна је у овом моделу. Међутим, пошто штампана плоча приближно полови таласовод онда је дужина штампане плочице параметар који се такође мора размотрити. Као што је познато [39] и [71] ако се у таласоводу

налази и диелектрична плочица он је капацитивно оптерећен и мењају му се карактеристике о чему се мора водити рачуна.

Уземљени проводник микротракастог вода има још једну функцију: он полови таласовод тако што га кратко спаја по средини, на страни приступа микротракастог вода. Тиме се добијају две секције таласовода чија су граничне (cut-off) фреквенције веће од 13 GHz, према једначини:

$$f_{20} = \frac{c}{a} \quad (3.13)$$

чиме је онемогућено простирање таласа у таласоводу даље од ивице уземљеног проводника микротракастог вода.

Ове половине таласовода се могу третирати као сегменти трансмисионих линија затворених импедансама, који су еквивалентно прикључени на прелаз, те тако утичу на његове карактеристике. Стога се и дужина уземљеног проводника микротракастог вода мора узети као значајан параметар у моделу. Иначе овај параметар у случају да је штампана плоча усамљена није од значаја, јер само утиче на промену фазе преносне карактеристике.

ф) положај штампане плоче у таласоводу

Штампана плоча се поставља у таласовод тако да је:

- о у Е равни таласовода, тј. паралелна је са бочним зидовима таласовода димензије b ,
- о оса улазне микротракасте линије је паралелна са осом таласовода,
- о њена почетна ивица се поклапа са ивицом таласовода, а микротракасти приступ је на почетку таласовода.

Овим су описани сви параметри који дефинишу геометрију прелаза. Иако је из приказаног развоја релативно јасан значај појединих геометријских параметара прелаза у наставку ће бити урађена детаљнија анализа њиховог утицаја.

4. ПЕРФОРМАНСЕ НОВОГ ПРЕЛАЗА

4.1. Структурни елементи прелаза и њихове особине

У претходном поглављу је кроз примену модерних софтверских пакета изложен концепт и поступан развој новог типа прелаза микротракасти вод - таласовод који не користи симетризатор, а који је иначе уобичајена компонента у скоро свим ранијим конструкцијама прелаза. Образложена је идеја, њен развој, дефинисана је геометрија и извршена параметризација новог прелаза, док је примена нумеричких метода омогућила проверу примењених идеја у сваком кораку развоја.

Сада ће се кроз симулацију, параметарску анализу и оптимизацију истражити перформансе предложеног решења. Резултати добијени моделовањем су проверени мерењем реализованих прелаза. На крају су анализирани добијени резултати, дат је закључак и предлози за побољшање прелаза.

Геометрија прелаза. Најпре ће се описати критеријуми за избор иницијалних вредности параметара геометрије прелаза.

У оквиру прелаза имамо неколико система за вођење таласа чије су особине од значаја за пројектовање прелаза (првенствено таласна дужина вођеног таласа и карактеристична импеданса). То су: микротракасти вод, квази-микротракасти вод, монопол, слободан простор, «слободан» простор са подлогом, таласовод и таласовод оптерећен подлогом.

За стандардне структуре као што су микротракасти вод, таласовод и сл. пропагационе особине су познате и могу се израчунати аналитичким путем и/или апроксимативним методама. За преостале наведене структуре, које су нестандартне нема таквих резултата и резултати би се једино могли добити нумеричком симулацијом.

Параметри пропагације за ТЕМ тип таласа у **слободном простору** (који се користе и као референтни) одређују се из следећих релација:

-таласна дужина:

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f} = \frac{2\pi}{\beta_0} \quad (4.1)$$

-карактеристична импеданса:

$$Z_{TEM} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120\pi \quad \Omega, \quad (4.2)$$

где је f фреквенција, c_0 брзина светлости у вакууму, β_0 фазна константа простирања за вакуум, $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ F/m, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m.

За **микротракасти вод** и квази-ТЕМ тип таласа ако се искористи квазистатичка апроксимација уз комбиновање са експерименталним резултатима могу се применити релације за израчунавање карактеристика микротракастог вода

[75] и [76] дате у наставку. Микротракасти вод чини метализација дебљине t_{Cu} наштампана на са обе стране подлоге диелектричне константе ϵ_r . Ширина микротракасте линије је W , а дебљина подлоге је h .

Ефективна диелектрична константа (ДК) ϵ_{reff} и фазна брзина таласа v_p су везане релацијом:

$$\sqrt{\epsilon_{reff}} = \frac{c_0}{v_p} = \frac{\lambda_0}{\lambda_g}, \quad (4.3)$$

где је λ_g таласна дужина вођеног таласа у медијуму.

Карактеристична импеданса је

$W/h \leq 1$:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln\left(8 \frac{h}{W} + 0.25 \frac{W}{h}\right) \quad (4.4)$$

$W/h \geq 1$:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \frac{1}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right)}, \quad (4.5)$$

а ефективна пермитивност (ДК) се добија из следећих израза

- за $W/h \leq 1$:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right] \quad (4.6)$$

- за $W/h \geq 1$:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2}. \quad (4.7)$$

Таласна дужина λ_g је

$W/h < 0.6$:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.6(\epsilon_r - 1) \left(\frac{W}{h}\right)^{0.0297}} \right]^{1/2} \quad (4.8)$$

$W/h \geq 0.6$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1) \left(\frac{W}{h}\right)^{0.1255}} \right]^{1/2}. \quad (4.9)$$

Претходни изрази подразумевају нулту дебљину метализације t_{Cu} и опсег важности квазистатичке апроксимације, тј. фреквенције мање од:

$$f_0 = 0.3 \sqrt{\frac{Z_0}{h\sqrt{\varepsilon_r} - 1}}, \quad (4.10)$$

где је f_0 у GHz, а h у cm.

За R04003 са $\varepsilon_r = 3.38$, $h = 0.2\text{ mm}$ и $Z_0 = 50\ \Omega$ f_0 износи $f_0 \approx 12\text{ GHz}$, па се претходно описана квазистатичка апроксимација са довољном тачношћу може применити за одређивање иницијалних вредности. За тачније вредности морају се узети прецизнији модели који укључују и дисперзивне карактеристике, или се мора користити одговарајући софтвер за тродимензионалну електромагнетску анализу, нпр. [53], [54], [77], [78] и [79].

У моделу прелаза за улазни микротракасти вод (дуж осе таласовода), за кос део и део до ивице уземљеног проводника се усваја да имају карактеристичну импедансу $Z_0 = 50\ \Omega$. Вод ове карактеристичне импедансе за подлогу RO4003 претходно наведених особина има ширину $W=0.464\text{ mm}$, при чему је узета нулта дебљина метализације, а вредност је добијена нешто тачнијим моделом према [78]. На 10.6 GHz (која је центална за X опсег) таласна дужина у микротракастом воду је $\lambda_g = 17.246\text{ mm}$, а за остале вредности на битним фреквенцијама X опсега вредности су дате у Табели 4.1.

За таласовод и доминантан мод таласа TE_{10} параметри пропагације се могу аналитички добити и они су [71]:

-критична фреквенција f_{mn} и критична таласна дужина λ_{cmn} за модове TE_{mn} и TM_{mn} таласа за правоугаони таласовод димензијама попречног пресека a (ширина) и b (висина) се може добити из:

$$f_{mn} = \frac{c_0}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} = \frac{c_0}{\lambda_{cmn}}, \quad (4.11)$$

а таласна дужина вођеног таласа из:

$$\lambda_{gmn} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{cmn}}\right)^2}} \quad (4.12)$$

где су $m, n = 0, 1, 2, \dots$, $m + n \neq 0$ за TE_{mn} модове, а $m \cdot n \neq 0$ за TM_{mn} модове.

За доминантан мод TE_{10} $f_{10} = \frac{c_0}{2a}$, $\lambda_{c10} = 2a$, а таласна дужина вођеног таласа доминантног мода је:

$$\lambda_{g10} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{c10}}\right)^2}}. \quad (4.13)$$

Карактеристична импеданса правоугаоног таласовода се може рачунати по једном од три уобичајена метода, тј. као Z_{UL} , Z_{PL} , Z_{PV} , према следећим дефиницијама:

$$Z_{PI} = \frac{S_z}{|I_g|^2}, \quad (4.14)$$

$$Z_{UI} = \frac{U_g}{I_g}, \quad (4.15)$$

$$Z_{PV} = \frac{|U_g|^2}{S_z}, \quad (4.16)$$

где су:

$$U_g = \text{Max}_A \int \vec{E} \cdot d\vec{l}, \quad (4.17)$$

$$I_g = \int_C \vec{J}_s \cdot \vec{e}_z \cdot dl, \quad (4.18)$$

а S_z је комплексна снага.

Ови изрази се за доминантан мод TE_{10} своде на:

$$Z_{UI} = Z_e \frac{\pi b}{2a}, \quad (4.19)$$

$$Z_{PV} = Z_e \frac{2b}{a}, \quad (4.20)$$

$$Z_{PI} = Z_e \frac{\pi^2 b}{8a}, \quad (4.21)$$

где је

$$Z_e = \frac{j\omega\mu}{\gamma} \quad (4.22)$$

таласна импеданса TE_{mn} модова.

Промена таласне дужине доминантног мода са фреквенцијом дата је у Табели 4.1 заједно са таласном дужином у слободном простору и микротракастом воду, на значајним фреквенцијама X опсега.

За **квази-микротракасти вод** са доминантним квази-ТЕМ типом таласа (двопроводнички систем са малом компонентом лонгитудиналног поља), пошто се ради о нестандартној структури, нису расположиви аналитички резултати (аналогни микротракастом воду) па би стога тачни подаци за параметре вођеног таласа захтевали нумеричку симулацију. Како се сада само иницијално одређују вредности модела, усвојиће се да су вредности за квази-микротракасти вод апроксимативно једнаке оним за микротракасти вод. Јасно је међутим да ће се вредности разликовати, али у овом случају то није од великог значаја јер ће се радити даља оптимизација. Тако нпр. пошто је скраћен уземљени проводник јасно

је да ће подужна капацитивност квази-микротракастог вода бити смањена, а самим тим и ефективна диелектрична константа ($\epsilon_{\text{reff}} = C'/C_0$ је однос подужних капацитивности).

Табела 4.1. Таласне дужине вођених таласа у појединим медијумима на карактеристичним фреквенцијама X опсега.

фреквенција	слободан простор		таласовод WR90		микротракасти вод, $Z_c=50 \Omega$	
	GHz	λ_0 , mm	$\lambda_0/4$, mm	λ_g , mm	$\lambda_g/4$, mm	λ_g , mm
8.2		36.585	9.146	61.003	15.251	22.310
10		30.000	7.500	39.707	9.927	18.284
10.6		28.302	7.075	36.036	9.009	17.246
12.4		24.194	6.048	28.513	7.128	14.733

За квази-микротракасти вод активан вод не би смео да буде сувише близу ивице подлоге, тј. близу зида таласовода. У супротном би, због спрезања са зидом таласовода дошло до промене вредности његових карактеристика и толеранције израде би имале значајан утицај. У моделу се узима да је за занемарљиву спрегу микротракасте линије и зида таласовода довољно да растојање од ивице микротракастог вода до зида таласовода износи

$$k_{\text{Trc}} * W_{\text{Tfnt}} = 3 * W_{\text{Tfnt}}, \quad (4.23)$$

где је W_{Tfnt} ширина активног проводника квази-микротракастог вода и она се иницијално поставља на ширину улазног микротракастог вода, тј.

$$W_{\text{Tfnt}} = W_{\text{mlin}}. \quad (4.24)$$

Такође се узима се да су иницијално ивице горњег проводника микротракастог вода и скраћеног уземљеног проводника квази-микротракастог вода у истом нивоу, па се W_{Gfnt} добија по формули:

$$W_{\text{Gfnt}} = k_{\text{Trc}} * W_{\text{Tfnt}} + W_{\text{Tfnt}}. \quad (4.25)$$

Монопол антена. Што се тиче монопола и његових димензија битне су следеће напомене. У литератури постоје резултати за једноставне структуре као нпр. танак монопол изнад бесконачне савршено проводне равни, тј. за њима еквивалентне диполе (без симетралне проводне равни). При томе се подразумевају цилиндрични проводници (жице), али се резултати могу пренети и на тракасте монополе и диполе применом еквиваленције дате у наставку. Према тим резултатима антирезонантна дужина монопола (у моделу се користи пуноталасни монопол) је:

$$L_{\text{mnp}_0} = 0.471 \lambda_0. \quad (4.26)$$

У случају тракастих монопола ширине W_{mnp} који су вертикално постављени изнад бесконачне проводне равни резултати се могу добити на основу еквиваленције са танким жичаним (цилиндричним) монополима и диполима. Према [63] ширина тракастог монопола W_{mnp_0} који је еквивалентан танком жичаном монополу радијуса r износи:

$$W_{\text{mnp}_0} = 4r. \quad (4.27)$$

Претходни резултати за монополе подразумевају да су они у слободном простору. У случају монопола који се налазе на диелектричној подлози, за одређивање еквивалентних димензија (у односу на оне у вакууму) најчешће се користи фактор скраћења који се заснива на вредности ϵ_{reff} која одговара микротракастом воду на истој подлози.

Не улазећи у тачност ове апроксимације, сматраћемо да је она довољно добра за одређивање димензија монопола у иницијалном моделу. Ову претпоставку усвајамо и из разлога што се у предложеном моделу прелаза структура монопола значајно разликује од оне идеализоване (слободан простор, бесконачна раван итд). На основу овог јасно је да тачне електричне димензије монопола неће моћи да се одреде без одговарајуће нумеричке симулације и прегледа расподеле струје на монополу, јер је то једини релевантан параметар за спецификацију електричне дужине монопола. Наиме, у електричном смислу монопол може почињати и од дела који је номинално специфициран као квази-микротракасти вод, тако да би тада његова електрична дужина била значајно већа од оне привидне физичке, назначене на Сл. 3.6.

На основу теорије антена познато је да се са ширим монополима/диполима може повећати њихов фреквенцијски пропусни опсег у којем имају добро прилагођење. Суштина је у томе да се тиме редукује реактивни део енергије који постоји у околини такве структуре. Како се од прелаза захтева да обухвати цео таласоводни опсег, неопходно је искористити све могућности које обезбеђују проширење опсега, па ће се због тога користити дебљи монопол, чија је иницијална ширина

$$W_{\text{mnp}} \approx 5 \cdot 10^{-3} \lambda g = 1 \text{ mm.} \quad (4.28)$$

Као што је познато [80] и [81] у случају дебљих монопола (штампаних, или пуних цилиндричних) због постојања струја на крајевима (тзв. ефекат крајева), ефективно се повећава њихова електрична дужина. Апроксимативно може се сматрати да је у моделу прелаза због коришћења дебљег монопола неопходно скратити његову дужину за $2 \cdot W_{\text{mnp}}/2$, тј. за W_{mnp} . Стога за иницијалну дужину монопола имамо:

$$L_{\text{mnp}} = \frac{L_{\text{mnp}r0} - W_{\text{mnp}0}}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (4.29)$$

при томе је ефективна диелектрична константа је дата са (4.6) или (4.7). Користећи се претходним вредностима добија се $L_{\text{mnp}} = 7.26 \text{ mm}$.

За опис споја монопола са напојним водом уведен је параметар који дефинише ширину споја монопола и квази-микротракастог вода, и тај параметар је означен са k_{wcnc} , Сл. 3.6, тако да се дужина споја израчунава из:

$$W_{\text{cnc}} = k_{\text{wcnc}} \cdot W_{\text{mnp}}. \quad (4.30) \quad \text{На}$$

основу знања о јаги-уда антенама имамо следеће релације везане за рефлектор и растојање рефлектор-побудни елемент (монопол):

-растојање рефлектор-побудни елемент (центар-центар),

$$S_{\text{ref}_0} = \frac{\lambda_0}{4}. \quad (4.31)$$

Ове вредности важе за вакуум, а за специфицирање димензија на подлози треба узети у обзир одговарајући фактор скраћења као раније.

У конфигурацији јаги антене као у прелазу где се ивица уземљеног проводника користи као рефлектор тешко је говорити о пресеку и дужини тог рефлектора (то би се могло урадити само уз разматрање расподеле струје). Са Сл. 3.6 се види да функцију рефлектора преузима део уземљеног проводника микротракастог вода чија је дужина $b - W_{Gnt}$. Пошто је та дужина већа од резултата из литературе очекује се да ће функционисање рефлектора бити задовољавајућих карактеристика, јер према [69] проблеми се могу јавити само за кратке рефлекторе.

Тако да је једини слободан параметара за рефлектор растојање S_{ref} и за иницијални модел оно је једнако:

$$S_{ref} = \frac{S_{ref0} - W_{mnp0} / 2}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.32)$$

Заменом одговарајућих вредности (или према горњој табели) добија се $S_{ref} = 4.0 \text{ mm}$.

Уземљени проводник микротракастог вода. Метализација са доње стране подлоге поред тога што чини уземљене проводнике микротракастог и квази-микротракастог вода и представља рефлектор има још једну функцију.

Уземљени проводник микротракастог вода полови таласовод, јер га кратко спаја по средини, на страни приступа микротракастог вода. Тиме се добијају две секције таласовода чија је критична (cut-off) фреквенција већа од 13 GHz, према једначини (4.11). Тиме је за довољну дужину уземљеног проводника онемогућено простирање таласа TE_{10} у таласоводу даље од почетка ивице уземљеног проводника микротракастог вода.

Међутим, иако је тиме онемогућено простирање TE_{10} таласа кроз половине таласовода у њима је концентрисана реактивна енергија (за TE_{10} талас то је енергија магнетског поља), а таласна импеданса у овим деловима је чисто имагинарна:

$$Z_e = \frac{j\omega\mu}{\alpha} \quad (4.33)$$

Стога се ове половине таласовода могу третирати и као сегменти таласовода затворени одређеним импедансама, који су прикључени на прелаз, те оне тако утичу на његове особине (то ће детаљније бити размотрено у поглављу о паразитним ефектима). Дужина уземљеног проводника микротракастог вода $L_{mlin} + L_{tr} + L_{out}$ иницијално се поставља тако да растојања монопол – краткоспојник таласовода и монопол-ивица уземљеног проводника микротракастог вода приближно буду слична у одговарајућим таласним дужинама, тј. да се утицај рефлектора таласовода и јаги антене сабирају. Стога је у моделу

$$L_{mlin} + L_{tr} + L_{out} + S_{ref} + W_{mnp} / 2 = \lambda_{g10} / 4 = 9.01 \text{ mm}, \quad (4.34)$$

па на основу претходних вредности и ако се све три ове дужине узму идентичне добија се $L_{mlin} = L_{tr} = L_{out} = 1.5 \text{ mm}$.

На основу претходних параметара, а уколико се усвоји због технолошке обраде да је дужина подлоге иза ивице монопола ка таласоводном приступу једнака

$$L_{subovr} = 2 \text{ mm}, \quad (4.35)$$

укупна дужина подлоге се израчунава из израза:

$$L_{sub} = (L_{mlin} + L_{tr} + L_{out}) + L_{fnt} + W_{mnp} + L_{subovr} \quad (4.36)$$

Дужина уземљеног проводника квази-микротракастог вода L_{ovr} (која се задаје преко параметра k_{Lovr}) ће се искористити као слободан параметар за поправку прилагођења и она се израчунава из:

$$L_{ovr} = W_{mnp} \cdot k_{Lovr} \quad (4.37)$$

Табела 4.2. Иницијалне вредности геометријских параметара модела прелаза.

ПАРАМЕТАР	ВРЕДНОСТ
ТАЛАСОВОД	mm
a	22.86
b	10.16
L_{wg}	1.1*a
ПОДЛОГА	
H_{sub}	0.2
W_{sub}	b
L_{sub}	11.5
t_{Cu}	17.5*10 ⁻³
L_{subovr}	2
МИКРОТРАКАСТИ ВОД	
W_{mlin}	0.46
L_{mlinln}	1.5
L_{tr}	1.5
L_{out}	1.5
КВАЗИ-МИКРОТРАКАСТИ ВОД	
W_{Tfnt}	0.46
W_{Gfnt}	1.9
L_{fnt} = S_{ref}	4.0
k_{Trc}	3
ПРИЛАГОЂЕЊЕ	
k_{Lovr}	0
L_{ovr}	0
МОНОПОЛ	
L_{mnp}	7.26
W_{mnp}	1
k_{Wcnc}	0.5
W_{cnc}	0.5

У Табели 4.2 су сумарно дате иницијалне вредности параметара, а геометрија прелаза са иницијалним вредностима параметара је приказана на Сл. 3.6.

4.2. Параметри прелаза

Примарни и секундарни параметри. На основу знања о јаги-антенама се може закључити да су најзначајнији параметри који утичу на перформансе спрежног елемента (па самим тим и прелаза) димензије монопола и његово растојање од ивице уземљеног проводника микротракастог вода, тј. растојање од рефлектора. За ове параметре се може рећи да су примарни зато што се без погодног избора ових параметара уопште не може добити функционална карактеристика прелаза. Овој групи се придружује и параметар дужина уземљеног проводника, јер уколико је ова дужина мала онда ће и одстојање од краја таласовода бити од већег значаја (у моделу (Сл. 3.6) таласовод је затворен са металном плочом, изузев отвора за приступ микротракастог вода).

Секундарни параметри су они који су битни за финалне карактеристике прелаза, али се са њима не могу добити добре, или бар функционалне карактеристике прелаза уколико су примарни параметри неодговарајуће димензионисани. На пример, јасно је да је дужина подлоге која се простире иза монопола од значаја за карактеристика прелаза јер капацитивно оптерећује таласовод [39], али је исто тако јасно и да уколико је подлога танка и мале ϵ_r онда она није од инхерентног значаја за карактеристике прелаза. Слично је и са осталим параметрима. Ове претпоставке и класификација на примарне и секундарне параметре ће бити проверена и кроз симулације приказане у наставку.

У наставку ће се најпре приказати резултати анализе иницијалног модела, а затим ће се урадити параметарска анализа за примарне параметре, да би се добиле вредности које су инхерентно значајне за функционисање прелаза.

Затим ће се са тако добијеним вредностима анализирати утицај значајних секундарних параметара. Пошто се на тај начин утврде интервали значајних вредности параметара, са њима ће бити урађена и оптимизација, како би се добиле крајње карактеристике прелаза.

Циљ је добијање прелаза са прилагођењем реда -15dB на оба приступа (микротракасти вод и таласоводни) са што мањим пролазним слабљењем у пропусном опсегу који треба да буде једнак пропусном опсегу стандардног таласовода на X опсегу (WR90 таласовод), тј. од 8.2 GHz до 12.4 GHz.

Алати који ће бити коришћени у овом истраживању су модерни 3Д софтвери за нумеричку електромагнетску анализу као што су Ansoft HFSS [54] (који се базира на FEM методу), Wipl-d [53] (базиран на MoM методу), Zeland Software, Ie3d [77] (базиран на MoM методу) и CST Microwave Studio (који користи FEM, MoM и FDTD методе по избору) [79]. При томе Ie3d софтвер има и одличну подршку за анализу планарних структура, што је од значаја за анализу спрежног елемента.

На основу финалног модела добијеног у симулацијама прелаз ће бити реализован и измерене његове карактеристике.

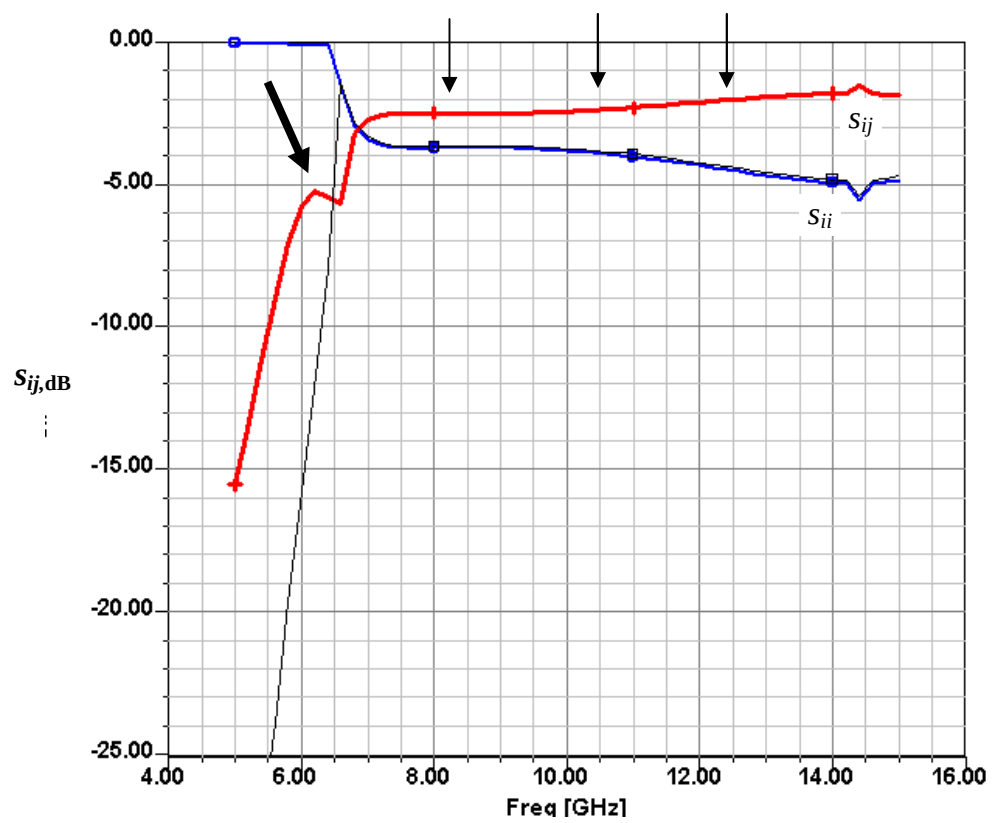
4.3. Особине иницијалног модела прелаза

На Сл. 4.1 – 4.4 су дати S-параметри и расподела струја добијени симулацијом иницијалног модела на три фреквенције (доњој граничној, централној и горњој граничној фреквенцији X опсега, назначено вертикалним стрелицама на Сл. 4.1). Види се са слика да постоји раздешеност и мали ниво спреге између побудног елемента и рефлектора осим на око 6 GHz. Закључује се да је радна фреквенција елемента за спрегу, тј. монопол јаги антене на око 6 GHz, али пошто је то зона фреквенција блиска критичној фреквенцији таласовода, слабљење је велико те прелаз не може радити у тој зони. Стога је неопходно померити радну фреквенцију антене у X опсег, тј. радни опсег таласовода. То се реализује тако што се смањи дужина монопола и растојање рефлектора, јер као што се види са Сл. 4.2 где је приказана расподела струја у електричну дужину монопола улази и део квази-микротракастог вода.

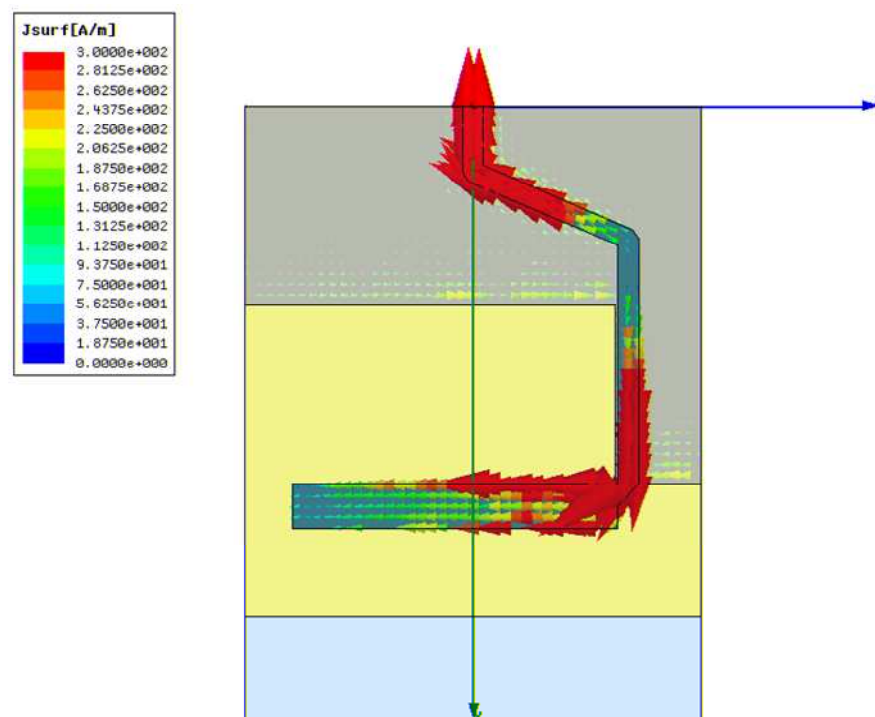
Раздешеност и лоше карактеристике иницијалног модела су узроковане преклапањем функција појединих елемената па се не може направити јасна граница појединих сегмената прелаза у електричном смислу, нпр. почетка монопола као значајног параметра. Поред тога таласне дужине које су коришћене су апроксимирани оним за микротракасти вод, а то је само приближно тачно, пошто су услови пропагације таласа у тим структурама за вођење у мањој, или већој мери различите од оних код микротракастог вода. Треба имати у виду и да рефлектор нема јасно дефинисану геометрију и дужину и она се може одредити само разматрањем расподеле струја.

У случају секвенцијалне конструкције прелаза (нпр. [9], [10], [11] и [12]) геометријске и електричне реперне тачке се поклапају (нпр. средина дипола је тачка максимума струје итд). За такве конструкције доминантна је само интеракција суседних елемената прелаза па се прелаз може анализирати и конструисати тако што се оптимизују перформансе појединих његових елемената, који се затим саставе у цео прелаз. У овом случају у принципу није неопходна оптимизација целокупног прелаза. За конструкцију са «расподељеним» функцијама појединих елемената какву има нови прелаз, то није тако па се морају изабрати погодни геометријски репери за специфицирање димензија, али они не морају имати никакве везе са неким електричним реперним тачкама. То уједно говори да је тешко, или немогуће повући јасну границу између појединих функционалних сегмената прелаза.

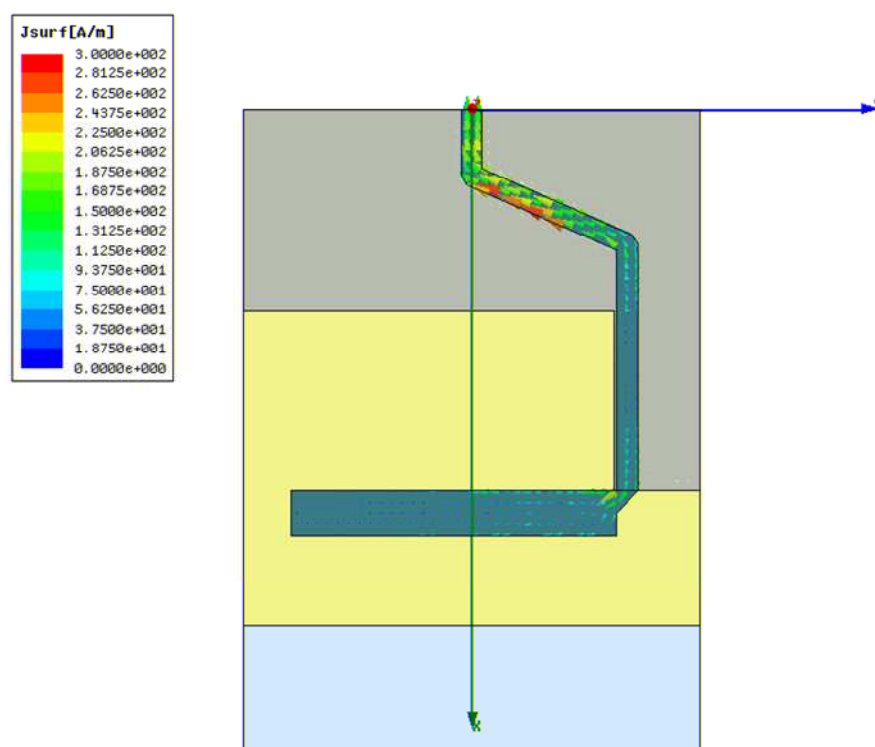
Из претходних коментара и иницијалних резултата је јасно да иако структура геометријски не изгледа сложено (што је од суштинског значаја и за добијање малог слабљења) због више типова таласа у њој и међусобних спрега електромагнетски се ради о комплексној структури. Посебно треба нагласити да је комбинација микротракастих компоненти и таласовода непогодна за симулације тј. нумеричку анализу из разлога што ове две структуре захтевају сасвим другачије типове дискретизације.



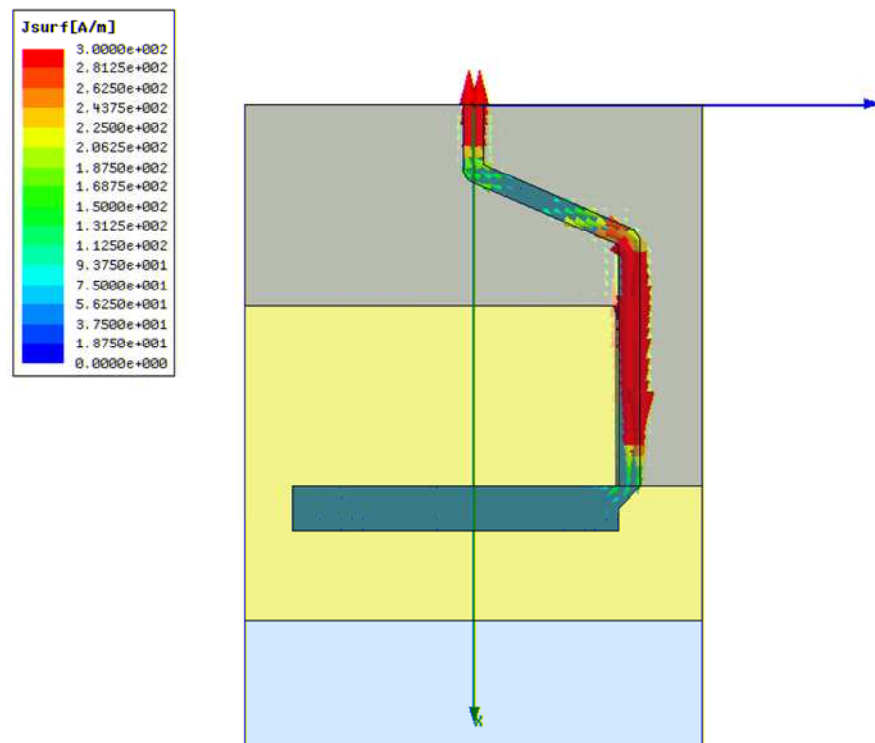
Сл. 4.1. S параметри иницијалног прелаза.



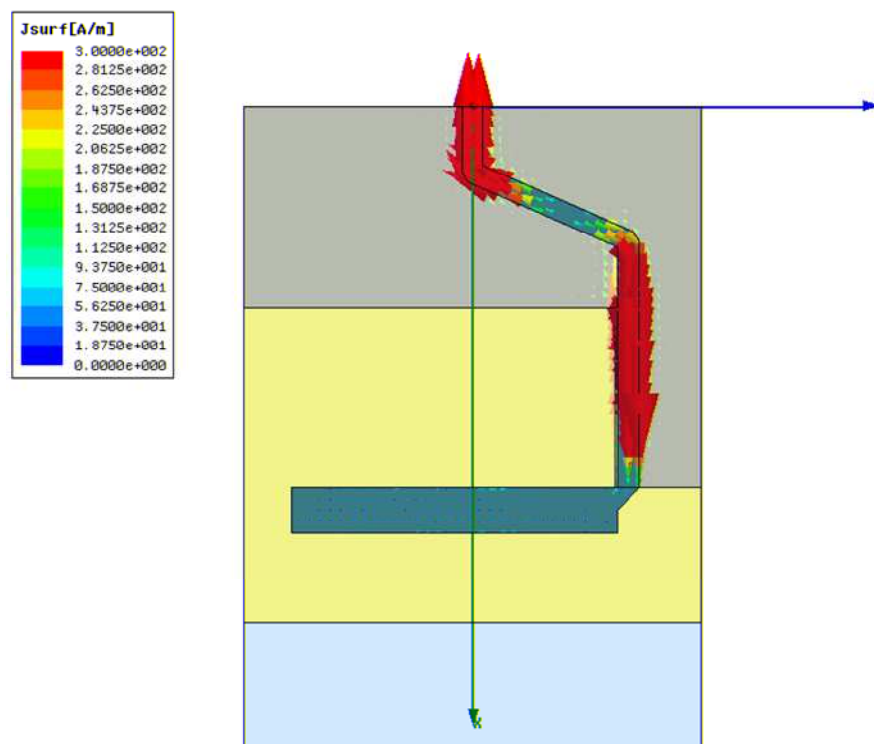
Сл. 4.2. Расподела струје на $f = 6.2$ GHz
(на фреквенцији малог пика у s_{21} преносној функцији, Сл. 4.1).



