



Електротехнички факултет  
Универзитет у Београду

## Дипломски рад

Низ микротракастих антена са  
електронски управљаним дијаграмом  
зрачења

Ментор:  
др Слободан Савић, доцент

Студент:  
Павле Петровић, 13/0499

Београд, септембар 2018.

# Садржај

<b>САДРЖАЈ</b> .....	<b>2</b>
<b>1. УВОД</b> .....	<b>3</b>
<b>2. КОМПОНЕНТЕ СИСТЕМА</b> .....	<b>4</b>
2.1. АНТЕНСКИ НИЗ .....	4
2.1.1. Елементи антенског низа .....	4
2.1.2. Фактор антенског низа и дијаграм зрачења антенског низа .....	6
2.2. ДЕЛИТЕЉ СНАГЕ .....	8
2.3. ЛИНИЈЕ ЗА КАШЊЕЊЕ (ПОМЕРАЧИ ФАЗА) .....	9
2.3.1. Прекидачко коло .....	10
2.3.2. Померачи фазе са три стања .....	11
2.3.3. Померач фазе са два стања.....	13
2.4. СИСТЕМ ЗА ПРОМЕНЉИВО ФАЗНО КАШЊЕЊЕ.....	14
<b>3. ТРОДИМЕНЗИОНАЛНЕ ЕЛЕКТРОМАГНЕТСКЕ СИМУЛАЦИЈЕ</b> .....	<b>16</b>
3.1. WIPL-D PRO МОДЕЛ.....	16
3.1.1. Модел без антена .....	16
3.1.2. Модел целог система .....	17
3.2. ANSYS HFSS МОДЕЛ.....	18
3.3. ПОРЕЂЕЊА WIPL-D И HFSS РЕЗУЛТАТА .....	18
<b>4. ИЗРАДА ПРОТОТИПА</b> .....	<b>22</b>
4.1. ИЗРАДА ШТАМПАНЕ ПЛОЧИЦЕ .....	22
4.2. ЛЕМЉЕЊЕ КОМПОНЕНАТА.....	22
<b>5. МЕРЕЊА И ПОРЕЂЕЊЕ РЕЗУЛТАТА СА РЕЗУЛТАТИМА СИМУЛАЦИЈА</b> .....	<b>25</b>
5.1. МЕРЕЊЕ ПРЕНОСНОГ ПАРАМЕТРА РЕЗОНАТОРА .....	25
5.2. МЕРЕЊЕ КОЕФИЦИЈЕНТА РЕФЛЕКСИЈЕ ЦЕЛОГ СИСТЕМА.....	26
5.3. АНТЕНСКА МЕРЕЊА .....	28
<b>6. ЗАКЉУЧАК</b> .....	<b>32</b>

## 1. Увод

Циљ овог рада је пројектовање, моделовање, израда прототипа и мерење електронски управљаног антенског низа, у микротракастој технологији, који ради у опсегу учестаности од 2,41 GHz до 2,49 GHz. Сви прорачуни рађени су на централној учестаности од 2,448 GHz. Низ је пројектован тако да има три режима, који ће у остатку текста бити названи модови зрачења:

- Трансверзални, где је главну сноп зрачења управан на раван која садржи елементе низа;
- Искошен за  $+30^\circ$ , где је главни сноп зрачења у правцу под углом од  $30^\circ$  у односу на нормалу на раван која садржи елементе низа;
- Искошен за  $-30^\circ$ , где је главни сноп зрачења у правцу под углом од  $-30^\circ$  у односу на нормалу на раван која садржи елементе низа. Здружено,  $+30^\circ$  и  $-30^\circ$  мод зваће се искошени мод.

Дијаграм зрачења низа се мења променом једносмерних напајања којим се контролишу прекидачка кола у померачима фаза, без било какве (механичке) ротације антенског система. Прекидачка кола су пројектована тако да се контролишу дигитално, једном стању одговара напонски ниво  $V_{DC-on}=5V$ , а другом  $V_{DC-off}=0V$ . Цео систем је пројектован на супстрату FR-4, чије су карактеристике дате у табели 1.1.

$\epsilon_r$	$tg\delta$	$H_{sub}$	$t$
4,4	0,017	2 mm	35 $\mu m$

Табела 1.1. Параметри супстрата.

У раду је описан начин функционисања сваке појединачне целине и упоређена су теоријска очекивања и резултати нумеричких симулација. Након тога су приказани 3D модели израђени у софтверима за електромагнетску анализу WIPL-D Pro и Ansys HFSS, прокоментарисани су добијени резултати и њихова међусобна поклапања и разлике. Затим је описан дизајн прототипа и процеси састављања, пуштања у рад и антенских мерења. На крају рада изнети су резултати мерења који су упоређени са прорачунатим резултатима и изнете су идеје за даље развијање ове теме и потенцијалне примене система.

## 2. Компоненте система

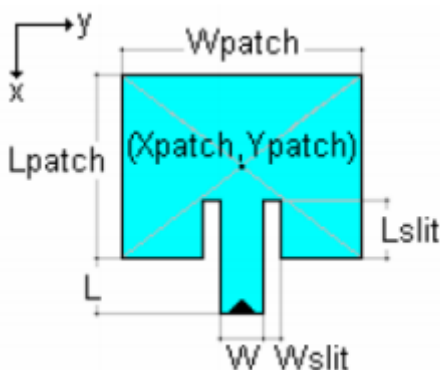
Цео систем се састоји из три главне целине: делитеља снаге, линија за кашњење (померачи фазе) и антенског низа. Свака од ових целина, као и компоненте које је сачињавају, су описани у овом поглављу.

### 2.1. Антенски низ

За опис целог система неопходно је почети од описа самих зрачећих елемената. На основу тога се могу прорачунати потребни параметри делитеља снаге и линија за кашњење.

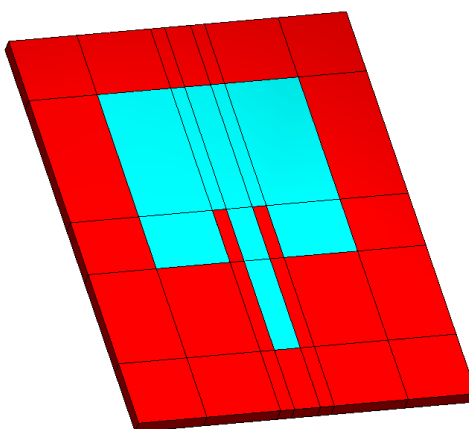
#### 2.1.1. Елементи антенског низа

Елемент антенског низа у овом систему је класична, правоугаона микротракаста антена. Изглед једне такве антене приказан је на слици 2.1.



Слика 2.1. Скица микротракасте антене са означеним називима димензија.