Сл. 4.3. Рас포дела струје на $f = 8.2$ GHz (почетак X опсега).



Сл. 4.4. Расподела струје на $f = 10.6$ GHz (центар X опсега).



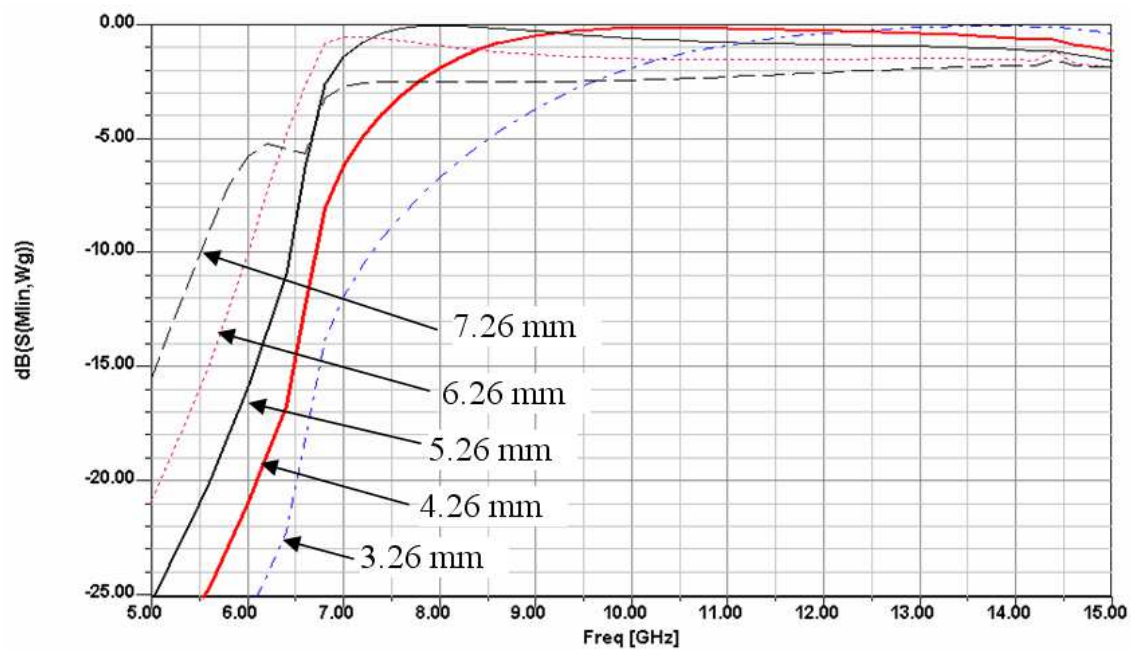
Сл. 4.5. Расподела струје на $f = 12.4$ GHz (крај X опсега).

4.4. Параметарска анализа прелаза

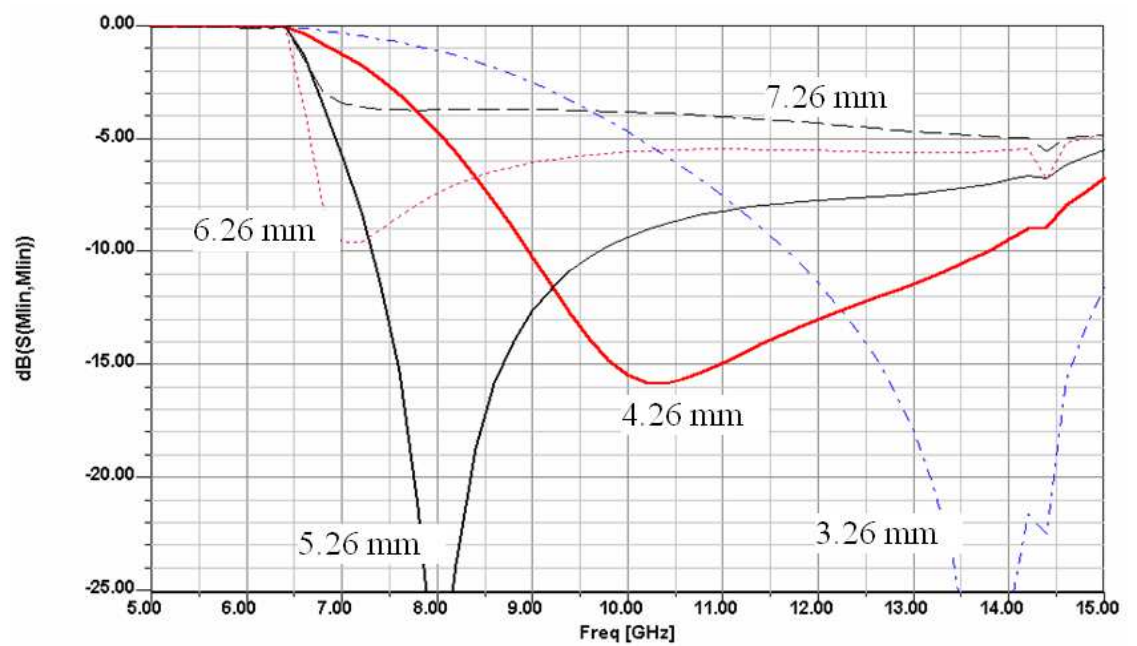
Анализа дужине монопол јаги антене. Са Сл. 4.2 се види да у електричном смислу монопол почиње још на делу квази-микротракастог вода. Такође се и на основу одзива, тј. S-параметара види да је он померен ка нижим фреквенцијама. Стога ће најпре бити извршен тест хипотезе да је монопол веће дужине од антирезонантне тако што ће се урадити параметарска анализа структуре за $L_{mnp} = 7.26, 6.26, 5.26, 4.26, 3.26$ mm. Резултати су приказани на Сл. 4.6 и 4.7.

На основу Сл. 4.6 следи да је хипотеза о превеликој дужини монопола из иницијалне анализе тачни и да (физичка) дужина монопола треба да мања од иницијално коришћене.

На Сл. 4.7 је представљена зависност радне (антирезонантне) фреквенције монопола од његове физичке дужине. Са црном кривом је представљена зависност добијена на основу локације максимума s_{21} према Сл. 4.6 а), а са сивом зависност добијена из локације минимума s_{ii} према Сл. 4.6 б). Види се да постоји одлично слагање обе криве. На основу овог графика следи да опсег значајних вредности параметра L_{mnp} практично не може бити изван интервала (приближно) [3.6, 5.2] mm, а најпогоднија је вредност која одговара централној фреквенцији X опсега и за њу је $L_{mnp} = 4.2$ mm и она ће се користити као почетна у даљим експериментима. Ова вредност (на истој фреквенцији) износи $L_{mnp} = 0.148 \lambda_0$, односно $L_{mnp} = 0.244 \lambda_{gMin}$, а хипотезе су потврђене и добијеним резултатима приказаним у наставку текста.

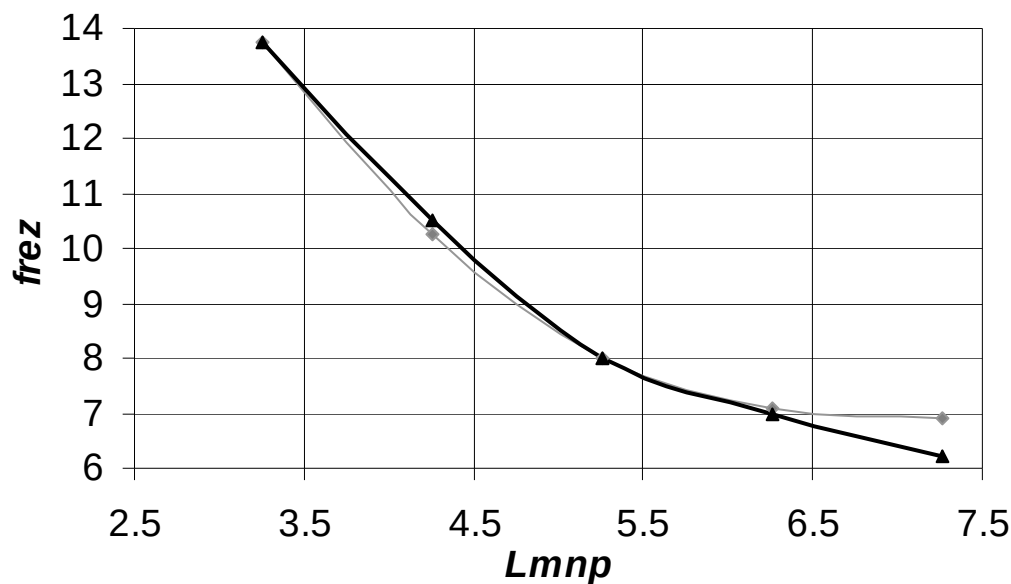


а) s_{21} параметри прелаза



б) $s_{11}=s_{22}$ параметри прелаза

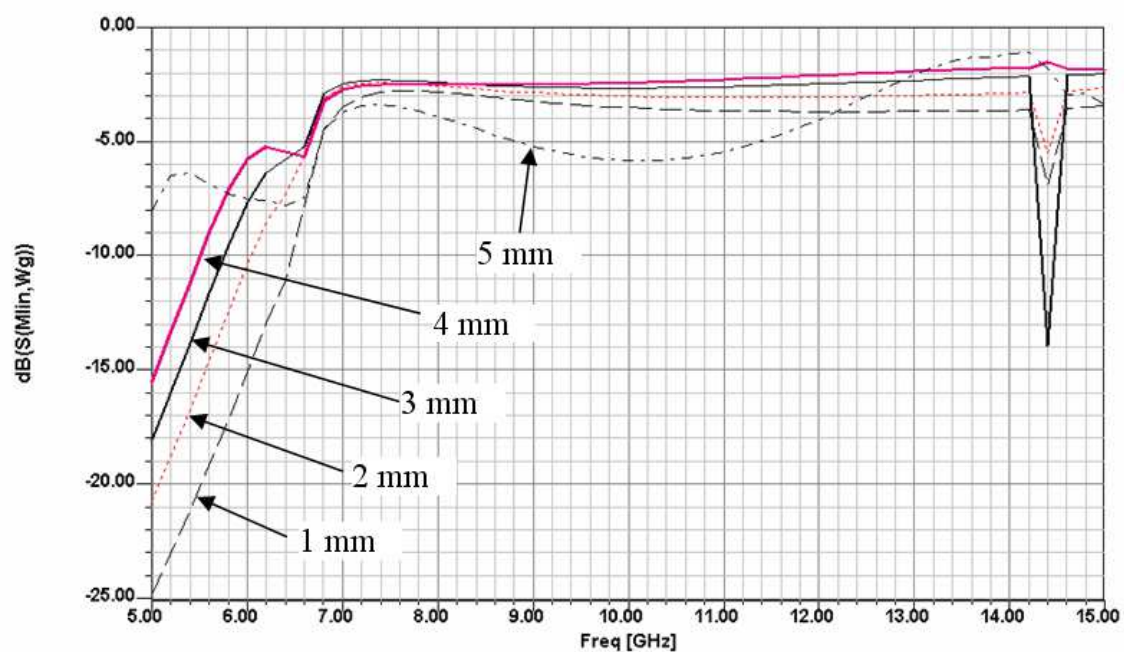
Сл. 4.6. S параметри иницијалног прелаза за разне вредности L_{mnp} параметра.



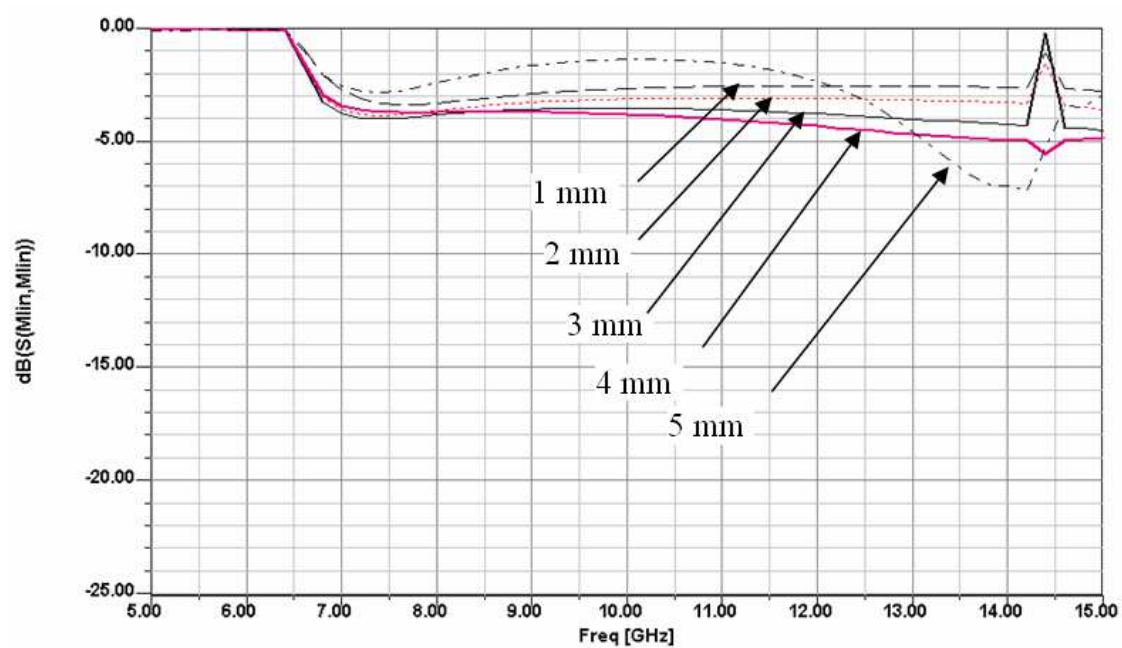
Сл. 4.7. Зависност (радне) антирезонантне фреквенције монопола од његове физичке дужине.

Илуструјмо кроз неколико резултата смисао претходно уведене поделе параметара на примарне и секундарне. На основу знања о јаги антенама и начинима побуђивања таласовода (капацитивним сондама) јасно је да су и параметри S_{ref} и W_{mnp} од великог значаја за добар рад прелаза.

Ако се у иницијалном моделу ураде параметарске анализе за ова два параметра добијају се резултати на Сл. 4.8 (за S_{ref}) и Сл. 4.9 (за W_{mnp}). Сlike показују да с обзиром да је у иницијалном моделу дужина монопола изван радног опсега практично се за све сетове вредности ова два параметра добијају лоше карактеристике прелаза (најбоље прилагођење у ужим деловима опсега је између -5 и -10 dB) при чему се са ширим монополом добијају боље карактеристике. Параметри L_{mnp} , S_{ref} и W_{mnp} су примарни параметри и види се да иако је један од параметара (L_{mnp}) изван радног опсега погодним избором остала два се могу бар феноменолошки добити преносна функција прелаза (иако лоша). На другој страни фиксирањем примарних параметара изван радног опсега за било који сет секундарних параметара не може се добити ни феноменолошка преносна функција преноса. Стога су секундарни параметри од значаја само за фина финална подешавања перформанси прелаза, пошто се претходно подеси сет примарних параметара на оптималне вредности.

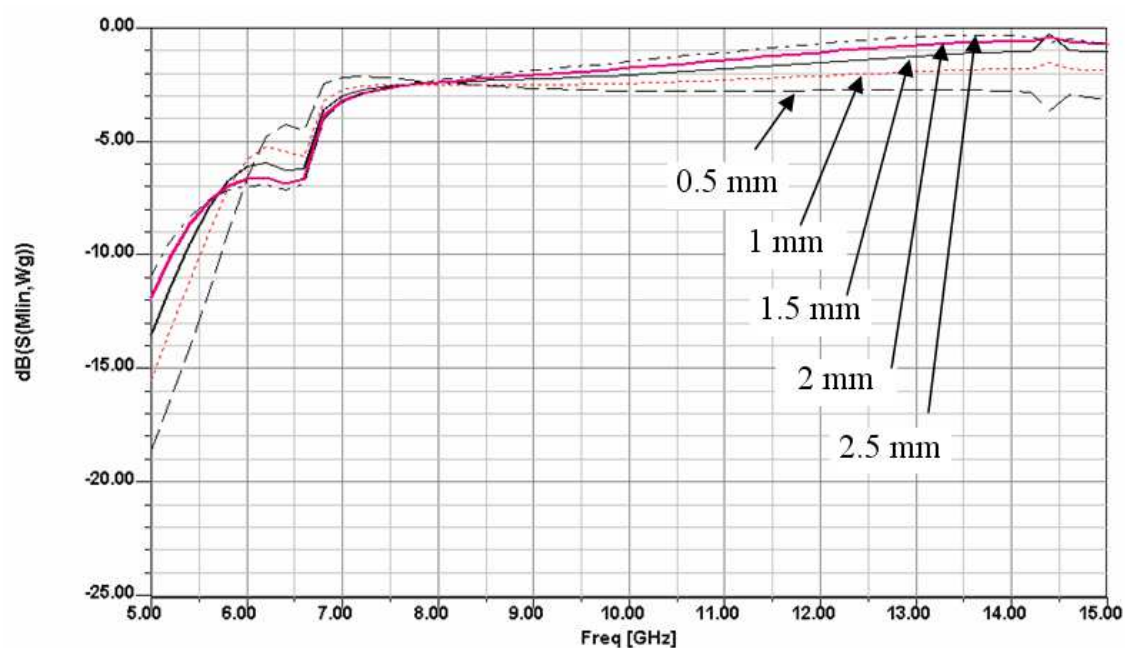


а) s_{21} параметри прелаза

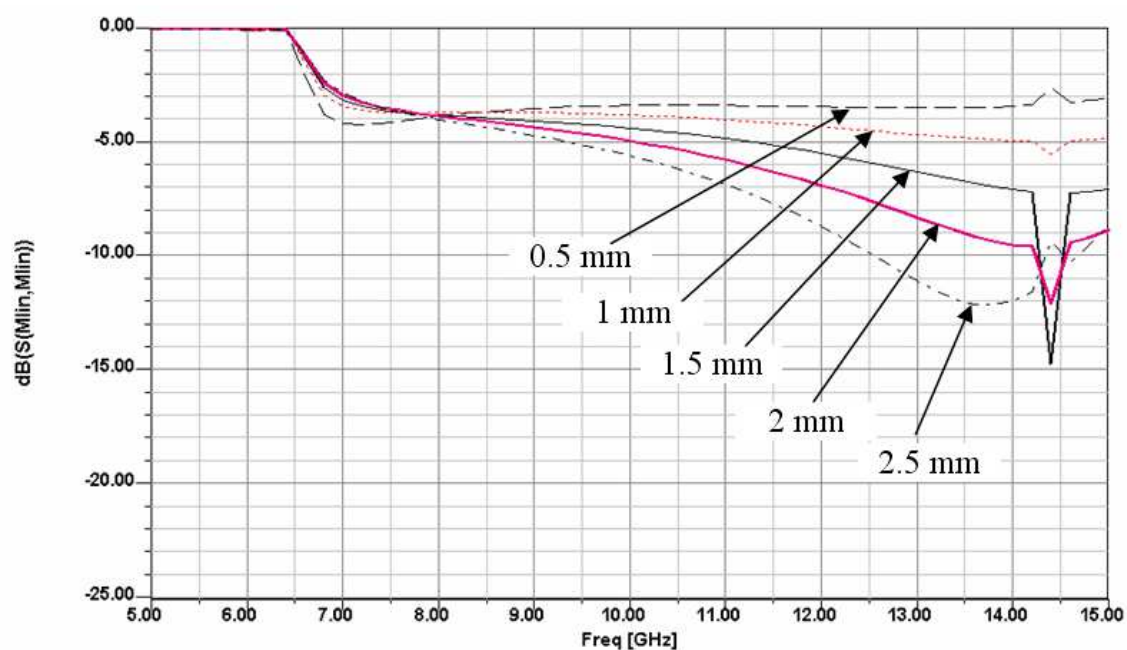


б) $s_{11}=s_{22}$ параметри прелаза

Сл. 4.8. S параметри иницијалног прелаза за разне вредности $S_{ref} = L_{fnt}$ параметра.



а) s_{21} параметри прелаза



б) $s_{11}=s_{22}$ параметри прелаза

Сл. 4.9. S параметри иницијалног прелаза за разне вредности W_{mnp} параметра.

Табела 4.3. Интервали значајних вредности појединих параметара прелаза.

ПАРАМЕТАР	mm	
ПОДЛОГА	Min	Max
L_{subovr}	2	-
МИКРОТРАКАСТИ ВОД		
L_{mlinln}	1	5
L_{tr}	1	5
L_{out}	1	5
КВАЗИ-МИКРОТРАКАСТИ ВОД		
W_{Tfnt}	0.46	0.46
W_{Gfnt}	1.5	2.5
$L_{fnt} = S_{ref}$	3.08	4.68
k_{Trc}	2	4
ПРИЛАГОЂЕЊЕ		
k_{Lovr}	0	1
МОНОПОЛ		
L_{mnp}	3.65	5.15
W_{mnp}	0.5	2.5
k_{Wcnc}	0.25	1

Узимањем у обзир претходно утврђене вредности за L_{mnp} и спровођењем параметарске анализе долази се до интервала значајних вредности параметара модела који су представљени у Табели 4.3.

4.5. Оптимизација прелаза и резултати

Кроз претходну параметарску анализу је утврђен значај појединих параметара и интервали њихових значајних вредности. То су уједно и улазне величине за поступак оптимизације. Као резултат поступка оптимизације који је спроведен добијен је финални модел, на основу којег је прелаз и реализован.

У Табели 4.4. су дате финалне вредности појединих параметара из процеса оптимизације.

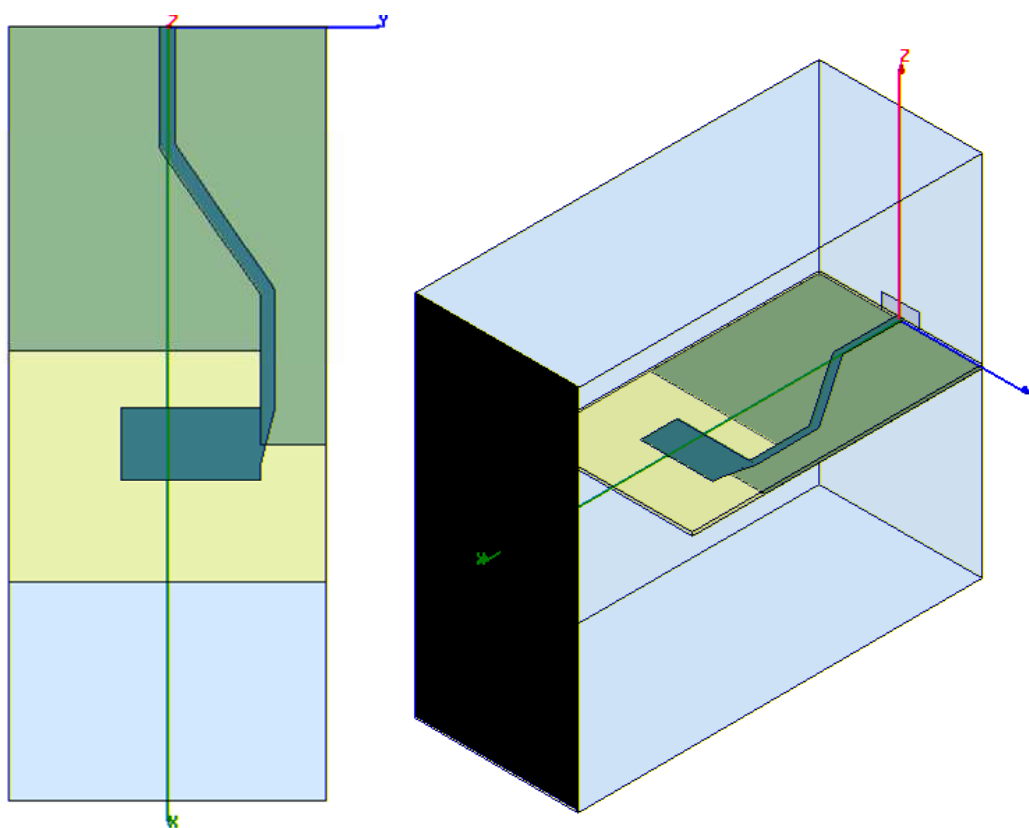
На Сл. 4.10 су приказани 2Д и 3Д изгледи модела прелаза добијеног оптимизацијом. Види се да су најзначајније разлике у односу на иницијални модел те што је монопол краћи и шири, растојање рефлектора (ивица уземљеног проводника) мање, док је дужина уземљеног проводника микротракастог вода повећана. У 3Д моделу је са црним правоугаоником означен таласоводни приступ који се побуђује доминантним модом TE_{10} , а на супротној страни на крају микротракастог вода мањим правоугаоником је назначен микротракасти приступ.

Табела 4.4. Финалне вредности геометријских параметара прелаза добијених оптимизацијом.

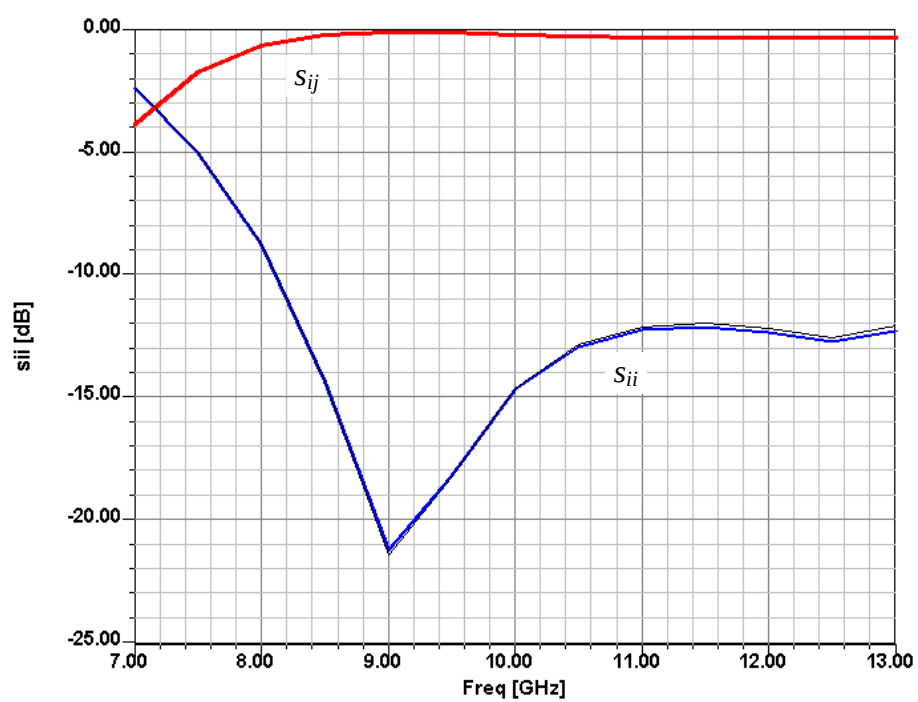
ПАРАМЕТАР	ВРЕДНОСТ
ТАЛАСОВОД	mm
a	22.86
b	10.16
L_{wg}	$1.1 \cdot a$
ПОДЛОГА	
H_{sub}	0.2
W_{sub}	b
L_{sub}	
t_{Cu}	$17.5 \cdot 10^{-3}$
L_{subovr}	3.345
МИКРОТРАКАСТИ ВОД	
W_{mlin}	0.46
L_{mlinln}	3.9
L_{tr}	4.7
L_{out}	1.9
КВАЗИ-МИКРОТРАКАСТИ ВОД	
W_{Tfnt}	0.46
W_{Gfnt}	2.1
$L_{fnt} = S_{ref}$	1.9
k_{Trc}	3.5
ПРИЛАГОЂЕЊЕ	
k_{Lovr}	0.5
МОНОПОЛ	
L_{mnp}	4.5
W_{mnp}	2.3
k_{Wenc}	0.8

На Сл. 4.11 су приказани S-параметри прелаза добијени симулацијом. Ако се за границе пропусног опсега прелаза узму -10dB границе прилагођења на приступима добија се да је доња радна фреквенција прелаза 8.1 GHz. Горња радна фреквенција је на основу Сл. 4.11 изнад 13 GHz, при чему треба имати у виду да је структура побуђивана само са доминантним модом TE_{10} . Пошто се зна да се први виши мод TE_{20} почиње простирати од фреквенције 13.123 GHz, то се она може узети за горњу радну фреквенцију прелаза, тако да је пропусни опсег прелаза једнак $\approx 52\%$ и обухвата цео радни опсег таласовода WR90. У пропусном опсегу прилагођење је боље од -12 dB, док је слабљење прелаза $0.1 \div 0.3$ dB. Слабљење прелаза потиче од губитака у диелектрику који су узети у обзир у овом моделу.

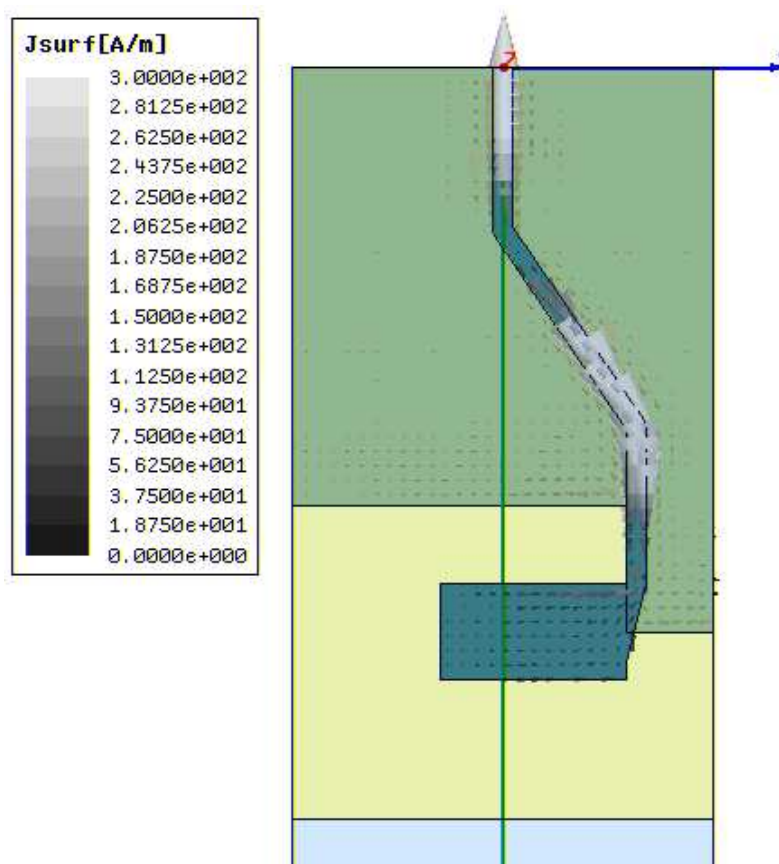
За -15dB границе прилагођења доња радна фреквенција је 8.55 GHz, а горња 9.95 GHz, тако да је пропусни опсег прелаза само 15.2%, тј. не обухвата цео радни опсег таласовода.



Сл. 4.10. Изглед модела прелаза добијеног оптимизацијом.



Сл. 4.11. S параметри прелаза добијеног оптимизацијом.



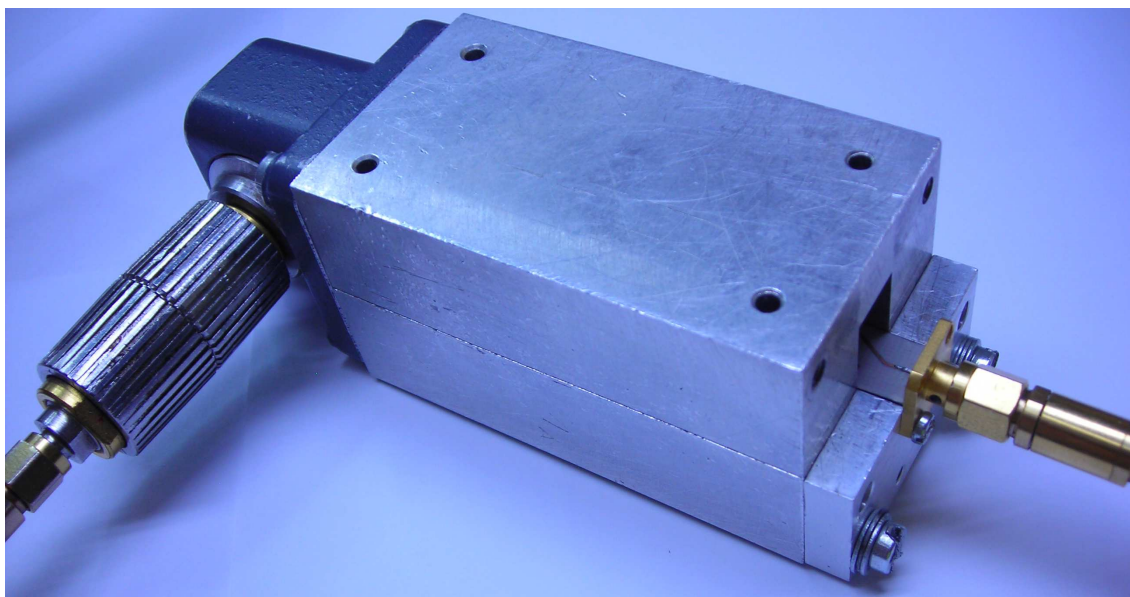
Сл. 4.12. Расподела струја за прелаз добијен оптимизацијом.

4.6. Особине реализованог прелаза

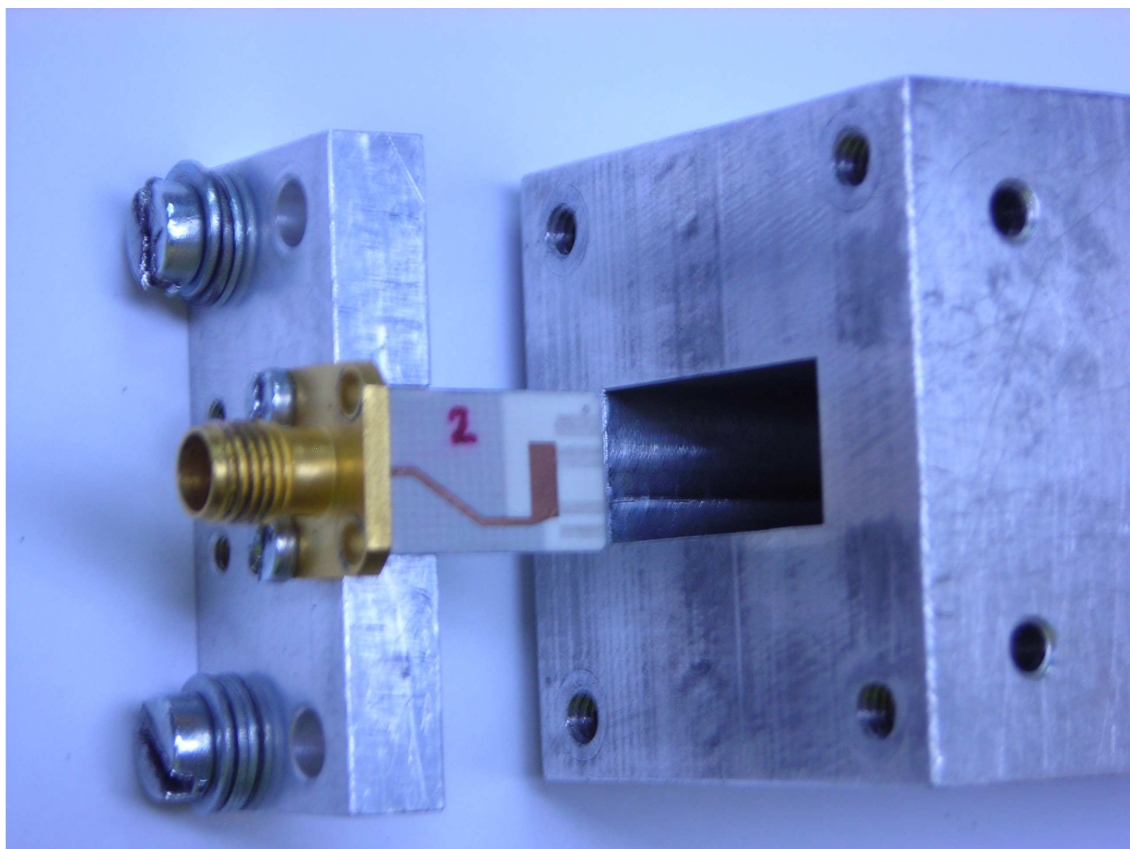
На основу финалног модела добијеног оптимизацијом прелаз је и направљен. Реализован прелаз се делимично разликује од оног из симулације јер се у симулацији нису могли узети сви конструкциони детаљи. Најпре да би се прелаз могао монтирати неопходно је одговарајуће држање штампане плочице. У ту сврху је употребљен метални паралелопипед слично као у прелазу са квази-јаги антенном. Паралелопипед дебљине $D_{ppd}=10$ mm има ширину стандардне прирубнице (фланше) таласовода WR90, док јој је висина приближно једнака половини ширине таласовода и омогућава да се штампана плоча прелаза смести у центар таласовода, видети Сл. 4.13 и Сл. 4.14.

Како би се прелаз могао мерити на анализатору мрежа који има коаксијалне приступе на прелазу је на страни микротракастог вода монтиран SMA конектор. На другој страни прелаза је на таласоводни приступ монтиран стандардни прелаз таласовод – коаксијални вод, тако да се у мерној методи са оба приступа прелаза микротракасти вод — таласовод прешло на коаксијалне, чиме је омогућено лако мерење.

На Сл. 4.13 је приказан реализован прелаз и мерна метода, а на Сл. 4.14 је приказан начин монтаже прелаза и смештања штампане плоче у таласовод.



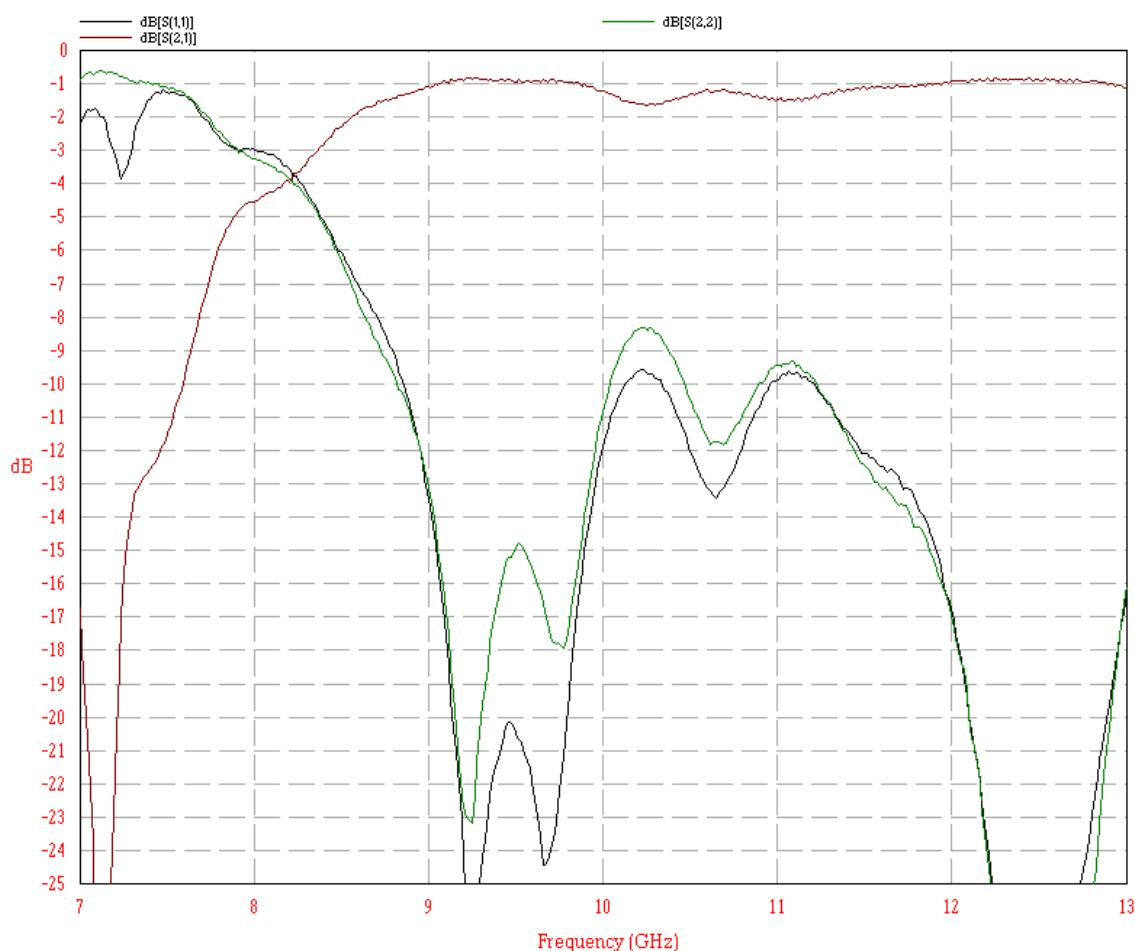
Сл. 4.13. Изглед реализованог прелаза и мерне методе.



Сл. 4.14. Монтажа прелаза.

Измерене карактеристике прелаза су приказане на Сл. 4.15, при чему треба имати у виду да је ово карактеристика која обухвата целу мерну методу, дакле поред самог прелаза микротракасти вод-таласовод S параметри прелаза укључују и прелаз коаксијални вод – таласовод, сегмент таласовода и прелаз микротракасти вод – SMA конектор. На слици су приказани резултати без корекција утицаја поменутих сегмената. Најзначајнији утицај ових сегмената је на пролазно слабљење. Пролазно слабљење прелаза коаксијални вод – таласовод IL_{c-wg} је познато и износи ≈ 0.15 dB. Од значаја је и слабљење прелаза SMA конектор – микротракасти вод [82]. На основу мерења може се наћи да је пролазно слабљење прелаза са SMA конектора на микротракасти вод $IL_{mlin-sma}$ заједно са слабљењем сегмента употребљеног таласовода IL_{wg} сумарно $IL_{mlin-sma} + IL_{wg} \approx 0.2$ dB. Из овог следи да је s_{21} крива самог прелаза (без осталих елемената мерне методе) за око 0.3 - 0.4 dB изнад криве s_{21} на Сл. 4.15, тј. вредност слабљења самог реализованог прелаза је око 0.35-0.4 dB.

О утицају конструкционих елемената и паразитних ефеката ће бити више речи у наставку у посебном поглављу.



Сл. 4.15. S параметри реализованог прелаза.

С друге стране ако се Сл. 4.15 (реализација) упореди са Сл. 4.10 (симулација) види се да постоји слагање између перформанси симулираног модела прелаза и перформанси реализованог прелаза. При томе је други пол у реализованом моделу јасно изражен за разлику од симулационог модела, а такође је у централном делу интервала фреквенција између два пола s_{ii} параметара прилагођење лошије у реализованом моделу за 2-3 dB у односу на симулирани модел. Ово неслагање је последица толеранција присутних у реализацији, додатних конструкционих елемената, као и додатних елемената у мерној методи који нису присутни у симулационом моделу.

Сумарно можемо рећи да је у овом поглављу извршена детаљна анализа предложеног прелаза и утврђене његове перформансе. Прелаз припада Е-типу прелаза, јер користи специфично пројектовану монопол јаги-уда антену за спрегу са таласоводом која је смештена у Е равни у средину таласовода.

Реализован прелаз има геометријски компактну структуру како би се обезбедило да има мало унесено слабљење и што боље прилагођење у целом опсегу.

Једноставна конструкција прелаза у којој нема симетризатора, дугачких линија са оштрим савијуцима и који не садржи делитеље/сабираче снаге са фазним померачима и/или трансформаторима импедансе (који уносе значајне губитке) је дао мало унесено слабљење структуре и добро прилагођење.

5. ПРЕЛАЗ ПОБОЉШАНЕ КОНСТРУКЦИЈЕ

Осврнимо се на тренутак на резултате добијене новим прелазом који је описан. У претходним експериментима са двоелементном монопол јаги антеном као спрежним елементом добијени су значајни резултати. Главни резултат добијен на основу поменутог модела је тај што је показано да је реализација прелаза на бази предложеног концепта могућа. Међутим, карактеристике које су добијене нису у потпуности задовољиле иницијалне захтеве. Наиме, ако се резултати посматрају са становишта широкопојасног рада (у смислу обухватања целог таласоводног опсега) - резултати су релативно скромни, док се за средње ширине пропусног опсега може рећи да је решење задовољавајућих карактеристика. Са становишта неелектричних перформанси, реализован модел прелаза је показао да има све погодности које је и имплицирала предложена конструкција.

Пошто је циљ овог истраживања реализација широкопојасног прелаза са новим концептом, уведене су додатне модификације у конструкцији како би се покушали испунити и ти захтеви.

5.1. Принцип рада прелаза са троелементном антенном

Према Сл. 4.11 и Сл. 4.15 које приказују карактеристике прелаза добијене симулацијом и мерењем реализованог прелаза закључује се да је главни проблем у испуњењу циљева побољшање перформанси у централном делу опсега док су на почетку и крају X опсега карактеристике прелаза задовољавајуће.

Стога је основна идеја за побољшање перформанси да се додатним паразитним елементима покуша побољшати прилагођење прелаза у критичном делу опсега. Оваква идеја је оправдана из следећих разлога. Најпре у случају прелаза где се монопол јаги антена користи као спрежни елемент не постоји захтев за великом директивношћу антене, нити би она учинила прелаз значајно бољим. Дакле, у случају употребе антене као спрежног елемента утицај додатних паразитних елемената се може посматрати глобално само као утицај на прилагођење и његово побољшање. Стога пошто не треба велика директивност, а неопходна је поправка перформанси само у централном делу опсега закључак је да не треба користити већи број додатних паразитних елемената, нарочито из разлога што би они значајно повећали димензије прелаза. Размотримо зато додавање само једног паразитног елемента, којем одговара и најмање повећање димензија прелаза, и покушајмо реализовати широкопојасни прелаз.

Функција додатних паразитних елемента се може објаснити на следећи начин.

Према моделу са Сл. 5.1, могу се израчунати импедансе спрежног елемента у ситуацији када се има само један паразитни елемент (тј. укупно два елемента: рефлектор и побудни елемент) Z_{ul2} и када их има два Z_{ul3} (тј. укупно три елемента: рефлектор, побудни елемент и директор) и оне су, према слици:

а) за двоелементну антену:

$$Z_{ul2} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}}, \quad (5.1)$$

б) за троелементну антену је улазна импеданса:

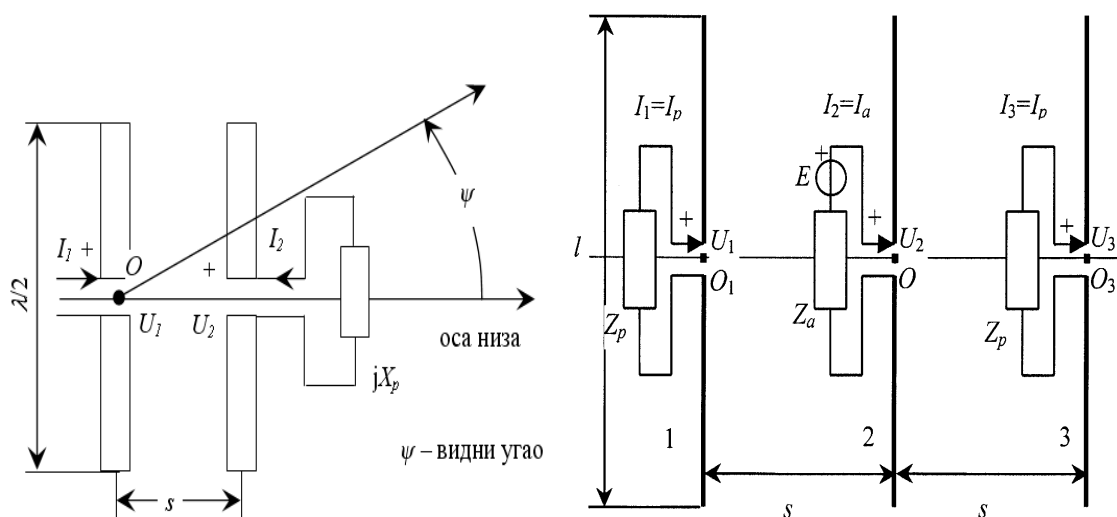
$$Z_{ul3} = \frac{V_2}{I_2} = Z_{22} - \frac{Z_{21}}{\Delta} \left(\frac{Z_{12}Z_{33} - Z_{13}Z_{32}}{Z_{11}Z_{33}} \right) - \frac{Z_{23}}{\Delta} \left(\frac{Z_{11}Z_{32} - Z_{12}Z_{31}}{Z_{11}Z_{33}} \right) \quad (5.2)$$

$$\Delta = 1 - \frac{Z_{13}Z_{31}}{Z_{11}Z_{33}} \quad (5.3)$$

при чему су Z_{ii} и Z_{ij} матрични параметри за елементе са Сл. 5.1. Ако елементи нису веома блиски матрични елементи Z_{ii} се могу добро апроксимирати импедансама тих елемената који су усамљени, док су Z_{ij} међусобне импедансе тих елемената. У Прилогу 2 је дат начин израчунавања ових матричних елемената за танке диполе и он се може, уз помоћ симетрије, апроксимативно и овде применити за објашњење принципа рада. Резултати приказани у наставку текста показују да се постављени захтеви могу испунити прелазом са троелементном антенном, па антене са већим бројем елемената нису разматране.

На Сл. 5.1 су у елементе уметнуте и реактансе којима се могу моделовати мале промене дужина елемената које би се иначе тешко аналитички могле узети у обзир [83], [84] и [85].

Наиме, за јаги антене наштампане на подлози нема теоријских резултата за сопствене и међусобне импедансе. Само примена модерних 3д нумеричких метода електромагнетике омогућава прецизну анализу такве структуре, али такав прилаз не пружа увид и у феноменологију и начин функционисања прелаза.

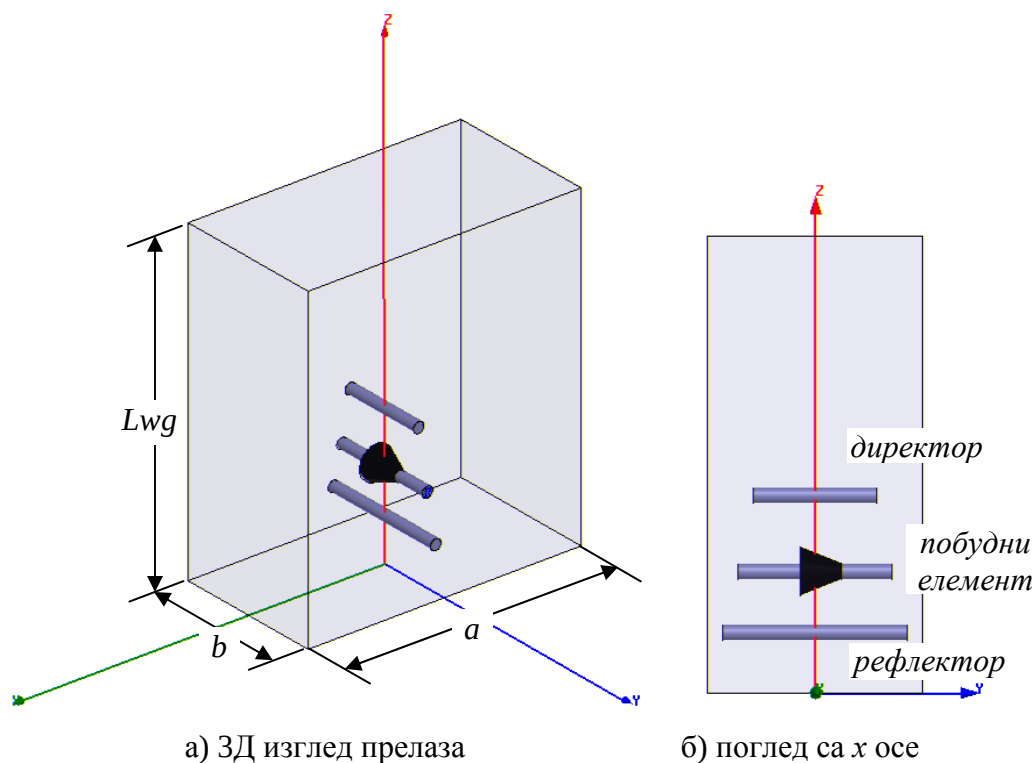


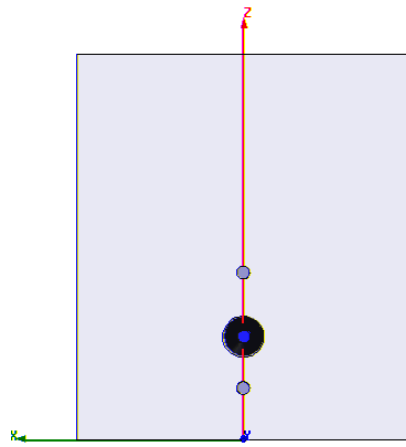
Сл. 5.1. Моделовање дво и троелементне јаги антене.

На основу добијених резултата према (5.1) – (5.3), имајући у виду и Прилог 2, закључује се да уколико је спрега са трећим елементом (директором) мала тада нема модификације импедансе двоелементне антене. Ако је други паразитни елемент близу побудном елементу онда он према изразу (5.2) и (5.3) модификује улазну импедансу у мери која зависи од облика додатног паразитног и напајаног елемента и њихових релативних положаја.

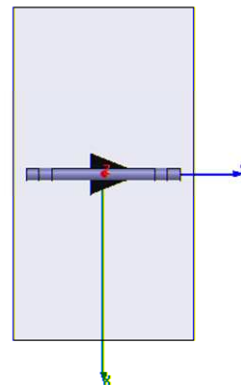
Претходни модел иако пружа основни увид у функционисање спрежног елемента са јаги-уда антенном и указује на међузависност параметра ипак је релативно груб јер не укључује и утицај зидова таласовода на улазну импедансу антене.

Спрезање јаги антене са зидовима таласовода се за разматрану структуру може анализирати преко теорије ликова. Наиме, према Сл. 5.2 утицај зидова таласовода се може заменити ликовима и у овом случају с обзиром на конфигурацију еквивалентан систем ће се састојати од бесконачног тродимензионалног скупа ликова, односно у еквивалентном систему имамо тродимензионалан (бесконачан по две димензије) антенски низ у слободном простору, тако да је улазна импеданса спрежног елемента у ствари улазна импеданса оваквог тродимензионалног антенског система. Јасно је да овај потпунији модел базиран на теорему еквиваленције даје бољу слику функционисања прелаза и утицаја зидова таласовода на импедансу спрежног елемента. Према Сл. 5.2 и Сл. 5.3 где је приказан еквивалентан систем за троелементну антену у таласоводу (у три пројекције) израчунава се улазна импеданса антене.



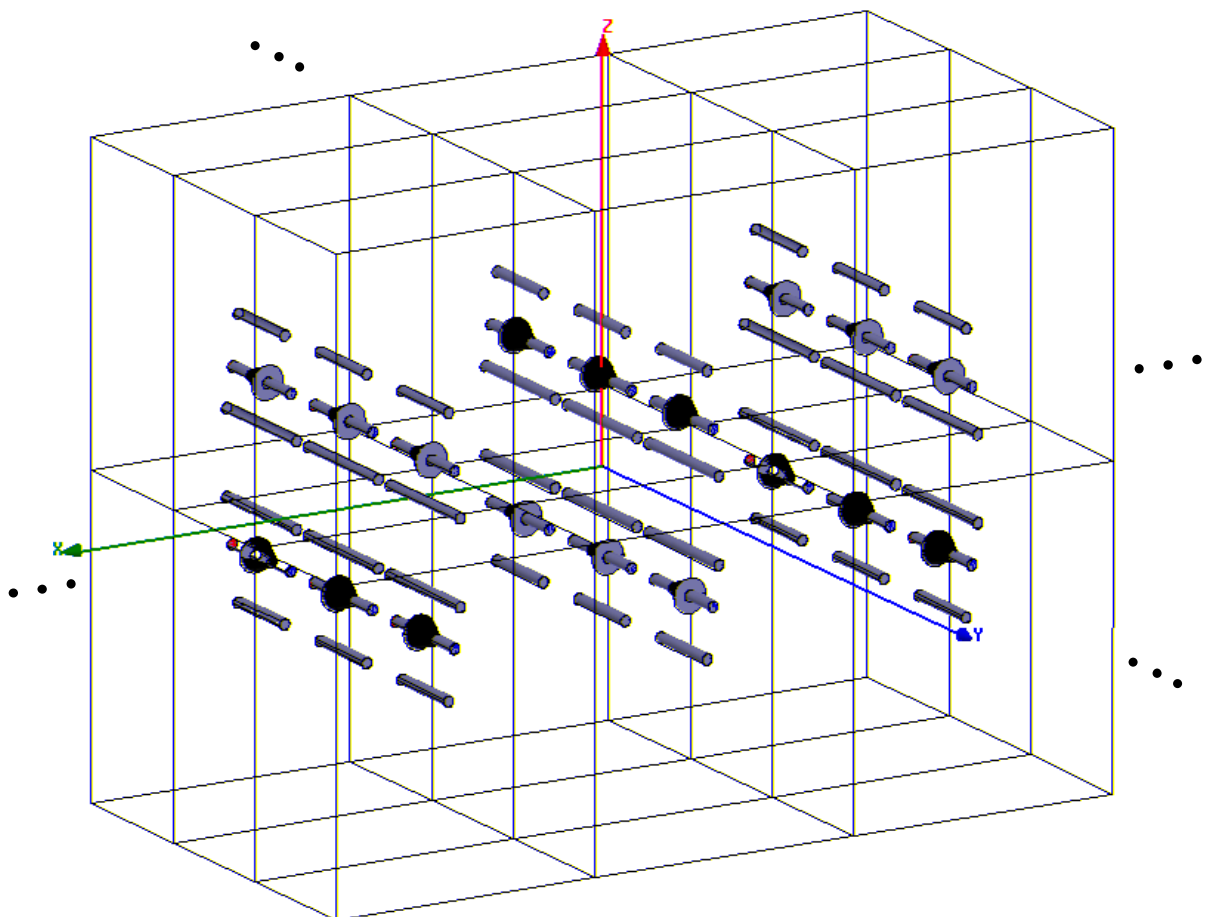


в) поглед са у осе

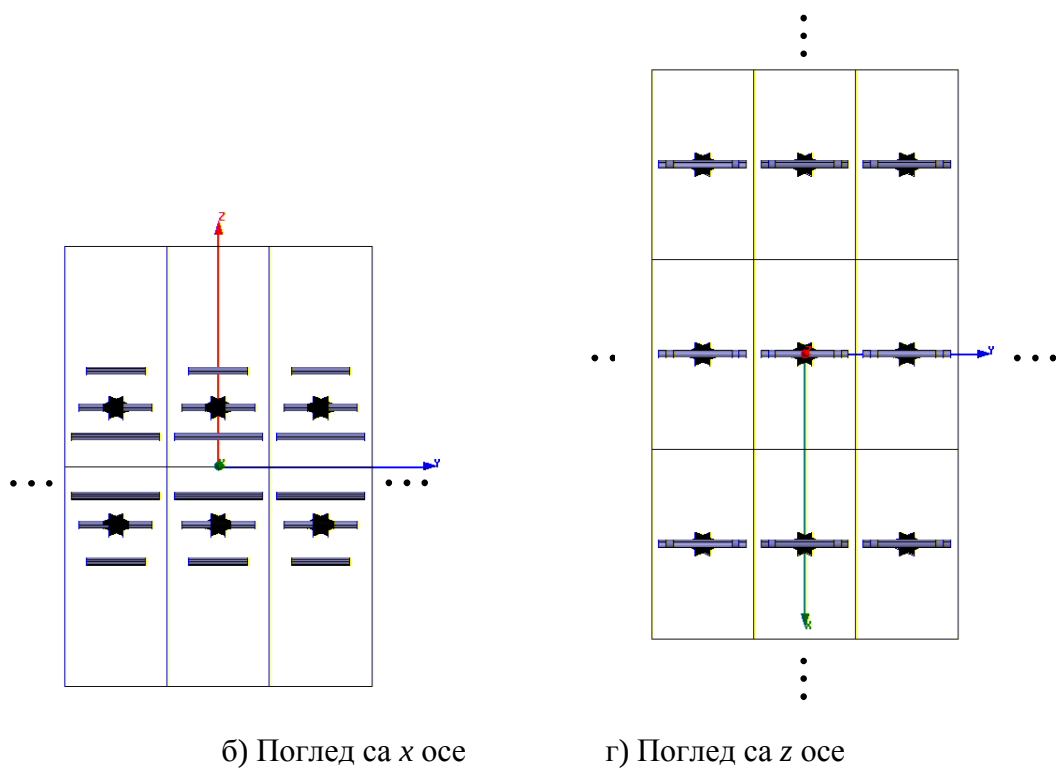


г) поглед са z осе

Сл. 5.2. Шематски приказ оригиналног прелаза (јаги антене у таласоводу).

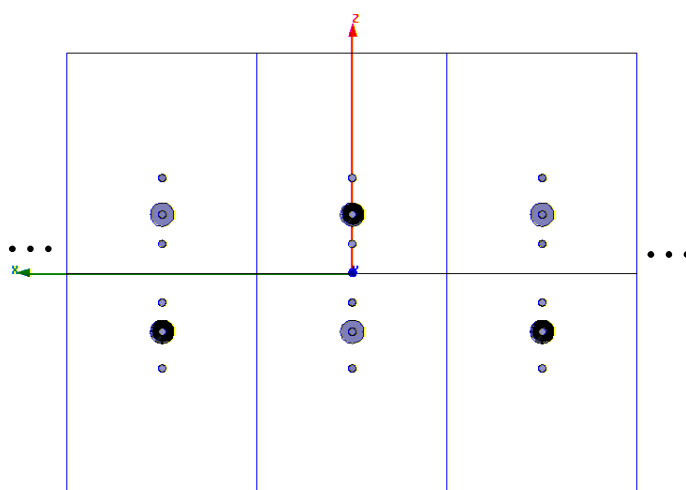


а) 3Д изглед дела еквивалентног модела са ликовима (комплетан модел чини бесконачно много ликова у x и y правцима).



б) Поглед са x осе

г) Поглед са z осе



в) Поглед са y осе

Сл. 5.3. Шематски приказ модела са ликовима.

Полазећи од оригиналног модела прелаза (са таласоводом) Сл. 5.2 на основу теореме еквиваленције, односно ликова [70] до еквивалентног модела у којем је утицај таласовода замењен еквивалентним ликовима антене долазимо одговарајућим пресликавањем зидова таласовода и антене у односу на одговарајуће зидове таласовода. У K -тој генерацији број ликова са једне стране оригиналне антене иде од 1 до Nr , а са друге од Nl до -1 ($Nl < 0$), при чему је:

за K непар, $K=2n+1$

$$Nr = \frac{2^{K+1}-1}{2^2-1} = \frac{2^{K+1}-1}{3} \quad (5.4)$$

$$Nl = -\frac{2^K-2}{2^2-1} = -\frac{2^K-2}{3} \quad (5.5)$$

за K парно, $K=2n$

$$Nr = \frac{2^K-1}{2^2-1} = \frac{2^K-1}{3} \quad (5.6)$$

$$Nl = -\frac{2^K-1}{2^2-1} = -\frac{2^K-1}{3}. \quad (5.7)$$

Како се број генерација повећава, тј. $K \rightarrow \infty$, у моделу остају само ликови оригиналне антене, а њихов број постаје бесконачан ($\sim 2^K$). Део финалног еквивалентног модела је приказан на Сл. 5.3.

Уведимо означавање индексица ijk појединачних елемената оригиналне антене и њених ликова, на следећи начин:

$$\begin{aligned} ijk=(0,0,1) & \text{ је рефлектор оригиналне антене,} \\ ijk=(0,0,2) & \text{ је побудни елемент оригиналне антене,} \\ ijk=(0,0,3) & \text{ је директор оригиналне антене,} \end{aligned} \quad (5.8)$$

ликови ових елемената у односу на кратак спој таласовода се добијају заменом k са $-k$, а у односу на бочне зидове таласовода ликови добијају индексе на сличан начин, видети Сл. 5.3.

Сада је цео модел са ликовима описан са скупом индекса:

$$ijk, i=(-\infty, +\infty), j=(-\infty, +\infty), k=[-3, +3] \wedge k \neq 0, ijk \in \mathbf{Z}. \quad (5.9)$$

С обзиром да се у еквивалентном моделу има бесконачан скуп елемената од којих су неки напајани, а неки пасивни, мора се посматрати номинално цео бесконачан скуп једначина, које треба решити да би се одредила струја напајаног елемента (побудног елемента) оригиналне антене. Јасно је међутим да за елементе који су далеко од области која се решава што су даље од ње њихов утицај је све мањи па се после неког елемента утицај осталих може занемарити. То значи да је довољно посматрати само један мањи коначан скуп једначина које ће се решити да би се израчунала улазна импеданса антене у таласоводу.

Систем једначина које треба решити је следећи:

$$V_{lmn} = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{\substack{k=-3 \\ k \neq 0}}^3 Z_{ijk \ lmn} I_{ijk} \quad (5.10)$$

при чему је:

$$V_{lmn} = \begin{cases} 0, & n = \pm 1, \pm 3 \\ V_{lmn} \neq 0, & n \neq \pm 1, \pm 3 \end{cases} \quad (5.11)$$

$$I_{ijk} = \begin{cases} I_{002}(-1)^j & k = 2 \\ -I_{002}(-1)^j & k = -2 \\ I_{ijk} & n \neq \pm 1, \pm 3 \end{cases} \quad (5.12)$$

при чему је:

$$ijk, i=(-\infty, +\infty), j=(-\infty, +\infty), k=[-3, +3] \wedge k \neq 0, ijk \in \mathbf{Z} \quad (5.13)$$

$$lmn, l=(-\infty, +\infty), m=(-\infty, +\infty), n=[-3, +3] \wedge n \neq 0, lmn \in \mathbf{Z}. \quad (5.14)$$

У овим изразима $Z_{ijk\ lmn}$ представља међусобне импедансе елемената на локацијама ijk и lmn , при чему је наравно због реципроцитета $Z_{lmn\ ijk} = Z_{ijk\ lmn}$.

Решавањем система једначина (за коначан, али довољно велики број ликова који омогућавају конвергенцију решења) добијају се V_{lmn} и I_{lmn} , па је улазна импеданса антене у таласоводу:

$$Z_{ul} = \frac{V_{002}}{I_{002}}. \quad (5.15)$$

Да би се систем једначина могао решити неопходно је познавање матричних параметара. За одређивање сопствених и међусобних импеданси елемената неопходно је познавати њихов облик и међусобни положај. Сопствене импедансе елемента се при томе ако су елементи довољно удаљени могу апроксимирати са импедансама тих елемената када су усамљени.

Код одређивања $Z_{ijk\ lmn}$ је за $ijk=lmn$ сопствена импеданса елемента ijk , док је за $ijk \neq lmn$ $Z_{ijk\ lmn}$ међусобна импеданса елемената ijk и lmn и при њеном рачунању могу се у систему ликова разликовати 3 ситуације које су приказане на Сл. 5.4. За те три ситуације уколико се ради о танким диполима/монополима (или уколико се реалан модел апроксимира оваквим скупом елемената) могу се искористити резултати познати из теорије антена [64], [65], [66], [67] и [68] и те конфигурације су:

а) елементи (ликови и/или оригинал) су постављени нормално на осу која спаја њихове центре (side-by-side configuration) и добија се у следећим случајевима:

1. за свако ijk и lmn за које је

$$k=n \wedge i=l$$

нпр. елементи 002 и 012 на Сл. 5.3 (3д или 2д, поглед са таласоводног приступа ка антени),

2. за свако ijk и lmn за које је

$$i=l \wedge j=m$$

нпр. елементи 002 и 003 на Сл. 5.3 (3д или 2д, поглед са таласоводног приступа ка антени),

3. за свако ijk и lmn за које је

$$\begin{aligned} i &= l \wedge \\ j &\neq m \wedge \\ k &\neq n \end{aligned}$$

нпр. елементи 002 и 013 на Сл. 5.3 (3д или 2д, поглед са таласоводног приступа ка антени),

б) елементи (ликови и/или оригинал) су постављени паралелно са осом која спаја њихове центре, тзв. ешалон конфигурација (collinear configuration) и добија се за свако ijk и lmn за које је

$$\begin{aligned} k &= n \wedge \\ j &= m \end{aligned}$$

(нпр. елементи 032 и 332 на Сл. 5.3),

в) елементи (ликови и/или оригинал) су постављени тако да су им осе косе у односу на линију која им спаја центре (parallel in echalon configuration) и добија се у свим осталим случајевима који нису а), или б) (нпр. елементи 002 и 332 на Сл. 5.3).

Ове три карактеристичне ситуације које обухватају све могуће међусобне положаје елемената су приказане на Сл. 5.4. За ове три ситуације су изрази за међусобне импедансе елемената дати у Прилогу 2.

Сопствене импедансе елемената за разматране ситуације се могу апроксимирати импедансама усамљених елемената уколико су довољно далеко и изрази за сопствене импедансе су дати такође у Прилогу 2.

Узимањем довољног броја ликова и решавањем система једначина добија се Z_{ul} за антену, тј. спрежни елемент прелаза. Z_{ul} овде представља улазну импедансу која се види са приступа спрежног елемента када је приступ таласовода прилагођен. Стога се из Z_{ul} добијају и остали параметри прелаза из следећих једначина:

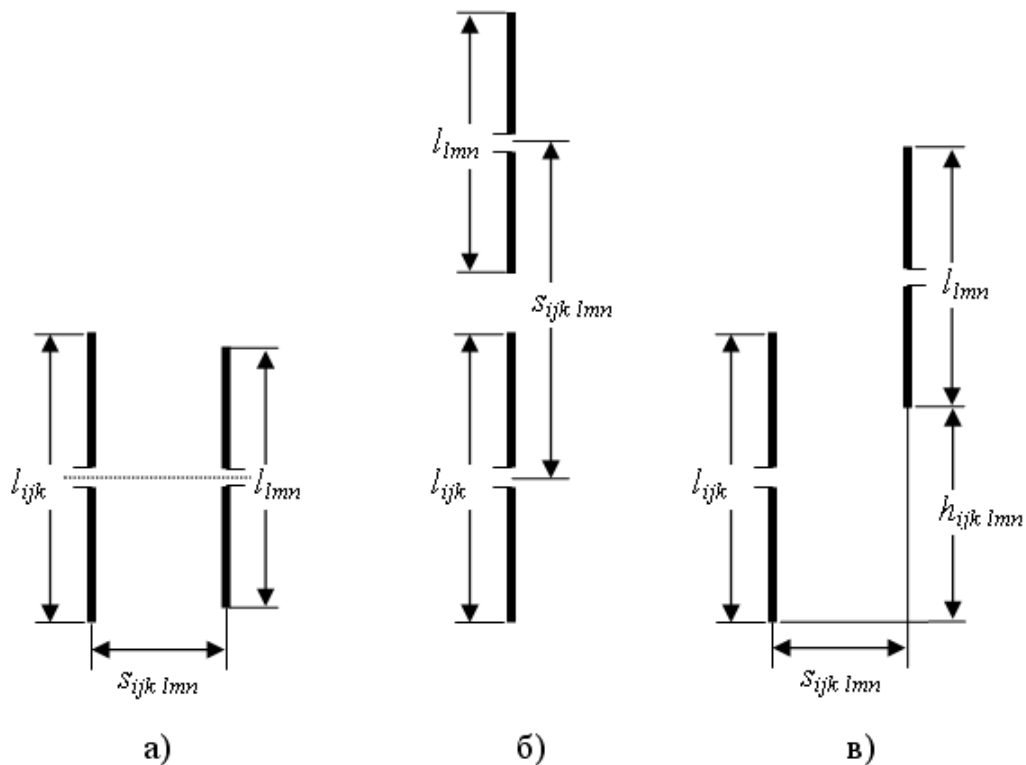
$$s_{11} = \frac{Z_{ul} - Z_c}{Z_{ul} + Z_c}, \quad (5.16)$$

а пошто су губици занемарени то је $s_{22} = s_{11}$ и

$$|s_{21}| = \sqrt{1 - |s_{11}|^2}, \quad (5.17)$$

где је Z_c нормализациона импеданса.