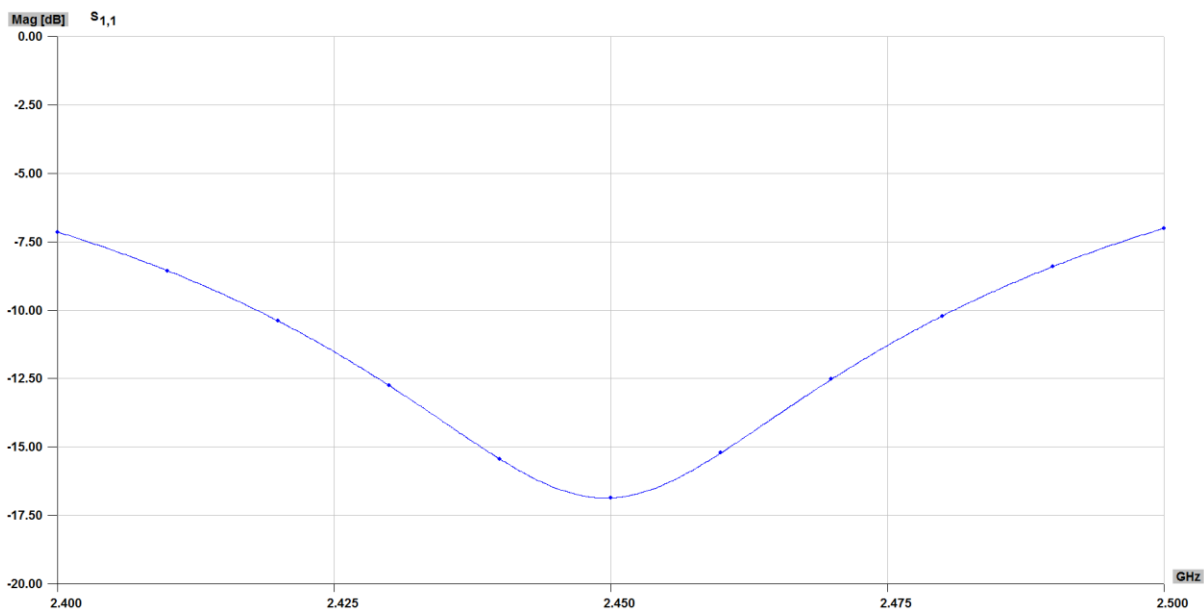
Димензије антена,  $L_{patch}$  и  $W_{patch}$ , су првобитно постављене на  $\lambda_g/2$ , где је  $\lambda_g$  таласна дужина квази-ТЕМ таласа који се простира микротракастим водом карактеристичне импедансе  $Z_c=50\Omega$  на FR-4 подлози на којој је систем направљен. Коришћењем TXLine калкулатора, имплементираног у AWR MWOOffice софтверском пакету, срачунато је да та таласна дужина на централној учестаности 2,448 GHz износи  $\lambda_g=66,5937$  mm, одакле се добија да су димензије од којих се почиње дизајнирање антене  $L_{patch}=W_{patch}=33,29685$  mm. Вод којим се напаја антена је  $50\Omega$ -ски микротракасти вод, те је у TXLine-у прорачунато да је његова ширина  $W=3,8$  mm. У софтверу WIPL-D Pro направљен је модел антене са делом за напајање, као што је приказано на слици 2.2.



Слика 2.2. WIPL-D Pro модел антене са делом за напајање.

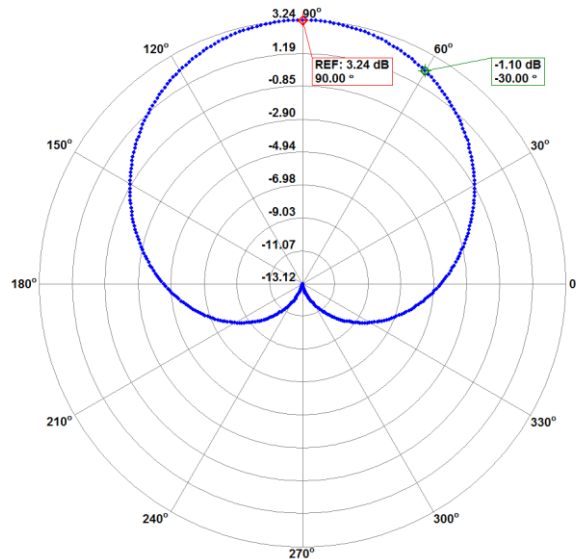
Ради прецизније анализе око антене је остављен појас диелектрика ширине  $W_{diel} = 5 * H_{sub} = 10$  mm. У току симулације коришћена је integral accuracy 2 опција и edging манипулација да би се осигурало што

тачније решење. Емпиријски се показало да се димензије  $L_{\text{patch}}$  и  $W_{\text{patch}}$  морају мењати да би се резонантна учестаност антене подесила на 2,448 GHz. Након неколико ручних подешавања и неколико итерација оптимизера, вредности које су добијене као оптималне су  $L_{\text{patch}}=29,30772$  mm и  $W_{\text{patch}}=29,5086$  mm. Прилагођење антене се постиже урезима са обе стране вода за напајање. Мењањем ширине ( $W_{\text{slit}}$ ) и дужине ( $L_{\text{slit}}$ ) ових уреза може се мењати улазна импеданса антене. Анализом стојећег таласа дуж антене, може се приближно показати да ће струја по дужини антене бити минимална на њеним ивицама и максимална у њеном средишту. Тиме, улазна импеданса антене ће зависити од места на ком се вод за напајање спаја са антеном. У неколико корака подешавања ових параметара, са оптимизацијом за фино подешавање, може се добити изузетно добро прилагођење на централној учестаности ( $S_{11} < -25$  dB). Овакво прилагођење је веома ускопојасно, а овај систем треба да ради на опсегу од 2,41 GHz до 2,49 GHz. У ту сврху су, након завршетка оптимизације, параметри  $L_{\text{slit}}$  и  $W_{\text{slit}}$  благо су раздешени тако да се прилагођење на централној учестаности поквари, док се прилагођење на целом опсегу учестаности побољша. Коначне вредности димензија антене су  $L_{\text{slit}}=8,74795$  mm и  $W_{\text{slit}}=2,05431$  mm док је резултатни параметар  $S_{11}$  (добијен у софтверском пакету WIPL-D Pro) након овог поступка на целом радном опсегу приказан на слици 2.3.



Слика 2.3. Параметар  $S_{11}$  микротракасте антене на целом радном опсегу.

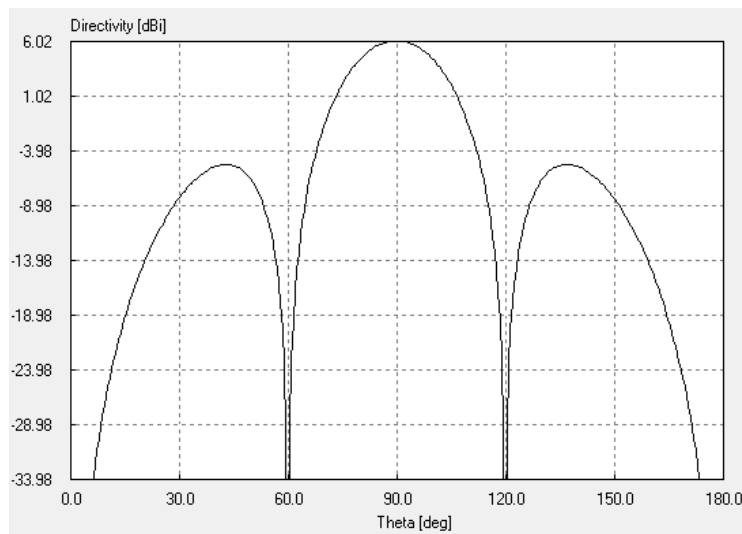
Дијаграм зрачења у равни управној на напојни вод ове антене се може видети на слици 2.4. Ова антена није претерано усмерена, добитак у главном правцу зрачења и у правцу помереном за  $30^\circ$  у било коју страну се разликују за око 1 dB. Ово ће омогућити да усмереност целог система не варира превише у зависности од мода у ком зрачи, пошто се финални дијаграм зрачења антенског низа може представити као производ дијаграма зрачења елемената антенског низа и фактора антенског низа.



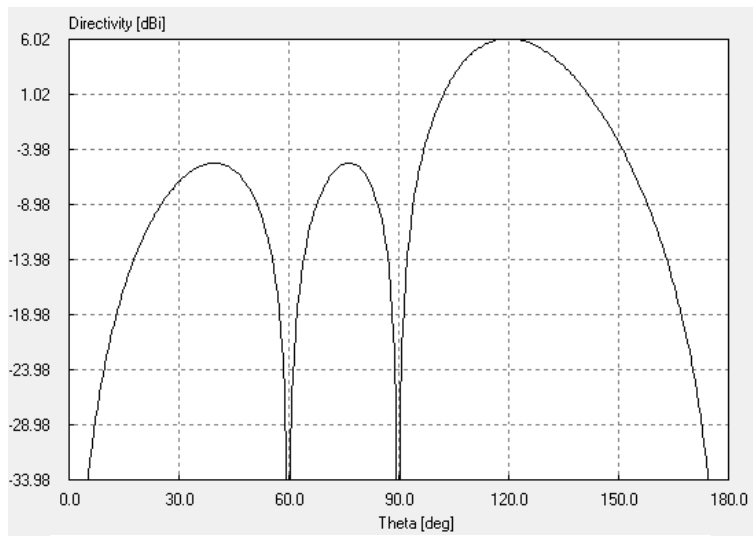
Слика 2.4. Дијаграм зрачења микротракасте антене (елемента антенског низа) у равни управној на напојни вод на централној учестаности.

## 2.1.2. Фактор антенског низа и дијаграм зрачења антенског низа

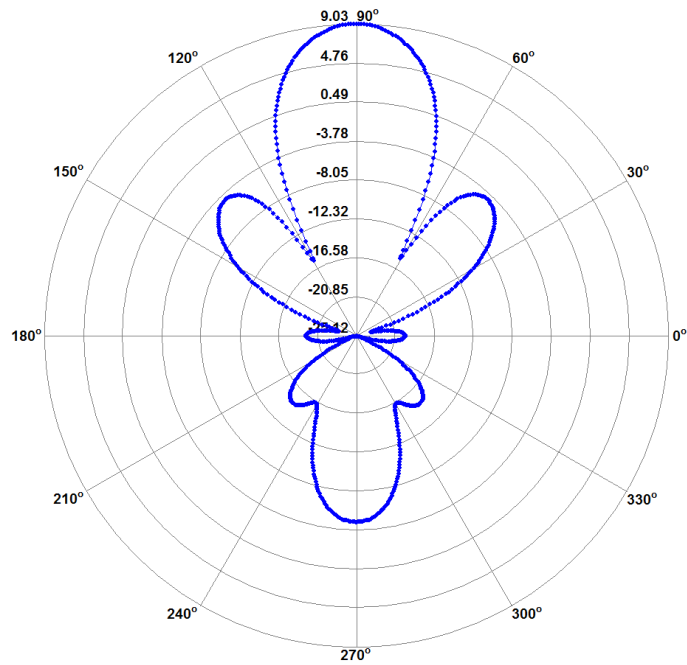
У овом раду пројектоваће се антенски низ од четири елемента (антене). Теоретски, да би се постигла максимална усмереност за трансверзални низ од 4 антене потребно је да размак између антена буде отприлике  $d=3\lambda_0/4$  (благим повећањем размака се може добити нешто боље усмерење на рачун додатног бочног лоба) и да напајања елемената низа буду у фази ( $\delta=0$ , где  $\delta$  представља фазну разлику струја којима се напаја сваки од елемената низа). За низ са истим бројем антена са лонгитудиналним зрачењем оптимални размак ће бити око  $d=3\lambda_0/8$ , а напајања ће имати фазну разлику од  $\delta=3\pi/4$ . Овај низ треба да има могућности трансверзалног и искошеног мода зрачења. Урађене су WIPL-D симулације за различите размаке  $d$  између антена, где је фазна разлика између напајања појединих елемената потребна да би главни сноп низа био искошен за  $30^\circ$  рачуната као  $\delta=\pi*d/\lambda_0$ . Као оптималан резултат ових симулација одабран је случај где је  $d=\lambda_0/2=61,2745$  mm а  $\delta=\pm\pi/2$  (од знака зависи у коју страну ће се искосити дијаграм зрачења). Теоријски фактор низа приказан је на сликама 2.5 и 2.6, а на сликама 2.7 и 2.8 приказан је дијаграм зрачења (прорачунат у софтверском пакету WIPL-D) за антенски низ напајан делта-генераторима, као што је приказано на слици 2.8.



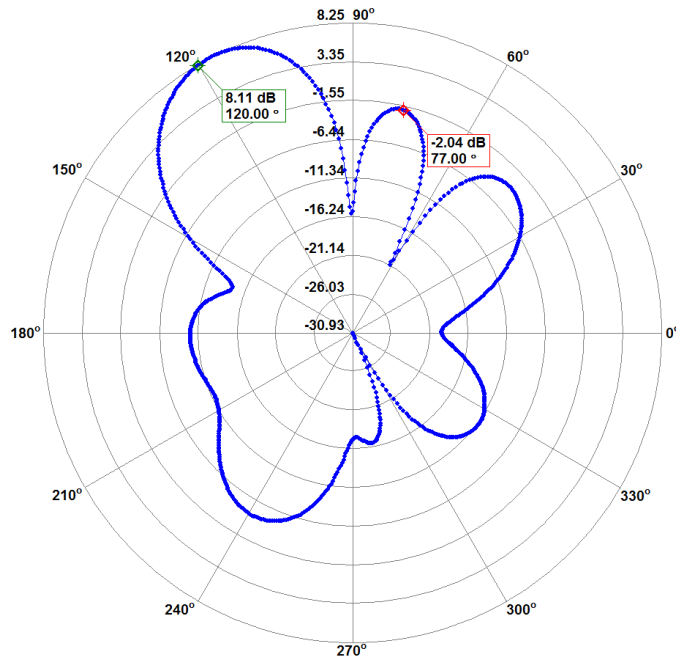
Слика 2.5. Фактор низа за трансверзални мод зрачења,  $\delta=0$ .



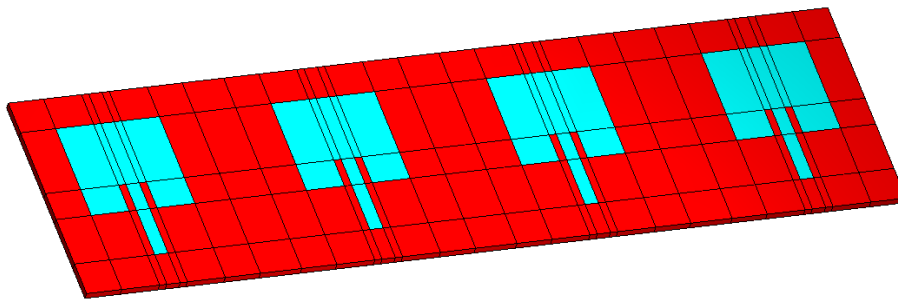
Слика 2.6. Фактор низа за искошени мод зрачења,  $\delta=\pm\pi/2$ .



Слика 2.7. Дијаграм зрачења низа за трансверзални мод зрачења,  $\delta=0$ .



Слика 2.8. Дијаграм зрачења низа за искошени мод зрачења,  $\delta = \pm\pi/2$ .



Слика 2.9. WIPL-D модел низа напајаног делта генераторима.

Слике 2.7 и 2.8 су добијене напајањем одговарајућих елемената низа делта-генераторима униформних амплитуда, а одговарајуће померених фаза. Такође се са слика 2.7 и 2.8. може приметити пожељна карактеристика да се у сваком моду (трансверзалном и искошеном) у смеровима преосталих модова јављају нуле дијаграма зрачења. Ово својство може се искористити за просторно мултиплексирање, где се може успоставити комуникација са три корисника. У зависности од мода зрачења, комуникација би била успостављена са оним корисником који се налази у правцу главног лоба зрачења тог мода, док би остали корисници били (приближно) у правцу нуле дијаграма зрачења. На тај начин потиснуло би се ометање комуникације са једним корисником зрачењем које емитују други корисници.

Због релативно мале усмерености микротракасте антене не долази до велике разлике између добитака у главном смеру зрачења између различитих модова. Изглед WIPL-D модела самог низа се може видети на слици 2.9.

## 2.2. Делитељ снаге

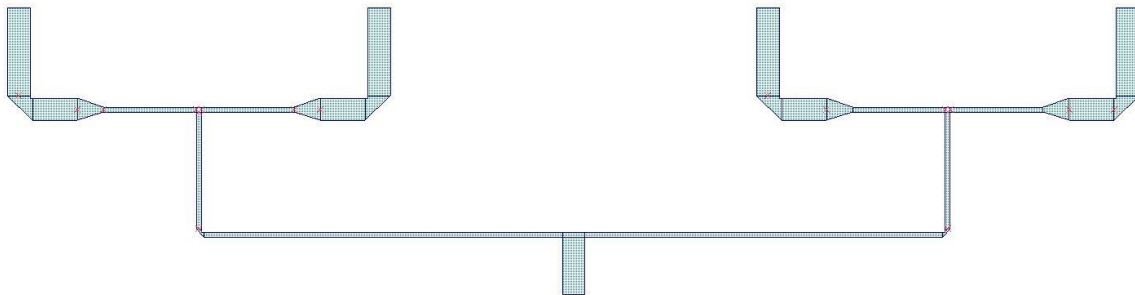
Функција овог склопа је да снагу која се доведе коаксијалним каблом карактеристичне импедансе  $Z_c = 50\Omega$  подели на четири вода исте карактеристичне импедансе, на чијим излазима су сигнали у фази, да би се фазама појединачних излаза могло даље манипулисати у сврху формирања жељеног дијаграма зрачења. Излазни водови (ка антенама) морају испуњавати услов да су паралелни, и да су суседни водови размакнути за дужину  $d$  која означава размак између елемената низа. Уз то, делитељ мора бити што боље прилагођен на улазу, и треба тежити да се слабљење између улаза и сваког од излаза минимизује. Теоретски, то слабљење не може бити мање од 6 dB, а биће и веће због губитака у супстрату.