Мада се на основу Z_{ul} и описаног модела могу израчунати сви параметри прелаза циљ приказане анализе је првенствено био да се покаже функционисање прелаза и зависност његових перформанси од геометрије.

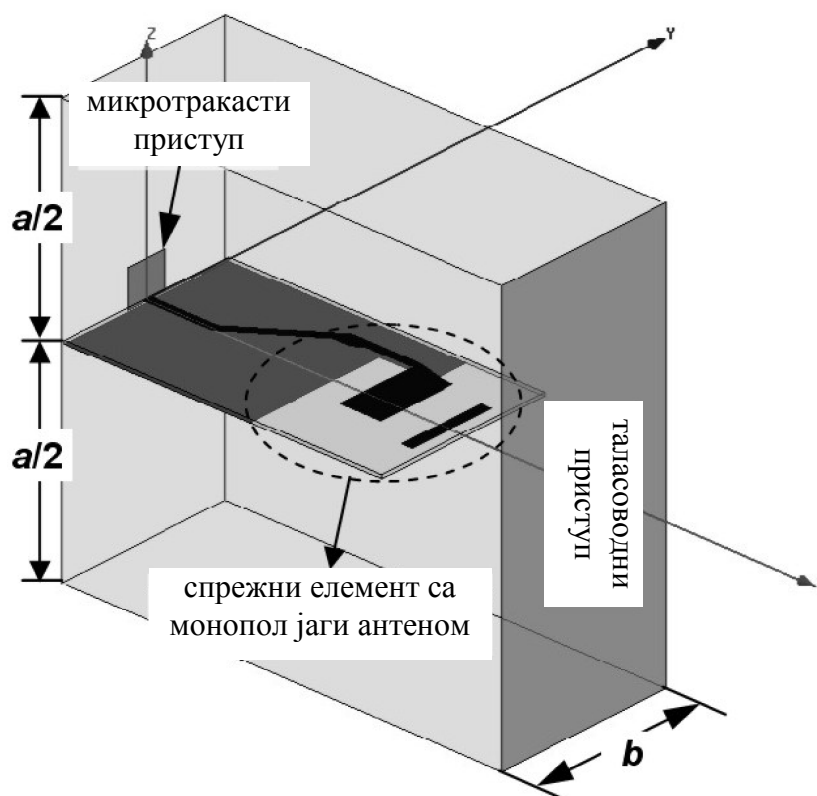


Сл. 5.4. Конфигурације међусобног положаја елемената за одређивање међусобних импеданси елемената.

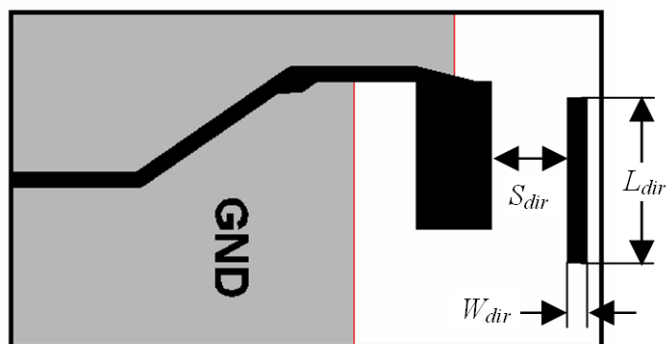
Генерално речено, аналитички модели се могу применити само за ограничен скуп правилних структура, док се највећи број реалних структура (како због облика елемената тако и због присуства подлоге) може (и мора) прецизно моделовати само применом нумеричких метода електромагнетике. Но без обзира на то видимо да су аналитички модели (за разлику од нумеричких) макар и апроксимативни од великог значаја јер се на основу њих може стећи бољи увид у начин функционисања структуре и издвојити утицаји доминантних параметара модела. Стога је овде циљ био да се са приказом еквивалентног аналитичког модела прелаза добије бољи увид у функционисање прелаза и “осећај” за интеракцију појединих елемената, што је неопходно за утврђивање значаја појединих параметара прелаза и издвајање минималног скупа параметара за његову оптимизацију. Јасно је наравно да је све параметре модела немогуће оптимизовати јер би то захтевало дуго време оптимизације и коришћење непрактично великих рачунарских ресурса.

5.2. Анализа и оптимизација прелаза са троелементном антенном

У даљем раду је претпостављено да се са само једним паразитним елементом може реализовати широкопојасан прелаз и на основу тога је направљен нов симулациони модел, извршена његова параметризација и оптимизација.



а)



б)

Сл. 5.5. Параметризација модела прелаза микротракастог вода на таласовод са троелементном монопол јаги антенном као спрежним елементом:
а) 3Д изглед, б) штампана плоча (видети Сл. 3.8 за остале параметре).

На Сл. 5.5 је приказан 3Д и 2Д изглед параметризованог модела прелаза са троелементном јаги антенном као спрежним елементом.

Циљеви оптимизације модела су:

-прилагођење на приступима $>15\text{dB}$,

-пролазно слабљење прелаза $<0.5\text{dB}$,

-пропусни опсег обухвата радни опсег таласовода на X опсегу.

Оптимизацијом приказаног модела се добијају два решења са различитим геометријама прелаза. Оно по чему су решења карактеристична су различите импедансе директора и њихове спреге са побудним елементом. Као што је познато из теорије јаги-уда антена, слична ситуација се има и у случају јаги-уда антена – два решења конструкције где једно користи слабију, а друго јаку спрегу директора и побудног елемента.

У решењу са слабијом спрегом директор је на већем растојању од нападајућег елемента и директор је веће импедансе.

Решење које користи јаку спрегу директора и побудног елемента има директор близу побудном елементу, а у овом решењу директор је ниске импедансе.

Пошто је од значаја утврдити реалне перформансе ова два решења у наставку ће бити приказани резултати оптимизације, као и резултати добијени мерењем оба реализована прелаза.

Слично као и код прелаза са двоелементном јаги антенном и код овог прелаза је неопходна комплетна 3Д оптимизација целог модела коришћењем нумеричких метода електромагнетике због јаке спреге између појединих елемената јаги антене с једне стране и јаги антене и таласовода, с друге стране. И у овом прелазу је узет проводник микротракастог вода у споју са зидовима таласовода целом својом дужином, а цео спрежни елемент је фотолитографским поступком наштампан на подлогу RO4003 са $H_{\text{sub}} = 0.2 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 3.38$, $\text{tg}\delta = 32 \cdot 10^{-4}$. Штампана плочица спрежног елемента је постављена у центар таласовода као и у моделу без директора (на пола a димензије таласовода), видети Сл. 5.5.

5.2.1. Директор у слабој спрези – Решење 1

Полазећи од модела са Сл. 5.5, постављајући иницијалне параметре за штампању плочу на вредности добијене оптимизацијом двоелементног модела и спроводећи поступак оптимизације једно од решења [86], [87] и [88] прелаза које се добија је приказано у Табели 5.1 .

На Сл. 5.6 је приказана расподела струје (на $f=10\text{GHz}$) за овај модел (горња и доња метализација подлоге), на основу које се закључује да се у електричном смислу издвајају 5 секција у оквиру спрежног елемента: А, Б, В, Г, Д. Сегмент А је улазна секција микротракастог вода, Б је секција за прилагођење, В ивица узетљеног проводника која је уједно и рефлекторски елемент, Г је побудни елемент (монопол) и Д је директорски елемент. Секција Б и В су интегрисане у прелазу, док се (само за иницијални модел) секције А, Г и Д могу третирати као приближно независни сегменти. На основу приказане расподеле струје јасно је да је спрега између елемената Б, В, Г јака, те се само за одређивање иницијалних

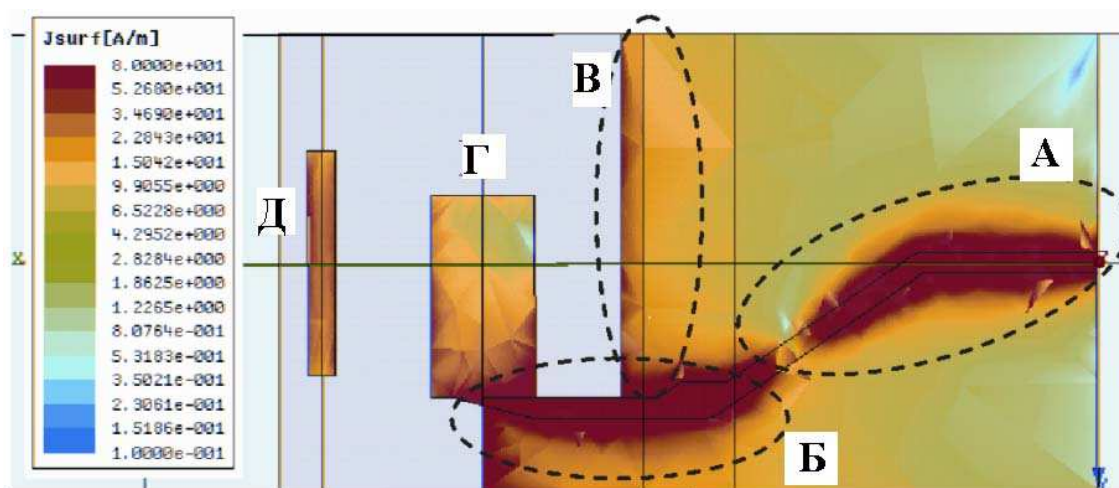
геометријских параметара прелаза они могу посматрати као приближно независни.

Табела 5.1. Геометријски параметри Решења 1 прелаза.

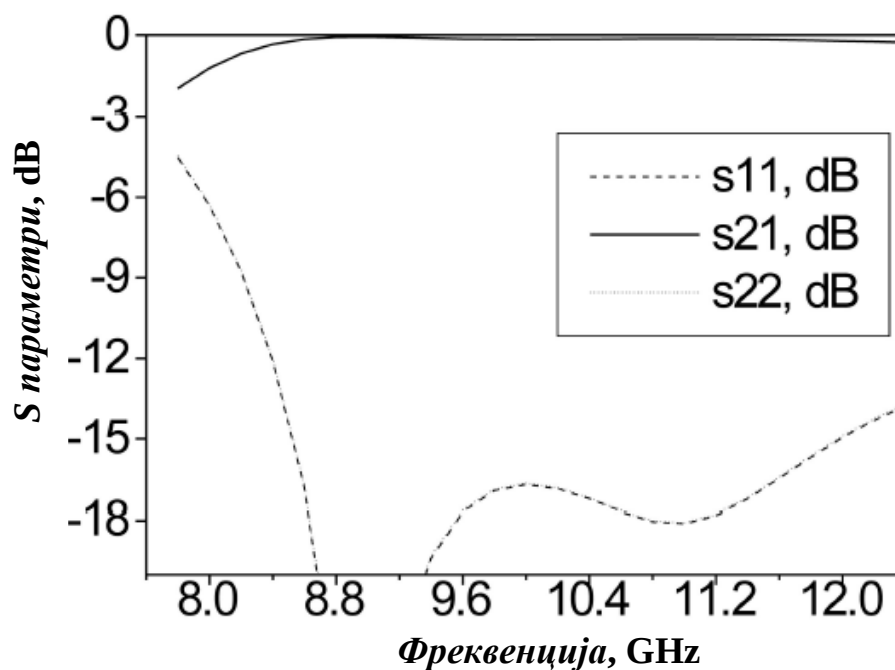
ПАРАМЕТАР	ВРЕДНОСТ
ТАЛАСОВОД	mm
a	22.86
b	10.16
L_{wg}	$1.1 \cdot a$
ПОДЛОГА	
H_{sub}	0.2
W_{sub}	b
L_{sub}	18
t_{Cu}	$17.5 \cdot 10^{-3}$
L_{subovr}	0.6
МИКРОТРАКАСТИ ВОД	
W_{mlin}	0.46
L_{mlinln}	3.9
КВАЗИ-МИКРОТРАКАСТИ ВОД	
W_{Gfnt}	2.1
$L_{fnt} = S_{ref}$	1.9
k_{Trc}	3.5
МОНОПОЛ	
L_{mnp}	4.5
W_{mnp}	2.3
k_{Wcnc}	0.8
ДИРЕКТОР	
L_{dir}	5
W_{dir}	0.6
S_{dir}	2.1

У зависности од технологије израде штампане плоче и квалитета подлоге у неким случајевима може бити неопходна мања поправка прилагођења прелаза која се реализује малим проширењем (ромбоид) микротракастог вода на другом савијутку (од улазног приступа), што је скицирано на Сл.5.5. Висине приказаног просрења-ромбоида за коришћену технологију и подлогу су приближно 0.25 mm x 0.30 mm.

S-параметри добијени симулацијом су приказани на Сл. 5.7, при чему су у симулацији занемарени губици у металу (због недостатака прецизнијих података о метализацији и технолошком поступку), док су губици у диелектрику узети у обзир. Симулација показује да су s_{11} и s_{22} бољи од -16dB у скоро целом X опсегу (s_{11} се практично поклапа са s_{22} на Сл. 5.7), док је унесено слабљење око 0.15dB на централној фреквенцији.



Сл. 5.6. Расподела струје на спрежном елементу прелаза, Решење 1.



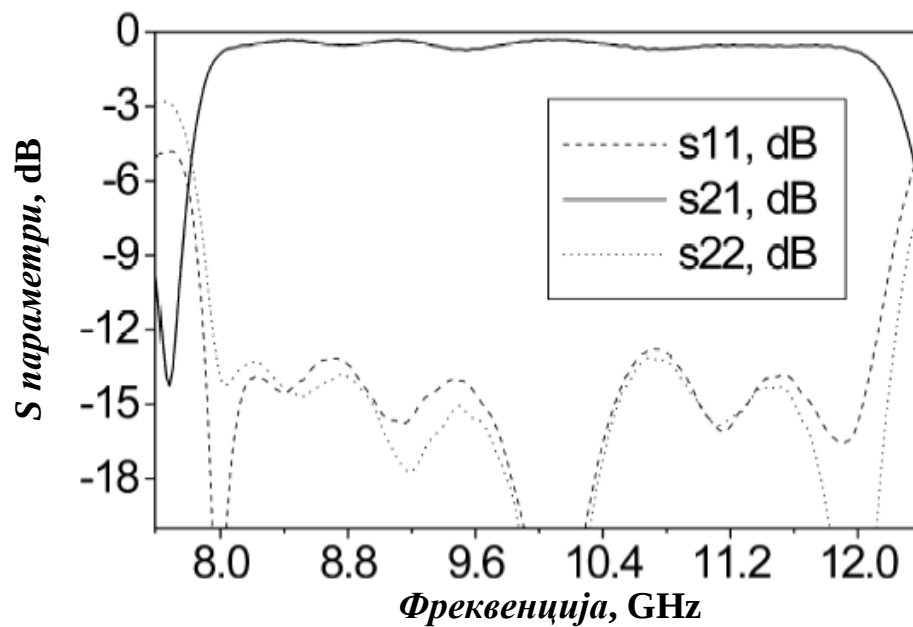
Сл. 5.7. S-параметри Решења 1 прелаза добијени симулацијом.

На основу симулационог модела прелаз је реализован и измерене су његове карактеристике.

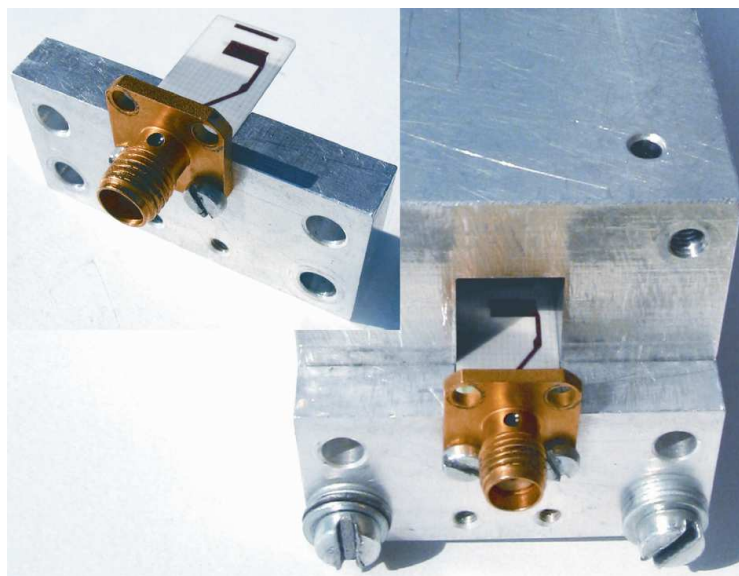
Сл. 5.8 приказује измерене S-параметре прелаза, док је на Сл. 5.9 приказан изглед монтаже реализованог прелаза. Мерна метода је иста као и код прелаза са двоелементном монопол јаги антенном и приказана је на Сл. 4.13 у претходном поглављу.

За реализован прелаз Решења 1 према Сл. 5.8 п-п варијације (peak to peak) унесеног слабљења су у интервалу $0.3 \div 0.6$ dB, а прилагођење на оба приступа је

боље од око 13 dB у приближно целом X опсегу. За границе прилагођења 10 dB ширина пропусног опсега је 43.6%, док је за границе прилагођења 13dB ширина опсега 42%.



Сл. 5.8. Измерени S-параметри реализованог Решења 1 прелаза.



Сл. 5.9. Изглед реализованог Решења 1 прелаза.

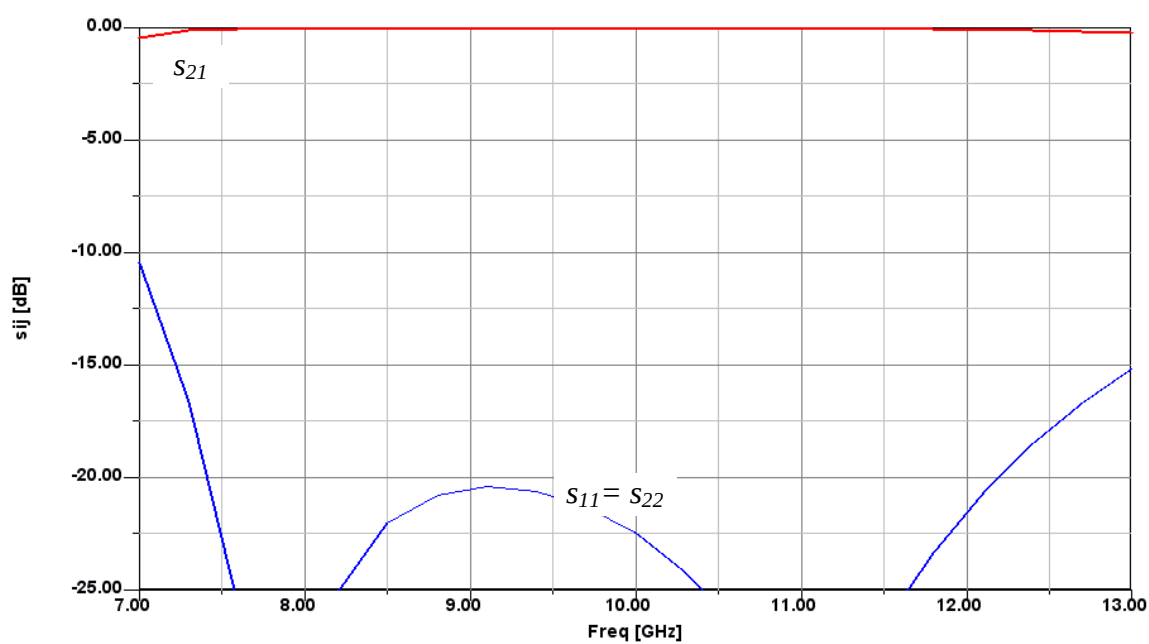
5.2.2. Директор у јакој спрези – Решење 2

Параметри другог решења које се добија у поступку оптимизације су приказани у Табели 5.2. При томе су иницијални параметри за штампану плочу постављани на вредности добијене оптимизацијом двоелементног модела, као и у првом решењу.

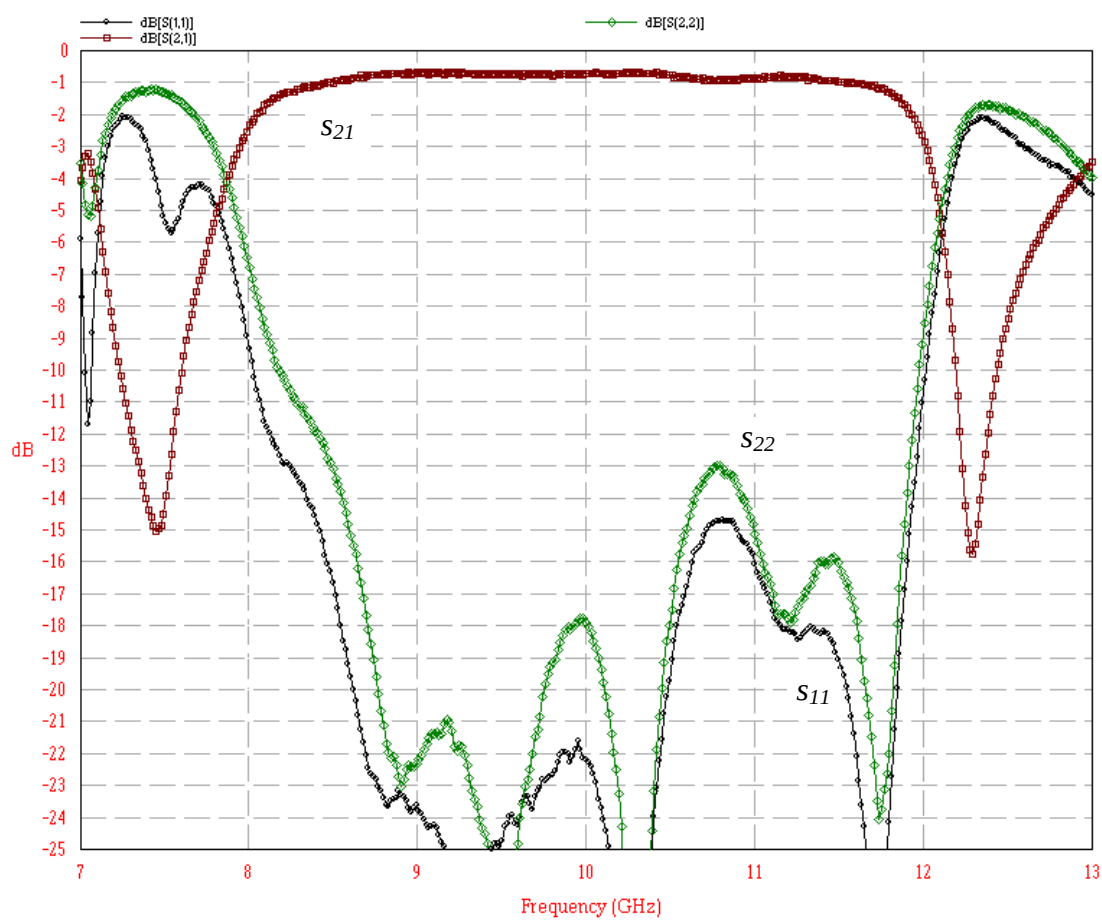
Табела 5.2. Геометријски параметри Решења 2 прелаза.

ПАРАМЕТАР	ВРЕДНОСТ
ТАЛАСОВОД	mm
a	22.86
b	10.16
L_{wg}	1.1*a
ПОДЛОГА	
H_{sub}	0.2
W_{sub}	b
L_{sub}	18.345
t_{Cu}	$17.5 \cdot 10^{-3}$
L_{subovr}	0.945
МИКРОТРАКАСТИ ВОД	
W_{mlin}	0.46
L_{mlinln}	3.9
L_{tr}	4.7
L_{out}	1.9
КВАЗИ-МИКРОТРАКАСТИ ВОД	
W_{Tfnt}	0.52
W_{Gfnt}	2.1
$L_{fnt} = S_{ref}$	2.2
k_{Trc}	3.5
ПРИЛАГОЂЕЊЕ	
k_{Lovr}	0.65
L_{1omln}	0.5
W_{1omln}	0.664
МОНОПОЛ	
L_{mnp}	4.9
W_{mnp}	2.7
k_{Wcnc}	0.8
ДИРЕКТОР	
L_{dir}	6.2
W_{dir}	1.2
S_{dir}	0.8

Слично као и у првом решењу на основу расподеле струје могу се утврдити функције појединих елемената на спрежном елементу, па то није посебно приказано за ово решење.



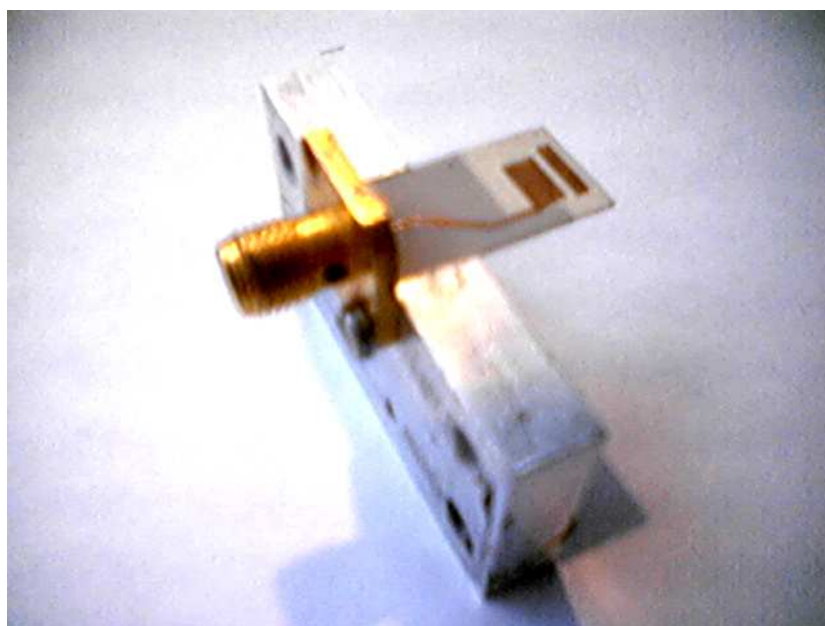
Сл. 5.10. S-параметри Решења 2 прелаза добијени симулацијом.



Сл. 5.11. Измерени S-параметри реализованог Решења 2 прелаза.

S-параметри добијени симулацијом су приказани на Сл. 5.10, при чему су у симулацији занемарени губици у металу, док су губици у диелектрику узети у обзир. Симулација показује да су s_{11} и s_{22} бољи од -20 dB у скоро целом X опсегу ($s_{11} \approx s_{22}$), док је унесено слабљење око 0.1dB на централној фреквенцији.

Сл. 5.11 приказује измерене S-параметре реализованог Решења 2 прелаза, док је на Сл. 5.12 приказан изглед његове монтаже. Мерна метода је иста као и код прелаза са двоелементном монопол јаги антенном и приказана је на Сл. 4.13 у претходном поглављу.



Сл. 5.12. Изглед реализованог Решења 2 прелаза.

Према Сл. 5.11 п-п варијације (peak to peak) унесеног слабљења су у интервалу $0.5 \div 0.8$ dB, а прилагођење на оба приступа је боље од ≈ -13 dB у скоро целом X опсегу. За границе прилагођења 10 dB ширина пропусног опсега је $\approx 40\%$.

Видимо да карактеристике оба решења задовољавају постављене захтеве везане за перформансе прелаза. При томе Решење 1 прелаза има нешто боље перформансе и оба имају довољну ширину пропусног опсега да обухвате цео таласоводни опсег. Међутим, с обзиром на толеранције израде и монтаже разлике у електричним перформансама ова два прелаза могу бити и последица толеранције израде штампане плочице, њеног монтирања и споја са SMA конектором. Стога се ни једном од ова два решења не може се дати значајна предност у смислу електричних перформанси. Решење 2 (са јачом спрегом директора мање импедансе) има извесну предност са становишта укупних димензија, јер су мање него код првог прелаза.

У оба решења се коришћењем дебелог монопола обезбеђује широкопојасни рад јаги антене као спрежног елемента, што је добро познат резултат из теорије антена.

У реализацији нису сви конструкциони елементи узети у обзир јер би симулациони модел био превише сложен и захтевао би превелике ресурсе за симулацију. Нпр. иако је таласовод у симулацији био потпуно затворен на страни приступа микротракастог вода (осим дела за приступ), у реализацији се показало да (за овај прелаз) делимично затварање таласовода даје такође добре резултате. У случају потпуно отворене горње половине таласовода (изнад микротракасте линије) карактеристике прелаза су лошије. О овом ефекту чему ће бити више говора у поглављу које обрађује паразитне ефекте.

Може се закључити да је као резултат уведених модификација у конструкцију добијен компактан прелаз, који се реализује једнослојном технологијом, не садржи вие и не користи симетризатор (који је иначе стандардни елемент у до сада описаним прелазима) и обухвата цео радни опсег таласовода.

Иако су димензије прелаза повећане додавањем директора, у поређењу са прелазом са двоелементном антенном као спрежним елементом, према резултатима види се да су добијени значајно бољи резултати него у поменутом двоелементном прелазу. Стога се извесно повећање димензија може сматрати оправданим.

Укупна дужина штампане плочице са троелементом јаги антенном је ≈ 18 mm при чему је урачуната и дужина улазног микротракастог вода. Дужина самог прелаза ≈ 8 mm. То значи да предложена конструкција има физичке димензије које су око 50% мање од конструкције са квази-јаги антенном описаном у [20], [21], [22], [23] и [24], а узимајући у обзир да је предложени прелаз реализован на подлози око три пута мање диелектричне константе од прелаза са квази-јаги антенном реално укупно смањење димензија је приближно 3.4 пута.

Иако је реализован на подлози са релативно великим губицима добијено је релативно мало слабљење прелаза. То је остварено конструкцијом која нема дугачких тејперованих линија, оштрих савијутака, не садржи симетризатор са делитеље/сабираче снаге са фазним померачима и трансформаторима импедансе који уносе значајне губитке

5.3. Приказ функционисања прелаза преко трансформације поља

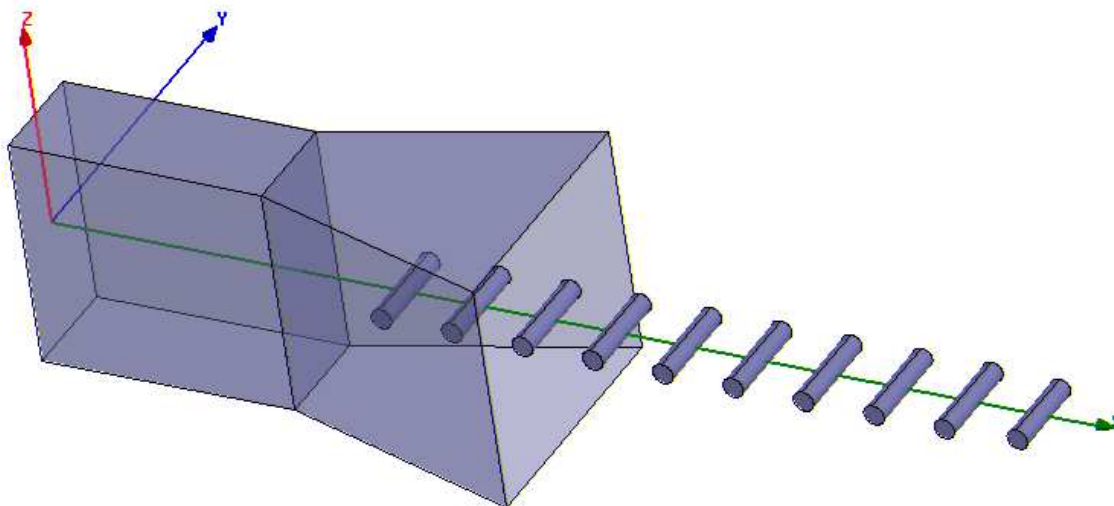
На почетку овог поглавља је приказан принципијелан начин моделовања и анализе прелаза са (монопол) јаги-уда антенном као спрежним елементом, а који је базиран на теорији ликова. Он је уједно пружио и детаљнији квалитативни увид у функционисање прелаза и указао који параметри доминантно утичу на перформансе прелаза. Приказан модел са ликовима пружа и могућност апроксимативне анализе неких једноставнијих конфигурација прелаза. Међутим, реално његов значај је првенствено у домену феноменологије функционисања прелаза и утврђивања главних параметара прелаза, јер данас се захтева да симулациони модели што квалитетније репрезентују реалну структуру и њене перформансе како би се финално решење добило минималним бројем итерација.

Практичне конструкције прелаза описане у дисертацији се не могу третирали аналитичким методама. Јасно је да се тачна анализа и оптимизација могу урадити само коришћењем нумеричких метода електромагнетике.

Примена нумеричких метода пружа могућност за један нов приступ у објашњењу начина функционисања прелаза, преко расподела и трансформација поља и расподеле струје дуж прелаза идући од микротракастог приступа на једној страни до таласоводног приступа на другој. Те додатне могућности ће бити приказане у наставку.

Прелаз омогућава прилагођавање конфигурације поља микротракастог вода на конфигурацију поља таласовода, а истовремено и прилагођавање њихових импеданси и трансфер енергије између њих уз минималну рефлексију. Директан спој микротракастог вода и таласовода би у замишљеној равни спајања ова два трансмисиона система дао коефицијент рефлексије $|\rho|$ близак 1 и тако онемогућио проток енергије. Ово се може закључити на основу израза (4.4)-(4.7) и (4.14)-(4.18) којима су дате карактеристичне импедансе микротракастог вода и правоугаоног таласовода, па је то дакле последица некомпатибилности геометрија ова два трансмисиона система и доминантних модова који се у таквим «геометријама» могу простирали. То је приказано на Сл. 1.3 за идеалне усамљене структуре, док је на Сл. 1.4 приказан однос геометрија ова два система за вођење на конкретном примеру 50-омске линије на подлози RO4003 у таласоводу WR90.

Прелаз мора на једну страну бити компатибилан са димензијама, геометријом и расподелом поља микротракастог вода, а на другу са таласоводом. Као што је речено једна од структура која задовољава те услове је и лествичасти низ сачињен од металних трака, или цилиндара (жица).