Антене су пројектоване тако да им је улазна импеданса  $Z_{ant} \approx 50\Omega$ , и сви водови након делитеља снаге су карактеристичне импедансе  $Z_c = 50\Omega$ . Због оваквих захтева, делитељ је реализован у два степена. Први степен дели један  $50\Omega$ -ски вод (на датом супстрату то је вод ширине  $W_{50\Omega} = 3,8\text{ mm}$ ) у два  $100\Omega$ -ска вода (ширине  $W_{100\Omega} = 0,8608\text{ mm}$ ). Дужине ових  $100\Omega$ -ских водова се могу мењати по потреби, све док су оба вода исте дужине. Њихове дужине су, у овом систему, једнаке раније поменутом размаку између антена,  $d = 61,2745\text{ mm}$ .

Други степен се састоји од рачвања оба вода из првог степена на још два вода ширине  $W_{100\Omega}$  и дужине  $l_{\lambda_g/4} = 15,83\text{ mm}$ , који представљају четвртталасне трансформаторе импедансе. Након њих следи линеарно ширење (тејперовање) вода са ширине  $W_{100\Omega}$  на ширину  $W_{50\Omega}$ , и наставља се том ширином до положаја антена, у којој тачки се савијају под углом од  $90^\circ$  тако да су сва четири излаза делитеља снаге паралелна. Приказ микротракастих линија делитеља снаге у програму MWOOffice се види на слици 2.10.

Пошто је читав систем релативно ускопојасан, коришћење четвртталасних трансформатора не би требало да деградира његове перформансе.



Слика 2.10. Микротракасти делитељ снаге.

Идеја другог степена је да након проширења са  $W_{100\Omega}$  на  $W_{50\Omega}$  цео систем буде чисто  $50\Omega$ -ски. Четвртталасни трансформатор трансформише импедансу са  $50\Omega$  на  $200\Omega$  без потребе за прављењем вода карактеристичне импедансе  $200\Omega$ , пошто би он морао да буде изузетно узак и врло захтеван за реализацију у пракси. Овако се у тачки другог рачвања виде две импедансе од  $200\Omega$  у паралели, што даје  $100\Omega$  и резултује прилагођењем на  $100\Omega$ -ски вод који је доведен до рачвања. Два таква  $100\Omega$ -ска вода се спајају у првом рачвању, дајући импедансу од  $50\Omega$ , која је прилагођена на улазни вод.

Доњи конектор са слике 2.10 је онај на који се доводи сигнал, а четири горња конектора су излазни приступи. Овакав делитељ уноси слабљење од  $6,949\text{ dB}$  између улаза и сваког од излаза, што је нешто лошије од теоретског минимума, али неизбежно због подлоге на којој је коло израђено. Пренос између излазних портова није занемарљив и пренос између портова са заједничким рачвањем на другом нивоу (2. и 3., 4. и 5. гледано са лева на десно) износи  $-4,235\text{ dB}$ , док за излазе са заједничким портном на првом нивоу пренос износи  $-13,9\text{ dB}$ . Ово, ипак, неће представљати проблем у функционисању низа зато што је након делитеља цео систем  $50\Omega$ -ски, тако да, теоретски, неће бити никаквих рефлексија које би се могле пренети између излаза и нашкодити функционисању низа. Када су делитељи на излази затворени идеалним импедансама од  $50\Omega$  улазни коефицијент рефлексије има модул  $|S_{11}| = -38,57\text{ dB}$ , што је јако добро прилагођење. Због тога што саме антене нису идеално прилагођене на  $50\Omega$  коефицијент рефлексије целог система је лошији од овога, али не довољно да омета рад система.

### 2.3. Линије за кашњење (померачи фаза)

Делитељ снаге на сваком од својих излаза даје приближно четвртину улазне снаге сигнала, уз то да су сва четири излаза у фази. Сваки од тих излаза је колинеаран са једном од антена, тако да се између њих и одговарајућих антена могу поставити модули за кашњење који ће сигнале за различите антене каснити за различите вредности, тиме вршећи формирање жељеног мода зрачења. Принцип функционисања ових модула за кашњење је да се сваки излаз из делитеља снаге рачва на неколико водова карактеристичне импедансе  $Z_c = 50\Omega$ , различитих дужина, који се стичу у тачки напајања одговарајуће антена. На удаљености  $\lambda_g/4$  од рачвања и стицања ових водова, дуж сваког од ових водова, односно струјних путева, паралелно се везује по једно прекидачко коло. У случају да је прекидачко коло отворено оно не утиче на сигнала дуж тог вода. Ако је прекидачко коло затворено, тј приближно кратак спој, тај кратак спој ће се, помоћу четвртталасног трансформатора пресликати у отворену везу гледано из одговарајућег рачвања, и сигнал се неће простирати тим водом. По једно прекидачко коло се поставља на удаљености  $\lambda_g/4$  од оба краја вода да би омогућило изоловање вода како гледано из рачвања са стране делитеља снаге тако и гледано из стицања на страни антена. Овом методом се струјни путеви

могу укључивати и искључивати по потреби, а ако се води рачуна да је у једном тренутку само један струјни пут укључен (за сваку од антена), цео пут од излаза делитеља снаге до антене ће бити један вод карактеристичне импедансе  $Z_c=50\Omega$  затворен прилагођеном антеном. На тај начин обезбеђено је да нема рефлексија, док се истовремено дужином вода који иде до антене може манипулисати фазом сигнала.

Цео низ има три режима рада: искошен за  $+30^\circ$ , трансверзалан и искошен за  $-30^\circ$ . Ако са  $\Phi$  обележимо неку референтну фазу којом се антена напајају у трансверзалном моду, потребне фазе за сваку од антена у сваком од модова су приказане у табели 2.11.

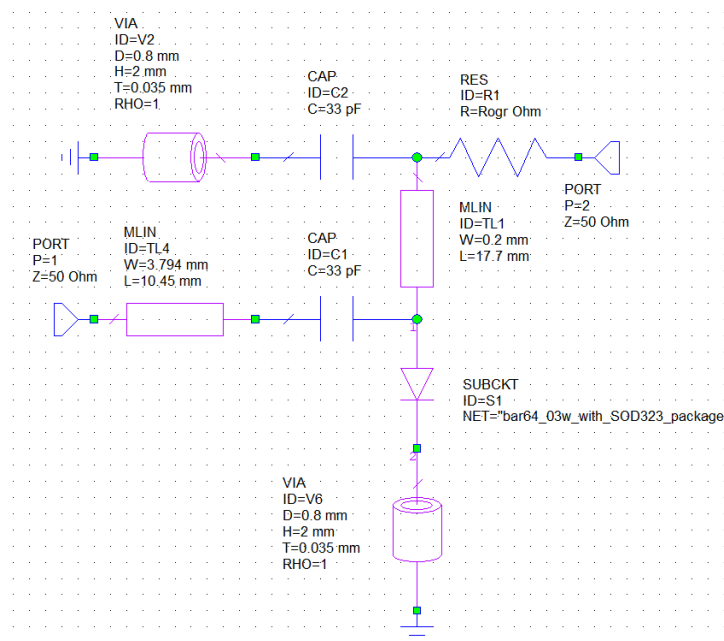
	Антиена бр. 1	Антиена бр. 2	Антиена бр. 3	Антиена бр. 4
Искошени за $+30^\circ$	$\Phi -\pi/2$	$\Phi$	$\Phi +\pi/2$	$\Phi +\pi$
Трансверзални	$\Phi$	$\Phi$	$\Phi$	$\Phi$
Искошени за $-30^\circ$	$\Phi +\pi$	$\Phi +\pi/2$	$\Phi$	$\Phi -\pi/2$

Табела 2.11. Потребне фазе напајања за сваку од антена у зависности од мода.

Из табеле 2.11 се види да антене број 1 и 4 (крајње антене) морају да имају три могућа режима напајања, док антене 2 и 3 (антене у средини) морају да имају само два режима напајања.