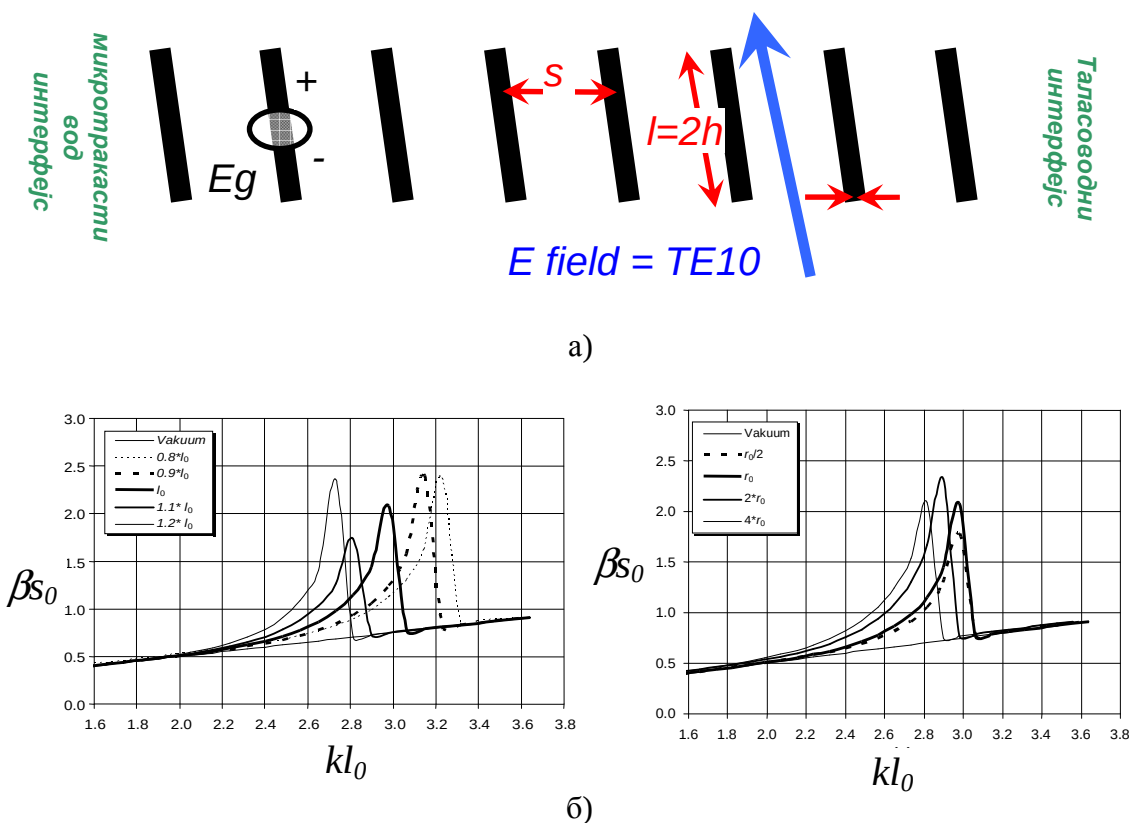


Сл. 5.13. Јаги-уда антена напајана правоугаоним таласоводом.

Наиме, познато је да је доминантан мод у таквој структури је такође ТЕ типа и он је на довољном растојању од металних трака, или цилиндара сличан са TE_{10} таласом таласовода [41], [42], [43], [45], [46] и [47]. Ова компатибилност је нпр. дуже времена коришћена у конструкцији јаги-уда антена напајаних

таласоводом за више микроталасне опсеге Сл. 5.13 [47], а прва примена ових структура у прелазима је предложена у прелазу са квази-јаги антеном [20] и [21].

Описана лествичаста структура је компатибилна и са ТЕМ (квази-ТЕМ) водовима јер се она једноставно може напајати концентрисаним генератором (као еквивалентом водова са тим модовима у смислу Тевененове теореме) што је приказано на Сл. 5.14 а). На Сл. 5.14 б) је приказан и дисперзиони дијаграм за лествичасту структуру за доминантан мод, као потврда претходних закључака.



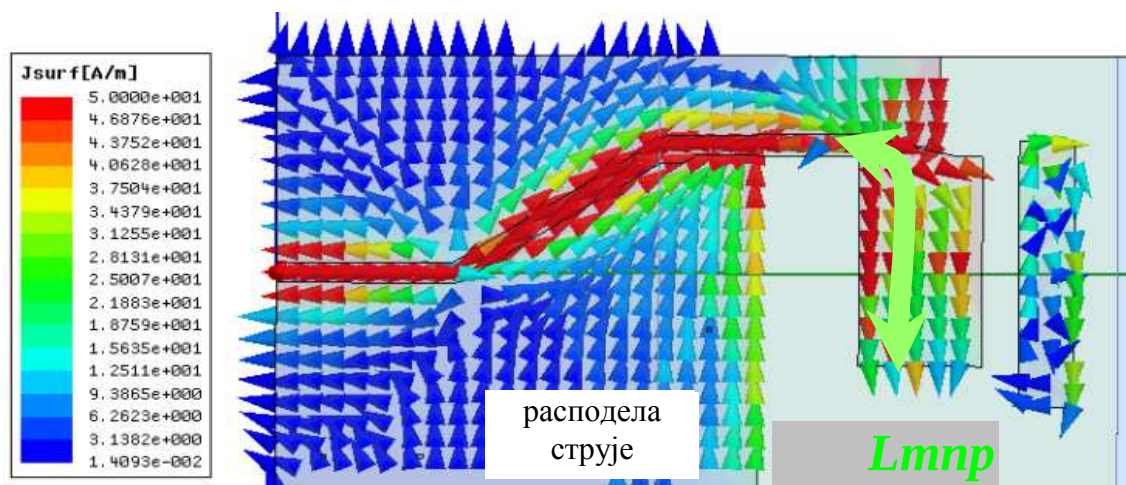
Сл. 5.14. Лествичасти низ металних трака, или цилиндара са интерфејсима:

а) геометрија

б) дисперзиона карактеристика.

Лествичаста структура дакле поседује неопходну компатибилност и потенцијал да се примени као «језгро» у реализацији прелаза са микротракастог вода на таласовод. Наравно, геометрије таласовода и лествичасте структуре морају бити усаглашене тј. лествичаста структура мора бити постављена у Е равну у средину таласовода.

Лествичаста структура је управо специфично конструисана јаги-уда антена са штампаним металним тракама на подлози, која је спрежни елемент прелаза. То потврђује и Сл. 5.15 на којој је приказана расподела струје на спрежном елементу. Тако у конструкцији имамо секвенцијално постављене: микротракасту линију, монопол јаги-уда антену и таласовод, а секвенцијална трансформација расподеле поља дуж ових медијума је приказана на Сл. 5.16.

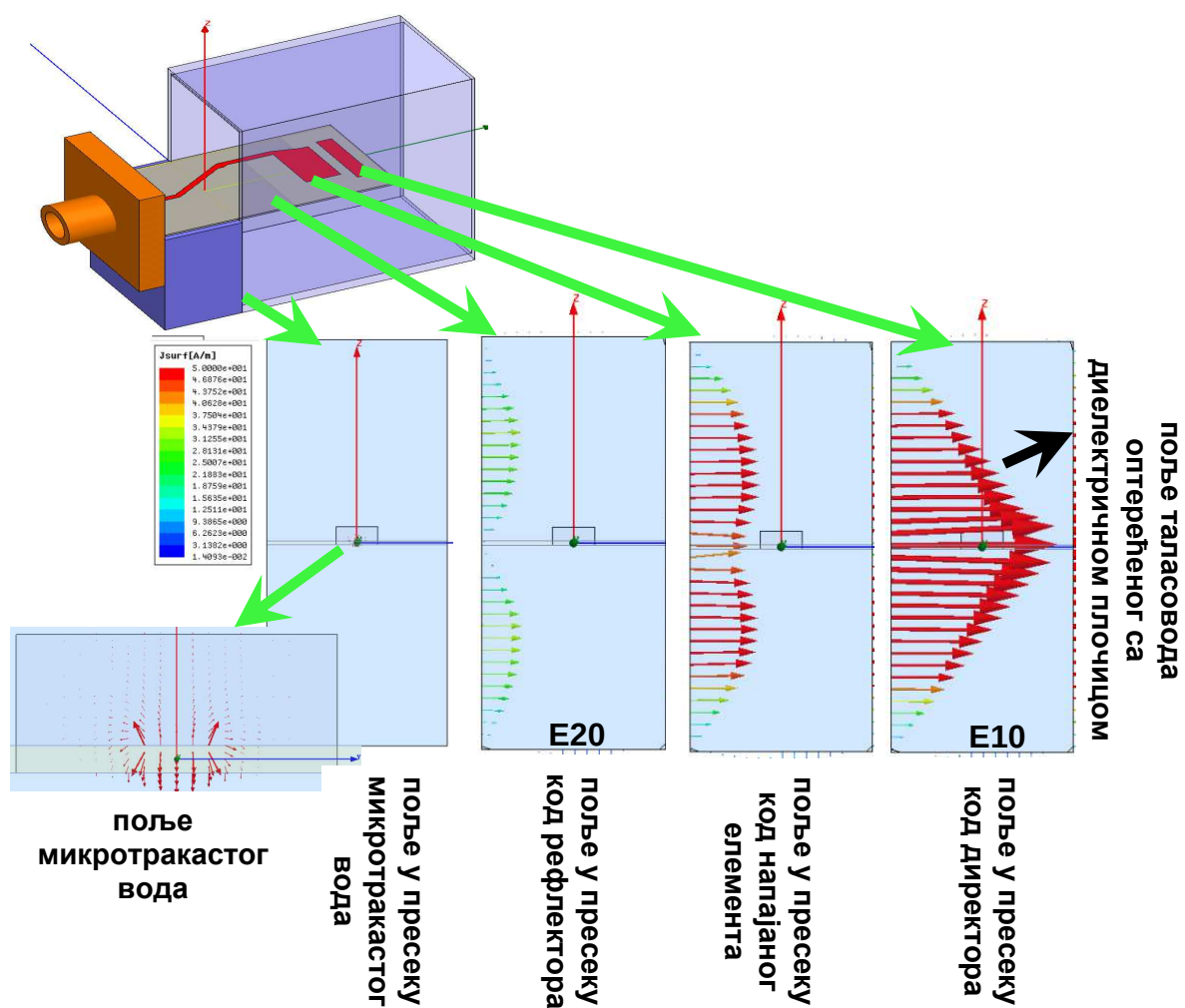


Сл. 5.15. Расподела површинских струја на метализацији (доњој и горњој) предложеног прелаза.

Слика приказује да на страни приступа микротракастог вода (са ТЕМ пољем) у таласоводу имамо TE_{20} мод који је побуђен ТЕМ пољем микротракастог вода, али с обзиром на радну фреквенцију ради се о таласима испод критичне фреквенције.

Конфигурацију поља TE_{20} типа условљава уземљени проводник микротракастог вода који полови таласовод краткоспајајући га целом дужином уземљеног проводника. Гранична фреквенција овог мода је $f_{c10} = 13.114 \text{ GHz}$. Оваква конфигурација поља се има до ивице уземљеног проводника, тј. до рефлектора јаги антене. Затим се даље, од рефлектора до директора, уз помоћ троелементне монопол јаги антене успоставља конфигурација поља основног мода TE_{10} лествичастог низа који је сличан са TE_{10} модом таласовода. Од јаги антене до крајње ивице подлоге се има расподела поља која одговара таласоводу који је оптерећен са диелектричном плочицом. Она се унеколико разликује од оне за празан таласовод, пошто подлога чини да је концентрација поља у и близу подлоге већа него ван ње, што се и види са задње секвенце Сл. 5.16.

Дакле, коришћење (монопол) јаги антене као спрежног елемента је погодно управо због компатибилности његовог поља са ТЕМ и TE_{10} таласима. Пошто за разлику од антене у случају прелаза примарни параметар није велика усмереност, већ су то добро прилагођење, мало слабљење и мале димензије, то у случају прелаза и није потребно (а није ни добро због повећања димензија) користити више од неколико (максимално 3-4) антенских елемента.



Сл. 5.16. Расподела електричног поља у попречним пресецима дуж прелаза од микротракастог приступа до таласоводног приступа.

6. АНАЛИЗА ПАРАЗИТНИХ ЕФЕКТА И ТОЛЕРАНЦИЈА

У претходним поглављима су приказане конструкције три прелаза базирана на новом концепту. Конструкција спрежног елемента са двоелементном јаги-уда антеном нема довољну ширину пропусног опсега, док прелаз са троелементном јаги антеном обухвата целу ширину радног опсега таласовода.

Несавршености израде, толеранције, додатни елементи у практичној реализацији и паразитни ефекти резултирали су извесним одступањем симулираних и карактеристика добијених мерењем реализованих прелаза.

Приликом разматрања тих прелаза сви паразитни ефекти су занемарени и сматрало се да је конструкција, израда и монтажа идеална.

Сада ће се размотрити опсег важности претпоставки које су начињене и дати предлози за превазилажење проблема који се јављају приликом практичне реализације прелаза. Такође ће остваривост предлога који се износе бити тестирана кроз одговарајуће симулационе моделе и практичне реализације.

Нов прелаз микротракасти вод – таласовод који је предмет ових истраживања је због паразитних ефеката реализован на неколико начина и спроведено је истраживање која варијанта даје најповољније карактеристике. С обзиром на разлике у појединим реализацијама и карактеристикама таквих прелаза, они су размотрени посебно.

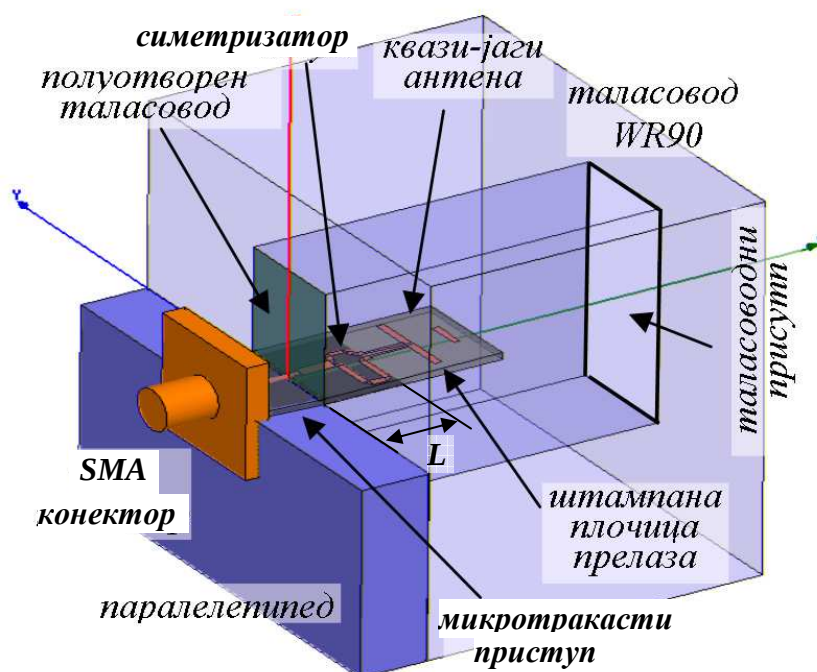
Пошто се као референтан прелаз у овом истраживању користи прелаз са квази-јаги антеном најпре ће се изложити паразитни ефекти који утичу на перформансе тог референтног прелаза. То ће бити од значаја и за схватање проблематике реализације новог прелаза и модификација које су примењене код њега, јер су оба прелаза са лонгитудиналном побудом (end-launch) па су слични параметри од једнаког значаја за оба прелаза.

6.1. Општа конструкција прелаза Е-типа са уздужном побудом

Анализирајмо најпре полуотворену конструкцију прелаза и утицај паразитног зрачења на његове перформансе из чега ће бити јасно зашто се у новом прелазу избегава коришћење таквог типа конструкције, иако се он користи код прелаза са квази-јаги антеном. Иако овакав начин конструкције има погодности јер је једноставнији и економичнији из анализе ће се видети да је његова примена због паразитних ефеката и деградације перформанси ограничена на ситуације где су захтеви за квалитетом скромнији.

За све прелазе Е типа, какви су како предложени прелаз са монопол јаги антеном тако и референтни прелаз са квази-јаги антеном спрежни елемент се поставља у Е равни у средиште таласовода. Разлика између прелаза је у конструкцији спрежног елемента. На Сл. 6.1 је приказана детаљна конструкција прелаза Е типа на примеру прелаза са квази-јаги антеном, али закључци који се изведу биће општег карактера за све прелазе са овим типом конструкције. Са

Сл. 6.1 се види да прелаз садржи штампану плочу на којој је реализован спрежни елемент (кога чине: улазни микротракасти вод, симетризатор и квази-јаги антена).



Сл. 6.1. Изглед прелаза и начин монтаже референтног прелаза са квази-јаги антенном.

Спрежни елемент омогућава спрегу између таласа који се води микротракастим водом и оног који се води таласоводом. Конструкција прелаза је следећа: штампана плочица на којој је реализован спрежни елемент се монтира на паралелопипед величине једнаке половици прирубнице (фланше) таласовода, штампана плочица се затим увлачи у таласовод, а паралелопипед се причврсти за његову прирубницу. Погодност овог типа монтаже је и у томе да се не морају правити посебни комади таласовода који служе само за монтажу штампане плочице (као што је случај рецимо са прелазима [9], [10], [11] и [12]), већ се могу употребити стандардни таласоводни сегменти, без икакве дораде.

Треба нагласити да се у конструкцији овог типа прелаза увек на горњој половици таласовода изнад линије микротракастог вода мора оставити отвор у таласоводу који ће представљати уводник микротракастог вода у таласовод. У случају полуотворене конструкције прелаза поменути отвор је проширен до величине пола отвора таласовода, тј. простор изнад микротракастог вода је слободан до зидова таласовода. Ово је веома погодно за практична подешавања у микроталасној јединици где се прелаз користи.

6.2. Анализа паразитног зрачења

Са становишта експерименталне примене претходно описан начин монтаже је веома практичан и омогућава разна подешавања на штампаној плочи (нпр. прилагођења и фактора шума појачавача за који је спојен). Овакав начин монтаже је популаризован и презентован у радовима [20], [21], [22], [23] и [24] без анализе утицаја зрачења на перформансе. Разлог је вероватно тај што на први поглед уземљен проводник микротракастог вода (маса) теоријски полови таласовод (ако постоји идеална спој са зидовима таласовода) на два дела са граничним фреквенцијама изнад радног опсега таласовода, па је претпоставка да су без утицаја на перформансе прелаза јер су им граничне (cut-off) фреквенције изнад радног опсега таласовода.

Детаљнија анализа која ће бити приказана у наставку указује да постоји зрачење дела РФ енергије кроз полуотвор таласовода и да то значајно утиче на деградацију перформанси прелаза, нарочито на фреквенцијама при крају радног опсега таласовода. Зрачење кроз полуотвор таласовода с једне стране доводи до повећања укупних губитака у прелазу, односно до повећања унетог слабљења прелаза, а с друге до погоршавања прилагођења. Ово се дешава стога што се у поменутим половинама побуђују виши модови који као «таласи» испод граничне фреквенције, иако ослабљени долазе до отвора таласовода и побуђују га да зрачи. Уколико је дужина секција добијених половљењем оригиналног таласовода већа (тј. уколико је дужина микротракасте линије и њеног уземљеног проводника већа) утолико је веће слабљење ових компонената поља и мање је зрачење са полуотвора таласовода. Наиме, према (6.1) таласи испод граничне фреквенције (evanescent modes) експоненцијално слабе са растојањем.

У (6.1) је α коефицијент слабљења ($\gamma = \alpha + j\beta$), p трансверзални таласни број, ω и ω_c су кружна фреквенција и гранична кружна фреквенција (cut-off), а c је брзина светлости у медијуму [71].

$$\alpha = \sqrt{p^2 - \left(\frac{\omega}{c}\right)^2} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2 - 1} \quad (6.1)$$

$$|\vec{E}| = |\vec{E}_0| e^{-\alpha z}$$

Јасно је да се за прецизну анализу расподеле поља на полуотвору таласовода и зрачења у анализу морају укључити и виши модови. То се може урадити нпр. кроз метод подешавања модова (mode-matching method), или кроз коришћење неког стандардног пакета за електромагнетску анализу структуре, као што је урађено у овом раду [53] и [79].

Да би се тачније анализирао утицај зрачења полуотвореног таласовода прелаза извршене су нумеричке симулације и обављени експерименти који су обухватили анализу зрачења отвореног таласовода за два случаја:

1. полуотворен таласовод и
2. полуотворен таласовод са металном плочицом која полови таласовод (по a димензији таласовода) на одређеној дужини таласовода, почев од краја таласовода где је отвор за микротракасти вод.

Као што је из теорије антена и микроталаса познато [51] и [64] отворен таласовод представља ефикасан извор зрачења. Зрачење се апроксимативно може израчунати из (6.2) и (6.3) на основу принципа еквивалентних струја, уз познавање приближне, или тачне расподеле поља на отвору таласовода, [51] и [70] према:

$$\begin{aligned}\vec{E} = & -\frac{j\omega\mu}{4\pi}\left(1+\frac{1}{\beta^2}\text{grad div}\right)\int_S \vec{J}_s \frac{e^{-j\beta R}}{R}dS \\ & -\frac{1}{4\pi}\text{rot}\int_S \vec{J}_{sm} \frac{e^{-j\beta R}}{R}dS\end{aligned}\quad (6.2)$$

$$\begin{aligned}\vec{H} = & -\frac{j\omega\epsilon}{4\pi}\left(1+\frac{1}{\beta^2}\text{grad div}\right)\int_S \vec{J}_{sm} \frac{e^{-j\beta R}}{R}dS \\ & +\frac{1}{4\pi}\text{rot}\int_S \vec{J}_s \frac{e^{-j\beta R}}{R}dS\end{aligned}\quad (6.3)$$

где су са ω и ϵ , μ означени кружна фреквенција и параметри средине, а $\vec{E}$ и $\vec{H}$ су електрично и магнетско поље у далекој зони на растојању R које стварају еквивалентне површинске електричне и магнетске струје $\vec{J}_s$ и $\vec{J}_{sm}$.

Због тачније анализе ефекта зрачења овде су извршени комбиновани нумерички и емпиријски методи истраживања. У нумеричким експериментима је коришћен софтвер за 3Д електромагнетску анализу [53] и [79].

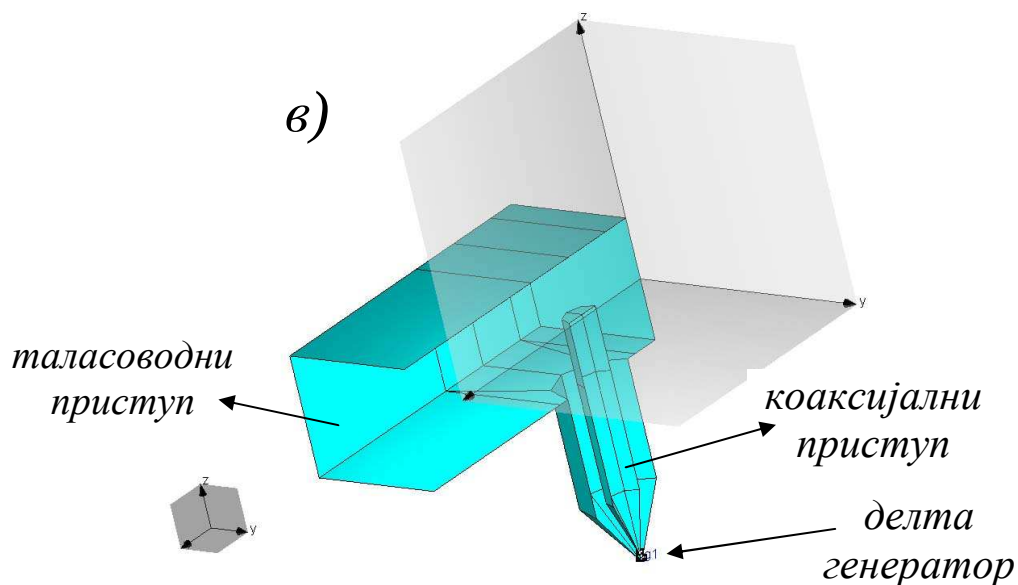
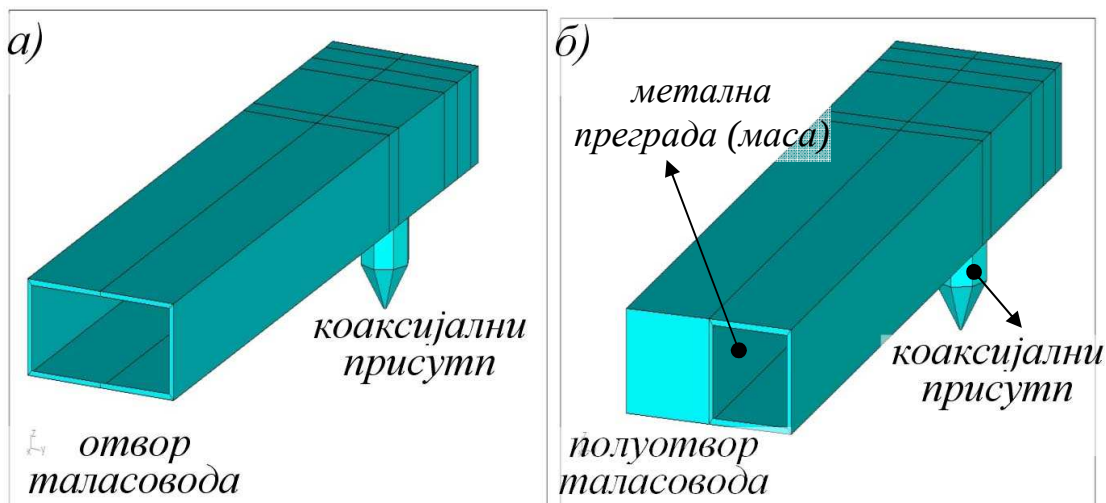
Емпиријски методи су коришћени у ситуацијама када се нумеричким методима не може направити задовољавајуће добар модел за анализу жељене појаве (нпр. прецизно моделовање споја масе штампане плоче са зидом таласовода).

6.2.1. Зрачење таласовода без металне преграде

Најпре је анализирано зрачење отвореног таласовод са Сл. 6.2 а), а затим и полуотвореног таласовода (тј. структура која одговара оној са Сл. 6.2 б), али без металне преграде). Сл. 6.2 в) приказује детаље прелаза таласовод-коаксијални вод који се користи у експериментима (приказана је само половина прелаза због симетрије).

На Сл. 6.3 су приказани резултати мерења прилагођења отвореног таласовода са Сл. 6.2 а) који се побуђује прелазом коаксијални вод – таласовод и прилагођење истог таквог таласовода када му је отвор затворен до половине.

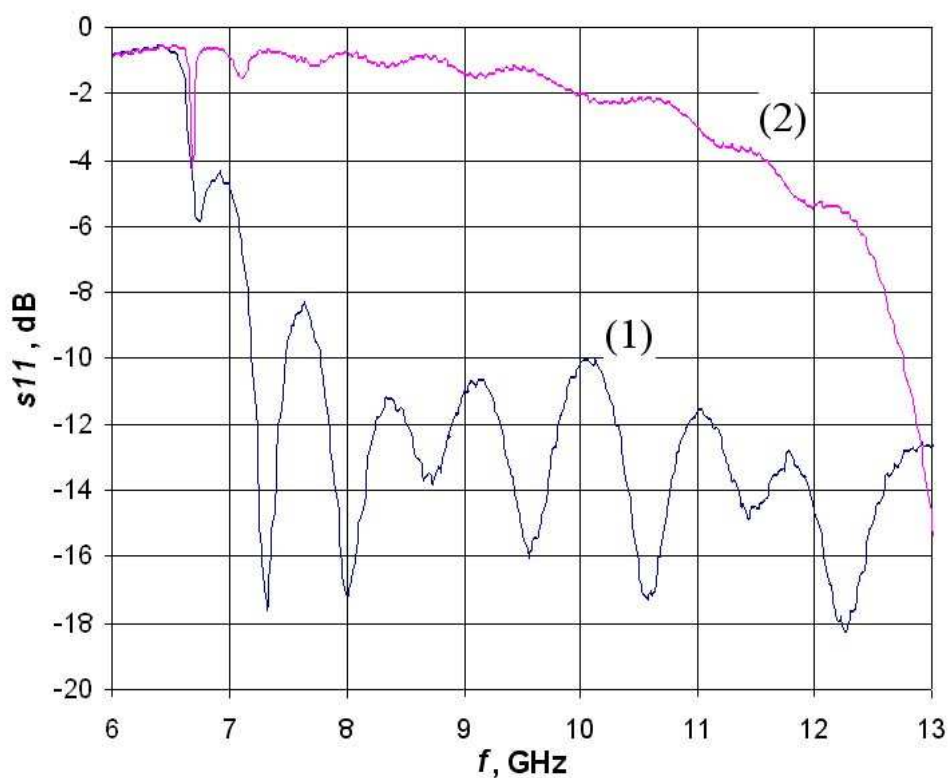
Као што се са Сл. 6.3 види отворен таласовод представља ефикасан извор зрачења и има добро прилагођење у целом X опсегу. Оно се креће између -8dB и -12dB. У случају полуотвореног таласовода прилагођење на доњем крају X опсега је лошије пошто је због мањих димензија отвора (у таласним дужинама) и зрачење мање ефикасно. Међутим, то зрачење је и даље довољно да деградира карактеристике прелаза микротракасти вод - таласовод, што ће бити показано у наставку.



Сл. 6.2. Отворен а) и полуотворен б) таласовод, в) модел прелаза таласовод – коаксијални вод (уз коришћење симетрије РМС у Е равни).

Према Сл. 6.3 са повећањем фреквенције прилагођење постаје боље и за отворен и полуотворен таласовод, јер се и димензије отвора у таласним дужинама повећавају па је зрачење ефикасније, а губици услед зрачења се повећавају. Види се да је управо на крају X опсега, у којем се прелаз и користи, полуотворени таласовод доста добро прилагођен (на слободан простор) и да ефикасно зрачи РФ енергију.

На основу ове анализе може се закључити и да ће губици у прелазу који користи полуотворен таласовод такође расти са повећањем фреквенције на исти начин и да ће највише бити изражени на крају X опсега. Ови губици кваре прилагођење прелаза и повећавају његово унето слабљење.



Сл. 6.3. Прилагођење отвореног (1) и полуотвореног (2) таласовода WR90 добијени мерењем.

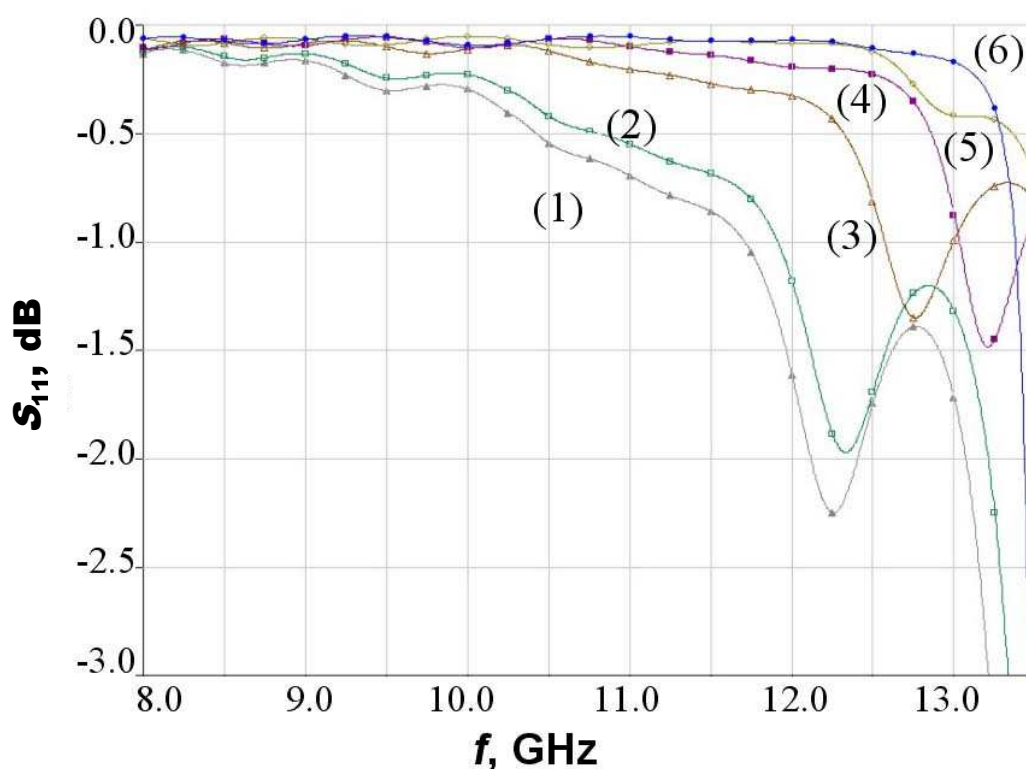
Са Сл. 6.3 може се проценити и зависност слабљења од фреквенције за прелаз микротракасти вод-таласовод, а које је последица зрачења, користећи се изразом:

$$|s_{21}| = \sqrt{1 - |s_{11}|^2} \quad (6.4)$$

при чему се занемарују сви остали губици осим зрачења.

6.2.2. Зрачење таласовода са металном преградом

Као што је речено, дужина секције прелаза са микротракастим водом (која полови таласовод) такође утиче на ниво зрачења. Ово је показано кроз експерименте са металним плочама различитих дужина које половине таласовод. Изглед модела за ове експерименте је приказан на Сл. 6.2 б) и њиме се врши анализа нивоа зрачења кроз полуотвор таласовода, при чему је таласовод у Е равни преполовљен металном плочом дужине L која почиње од отвора таласовода на страни микротракастог приступа. Ова метална преграда репрезентује масу микротракастог вода штампане плоче из целог прелаза. На Сл. 6.4 су приказани резултати експеримента, који показују да се са повећањем дужине металне плочице L (параметар на слици), што одговара повећању дужине штампане плочице прелаза тј. уземљеног проводника микротракастог вода (масе),



Сл. 6.4. Прилагођење полуотвореног таласовода са металном плочицом која га полови, за различите дужине плочице L (симулација):

(1) $L=6.4$ mm

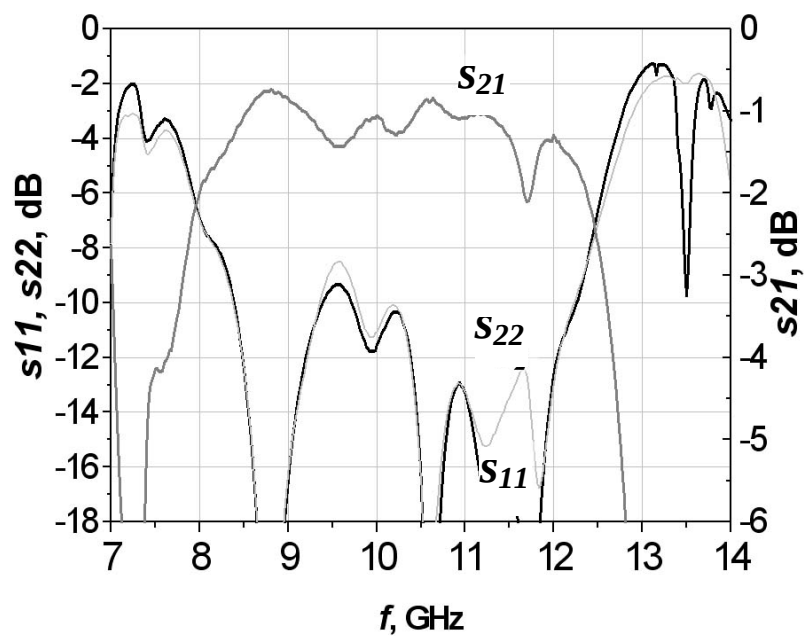
(2) $L=7.4$ mm

(3) $L=12.4$ mm

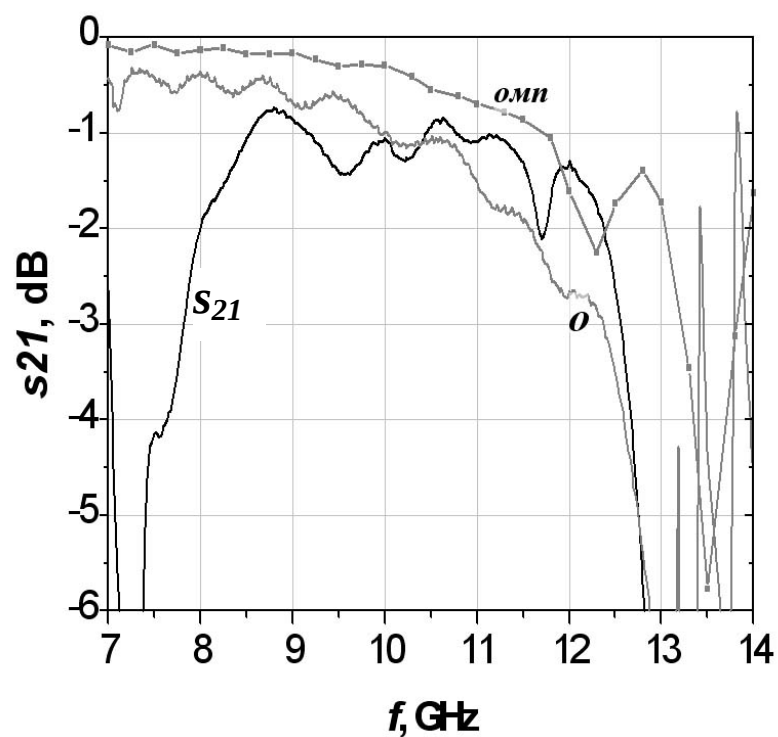
(4) $L=17.4$ mm

(5) $L=27.4$ mm

(6) $L=37.4$ mm.



а) измерени S -параметри репродукованог прелаза,



б) поређење s_{21} реализованог прелаза и слабљења услед паразитног зрачења за:
 о - полуотвор таласовода
 оmn - полуотвор таласовода са металном преградом

Сл. 6.5. Утицај зрачења на S -параметре репродукованог прелаза.

ниво зрачења смањује. Ову технику су користили аутори прелаза са квази-јаги антеном (видети Fig. 9 у [20] која приказује прелаз са необично дугачком микротракастом линијом, која заузима велики део таласовода).

Међутим, у решењу где је плочица која полови таласовод део микротракасте линије повећавају се и губици прелаза који опадају на микротракасту линију. У обрачуну губитака у прелазу са квази-јаги антеном у [20] се од укупног слабљења прелаза је уклоњено слабљење ове дугачке секције микротракастог вода. На основу оног што је речено, може се закључити да је такав обрачун губитака прелаза у извесној мери некоректан, јер је и та дугачка микротракаста секција прелаза инхерентни део прелаза и губици у њој су део губитака прелаза. Наиме, да би се добиле приказане карактеристике прелаза неопходно је смањити губитке на зрачење што је урађено убацивањем дугачке секције микротракастог вода чији уземљен проводник полови таласовод на већој дужини и тако слаби РФ енергију која би иначе била израчена.

Када би се узела краћа микротракаста линија губици би прешли од оних у микротракастој линији на губитке зрачења.

Иако се описани ефекти могу видети у публикованом чланку [20], како би се појава боље анализирао у овом истраживању је на основу чланка репродукован један прелаз са квази-јаги антеном и измерене су његове перформансе. Сл. 6.5 на којој су приказани измерени параметри реализованог прелаза јасно демонстрира деградацију прелаза услед описаног паразитног зрачења.

На Сл. 6.5 процењена крива слабљења је приказана заједно са измереним S параметрима једног реализованог прелаза са квази-јаги антеном, према [20]. На истој слици је приказано и процењено слабљење прелаза на основу (6.4) и претходне анализе зрачења полуотвореног таласовода са металном плочицом која га полови преко средине. При томе је дужина металне преграде која полови таласовод једнака дужини масе микротракастог вода спрежног елемента у прелазу са квази-јаги антеном. Сл. 6.5 показује да криве слабљења добијене на ова два начина добро предвиђају слабљење прелаза и деградацију на горњем крају опсега и видимо да се s_{21} крива у горњој половини пропусног опсега репродукованог прелаза практично налази у границама дефинисаним са две криве слабљења добијених мерењем и коришћењем израза (6.4).

6.2.3. Еквивалентно коло прелаза са паразитним зрачењем

Утицај полуотвореног таласовода може се посматрати и преко теорије електричних кола. Полуотворен крај таласовода се може еквивалентирати додатним приступом, те се прелаз може представити троприступном мрежом, Сл. 6.6. При томе је полуотворен таласоводни приступ затворен коефицијентом рефлексије ρ који представља импедасу ка слободном простору која се види са тог приступа (импеданса зрачења).

Ова троприступна мрежа се може заменити еквивалентним двоприсступном мрежом на Сл. 6.7 која дакле представља еквивалентну шему

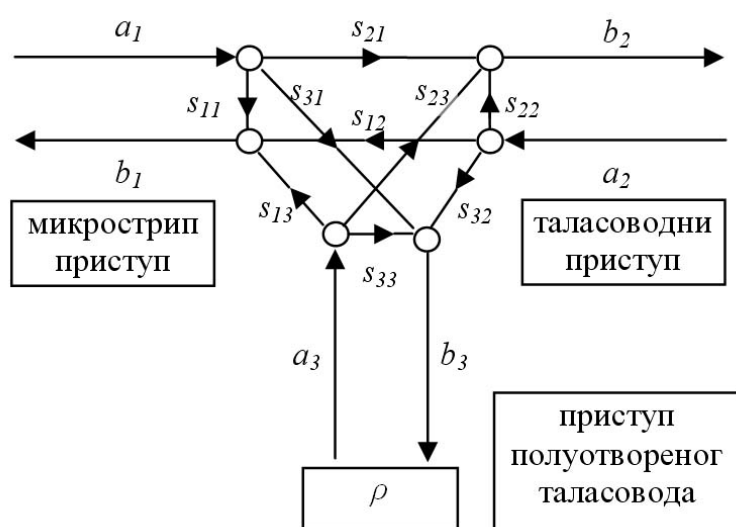
прелаза где је приступ 1 микротракасти приступ, а приступ 2 таласоводни приступ, при чему је у еквивалентно коло укључен утицај зрачења.

Параметри матрице расејања овог двопрístupне мреже су дати са (6.5)-(6.7).

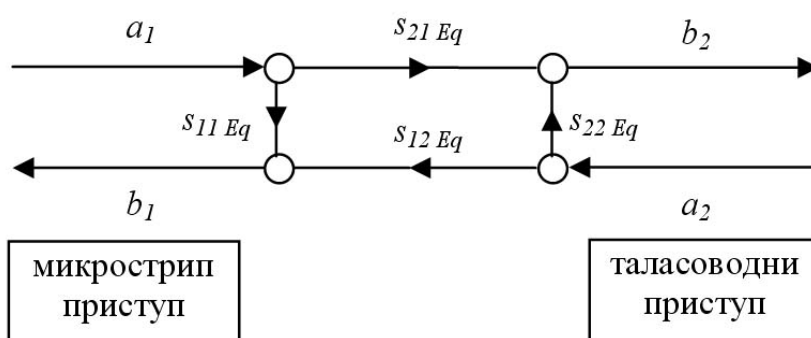
$$s_{11Eq} = s_{11} + \frac{s_{13}s_{31}\rho}{1 - \rho s_{33}} \quad (6.5)$$

$$s_{22Eq} = s_{22} + \frac{s_{23}s_{32}\rho}{1 - \rho s_{33}} \quad (6.6)$$

$$s_{21Eq} = s_{21} + \frac{s_{23}s_{31}\rho}{1 - \rho s_{33}} \quad (6.7)$$



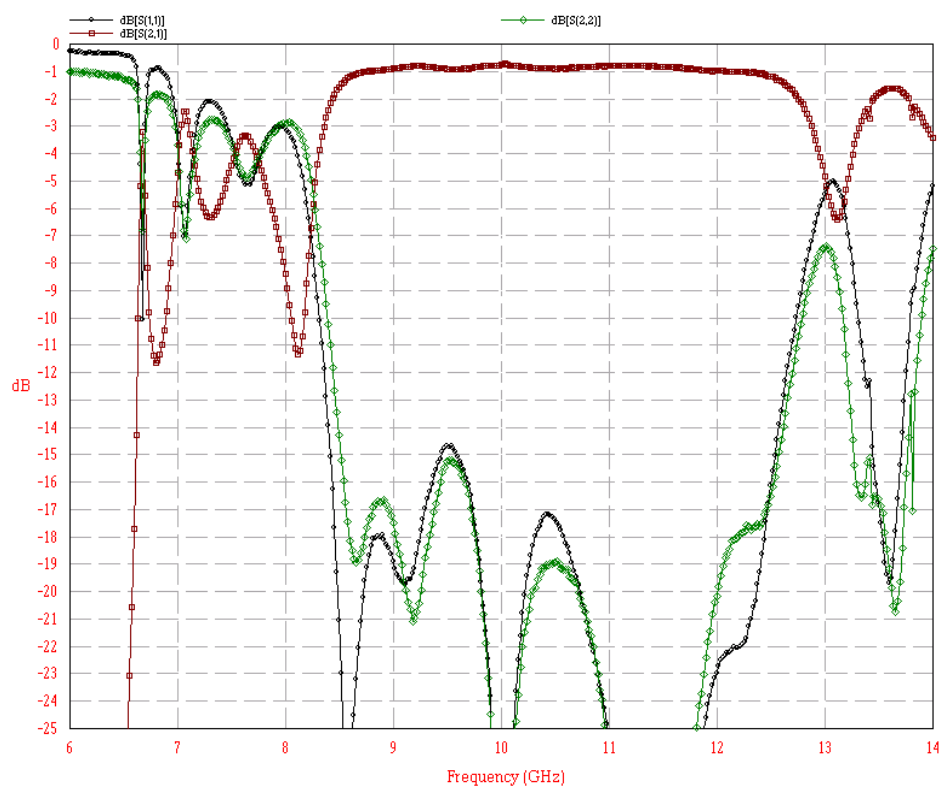
Сл. 6.6. Прелаз посматран као тропрístupни елемент.



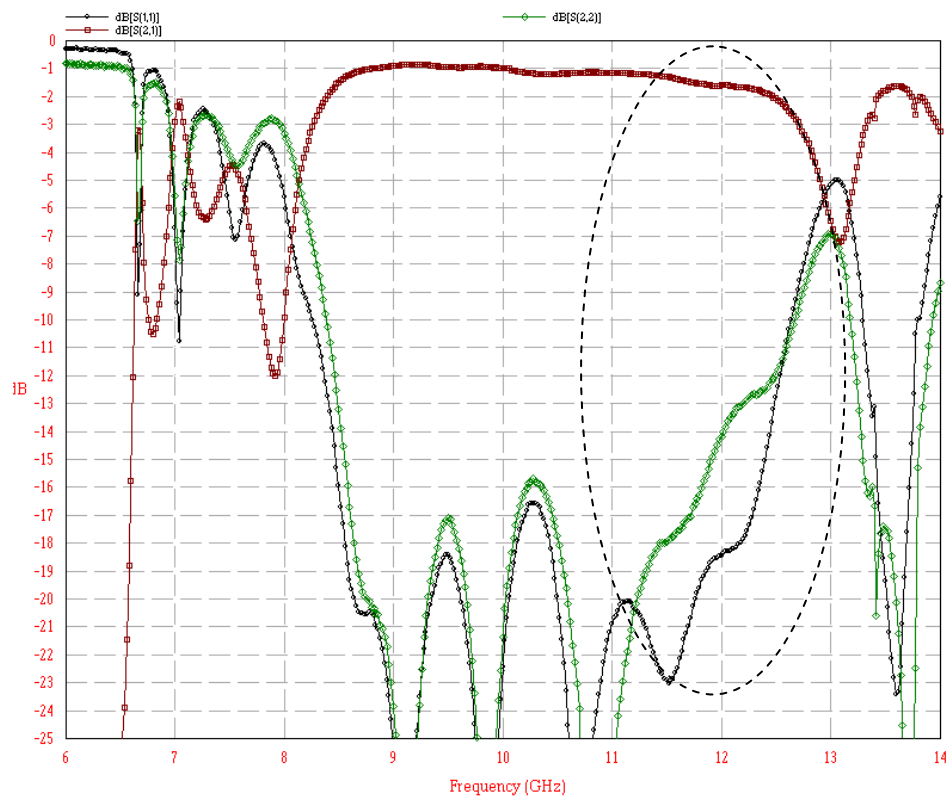
Сл. 6.7. Еквивалентна шема прелаза са полуотвореним таласоводом.

Из релација (6.5-6.7) се види да спрега РФ енергије са полуотвореним таласоводом (s_{31} и s_{32}) и вредност ρ утичу на све елементе матрице прелаза.

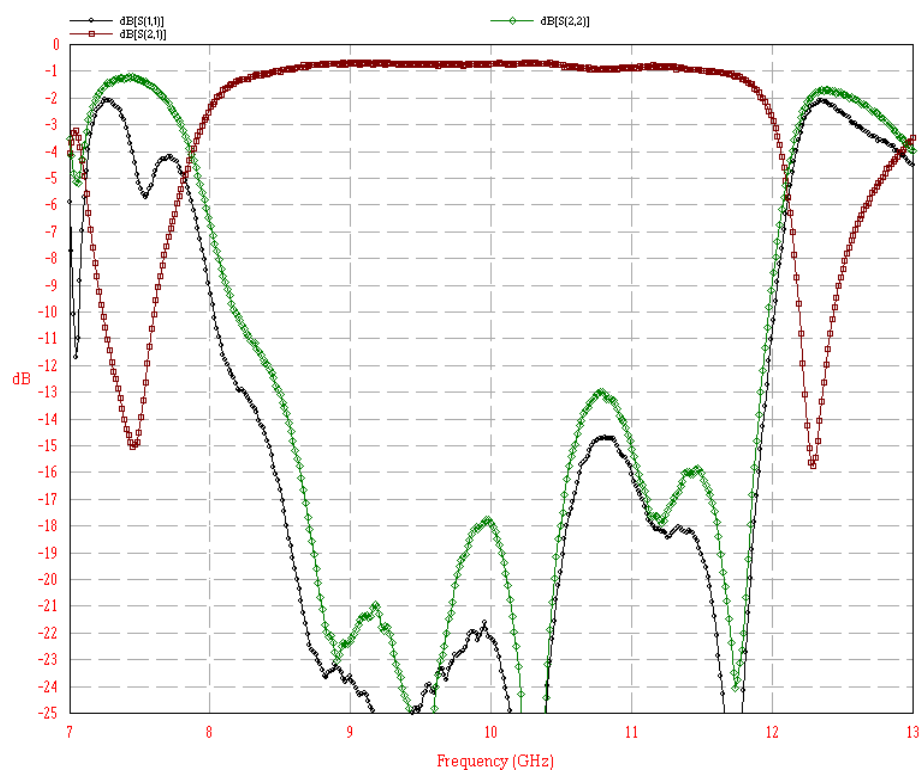
За нове прелазе описане у овој дисертацији илустрација добијених закључака о утицају полуотвореног таласовода на перформансе дата је на Сл. 6.8



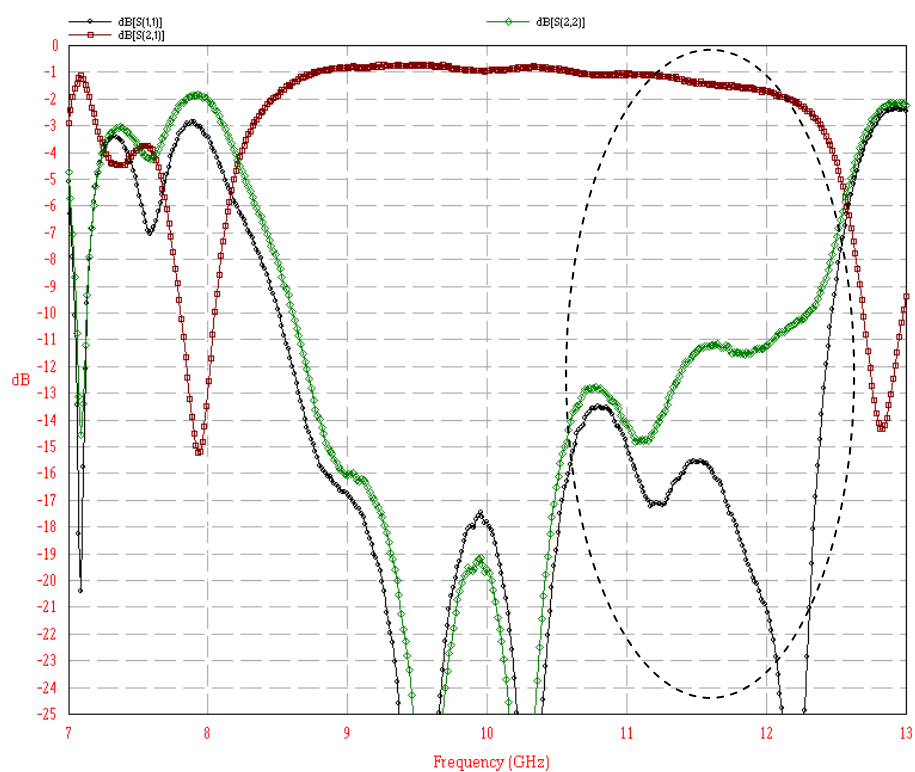
а) реализација са затвореним таласоводом, тест примерак T1



б) реализација са полуотвореним таласоводом, тест примерак T1



в) реализација са затвореним таласоводом, тест примерак T2



г) реализација са полуотвореним таласоводом, тест примерак T2

Сл. 6.8. Утицај зрачења кроз отвор таласовода на страни микротракастог приступа за нов тип прелаза.

а)-г) где је приказан утицај зрачења кроз полуотвор таласовода за два примерка из скупа реализованих прелаза са троелементном јаги-уда антенном. Са слике се види да као последица зрачења кроз отвор долази до смањења горње граничне фреквенције (и пропусног опсега), повећања унесеног слабљења у редном опсегу таласовода, а може довести и до погоршања прилагођења прелаза (и то првенствено на страни микротракастог приступа).

6.3. Анализа утицаја толеранција

Додатни паразитни ефекти који могу бити од великог утицаја на перформансе прелаза последица су израде и монтаже прелаза и толеранција ових операција.

Док је у претходном случају, за полуотворен тип монтаже, узрок деградације карактеристика био неvezан за толеранције израде и монтаже у овом случају би се применом довољно велике тачности претходних операција при изради прелаза паразитни ефекти могли елиминисати. Међутим, велика тачност и прецизност која би се захтевала при реализацији прелаза би била неекономична. Стога ће се у наставку размотрити паразитни ефекти који се јављају у реализацији и могућности њихове елиминације, или редукције тако да се могу користити стандардне технологије и толеранције у реализацији како би укупна цена прелаза била прихватљива.

6.3.1. Толеранције штампане плочице

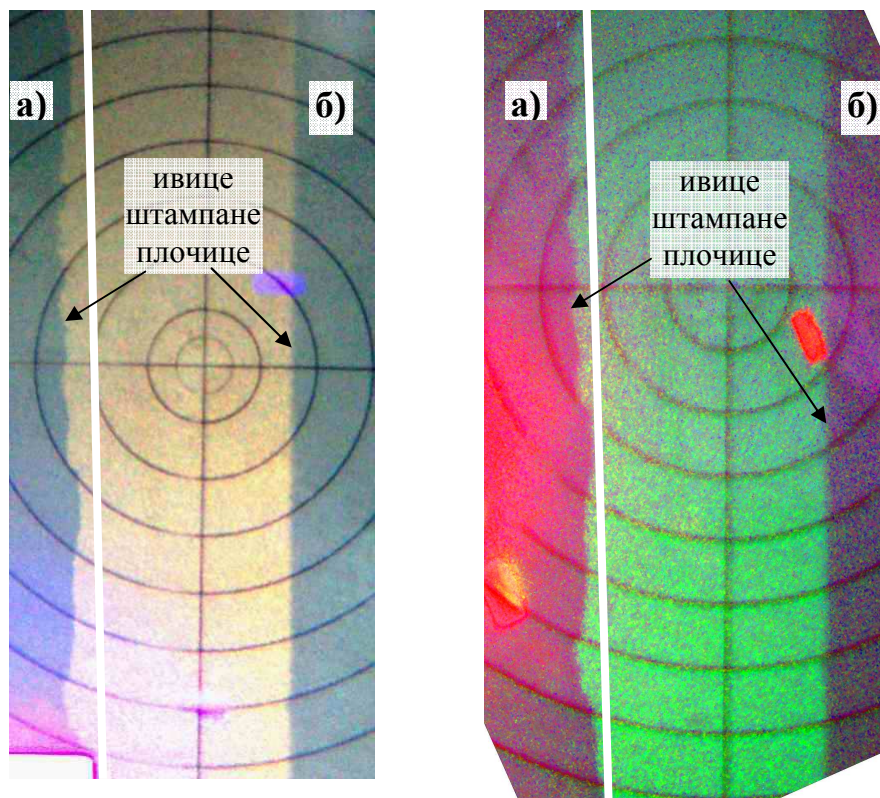
Како би боље приближили проблематику која се овде јавља најпре погледајмо Сл. 6.8 на којој је приказан увећан детаљ изгледа ивица штампане плочице на којој је реализован спрежни елемент за:

- 1) стандардни мануелни начин опсецања штампане плоче а) и
- 2) за случај да се штампана плоча опсеца уз помоћ нумерички контролисане машине (CNC) б).

Као што се види са Сл. 6.9 у приказаној размери опсецање са CNC машином даје равне ивице за разлику од мануелног опсецања, али наравно то утиче на повећање сложености и цене израде. На слици је искоришћена бела линија како би се приказало како би за идеално раван зид таласовода (који је представљен том линијом) изгледао спој уземљеног проводника микротракастог вода и зида таласовода. Слике показује да је такав контакт прилично недефинисан и да варира од кратког споја до отворене везе. Јасно је међутим да је и реалан зид таласовода са сличним неравнинама, тј. да није идеално раван. Иако значајно равнија, због несавршености обраде (и појаве опиљака бакра од уземљеног проводника микротракастог вода, чије отклањање захтева додатне операције) донекле слично мануелном опсецању изгледа и ивица после обраде CNC машином, мада је за ред величине равнија.

Претходно речено јасно имплицира да је електромагнетско моделовање таквог реалног споја, или немогуће, или веома тешко и захтева специјалне технике и непрактичне рачунарске ресурсе. Стога се до појединих резултата који

су овде приказани дошло искључиво реалним експериментима и мерењем на одговарајућим реализованим моделима. Несавршеност опсецања штампане плоче је и у вези са још једним паразитним ефектом – појавом резонанси у пропусном опсегу таласовода и о томе ће бити речи у наставку.



Сл. 6.9. Поређење резултата опсецања штампане плоче спрежног елемента (на обе слике на левој страни је мануелно опсецање, а на десној са CNC машином).

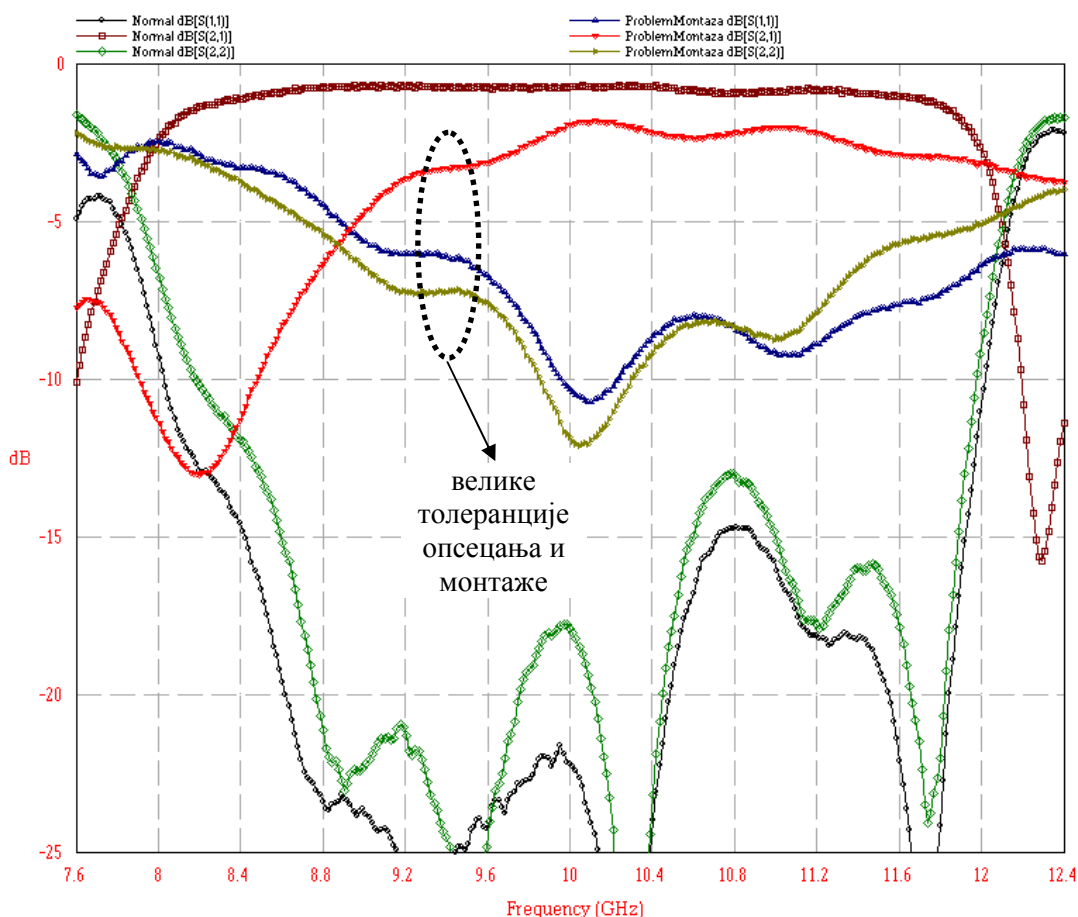
6.3.2. Толеранције таласовода и монтаже

Проблематика коју треба размотрити је следећа. Ако се покуша радити са што мањим толеранцијама израде са циљем реализације штампане плоче прелаза која би била што ближа идеалним димензијама (ширина једнака b димензији таласовода), тада би се због већих стандардних толеранција за израду таласовода, а нарочито везано за димензије и монтажу прирубнице, појавили значајни проблеми. Наиме, толеранције израде таласовода и његових прирубница су дефинисане за претпоставку да се спајају два таласовода (или таласоводне компоненте) и те толеранције су веће и нису погодне за реализацију прелаза. Пример стандардних вредности толеранција израде дат је у Табели 6.1.

Толеранције монтаже прирубница таласовода су нешто веће у односу на толеранције израде таласовода и реда су $\pm 0.1 \div 0.2$ mm за WR90 таласовод. При томе су толеранције обраде штампане плоче CNC машином око $\pm 30 \div 40$ μ m

Табела 6.1. Стандардне димензије и толеранције израде таласовода.

Таласовод WR90 (EIA WG тип)			
димензије	a, mm	b, mm	толеранције, +/-, mm
унутрашње	22.86	10.16	0.076
спољашње	25.4	12.7	0.076



Сл. 6.10. Илустрација утицаја толеранција израде и монтаже на перформансе прелаза.

(поразумевајући финалну обраду за уклањање неравнина/опиљака).

У случају спајања два таласовода, или таласоводне компоненте толеранције су толике да нису од великог утицаја на карактеристике споја, што је последица конфигурације поља у таласоводу. Међутим, у случају прелаза те толеранције се директно одражавају на релативан положај штампане плоче са спрежним елементом у односу на таласовод, што се значајно одражава на карактеристике прелаза и то је приказано на Сл. 6.10. Сл. 6.10 илуструје шта се дешава уколико је ширина штампане плочице блиска, или мало већа од конкретне b димензије таласовода са укљученим толеранцијама. Тада приликом монтаже

долази до увијања штампане плочице и/или њеног одступања од жељеног централног положаја у таласоводу. Осим тога и спој масе микротракастог вода са зидом таласовода постаје недефинисан. Као резултат свега овог добија се деградирана и неупотребљива преносна функција прелаза назначена испрекиданом елипсом на Сл. 6.10. Корекција ширине штампане плоче која омогућава њено нормално уклапање у таласовод резултује рестаурацијом нормалне карактеристике прелаза (незаокружене криве на Сл. 6.10). Дакле, за разлику од спајања два таласовода приликом израде прелаза микротракасти вод-таласовод неопходне су знатно мање толеранције за израду и монтажу прирубнице таласовода да би прелаз имао добре и поновљиве карактеристике. Иако се сегменти таласовода са малим толеранцијама могу реализовати, такви захтеви не спадају у стандардне па би то утицало на значајно повећање цене прелаза. Стога је од значаја потражити решење које би са стандардним толеранцијама израде и монтаже дало задовољавајуће карактеристике приликом реализације прелаза микротракасти вод-таласовод.

6.3.3. Паразитне резонансе

Проблем толеранција је и у вези са још једним паразитним ефектом – појавом нежељених резонанси унутар радног опсега. Размотримо најпре какве се све ситуације могу појавити приликом монтаже штампане плочице прелаза у таласоводу, које су последица толеранције израде и монтаже прелаза. На Сл. 6.11 је приказан сет ситуација које се могу појавити приликом монтаже прелаза. На слици је приказан само таласовод и плочица (тј. њен уземљен проводник) јер су само они од значаја за ова разматрања.

На Сл. 6.11 су приказане ситуације у случају да је штампана плоча исечена на димензије које су мање или једнаке од минималних димензија таласовода (када се укључе толеранције израде). Уколико су димензије нешто веће дошло би до савијања штампане плоче приликом монтаже у таласовод (и евентуалног пуцања), што није приказано на слици.

Штампана плоча (уземљен проводник) и таласовод могу у зависности од толеранција и монтаже формирати различите структуре за вођење. На Сл. 6.11 је под а) приказан идеалан случај израде и монтаже прелаза. Штампана плоча је идеално опсечена и монтирана у таласовод тако да јој је ширина управо једнака b димензији таласовода и спој уземљеног проводника са зидовима таласовода је идеалан целом дужином уземљеног проводника. У тој ситуацији у простору изнад и испод плочице нема поља које би се простирало. Поље виших модова које постоји у тим деловима се сада не разматра, јер оно не даје паразитни резонатор него паразитне реактансе. Наиме, за фреквенције испод пресечне за ТЕ модове је таласна импеданса [71]:

$$Z_e = \frac{j\omega\mu}{\alpha}, \quad (6.8)$$

а за ТМ модове је:

$$Z_e = \frac{\alpha}{j\omega\epsilon}, \quad (6.9)$$

где је α дато са (6.1), док су ε и μ параметри медијума у таласоводу. Стога ТЕ модови испод пресечне учестаности носе магнетску енергију (и еквивалентно су индуктивности), док је за ТМ модове ситуација обрнута.

У ситуацији б) штампана плоча је опсечена тако да јој је ширина мања од ширине таласовода и она не додирује бочне зидове таласовода. У овој ситуацији основни мод је ТЕМ мод (слика десно) који се може простирати кроз ову структуру, али су због великих димензија могући и виши модови. Параметри простирања овог резонатора су дати са:

$$\beta = \omega \sqrt{\varepsilon \mu} = \frac{2\pi}{\lambda_g}, \quad (6.10)$$

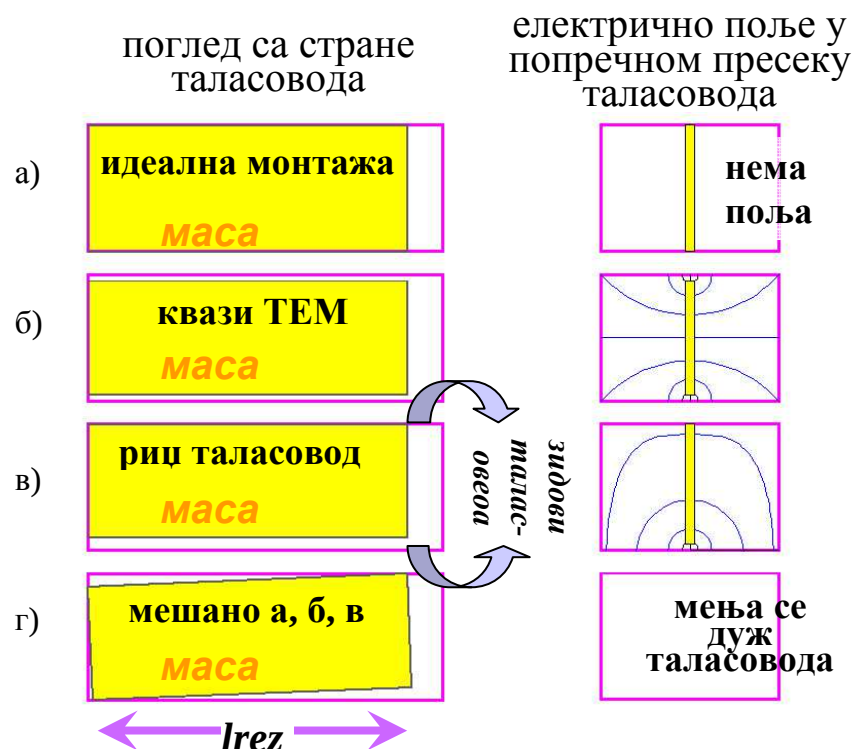
за конфигурацију четврт-таласног резонатора резонантне дужине су дате са:

$$L_{gnd} = l_{rez} = (2k+1) \frac{\lambda_g}{4}, \quad k=0, 1, 2, \dots$$

(6.11)

а за конфигурацију полу-таласног резонатора са:

$$L_{gnd} = l_{rez} = k \frac{\lambda_g}{2}, \quad k=1, 2, \dots \quad (6.12)$$



Сл. 6.11. Структуре паразитног резонатора које настају као последица толеранција израде и монтаже штампане плочице прелаза у таласоводу.

Израчунавањем се добија да се за дужине штампане плочице веће од 6.05 mm добија паразитни резонатор са одзивима у форми филтера непропусника опсега чија је централна фреквенција у радном опсега таласовода. То практично даје неупотребљив прелаз, што је илустровано испрекиданом s_{21} кривом за прелаз са паразитном резонансом у радном опсегу, Сл. 6.12.

У ситуацији под в) штампана плочица је приљубљена уз једну ивицу тако да структура представља финлајн (или риц таласовод), а расподела трансверзалне компоненте електричног поља је приказана на слици десно. Параметри простирања су дати са:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}, \quad (6.13)$$

за конфигурацију четврт-таласног резонатора резонантне дужине су дате са:

$$L_{gnd} = l_{rez} = (2k+1)\frac{\lambda_g}{4}, \quad k=0, 1, 2, \dots \quad (6.14)$$

а за конфигурацију полу-таласног резонатора са:

$$L_{gnd} = l_{rez} = k\frac{\lambda_g}{2}, \quad k=1, 2, \dots \quad (6.15)$$

при чему је λ_g таласна дужина вођеног таласа финлајн вода и може се нпр. наћи у [39].

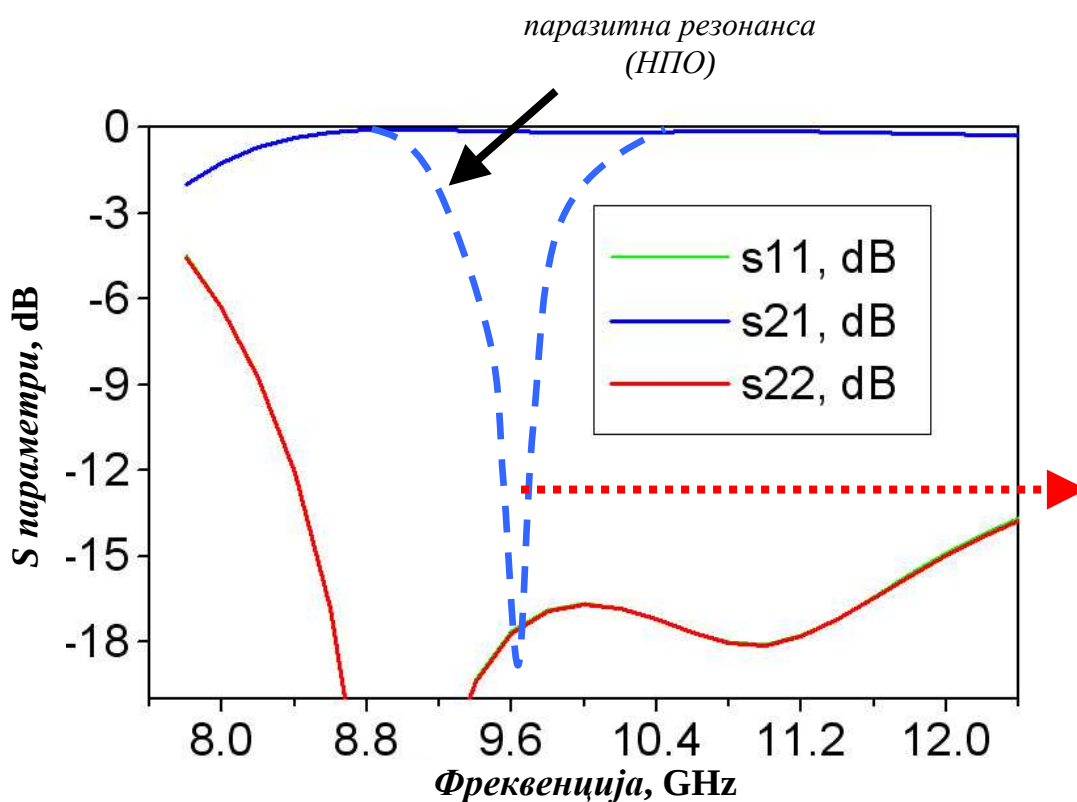
Имајући у виду претходно речено за толеранције израде као и Сл. 6.9 јасно је да се у конкретної реализацији дуж уземљеног проводника микротракастог вода имају неконтролисане и измешане претходно наведене ситуације, а и сама плочица може бити померена по углу у односу на осу као што је приказано у ситуацији г) на Сл. 6.10.