### 2.3.1. Прекидачко коло

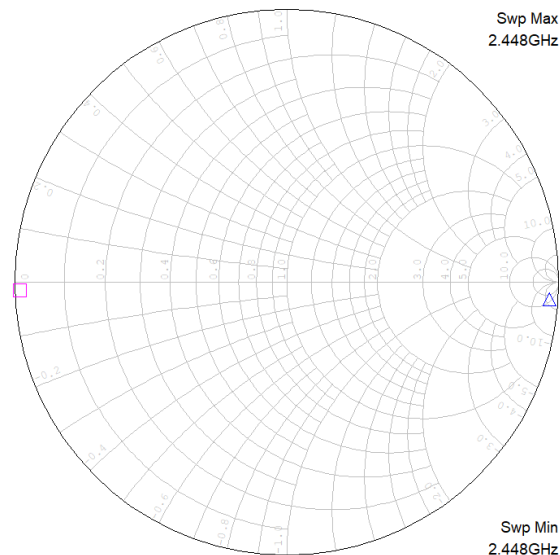
Прекидачко коло реализовано је користећи се PIN диодама BAR64-03W. Коло је пројектовано тако да се за доведен DC напон од  $V_{DC-on}=5V$  понаша као отворена веза, а за доведен DC напон  $V_{DC-off}=0V$  понаша као кратак спој. Ово обезбеђује да се само прекидачка кола на оном струјном путу који треба да води морају побудити. Шема прекидачког кола у програмском пакету AWR MWOOffice је приказано на слици 2.12.



Слика 2.12. Прекидачко коло.

Порт 1 се везује на вод којим треба да управљамо, док се на порт 2 доводи једносмерни напон који поларизује диоду и мења природу кола. Кондензатор  $C1$  служи као DC block, представљајући велику импедансу за DC струју, и спречавајући њено простирање кроз остатак кола и потенцијално поларизовање диоде у неком другом, нежељеном прекидачком колу. Сврха кондензатора  $C2$  је да за RF сигнал представља малу импедансу, приближну кратком споју. Ова импеданса се, у паралели са отпорником  $R1$ , понаша приближно као кратак спој који се водом високе карактеристичне импедансе  $TL1$  пресликава у велику импедансу за RF сигнал. Тиме се спречава како губљење драгоцене RF снаге у прекидачким колима, тако и потенцијални секундарни извори зрачења који би се јавили као резултат

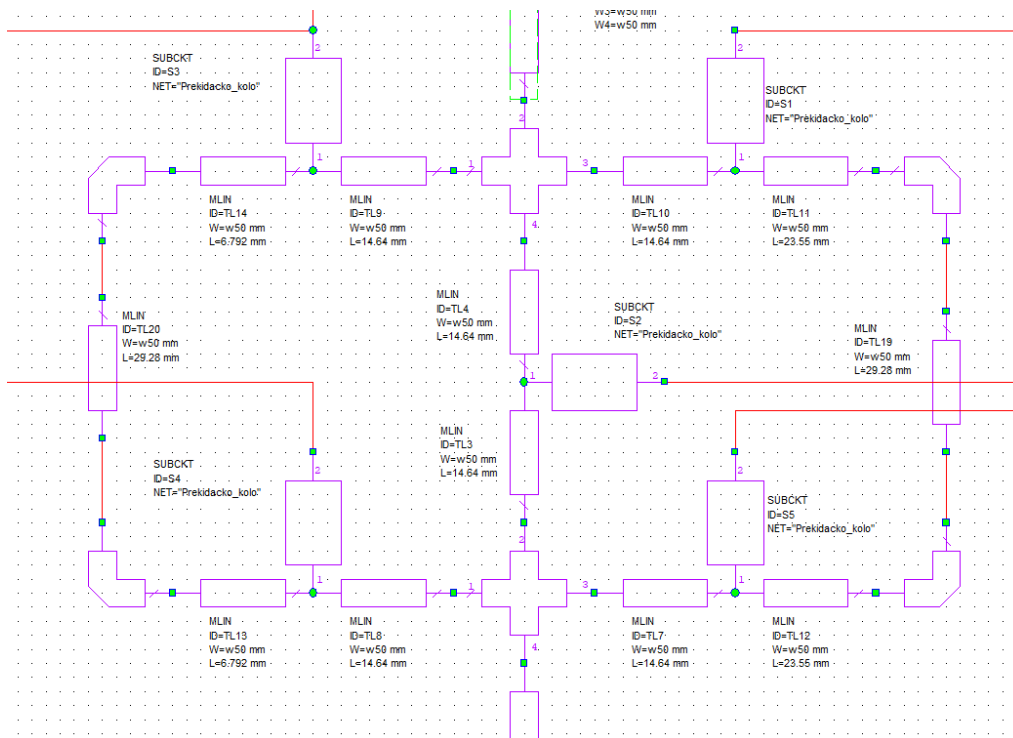
простирања RF сигнала жицама за довођење једносмерног напона поларизације. C2 за једносмерну струју поларизације диоде представља скоро па отворену везу и усмерава је ка маси кроз диоду, тиме је директно поларизујући у случају позитивног једносмерног напона на порту 2. Отпорник R1 је ту да би ограничио струју поларизације диоде, да не би дошло до оштећења диоде, и његова вредност је  $R_{огг}=220\Omega$ . Сегмент вода TL4 служи да би коначна стања прекидачког кола ротирао у Смитовом дијаграму толико да се коло за једносмерне напоне од 0V или 5V понаша, респективно, што приближније као кратак спој или отворена веза. Резултати симулације са нелинеарним моделом диоде су приказани на слици 2.13. Са те слике се види да прекидач јако добро апроксимира та стања: модул улазне импедансе  $Z_{11}$  у случају  $V_{DC-off}=0V$  је мање од  $1\Omega$ , док је у случају  $V_{DC-on}=5V$  преко  $1200\Omega$ .



Слика 2.13. S-параметри прекидачког кола за случај  $V_{DC-on}=5V$  (плави троугао) и  $V_{DC-off}=0V$  (розе квадрат).

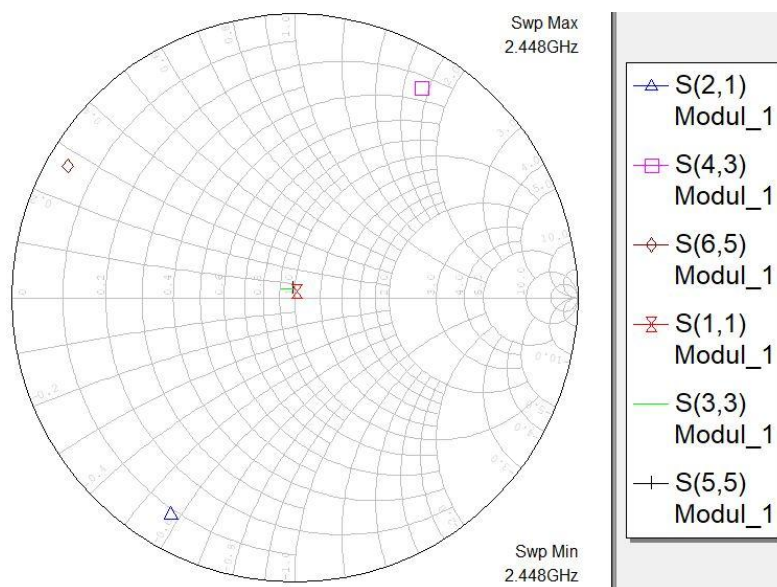
### 2.3.2. Померачи фазе са три стања

Из табеле 2.11 се види да је, да би се омогућила сва три мода зрачења, између спољних антена (антене број 1 и 4) и њима одговарајућих излаза делитеља потребно поставити помераче фазе са три могућа стања. Та стања треба да уносе фазне помераје од  $\Phi-\pi/2$ ,  $\Phi$  и  $\Phi+\pi$ , где ће прво и треће стање одговарати искошеним модовима, док ће друго одговарати трансверзалном моду. Ово значи да ће се померач фазе састојати од три паралелна вода различитих дужина. С обзиром на то да се по један прекидач мора поставити на раздаљини  $\lambda_g/4$  од рачвања и стицања водова, минимална дужина вода мора бити  $\lambda_g/2$ . Ова дужина омогућава да се на вод постави само једно прекидачко коло, на средину, и да оно контролише оба краја вода. Овај најкраћи вод ће самим тим одговарати режиму рада који највише предњачи,  $\Phi-\pi/2$ , и он ће диктирати размак између равни рачвања и равни стицања водова. Преостала два вода се конструишу стандардним рачвањем у обе стране, као што је приказано на слици 2.14.