Појава резонансе у s_{21} одзиву услед утицаја паразитног резонатора је приказана на Сл. 6.12 (резонатор се еквивалентно појављује као трансмисиони у односу на прелаз). Пошто је паразитни резонатор део структуре прелаза јасно је да се не може уклонити осим да се уземљен проводник споји идеално са зидовима таласовода. Други начин је реализација веома кратког прелаза тако да најнижа резонанса паразитног резонатора буде изнад горње граничне фреквенције радног опсега таласовода. У случају прелаза са квази-јаги антенном то се тешко може реализовати због примене симетризатора и дужине прелаза. Насупрот томе у прелазу предложеном у овом раду то се релативно лако може реализовати с обзиром на његове мале димензије јер не садржи симетризатор, тако да се и ту показује предност предложене конфигурације у односу на прелаз са квази-јаги антенном. Наиме, ако се израчуна резонантна фреквенција резонатора види се да управо за уобичајене димензије прелаза долази до појаве резонанси у радном опсегу. Међутим захваљујући конструкцији без симетризатора, димензије се могу скоро 2х редуковати у односу на квази-јаги прелаз и тиме се резонанса релативно лако може померити изван радног опсега.

Паразитни резонатор који постоји у било којој конфигурацији монтаже прелаза се може приказати истим еквивалентним колима која су уведена код

разматрања паразитног зрачења, само ће у овом моделу параметри имати другачије вредности.

Можемо сумирати да појава паразитних резонанси (у форми филтера непропусника опсега, НПО) у радном опсегу поред тога што зависи од конструкције спрежног елемента може бити проузрокована и толеранцијама израде и/или монтаже.



Сл. 6.12. Илустрација појаве паразитне резонансе са карактеристиком НПО филтера у радном опсегу прелаза (S-параметри добијени симулацијом).

6.4. Прелаз повећане робусности

Из претходно реченог може се закључити да у покушају да се плоча опсече на што ближе димензије таласоводним како би се обезбедио спој са зидовима таласовода долази до значајних проблема, а највећи је немогућност нормалног смештања плоче у таласовод.

Јасно је да је за обезбеђивање монтаже штампане плоче без деформација и која не зависи од толеранција израде и монтаже, неопходно да штампана плоча буде ужа од таласовода (са укљученим толеранцијама), тј. да се плоча опсече на ширину W_{sub} довољно мању од висине таласовода b .

Разматрањем проблема се намеће и да је са становишта стабилности електричних карактеристика, најбоље решење оно у којем је плоча изолована од зидова таласовода и довољно је уска да без обзира на толеранције израде и монтаже не дође до споја са зидовима таласовода. У том случају имамо фиксан тип паразитне водеће структуре и фиксну дужину резонатора - па фиксну и резонантну фреквенцију, а утицај толеранција се своди само на промену карактеристичне импедансе (која је дефинисана трансверзалним димензијама) и која не утиче значајно на резонантну фреквенцију. Тако је структура стабилна без обзира на толеранције.

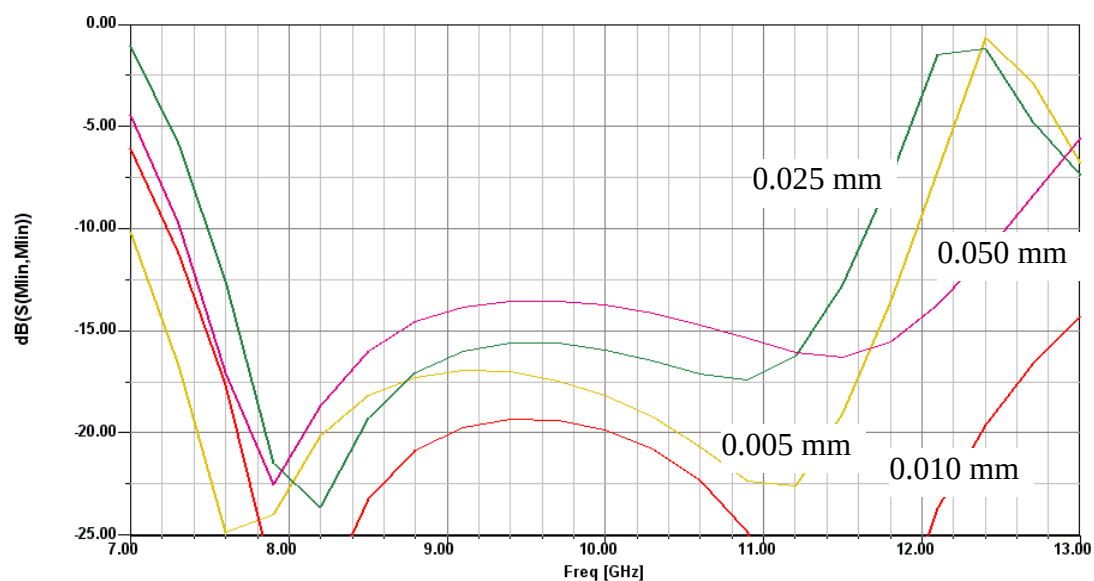
У таквој ситуацији нема недефинисаних, или комбинованих ситуација као са Сл. 6.11.

Погледамо шта се дешава са карактеристикама прелаза увођењем процепа између плоче и зида таласовода.

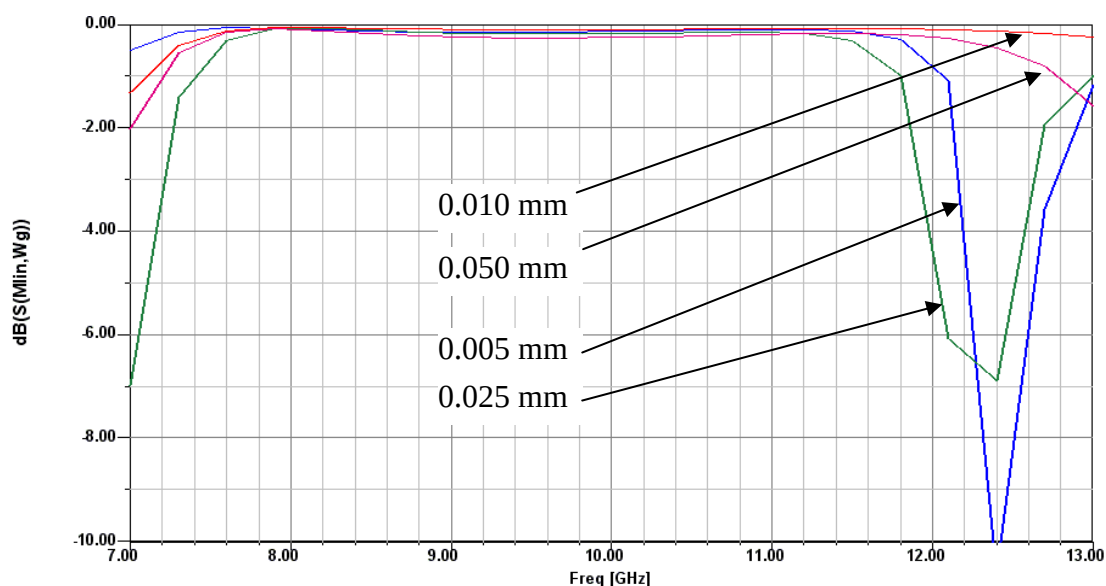
На Сл. 6.13 су приказане карактеристике прелаза из претходног поглавља (Решење 2) при чему је уведен процеп између уземљеног проводника микротракастог вода и зида таласовода и он је параметар на слици. Приказани су резултати за две сета величине процепа: за мале процепе (до 0.050 mm) и за веће процепе (до 1 mm).

Са слике се види да је за довољно мале процепе (5-10 μm) карактеристика прелаза слична оној са идеалним спојем уземљеног проводника микротракастог вода и зида таласовода мада је деградирана, нарочито у погледу прилагођења. Имајући у виду претходно излагање у вези толеранција израде јасно је да оволики процеп, иако не квари значајно карактеристике прелаза, није довољан за реализацију предложене идеје, а да би се она успешно реализовала неопходни су процепи већи од бар 0.3÷0.4 mm.

На Сл. 6.14 су приказани резултати за веће ширине процепа (параметар на слици). Слика показује да већ при ширинама процепа од 0.25 mm карактеристике прелаза постају неупотребљиве. Имајући у виду како изгледа расподела струје у таласоводу по његовим зидовима јасно је и зашто се увођењем процепа толико мењају његове перформансе - једноставно се прекида пут струја које иду са зида таласовода на уземљен проводник микротракастог вода па се добија електромагнетски сасвим другачија конфигурација од оне без процепа. У случају малих процепа остварује се веза капацитивним путем, али за веће ширине процепа она се практично прекида.



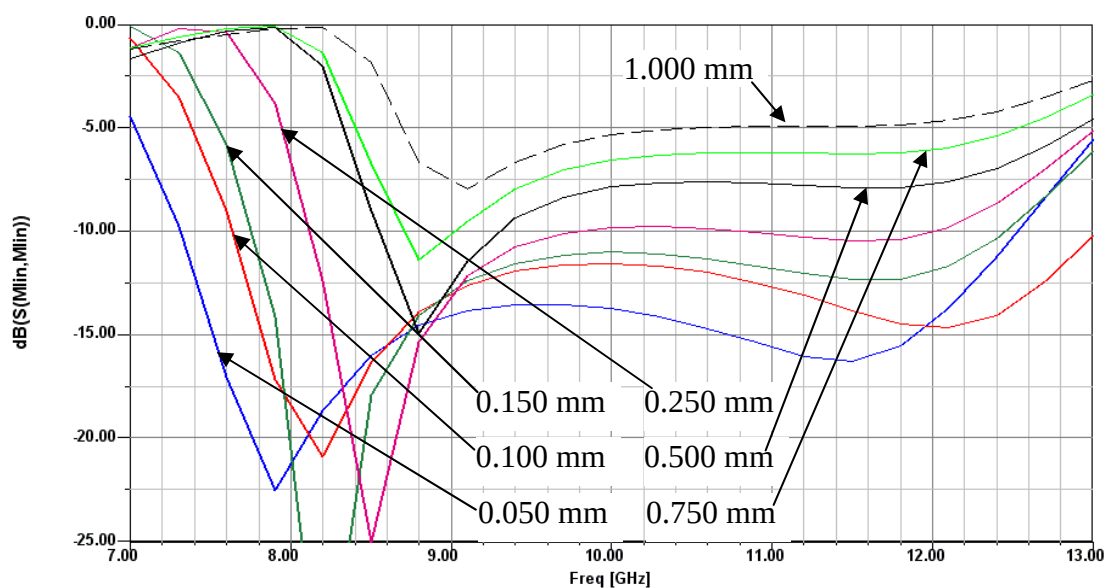
а) пролазно слабљење



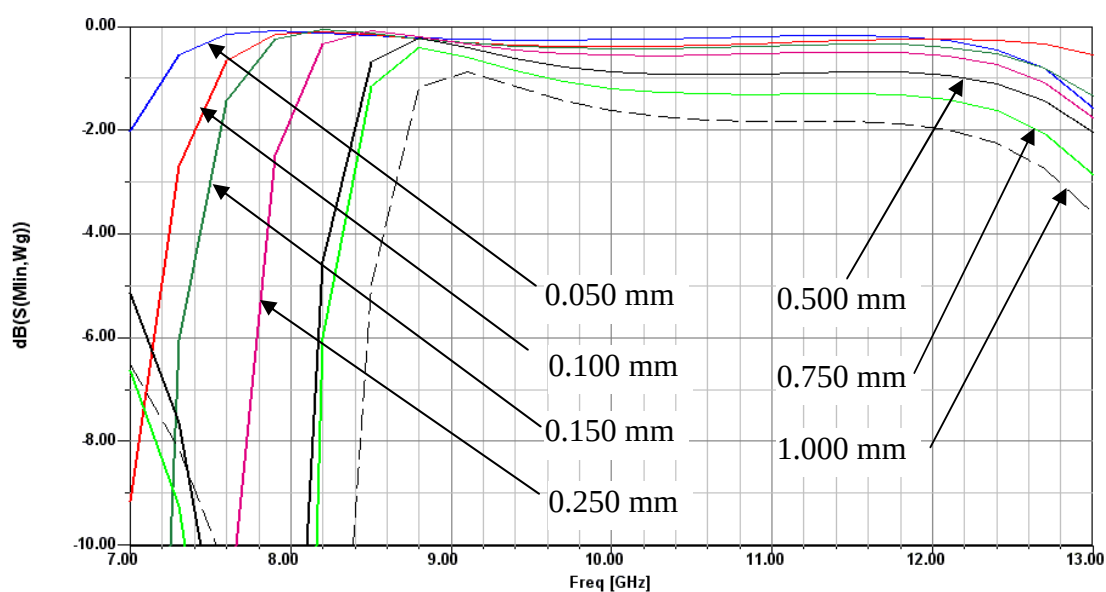
б) прилагођење

Сл. 6.13. Утицај уских процепа између штампане плочице и таласовода на карактеристике прелаза (симулација)
Ширине процепа: 0.005, 0.010, 0.025, 0.050 mm.

Отпорност на утицај толеранција је наравно већа са повећањем величине процепа, али он не сме бити превелики, јер се не могу добити добре карактеристике, или нема довољно простора за смештај монопол-побудног елемента и директора, тако да је неопходно правити компромис.



а) пролазно слабљење



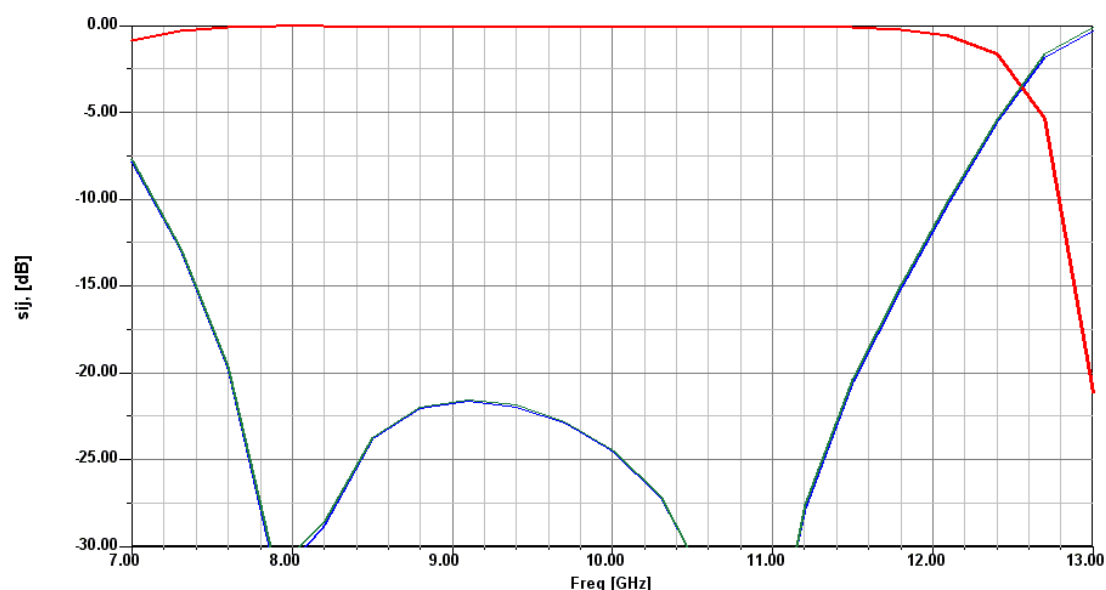
б) прилагођење

Сл. 6.14. Утицај ширине процепа на карактеристике прелаза (симулација).
Веће ширине процепа: 0.05, 0.10, 0.15, 0.25, 0.50, 0.75, 1.00 mm.

Иако према претходним резултатима процеп делује као лоше решење са становишта електричних перформанси у овом раду је управо покушано да се ово решење искористи јер би дало технолошки погодно решење, велику стабилност карактеристика, коришћење стандардних (и нешто већих) толеранција израде и ниску цену која је врло битан параметар.

Да би се проверило да ли је уопште могућа конструкција прелаза са процепом који има задовољавајуће електричне карактеристике урађено је додатно истраживање кроз нумеричке експерименте коришћењем софтверских пакета [53], [54] и [77]. У експериментима је усвојено да процепи величине 0.5 mm могу задовољити постављене захтеве за отпорност на толеранције израде и монтаже.

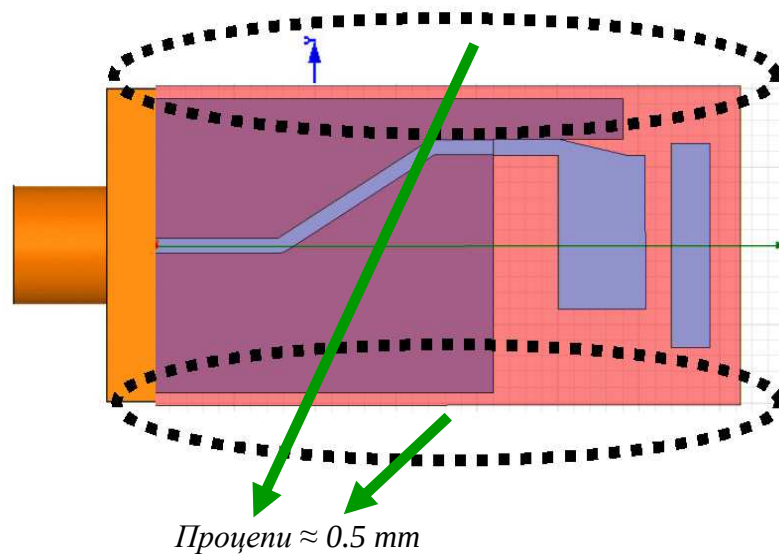
Спровођењем оптимизационог поступка се показује да је могуће добити решење које има задовољавајуће карактеристике и са том величином процепа. После поступка параметризације и оптимизације добијен је прелаз чије су финалне карактеристике добијене симулацијом приказане на Сл. 6.15.



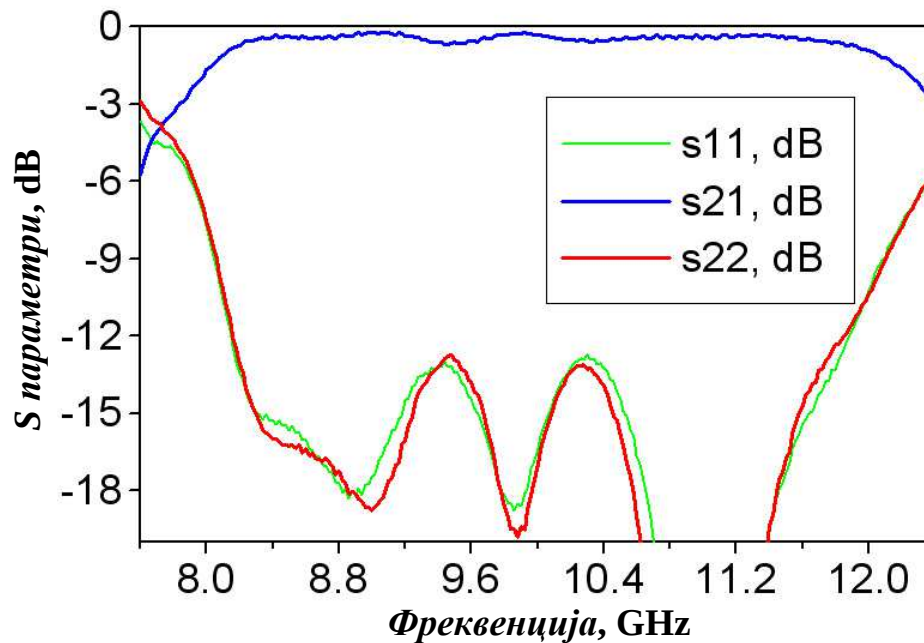
Сл. 6.15. S -параметри добијени оптимизацијом прелаза са процепом 0.5 mm.

Према симулационом моделу прелаз је и реализован и измерен. Детаљи конструкције прелаза приказани су на Сл. 6.16, а измерене перформансе на Сл. 6.17. Сл. 6.17 показује да су добијене карактеристике сличне претходним (које одговарају монтажи блиској оној на Сл. 6.10 а)), али је прилагођење нешто лошије што је последица увођења процепа. Наиме, и сам поступак оптимизације је указао да се за веће процепе теже добија добро прилагођење као у случају модела без процепа. То је био и један од разлога зашто се у овој конструкцији ширина процепа ограничена на највише 0.5 mm. Горња граница за ширину процепа је ограничена максималним димензијама монопола и директора, али и немогућношћу добијања добрих карактеристика за веће процепе.

Из карактеристика реализованог прелаза приказаних на Сл. 6.17 се види да је пролазно слабљење реда $0.35 \div 0.65$ dB, док је прилагођење на оба приступа између -12 и -13 dB. Ширина пропусног опсега за -10 dB прилагођење је око 40%.



Сл. 6.16. Конфигурација прелаза са процепима.



Сл. 6.17. Измерени S-параметри реализованог прелаза.

Може се закључити да је прелаз са процепом са становишта стабилности најпогоднији уколико су толеранције израде и монтаже веће, али су његове перформансе нешто лошије од оних за стандардан начин реализације без процепа.

Треба напоменути и да неке примене захтевају добар спој уземљеног проводника микротракастог вода са зидовима таласовода иако та конфигурација, као што смо видели, захтева технолошки сложенији поступак, укључује знатан број додатних операција и значајно повећава цену. Разлог може бити примена на вишим микроталасним опсезима, немогућност реализације довољно великог процепа, или једноставно зато што се тиме обезбеђује механичка стабилност и уклапање у систем у којем се прелаз користи.

На крају су у следећој листи дате сумарно перформансе прелаза оба типа конструкције, са процепом и без процепа, за реализацију на подлози RO4003 ($H_{sub} = 0.2 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 3.38$, $\tan \delta = 0.0032$).

МОНТАЖА БЕЗ ПРОЦЕПА

- шири пропусни опсег
- боље прилагођење на оба приступа
- захтева прецизнију израду и монтажу
- стандардне и веће толеранције могу значајно да деградирају перформансе
- мање стабилан

МОНТАЖА СА ПРОЦЕПОМ

- нешто ужи пропусни опсег
- нешто лошије прилагођење
- не захтева високу прецизност израде и монтаже
- стандардне и нешто веће толеранције немају значајан утицај на перформансе
- већа стабилност

У овом поглављу је извршена анализа фактора који су од значаја за практичну реализацију и производњу прелаза. Анализиран је утицај зрачења на перформансе прелаза микротракасти вод-таласовод полуотвореног типа и показано је да полуотворена конфигурација монтаже прелаза, осим у мање захтевним применама, није добро решење. Закључено је да треба применити делимично, или потпуно затварање таласовода на страни микротракастог приступа, иако то онемогућава лако подешавање прелаза и утиче на његове електричне карактеристике (квари прилагођење). Указано је и да редукција цурења РФ енергије у полуотвореној конструкцији, која се реализује повећањем дужине улазног микротракастог вода, повећава дужину и губитке прелаза, те је тога треба избегавати.

Анализа утицаја толеранција израде и монтаже прелаза показује да перформансе прелаза могу бити значајно деградиране уколико се примене стандардни технолошки поступци за таласоводе. С обзиром да су поступци са мањим толеранцијама и скупљи, анализирана је могућност реализације прелаза који би ипак користио стандардне технолошке поступке. Показано је да је могуће конструисати прелаз са спрежним елементом изолованим од таласовода чија је робусност довољна да се задрже добре перформансе и када се користе стандардни технолошки поступци. На тај начин је спектар могућих примена прелаза описаних у дисертацији значајно проширен.

7. НЕКИ ПРИМЕРИ ПРИМЕНЕ НОВОГ ПРЕЛАЗА

У применама се захтева да прелази имају што мање унесено слабљење и да раде и на вишим микроталасним опсезима. Такође се постављају и захтеви за реализацијама на подлогама мале диелектричне константе и новијим јефтиним подлогама како би се укупни трошкови за реализацију микроталасне јединице смањили. Ово је посебно од значаја код антенских низова због велике површине штампане плоче потребне за њихову израду.

У прелазу описаном у дисертацији је примењена другачија конструкција и методологија, у односу на решења која су до сада публикована у литератури. Код прелаза нове конструкције који су описани у дисертацији је елиминисан највећи број недостатака постојећих прелаза. То је првенствено остварено тиме што прелаз не користи симетризатор, а користи монопол-јаги-уда антену, што је дало компактне МИК/ММИК компатибилне прелазе са микротракастог вода на таласовод.

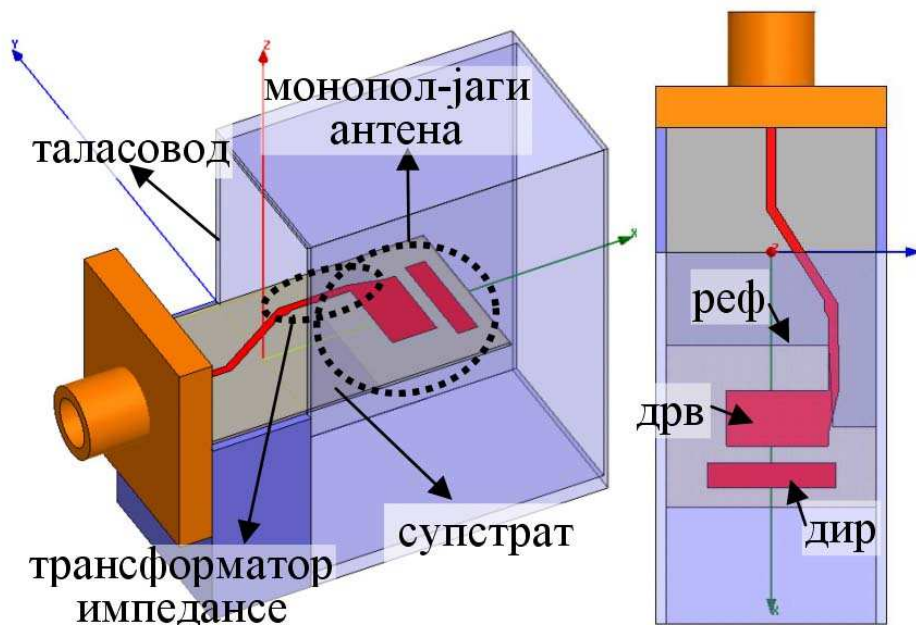
Нови прелази се могу реализовати једнослојном технологијом и не захтевају више. Ширина пропусног опсега овде представљених прелаза је реда 40% тако да могу да обухвате цео таласоводни опсег, слабљење је чак и на јефтиним подлогама већих губитака мање од 0.5 dB на X опсегу, а прелази се могу користити и на вишим микроталасним опсезима и имати задовољавајуће перформансе.

Оно што је нарочито значајно је да овај прелаз има ефективно више од 3 пута мање димензије од оног реализованог са квази-јаги антенном.

Имајући у виду све наведене особине нових прелаза може се закључити да се они могу применити у интегрисаним микроталасним уређајима, антенама и антенским системима, просторним сабирачима РФ снаге, појачавачима снаге, итд. Стога овде описан прелаз може имати широк спектар примена у РФ и микроталасни телекомуникационим системима. У наставку ће се укратко прокоментарисати неколико претходно наведених примена.

7.1. Примена у прелазу коаксијални вод – таласовод

Једна од очигледних примена прелаза би била и замена уобичајеног прелаза коаксијални вод - таласовод у неким применама, где би се првенствено због начина монтаже новог прелаза (лонгитудинална побуда) имале погодности у односу на стандардни прелаз коаксијални вод – таласовод. Треба нагласити да је по електричним перформансама стандардни прелаз коаксијални вод - таласовод квалитетнији од прелаза предложеног типа, али за неке примене је непогодан зато што има улазни приступ са стране ширег зида таласовода. На Сл. 7.1 је приказана таква примена где су приказани и детаљи прикљученог SMA конектора, пошто је он сада неопходан за добијање коаксијалног приступа.



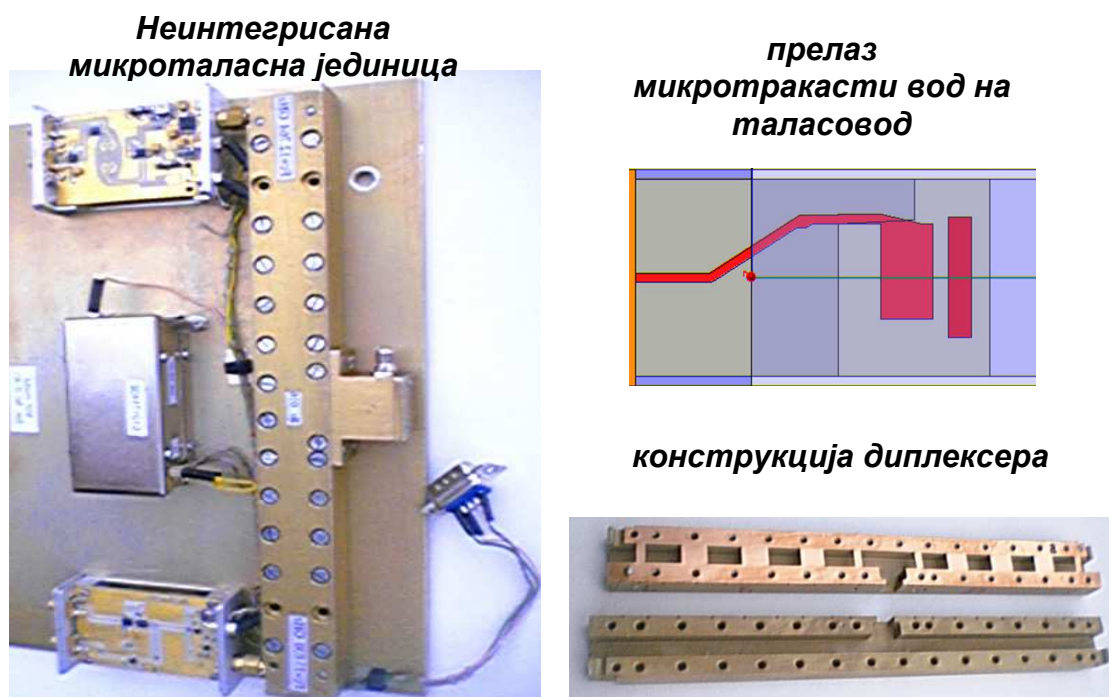
Сл. 7.1. Прелаз са монопол-јаги антенном
а) 3Д изглед
б) штампана плоча и уклапање у таласовод.

7.2. Примена у реализацији интегрисаних микроталасних јединица

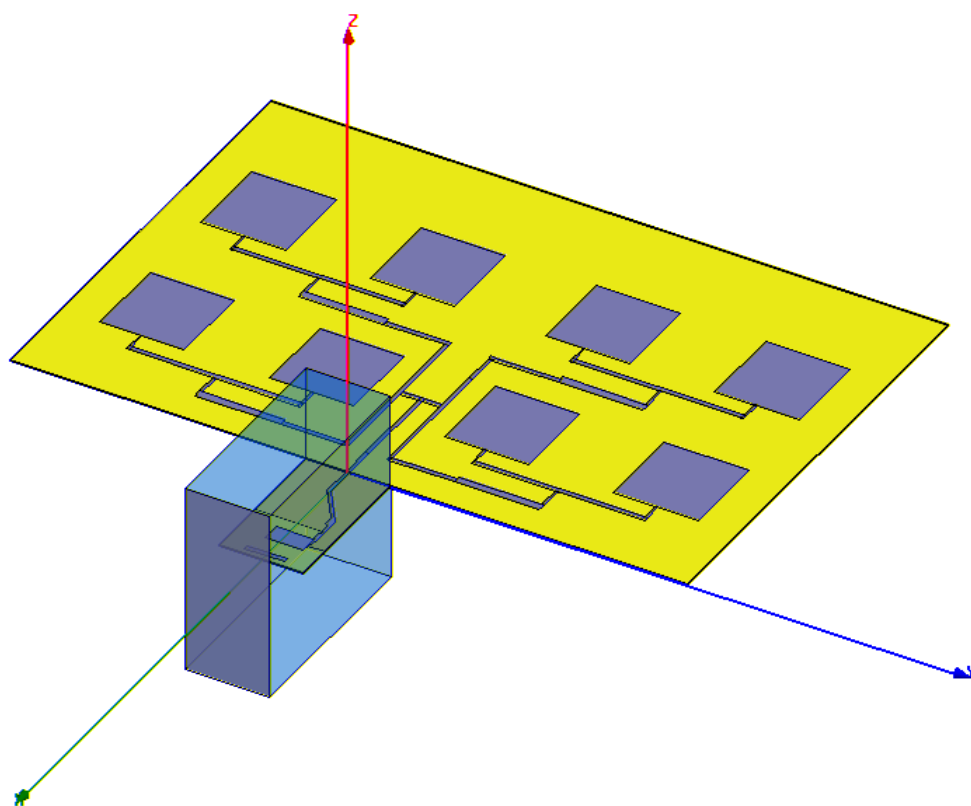
Блок-шема микроталасне јединице је дата на Сл. 2.1, а на Сл. 7.2 је приказан један конкретан пример неинтегрисане микроталасне јединице. Нов прелаз се (уз маргиналну измену топологије диплексера) може искористити за реализацију комплетно интегрисане микроталасне јединице.

7.3. Примена у антенским системима

На Сл. 7.3 је приказана интересантна примена у којој се штампани антенски систем напаја таласоводом уз коришћење предложеног прелаза. Познато је да штампани антенски системи иако имају низ погодности имају недостатак који се огледа у значајним губицима у мрежи за напајање [89]. Коришћењем описаног прелаза се може смањити укупна дужина штампаних водова и тако редуковати губици, нарочито из разлога што описани прелаз има веома мале губитке. Наравно, у неким применама је неопходно имати таласоводно напајање штампане антене тако (не узимајући у обзир ефикасност као примаран параметар) тако да се ту такође може применити описан прелаз.



Сл. 7.2. Примена у микроталасној јединици за интеграцију са диплексерима.



Сл. 7.3. Примена у реализацији штампаних антена са таласоводним приступом.

8. ЗАКЉУЧАК

У дисертацији је кроз коришћење модерних софтверских пакета за 3Д електромагнетску анализу представљен систематски развој нових прелаза са микротракастог вода на таласовод. Главне новине приказаних прелаза су реализација без коришћења симетризатора и примена монопол јаги-уда антене као спрежног елемента. У новим прелазима јаги-уда антена као спрежни елемент је напајана директно са микротракастом линијом и прелаз је Е типа са уздужном побудом (end-launch).

Описан је поступни развој нове идеје и она је детаљно образложена и верификована кроз реализацију скупа прелаза различитих конструкција и особина. Релизовани прелази су показали веома добре перформансе. Разним конструкционим варијантама прелаза су обухваћене различите ситуације које се могу појавити у примени прелаза, па је тиме потенцијална област примене прелаза значајно повећана. Имајући у виду низ погодности које прелази пружају могућ је широк спектар примена у телекомуникационим уређајима, од реализације интегрисаног микроталасног блока, преко примене за напајање штампаних антена таласоводом до примена у просторним сабирачима снаге и појачавачима, што је у последње време веома актуелна област.