Слика 2.14. Принципска шема померача фазе са три стања.

Показује се да површина која остаје између водова чије дужине дају одговарајућа кашњења није довољна да се у њу смести прекидачко коло које ће контролисати средишњи, најкраћи вод. Овај проблем се може решити једноставним продужавањем једног од спољних водова за  $\lambda_c$ . Овакво решење је могуће зато што је цео систем ускопојасан, тако да кашњење од једне таласне дужине носиоца није релевантно у преносу информација, било какве драстичне промене у вредности нивоа модулишућег сигнала који се шаље антеном ће се мењати знатно спорије од тога. У интересу је да димензије целог система буду што мање, тако да се за продужавање бира вод који одговара кашњењу  $\Phi$ , и тај вод се поставља са спољне стране, на страну ка ивици плоче. Сада између тог и централног вода има довољно простора да се конструише прекидачко коло за централни, најкраћи вод. Вод који одговара кашњењу  $\Phi+\pi$  је краћи, и поставља се на страну ка унутрашњим антенама. На слици 2.14. се могу видети коначне дужине свих водова, док су ширине за сваки вод исте, и одговарају карактеристичној импеданси  $Z_c=50\Omega$ ,  $W_{50\Omega}=3,8$  mm. Слика 2.15 показује релевантне параметре оваквог модула: прилагођење и прелазне параметре у сваком од три режима.

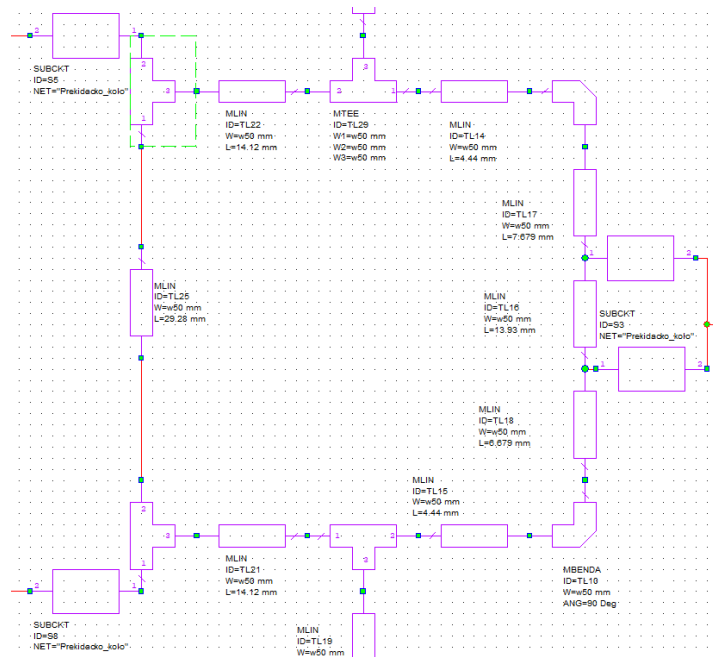


Слика 2.15. Параметри померача фазе са три стања.

На слици 2.15 параметри  $S_{11}$ ,  $S_{33}$ , и  $S_{55}$  одговарају улазном коефицијенту рефлексије померача фазе у случајевима рада у  $\Phi+\pi$ ,  $\Phi$  и  $\Phi-\pi/2$  режимима, респективно. Одатле се види да је склоп јако добро прилагођен на импедансу од  $50\Omega$ , независно од тога који је мод у функцији. Нотација је последица тога да је симулација рађена на три паралелне копије истог кола, где је у свакој копији побуђен различит струјни пут, и не имплицира да модул има више од два порта. Прелазни параметри  $S_{21}$ ,  $S_{43}$ , и  $S_{65}$  такође одговарају, респективно, режимима  $\Phi+\pi$ ,  $\Phi$  и  $\Phi-\pi/2$  и показују да модул преноса енергије не варира превише при промени режима. Мале разлике које постоје су последица различитих дужина струјних путева и слабљења која уноси диелектрик. Може се приметити да параметар  $S_{65}$  предњачи испред  $S_{43}$ , који одговара референтној фази  $\Phi$ , за  $\pi/2$ , док параметар  $S_{21}$  касни за  $\pi$ , баш како режими антенског низа захтевају.

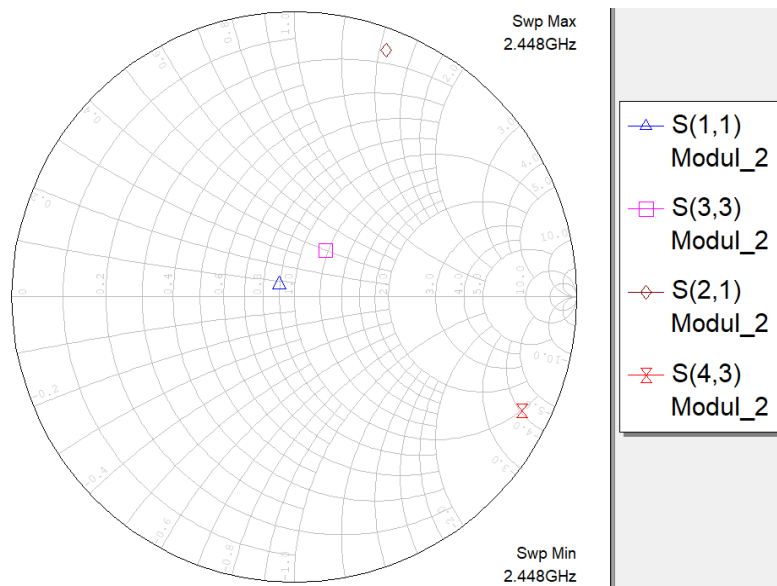
### 2.3.3. Померач фазе са два стања

Померачи фазе за две унутрашње антене је нешто једноставнији за пројектовање, пошто се из табеле 2.11 види да је за пуну функционалност система довољно да оне имају два режима кашњења:  $\Phi$  и  $\Phi+\pi/2$ . Зато што не постоји средњи вод нема потребе за продужавањем постојећих водова, једноставно се направе два паралелна вода, вертикалних сегмената дужине  $\lambda_g/2$ , да би стигли до антена које напајају, а хоризонталних сегмената одговарајућих дужина да унесу фазно кашњење које је потребно. Мора се водити рачуна да се стања синхронизују са померачем фазе са три стања. Није довољно само да разлика фазних кашњења ова два стања буде  $\pi/2$ , већ и фазно кашњење које уноси овај модул у стању  $\Phi$  мора бити једнако фазном кашњењу које уноси померач фазе са три стања у стању  $\Phi$ .



Слика 2.16. Шема померача фазе са два стања.

Теоретски, вод за стање  $\Phi$  је потребно продужити за по  $\lambda_g/8$  са сваке стране, док је вод за стање  $\Phi+\pi/2$  потребно продужити за по  $\lambda_g/4$ . Праве вредности продужетака су мало мање од теоретских зато што и савијање вода уноси неко фазно кашњење које у теоретској анализи није узето у обзир. Уз то, јавља се проблем да се прекидачко коло на воду  $\Phi+\pi/2$  треба поставити у истој тачки где се вод савија. Ово форсира да се у MWOffice моделу савијање и качење прекидачког кола моделују једним Т-спојем, чиме се губи степен слободe: иначе се може подесити одговарајућа раздаљина од рачвања до прекидачког кола која омогућава добро прилагођење, па се затим штеловањем дужине целог вода независно подешава фазно кашњење. У овом случају се и један и други параметар могу мењати само варирањем дужине једног сегмента вода, па се мора направити компромис између захтева. Крајњи резултати се виде на слици 2.17.

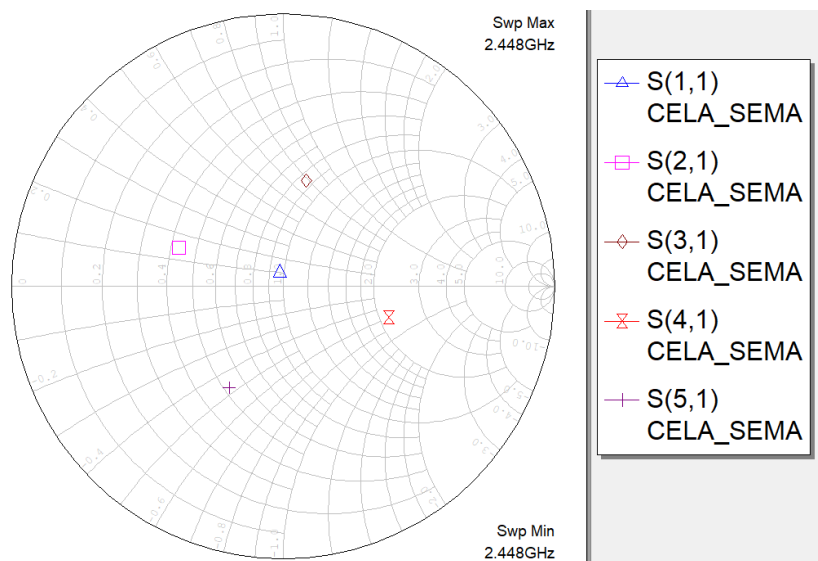


Слика 2.17. Параметри померача фазе са два стања.

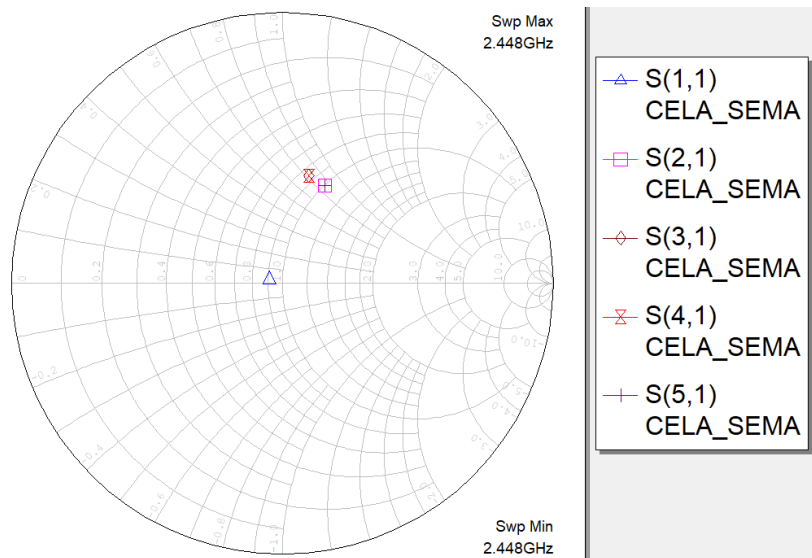
Може се приметити да је прилагођење нешто лошије због степена слободe који је изгубљен у пројектовању. Ипак, разлика је мала, и не утиче превише на рад целог система. Симулација је рађена на исти начин као и претходна, тако да  $S_{21}$  са слике 2.17 одговара преносном параметру у режиму  $\Phi$ , док режим  $\Phi+\pi/2$  на слици 2.17 описује параметар  $S_{43}$ . Разлика аргумената преносног параметра у режиму  $\Phi$  између померача фазе са три стања и померача фазе са два стања је  $10,66^\circ$ . Ови параметри задржани су у наставку пројектовања антенског низа, пошто не утичу претерано на искошене модове зрачења антенског низа, а у каснијим 3D електромагнетским симулацијама се показује да повољно смањује усмереност у целом систему у трансверзалном моду зрачења. Ова карактеристика се донекле поништила са разликом у добитку антене у нормалном смеру ( $\theta=0^\circ$ ) и у смеру искошеног зрачења ( $\theta=\pm 30^\circ$ ), и омогућила да је добитак целог система униформнији у сва три мода.

## 2.4. Систем за променљиво фазно кашњење

Повезивањем одговарајућих модула за померање фазе на одговарајуће излазе делитеља снага (померачи фазе са три стања се прикључују на портове 2 и 5, док се померачи фазе са два стања прикључују на портове 3 и 4) и довођењем одговарајућих напајања могу се у MWOOffice-у испробати режими напајања антенског низа. На сликама 2.18 и 2.19 су приказани улазни коефицијенти рефлексије и преносни параметри таквог склопа у случајевима да су доведене једносмерне побуде потребне за искошени, односно трансверзални мод.



Слика 2.18. Параметри за конфигурацију са искошеним зрачењем.



Слика 2.19. Параметри за конфигурацију са трансверзалним зрачењем.

Са претходних слика види се да у оба случаја склоп остаје добро прилагођен ( $|S_{11}| < -25$  dB). У искошеној конфигурацији се фазе преносних параметара скоро па тачно разликују за по  $\pi/2$ , док се у трансверзалној конфигурацији фазе спољних и унутрашњих излаза разликују за, отприлике,  $10^\circ$ . Ова разлика је размотрена у поглављу 2.3.3., и није проблематична. Модули преносних параметара не варирају превише, и у обе конфигурације су разлике између максималног и минималног модула око 0,3 dB.



### 3. Тродимензионалне електромагнетске симулације

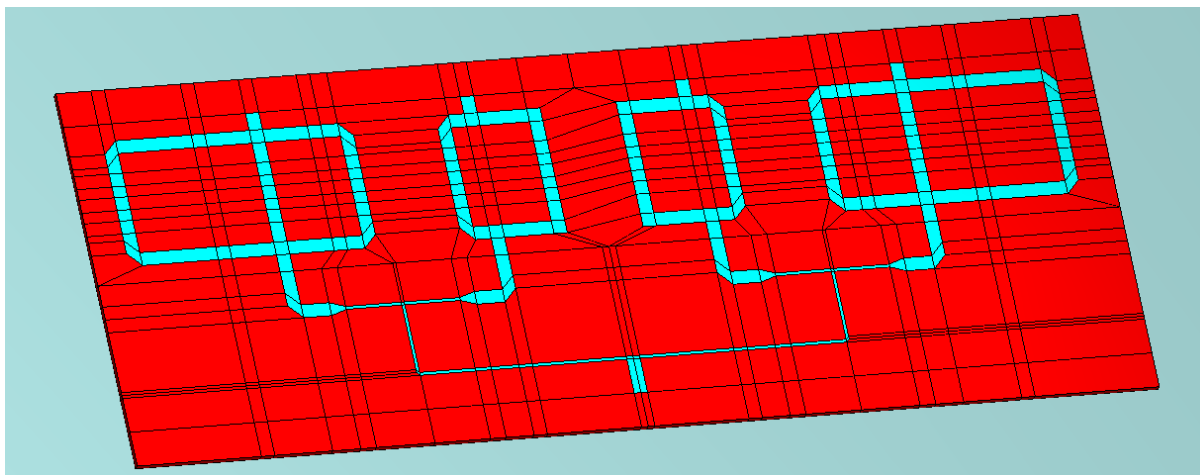
Сви досадашњи прорачуни су рађени за појединачне компоненте овог система. Пре израде прототипа потребно је урадити и пуну тродимензиону електромагнетску анализу целог система и размотрити да ли се резултати поклапају са очекиванима. У ту сврху су у софтверским пактима WIPL-D Pro и Ansys HFSS направљени модели комплетног система и њихови резултати су међусобно упоређени да би се показало да, независно од типа анализе, резултати остају приближно исти. У поглављу 3.3 приказани су међусобно упоређени резултати из ова два софтверска пакета и прокоментарисане су сличности и разлике.

#### 3.1. WIPL-D Pro модел

У софтверском пакету WIPL-D Pro направљена су два модела: један који се састоји од делитеља снаге и помераца фазе и други који обухвата и антенски низ. Због величине и сложености модела, да се не би превазишао максималан број променљивих доступан у студентској верзији софтверског пакета WIPL-D Pro, за доњи слој метализације (масу) коришћена је PEC равна симетрије. Прекидачка кола су моделована као кратке жице прикључене на одговарајућим местима између вода и масе на које је додато концентрисано оптерећење једнако улазној импеданси прекидачког кола у одговарајућем стању:  $(524,6 - j1151)\Omega$  за отворен прекидач односно  $(0,452 - j0,764)\Omega$  за затворен прекидач. За обе симулације биле су укључене опције *integral accuracy 2* и *edging* манипулација.