У поређењу са прелазом базираним на квази-јаги антени, који је током последње деценије био можда и најактуелнији прелаз због своје компактности и МИК/ММИК компатибилности (због чега је у овом раду и узет као референтни) нови прелази засновани на монопол јаги-уда антени представљени у дисертацији имају низ особина којима значајно надмашују перформансе прелаза са квази-јаги антенном. Сумарно, нови прелази имају следеће особине:

1. ефективно око 3.5 пута мање димензије од текућег најбољег решења са квази-јаги антенном, док је у поређењу са осталим прелазима фактор смањења димензија још већи,
2. може се реализовати на подлогама произвољне дебљине и диелектричне константе,
3. у специфичној конфигурацији омогућава реализацију прелаза велике робусности на толеранције израде и монтаже,
4. омогућава примену и јефтиних подлога лошијих перформанси, пошто специфична конструкција прелаза редукује те недостатке, што је од великог економског значаја,
5. има знатно мање губитке од постојећих решења,
6. може се применити на знатно вишим микроталасним опсезима у односу најбоља текућа решења, за исти квалитет подлоге и технологије,
7. конструктивно је једноставнији.

Поред овог, нови прелази имају и све погодности које имају и прелаз са квази-јаги антенном:

- МИК/ММИК компатибилност,
- могућност реализације на подлогама велике ДК,
- нема потребу за спрежним кондензатором,
- широкопојасни рад (могућност обухватања целог таласоводног опсега),
- једнослојна технологија израде штампане плочице са спрежним елементом,
- не користи вие.

У дисертацији су описна неколико варијанти конструкције прелаза, тако да се у зависности од конкретних захтева и према значају димензија, ширине пропусног опсега, електричних карактеристика, и расположивих толеранција израде може у конкретној ситуацији изабрати адекватна конструкција.

Предложена конструкција с обзиром на низ погодности које поседује отвара велики простор за даља истраживања нарочито у следећим правцима:

- реализација интегрисаних појачавача у таласоводу,
- реализација штампаних антена са таласоводним напајањем, без примене коаксијалних конектора и лемљења (од нарочитог значаја на вишим микроталасним и милиметарским опсезима),
- реализација појачавача са просторним сабирачима снаге,
- примена у области метаматеријала, нарочито за напајање таласоводно-микротракастих компоненти реализованих са метаматеријалима, итд.

Главни правци даљег истраживања се односе на могућности што ефикасније примене прелаза у интегрисаним телекомуникационим уређајима. Првенствено ту долазе примене за повезивање са диплексерима и директна реализација интегрисаних диплексера у технологији суспендованог симетричног микротракастог вода. Други правац даљег истраживања се односи на реализације планарних антенских система напајаних таласоводима и њихову интеграцију са микроталасном јединицом помоћу приказаних прелаза.

9. ПРИЛОГ А. КАРАКТЕРИСТИКЕ ПОДЛОГЕ RO4003



Advanced Circuit Materials Division, 100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, Arizona 480-961-1382, FAX: 480-961-4533

Certificate of Compliance Test Data Sheet

Material Safety Data Sheets (MSDS) for Rogers products are available on our web site at www.rogerscorporation.com/acm. If you cannot access this web site contact your Rogers Customer Service Representative.

Customer:	RTD LTD.		
Rogers Job #:	00069041	Item #:	1
Customer Order #:	RTD-6506		
Customer Part #:			

Material Description:	2007203 RO4003C 12X18 5E/5E 0080+-001/DI
Quantity Shipped:	10

Rogers Corporation certifies that the material shipped has typical properties as hereby reported.
The material has been tested in accordance with the test methods as prescribed in:

Specification:

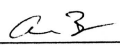
PROPERTY	Test Parameter	Specification Values	Test Results This Shipment
Dielectric Constant	10 GHz	3.3300 - 3.4300 range	3.346 - 3.395
Dissipation Factor	10 GHz	0.0035 max	0.0029 - 0.0035

Peel Strength(LBS/IN.) Thermal Stress CU type: 1/2 OZ EDC Min value 4.3

Exceptions: Tested in accordance with IPC-4103

Special Test:

Load Number(s)	Date of Manufacture	Quantity
G-00020491	07/11/06	10

Certified by:  7.12.06
Bueno, Aaron P Date

Certificate #: 90063389 Date printed: 07/12/2006

1. Laminate Surface Quality inspected per IPC-4103 Class "A" unless otherwise agreed to by Customer and Rogers Corp.
2. Laminate using Omega foil is twice Class "A" unless otherwise agreed to by Customer and Rogers Corp.
3. For "Fabrication Guidelines" see Rogers website <http://www.rogerscorporation.com/acm/litintbl.htm>.
4. Shelf life of RO/4400 prepregs is 12 months from Date of Manufacture when stored under conditions noted in data sheet. Data sheet can be located at Rogers website <http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/RO4400sandfab.pdf>

The world runs better with Rogers.

www.rogerscorporation.com

2. ПРИЛОГ Б. СОПСТВЕНЕ И МЕЋУСОБНЕ ИМПЕДАНСЕ ТАНКИХ ДИПОЛА/МОНОПОЛА

9.1. Сопствене импедансе танких дипола/монопола

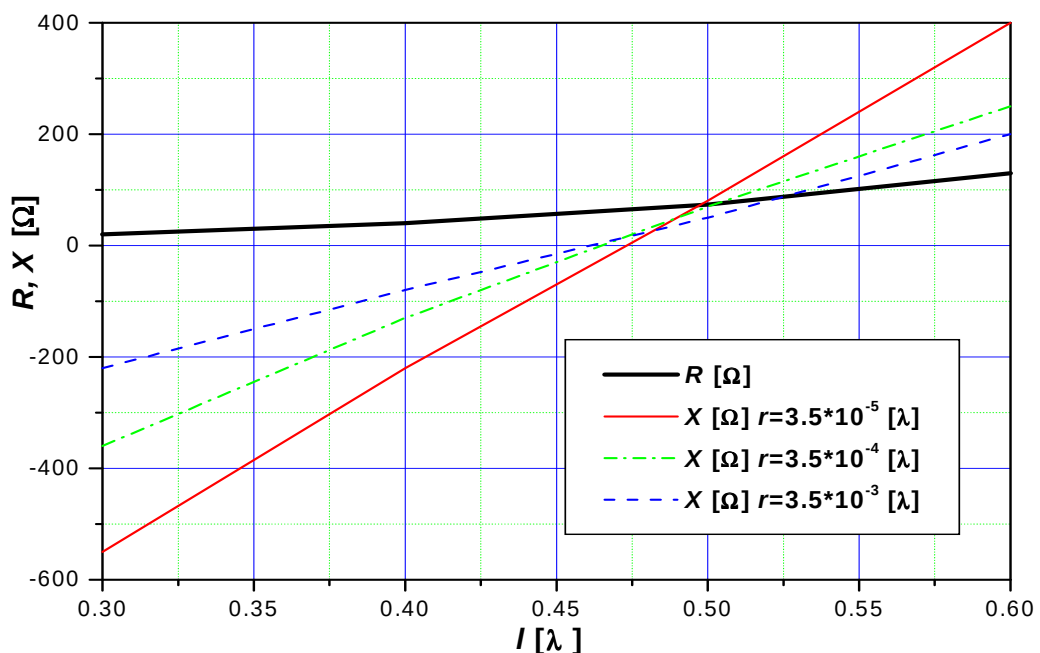
Сопствена импеданса цилиндричног дипола Z_{ii} је сложена функција његове дужине l и радијуса r . Међутим, ако је дипол танак (r мање од приближно $10^{-3}\lambda$) и ако му је дужина око полуталасне тада се могу користити једноставни апроксимативни изрази и табеларне вредности за сопствену импедансу дипола (Халенов метод), који су дати у наставку.

$$Z_{ii}=R_{ii}+jX_{ii}=R_z+jX_{ii} \quad (\text{Д1.1})$$

$$R_z \approx 73 \, \Omega \quad (\text{Д1.2})$$

$$X_{ii}=X_l=X_{0.5}+20\Delta X(0.5-l/\lambda) \quad (\text{Д1.3})$$

При томе се у изразу (Д1.3) вредности $X_{0.5}$, ΔX узимају из Табеле Д1.1.



Сл. Д.1. Зависност импедансе танког цилиндричног дипола од радијуса и дужине.

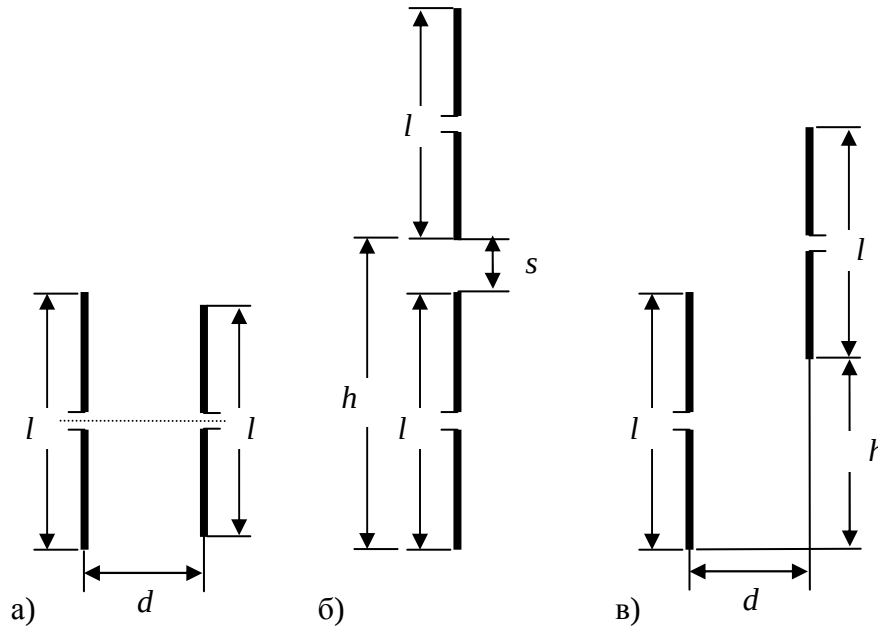
Сл. Д.1 приказује зависност отпорности зрачења и реактансе танког цилиндричног дипола од његовог радијуса и дужине.

Табела Д1.1. Зависност $X_{0.45}$, $X_{0.5}$, $\Delta X = X_{0.5} - X_{0.45}$ од радијуса за танке диполе добијена на основу Халеновог метода.

$K = \lambda/r$	$X_{0.5}, \Omega$	$X_{0.45}, \Omega$	$\Delta X, \Omega$
10^2	38.2	-14.1	-52.3
10^3	39.6	-55.5	-95.1
10^4	40.4	-98.1	-138.5

9.2. Међусобне импедансе танких дипола/монопола

Међусобне импедансе цилиндричних дипола Z_{ij} су такође сложена функција њихових радијуса (r_i, r_j) и дужина (l_i, l_j). За танке диполе (теоријски бесконачно танке) и ако су им дужине једнаке могу се коришћењем методе индуковане електромоторне силе израчунати вредности за међусобну импедансу елемената за њихове најчешће практичне релативне положаје, приказане на Сл. Д.2. За ситуације када су елементи различитих дужина и другог релативног положаја ситуација је знатно комплекснија и мора се користити нумеричко израчунавање вредности међусобне импедансе према [64], [90] и [91].



Сл. Д.2. Конфигурације међусобног положаја елемената за одређивање међусобних импеданси елемената.

а) елементи су постављени нормално на осу која спаја њихове центре (side-by-side configuration)

$$R_{21m} = \frac{\eta}{4\pi} [2C_i(u_0) - C_i(u_1) - C_i(u_2)] \quad (\text{Д1.4})$$

$$X_{21m} = -\frac{\eta}{4\pi} [2S_i(u_0) - S_i(u_1) - S_i(u_2)] \quad (\text{Д1.5})$$

$$u_0 = kd \quad (\text{Д1.6})$$

$$u_1 = k(\sqrt{d^2 + l^2} + l) \quad (\text{Д1.7})$$

$$u_2 = k(\sqrt{d^2 + l^2} - l) \quad (\text{Д1.8})$$

η је карактеристична импеданса средине ($\approx 120 \pi \Omega$ за вакуум).

Уколико су диполи танки (теоријски бесконачно танки) и ако су им дужине око полуталасне, тада се за међусобне импедансе могу користити израчунате вредности из Табеле Д1.2, ако је $s \leq 2\lambda$.

Табела Д1.2. Међусобна импеданса танких $\lambda/2$ дипола постављених на растојање d .

d, λ	R_{ij}, Ω	X_{ij}, Ω		d, λ	R_{ij}, Ω	X_{ij}, Ω
0.10	67.3	7.5		0.70	-24.9	-0.3
0.20	51.4	-19.2		0.80	-18.5	12.3
0.30	29.3	-34.4		0.90	-7.5	18.6
0.40	6.2	-37.4				
0.50	-12.5	-29.9				
0.60	-23.3	-15.9				

За $s > 2\lambda$ могу се користити апроксимативни изрази (Д1.4), (Д1.5) за Z_{ij} , $i \neq j$:

$$R_{ij} = 19.06 / (d/\lambda) \cdot \sin(2\pi d/\lambda) \quad (\text{Д1.9})$$

$$X_{ij} = 19.06 / (d/\lambda) \cdot \cos(2\pi d/\lambda) \quad (\text{Д1.10})$$

б) елементи (ликови и/или оригинал) су постављени паралелно са осом која спаја њихове центре, тзв. ешалон конфигурација (collinear configuration)

$$R_{21m} = -\frac{\eta}{8\pi} \cos(v_0) [-2C_i(2v_0) + C_i(v_2) + C_i(v_1) - \ln(v_3)] \quad (\text{Д1.11})$$

$$+ \frac{\eta}{8\pi} \sin(v_0) [2S_i(2v_0) - S_i(v_2) + S_i(v_1)]$$

$$X_{21m} = -\frac{\eta}{8\pi} \cos(v_0) [2S_i(2v_0) - S_i(v_2) - S_i(v_1)] \quad (\text{Д1.12})$$

$$+ \frac{\eta}{8\pi} \sin(v_0) [2C_i(2v_0) - C_i(v_2) - C_i(v_1) - \ln(v_3)]$$

$$v_0 = kh \quad (\text{Д1.13})$$

$$v_1 = 2k(h + l) \quad (\text{Д1.14})$$

$$v_2 = 2k(h - l) \quad (\text{Д1.15})$$

$$v_3 = (h^2 - l^2) / h^2 \quad (\text{Д1.16})$$

в) елементи су постављени тако да су им осе косе у односу на линију која им спаја центре (parallel in echelon configuration) и добија

$$R_{21m} = -\frac{\eta}{8\pi} \cos(w_0)[-2C_i(w_1) - 2C_i(w'_1) + C_i(w_2) + C_i(w'_2) + C_i(w_3) + C_i(w'_3)] \quad (\text{Д1.17})$$

$$+ \frac{\eta}{8\pi} \sin(w_0)[2S_i(w_1) - 2S_i(w'_1) - S_i(w_2) + S_i(w'_2) - S_i(w_3) + S_i(w'_3)]$$

$$X_{21m} = -\frac{\eta}{8\pi} \cos(w_0)[2S_i(w_1) + 2S_i(w'_1) - S_i(w_2) - S_i(w'_2) - S_i(w_3) - S_i(w'_3)] \quad (\text{Д1.18})$$

$$+ \frac{\eta}{8\pi} \sin(w_0)[2C_i(w_1) - 2C_i(w'_1) - C_i(w_2) + C_i(w'_2) - C_i(w_3) + C_i(w'_3)]$$

$$w_0 = kh \quad (\text{Д1.19})$$

$$w_1 = k(\sqrt{d^2 + h^2} + h) \quad (\text{Д1.20})$$

$$w'_1 = k(\sqrt{d^2 + h^2} - h) \quad (\text{Д1.21})$$

$$w_2 = k[\sqrt{d^2 + (h-l)^2} + (h-l)] \quad (\text{Д1.22})$$

$$w'_2 = k[\sqrt{d^2 + (h-l)^2} - (h-l)] \quad (\text{Д1.23})$$

$$w_3 = k[\sqrt{d^2 + (h+l)^2} + (h+l)] \quad (\text{Д1.24})$$

$$w'_3 = k[\sqrt{d^2 + (h+l)^2} - (h+l)] \quad (\text{Д1.25})$$

10. ЛИТЕРАТУРА

- [1] Jaroslav Uher, J. Bornemann, Uwe Rosenberg, Waveguide components for antenna feed systems: Theory and CAD, Artech House, 1993.
- [2] Djuradj Budimir, Generalized Filter Design by computer Optimization, Artech House, 1998.
- [3] T. Q. Ho and Yi-Chi Shih, Analysis of microstrip line to waveguide end launchers, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, No. 3, March 1988.
- [4] Seokwon Lee, Ihn S. Kim, A novel waveguide-to microstrip transition using L-shaped suspended microstrip, (internet).
- [5] W. Simon, M. Werthen and I. Wolff, A novel coplanar transmission line to rectangular waveguide transition, (internet).
- [6] Winfried Simon, Sybille Holzwarth, Andres Wien, and Ingo Wolff, Rectangular waveguide to planar structure transitions for antenna applications, (internet).
- [7] Sung Tae Choi, Ki Seok Yang, Kiyohito Tokuda, and Yong Hoon Kim, A V-band planar narrow bandpass filter using a new type integrated waveguide transition, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 14, No. 12, December 2004.
- [8] Dominic Deslandes and Ke Wu, Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 11, No. 2, February 2001.
- [9] Tohru Araki and Masahiro Hirayama, A 20-GHz integrated balanced mixer, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-19, No. 7, July 1971.
- [10] Hui-Wen Yao, Amr Abdelmonem, Ji-Fuh Liang, and Kawathar A. Zaki, Analysis and design of Microstrip-to-waveguide transitions, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 42, No. 12, December 1994.
- [11] J. H. C. van Heuven, "A new integrated waveguide-microstrip transition", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., pp. 144-147, March 1976.
- [12] L. J. Lavedan, "Design of waveguide-to-microstrip transition specially suited to millimeter-wave applications," Electron. Lett., vol. 13, no. 20, pp. 604–605, Sept. 1977.
- [13] Kiyo Tomiyasu and J. J. Bolus, "Characteristics of a New Serrated Choke", IRE Transactions – Microwave Theory and Techniques, Jan. 1956.
- [14] Frank J. Vellegas, D. Ian Stones, and H. Alfred Hung, A novel Waveguide-to-Microstrip Transition for Millimeter-Wave Module Applications, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 47, No. 1, January 1999.
- [15] Louis T. Hildebrand, and Johan Joubert, Full-wave analysis of a new microstrip-to-waveguide interconnect configuration, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 1, January 2000.

- [16] Amjad A. Omar and Nihad I. Dib, Analysis of slot-coupled transitions from microstrip-to-microstrip and microstrip-to-waveguides, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 7, July 1997.
- [17] Marat Davidovitz, Wide-band waveguide-to-microstrip transition and power divider, IEEE Microwave and Guided wave Letters, Vol. 6, No. 1, January 1996.
- [18] Wilfried Frabherr, Bernhard Huder, and Wolfgang Menzel, Microstrip to waveguide transition compatible with MM-wave integrated circuits, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 42, No. 9, September 1994.
- [19] B. N. Das, K. S. V. R. Prasad, and K. V. Seshagiri Rao, Excitation of waveguide by stripline- and microstrip-line-fed slots, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-34, No. 3, March 1986.
- [20] N. Kaneda, Y. Qian, and T. Itoh, "A broad-band microstrip-to-waveguide transition using quasi-Yagi antenna, "IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 4, pp. 2562-2567, Dec 1999.
- [21] N. Kaneda, Y. Qian, and T. Itoh, "A Broadband Microstrip-to-Waveguide transition using quasi-Yagi antenna, Conference proceedings (0-7803-5135-5/99) IEEE 1999.
- [22] W.R.Deal, Y.Quian and T. Itoh, V. Radisic, Planar integrated antenna technology, Microwave Journal, July 1999.
- [23] William R. Deal, Noriaki Kaneda, James Sor, Yongxi Quian, Tatsuo Itoh, A new quazi-yagi antenna for planar active antenna array, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.48, No.6, June 2000.
- [24] Cynthia Y. Hang, William R. Deal, Yongxi Quian, Tatsuo Itoh, High-efficiency push-pull power amplifier integrated with quasi-yagi antenna, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.49, No.6, June 2001.
- [25] B. Glance and R. Trambarulo, A waveguide to suspended stripline transition, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, pp.117-118, Feb. 1973.
- [26] R. G. Beaudette and L. J. Kushner, Waveguide-to-Microstrip transitions, Microwave Journal, September 1989.
- [27] T. Q. Ho and Yi-Chi Shih, Spectral-Domain Analysis of E-Plane Waveguide to Microstrip Transitions, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, No. 2, Feb. 1989.
- [28] S. C. Shi and J. Inatani, A Waveguide to Microstrip Transition with a DC/IF return path and an Offset Probe, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 3, March 1997.
- [29] Hong-bae Lee and Tatsuo Itoh, A Systematic Optimum Design of Waveguide-to-Microstrip Transition, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 5, May 1997.
- [30] R. W. Klopffestein, A transmission line taper of improved design, Proceedings of the IRE, pp. 31-35, January 1956.
- [31] R. E. Collin, The optimum tapered transmission line matching section, Proceedings of the IRE, pp. 539-548, April 1956.

- [32] Rudolf P. Hecken, A near-optimum matching section without discontinuities, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-20, No. 11, November 1972.
- [33] M. Jamil Ahmed, Impedance transformation equations for exponential, cosine-squared, and parabolic tapered transmission lines, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-29, No. 1, January 1981.
- [34] B. Climer, Analysis of suspended microstrip taper baluns, IEE Proceedings, Vol. 135, Pt. H, No. 2, pp. 65-69, April 1988.
- [35] Hirokimi Shirasaki, Taper shapes design charts for Klopfenstein and Hecken type microstrip line tapers by mode-matching and FDTD techniques, (internet).
- [36] Robert E. Collin, Foundations for microwave engineering, McGraw-Hill Company, 1992.
- [37] Robert E. Collin, Field theory of guided waves, McGraw-Hill Company, 1960.
- [38] Александар Маринчић, Микроталасна кола, 1978.
- [39] K.C.Gupta, R.Garg, I.Bahl, P.Bhartia, Microstrip lines and slotlines, Second edition, Artech House, 1996.
- [40] Jokanović B., Marković D., «Wideband Microstrip-to-Waveguide Transition Using Double Y-Balun», Electronics Letters, Vol. 48, No. 18, pp. 43-44, 31st August 2006.
- [41] D. L. Sengupta, "On the phase velocity of wave propagation along an infinite Yagi structure", IRE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-7, July 1959, pp. 234-239.
- [42] F. Serracchioli and C. A. Levis, "The calculated phase velocity of long end-fire uniform dipole arrays", IRE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-7, Dec. 1959, pp. S424-S434.
- [43] R. J. Mailloux. "Antenna and wave theories of infinite Yagi-Uda arrays", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-13, July 1965, pp. 499-506.
- [44] H. W. Ehrenspeck and H. Poehler, "A new method for obtaining maximum gain from Yagi antennas", IRE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-7, pp. 379-386, October 1959.
- [45] C.L. Hemenway, R.W. Henry, M. Caulton, Physical electronics, John Wiley and Sons, 1967, New York.
- [46] Boro M. Reljic, "Analysis of waves propagating along uniform ladder array consisting of metallic cylindrical rods"; TELFOR XXII Telecommunication Forum, Conference Proceedings 2004, Vol. 1, pg 53-56.
- [47] Richard C. Johnson, Henry Jasik, Antenna engineering handbook, 3edition.
- [48] Vasa M. Radonic, Vesna B. Crnojevic-Bengin, Boro M. Reljic, Branka S. Jokanovic, *Accuracy Of Em Simulation Tools In Modeling Of Resonant Left-Handedmicrostrip Lines*, EUROCON 2007.
- [49] Рељић Боро, Микрострип-таласовод прелаз за К опсег базиран на двоелементној јаги антени, Етран 2006, Београд.
- [50] Рељић Боро, Бранка Јокановић, Компактан прелаз микрострип-таласовод за К-опсег, Телфор 2005, Београд.

- [51] Момчило Б. Драговић, Антене и простирање радио таласа, Контекст, Београд 1994.
- [52] Боро Рељић, Магистарска теза: Пасивни антенски низови са трансверзалним зрачењем (регистровани као: Боро низови), ЕТФ, Београд, 2002.
- [53] B. Kolundzija, S. Ognjanovic, T. Sarkar, WIPL-D, Wipl-D Ltd., 2004.
- [54] HFSS, Software and User's Manual, Ansoft Corporation
- [55] F. Landstorfer, Tehnicki univerzitet Minhen, Neki vidovi savremenog projektovanja antena, Elektrotehnika 35 (1986), 4-5, str. 498-504.
- [56] F. M. Landstorfer, Institute for High Frequency Techniques, Technical University of Munich, FR of Germany, A new type of directional antenna, Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S Session 6, 1976.
- [57] Chang-Hong Liang; Cheng, D., Directivity optimization for Yagi-Uda arrays of shaped dipoles, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, May 1983, pp. 522-525, Vol. 31, Issue 3.
- [58] HAM Radio, "How to design Yagi antennas," No. 8, August 1977 (NBS experiments report).
- [59] James L. Lawson, Yagi Design, 1982.
- [60] Ekstremno duge jagi antene, VHF Communications. 3/82.
- [61] Julio A. Navaro & Kai Chang, Integrated antennas & spatial power combining, John Wiley and Sons Inc. Wiley Interscience, 1996.
- [62] Stutzman, Warren L. and Gary A. Thiele, Antenna Theory and Design, New York, John Wiley and Sons, 1981.
- [63] Edward A. Wolff, Antenna analysis. Artech House, 1988.
- [64] Constantine A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley and Sons, 1996.
- [65] John D. Kraus, Antennas. McGraw-Hill Book Company, 1988
- [66] Kai Fong Lee, The Chinese University of Hong Kong, Principles of antenna theory, Hong Kong 1982, John Wiley and Sons.
- [67] Karl Rothamel, Antene, Vojna Stamparija Beograd, 1983.
- [68] Robert S. Elliott, Antenna Theory & Design, Revised Edition, January 2003, Wiley-IEEE Press
- [69] Боро Рељић, Дипломски рад: Јаги-уда антене, ЕТФ, Београд, 1995.
- [70] Branko D. Popovic, Elektromagnetika, IV izdanje, GK, 1990 Beograd.
- [71] F. E. Gardiol, Introduction to Microwaves, Artech House, 1984.
- [72] Драгослав Милановић, Хиперфреквенције (Микроталаси), Грађевинска књига, Београд, 1973.
- [73] C. G. Montgomery, R. H. Dicke, E. M. Purcell, Principles of Microwave circuits, McGrew-Hill Company, 1948.
- [74] Roberto Sorrentino (editor) and Microwave Theory and Techniques Soccity, Numerical Methods for passive microwave and millimeter wave structures, IEEE Press, Selected Reprint Series, 1989.
- [75] Guillermo Gonzalez, Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design, Prantice-Hall, 1984.
- [76] Brian C. Wadell, Transmission Line Design Handbook, Artech House, 1991.

- [77] Zeland Software, User's Manual, Ie3d release 10, Zeland Software Incorporation.
- [78] Serenade, Software and User's Manual, Ansoft Corporation.
- [79] CST Microwave studio, 2006.
- [80] Branko M. Kolundzija, Boro M. Reljic, "Plate Modeling of Wire Structures", Proc. of. 1997 IEEE International Symp. and URSI North. American Radio Science Meeting, July 13-18 1997. pp 1789- 1793.
- [81] Рељић М. Боро, Колунџија М. Бранко, Егзактно моделовање жичаних структура билинеарним површима, Конференција ЕТРАН, 1996.
- [82] Jamal S. Izadian, Shahin M. Izadian, Microwave Transition Design, Artech House, 1984.
- [83] Boro M. Reljic, "Review of Boro Arrays - a new class of antenna arrays with passive elements," 2007 IEEE AP-S Symposium on Antenna & Propagation, USA, Conference Proceedings June 2007.
- [84] Boro M. Reljic, "Boro Arrays — Broadside Antenna Arrays With Passive Elements," Microwave And Optical Technology Letters, Vol.50, No.1, Jan 2008.
- [85] Boro M. Reljic, "Current Distribution Along Loaded Passive Elements Longer Than Half Wave And Its Applications in Antenna Design"; TELSIX 2003 (6th International Conference), Vol. 1, pg 53-56.
- [86] Boro Reljic, "Balunless Microstrip to Waveguide Transition for X Band", IEEE Wireless and Microwave Technology Conference 2006 Proceedings.
- [87] Boro M. Reljic, *Lowloss MIC/MMIC Compatible Microstrip to Waveguide Transition without a Balun*, Microwave and Optical Technology Letters, Volume 50, Issue 1, January 2008, Pages: 107–111, Boro M. Reljić, Article first published online : 19 NOV 2007, DOI: 10.1002/mop.23012.
- [88] Boro M. Reljic, *Novel MIC/MMIC Compatible Microstrip to Waveguide Transition for X Band without a Balun*, Microwave Review, No. 1, Vol. 13, pp. 16-18, June 2007.
- [89] Oakley McDonald Woodward, Princeton, N.J., Corporate-network printed antenna system, US Patent No.3587110, Assignee: RCA Corporation, June 22 1971.
- [90] H.E.King, "Mutual Impedance of Unequal Length Antennas in Echelon," *IRE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-5, pp. 306-313, July 1957.
- [91] Ronold Wyeth Percival King, George J. Fikioris, Richard Bruce Mack, *Cylindrical Antennas and Arrays*, Cambridge University Press, 2002.
- [92] Handbook of Mathematical formulas and integrals, third edition, Elsevier Academic Press, 2004.
- [93] Milton Abramowitz and Irene A.Stegun, Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables, National Bureau of Standards, Applied Mathematics Series, 55, Issued June 1964, 10th printing December 1972 with corrections.

11. СПИСАК ОБЈАВЉЕНИХ НАУЧНИХ И СТРУЧНИХ РАДОВА

мр Боро Рељић

МАГИСТАРСКЕ И ДОКТОРСКЕ ТЕЗЕ, М70

Одбрањен магистарски рад, М72

1. Боро Рељић, ментор проф. др Антоније Ђорђевић, *магистарска теза: Пасивни антенски низови са трансверзалним зрачењем*, Електротехнички факултет, Београд 2002.

РАДОВИ ОБЈАВЉЕНИ У НАУЧНИМ ЧАСОПИСИМА МЕЂУНАРОДНОГ ЗНАЧАЈА, М20

Рад у међународном часопису, М23

2. *Boro M. Reljic, Lowloss MIC/MMIC Compatible Microstrip to Waveguide Transition without a Balun, Microwave and Optical Technology Letters, August 2007 .*
3. *Boro M. Reljic, Boro Arrays—Broadside Antenna Arrays With Passive Elements, Microwave and Optical Technology Letters August 2007) Vol. 50, No. 1, January 2008*
4. *B. Jokanović, V. Trifunović and B. Reljić, Balance measurements in Double - Y Baluns, IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation, Oct./Dec. 2002, Vol. 149, Issue 5, pp. 257-261.*

ЗБОРНИЦИ МЕЂУНАРОДНИХ НАУЧНИХ СКУПОВА, М30

Саопштење са међународног скупа штампано у целини, М33

5. Vasa M. Radonic, Vesna B. Crnojevic-Bengin, Boro M. Reljic, Branka S. Jokanovic, *Accuracy Of Em Simulation Tools In Modeling Of Resonant Left-Handedmicrostrip Lines*, EUROCON 2007.
6. Boro M. Reljic, *Boro array – a new class of antenna arrays with passive elements*, Proceedings of the IEEE AP-S Conference on Antennas and Propagation, 2007, USA.
7. Boro M. Reljic, *Balunless microstrip to waveguide transition for X band*, Proceedings of the IEEE Wireless and Microwave Technology Conference, WAMICON 2006.
8. Boro M. Reljic, *Current Distribution Along Loaded Passive Elements Longer Than Half Wave And Its Applications in Antenna Design*; TELSIX 2003, 6th International Conference on Telecommunications and Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services; Vol. 1, pp. 53-56.

9. Kolundzija M. Branko, Reljic M. Boro: *Plate Modeling of Wire Structures*, Proc. of 1997 IEEE International Symposium and URSI North American Radio Science Meeting, July 13-18 1997, pp. 1789-1793.

ЧАСОПИСИ НАЦИОНАЛНОГ ЗНАЧАЈА, М50

Рад у водећем часопису националног значаја, М51

10. Boro M. Reljic, Branka Jokanovic, *A New Class of Antenna Arrays with Passive Elements*, Microwave Review, No. 1, Vol. 8, pp. 8-13, December 2002.

Рад у часопису националног значаја, М52

11. Boro M. Reljic, *Novel MIC/MMIC Compatible Microstrip to Waveguide Transition for X Band without a Balun*, Microwave Review, No. 1, Vol. 13, pp. 16-18, June 2007.

ЗБОРНИЦИ СКУПОВА НАЦИОНАЛНОГ ЗНАЧАЈА, М60

Саопштење са скупа националног значаја штампано у целини, М63

12. Боро М. Рељић, *Утицај зрачења на перформансе прелаза микрострип-таласовод*, ТЕЛФОР 2006, XXIV Телекомуникациони форум.
13. Зоран Голубичић, Боро М. Рељић, *Микроталасни осцилатор радара на 24 GHz ISM опсегу за заштиту аутомобила од судара*, ТЕЛФОР 2006, XXIV Телекомуникациони форум.
14. Боро Рељић, *Микрострип-таласовод прелаз за K опсег базиран на двоелементној јаги антени*, ЕТРАН 2006, I конференција, свеска 2.
15. Боро М. Рељић, Бранка Јокановић, *Компактан прелаз микрострип-таласовод за K-опсег*, ТЕЛФОР 2005, XXIII Телекомуникациони форум.
16. Боро Рељић, Марија Словић, *Параметри пропагације таласа који се простиру дуж униформних низова металних цилиндара*, ЕТРАН 2005 XLIX конференција, свеска 2.
17. Boro Reljic, *Analysis of Waves Propagating Along Uniform Ladder Array Consisting of Metallic Cylindrical Rods*, TELFOR 2004, XXII Telecommunication Forum.
18. Боро Рељић, *Модел штампане јаги-уда антене са оптерећеним пуноталасним елементима за C-банд*, ЕТРАН 2004, XLVIII конференција, свеска 2, стр. 281-284.
19. Боро Рељић, *Анализа понашања пасивних антенских елемената на бази модела са оптерећеним диполима*, ЕТРАН 2003, XLVII конференција, свеска II, стр. 281-284.
20. Бранка Јокановић, Велимир Трифуновић, Боро Рељић, *Мерење избалансираности код двоструких-Y балуна*, ЕТРАН 2000, XLIV конференција, свеска 2, стр. 259-262.
21. Рељић М. Боро: *Нова концепција микроталасног дела радиорелејног уређаја FM300/7400 AEG Telefunken*, ЕТРАН 1999, XLIII конференција, свеска 2, стр. 107-110.

22. Рељић М. Боро: *QPSK модулатор за PPV-13GHz*, ЕТРАН 1998, XLII конференција, свеска 2, стр. 367-370.
23. Рељић М. Боро, Поповић Милорад: *Оптимална антена за артиљеријски телеметар*, ЕТРАН 1997, XLI конференција, свеска 2, стр. 385-388.
24. Зоран Т. Голубичић, Владимир Ј. Смиљаковић, Рељић М. Боро, Јасмина Милићевић: *Микроталасна картица са активним одразом за аутоматску идентификацију кола у железничком саобраћају*, ЈУЖЕЛ 1996, III Међународна научна конференција железничких стручњака под покровитељством САНУ.
25. Рељић М. Боро, Колунџија М. Бранко: *Егзактно моделовање жичаних структура билинеарним површима*, ЕТРАН 1996, XL конференција, свеска 2, стр. 371-374.
26. Зоран Т. Голубичић, Владимир Ј. Смиљаковић, Рељић М. Боро: *Микроталасна идентификациона картица са FSK модулацијом*, ЕТРАН 1996, XL конференција, свеска 2, стр. 464-467.