##### 3.1.1. Модел без антена

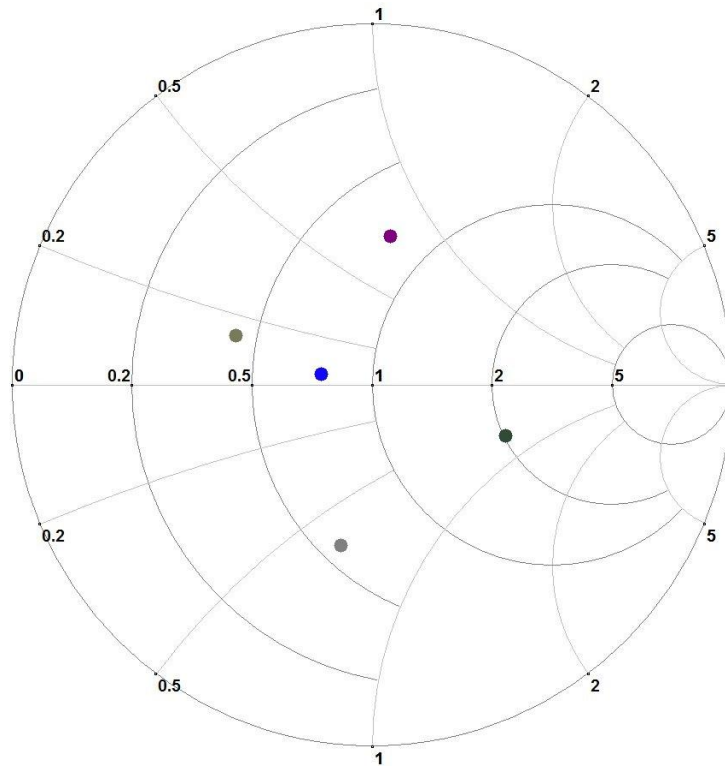
У овом моделу направљена је комбинација делитеља снаге и помераца фазе, тј. направљен је тродимензионални електромагнетски модел склопа из поглавља 2.4. Модел има пет портова, од којих је први улазни, а портови нумерисани бројевима 2-5 су излазни портови из помераца фаза који се, редом, каче на елементе антенског низа. Због потпуне симетрије искошених модова урађена је само једна симулација, знајући да ће резултати за други искошен мод бити идентични, само другачије нумерисани.



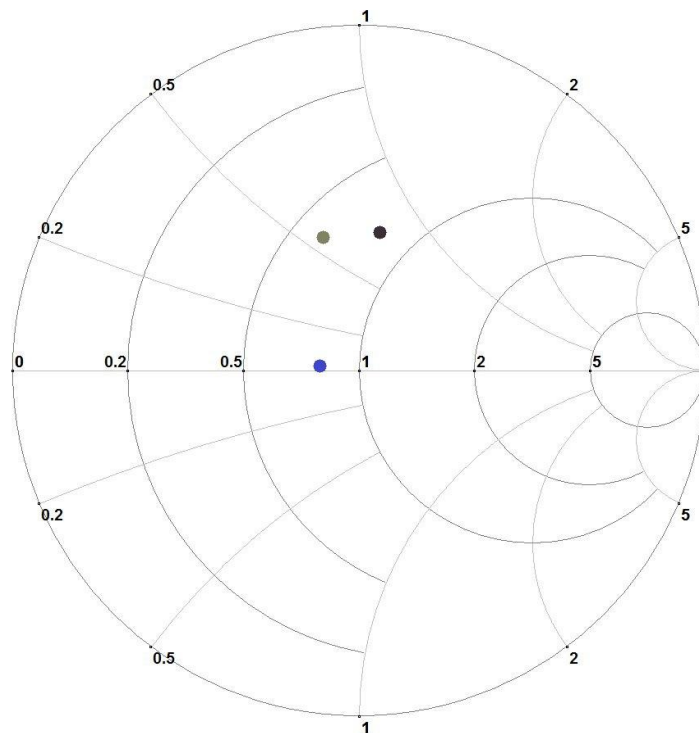
Слика 3.1. WIPL-D Pro модел без антена.

На сликама 3.2 и 3.3 приказани су коефицијент рефлексије и трансмисије модела са слике 3.1. Резултати се прилично блиско поклапају са резултатима истог склопа израђеног у MWOoffice-у (слике 2.18 и 2.19).





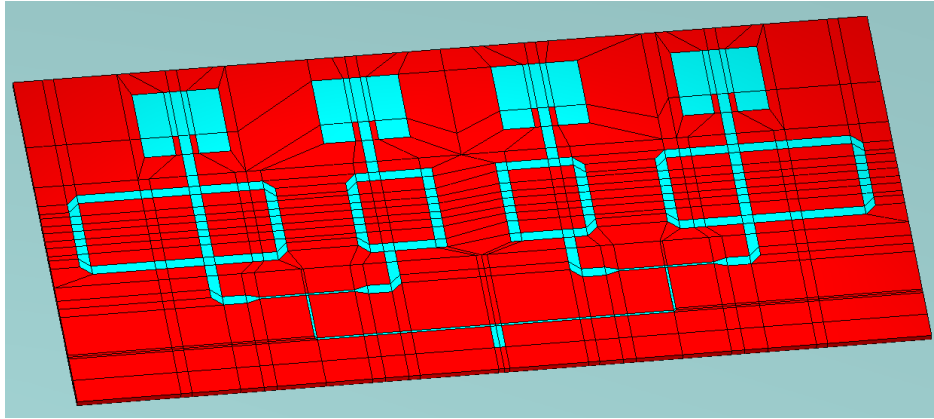
Слика 3.2. Релевантни параметри за искошени мод. Плава тачка приказује  $S_{11}$  параметар. Примећује се разлика од  $\pi/2$  међу фазама коефицијената трансмисије.



Слика 3.3. Релевантни параметри за трансверзални мод. Плава тачка приказује  $S_{11}$  параметар, док преостале тачке одговарају коефицијентима трансмисије унутрашњих и спољашњих антена.

### 3.1.2. Модел целог система

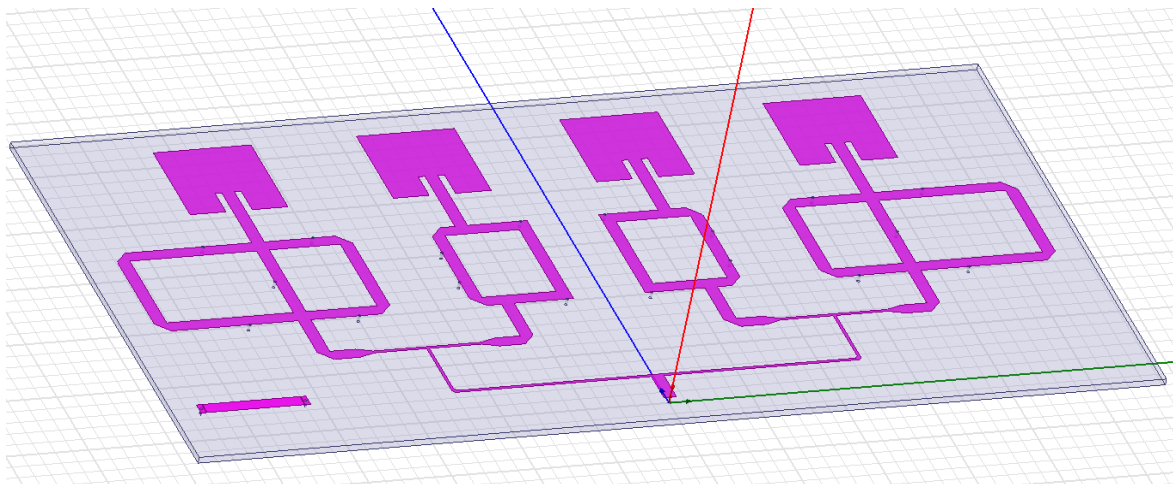
Модел целог система је направљен као надоградња модела без антена. Антене пројектоване у поглављу 2.1.1. су прикачене на места портова 2-5. Ширина диелектрика око целог модела је остала  $5 \cdot H_{\text{sub}} = 10 \text{ mm}$ .



Слика 3.4. WIPL-D Pro модел целог система.

### 3.2. Ansys HFSS модел

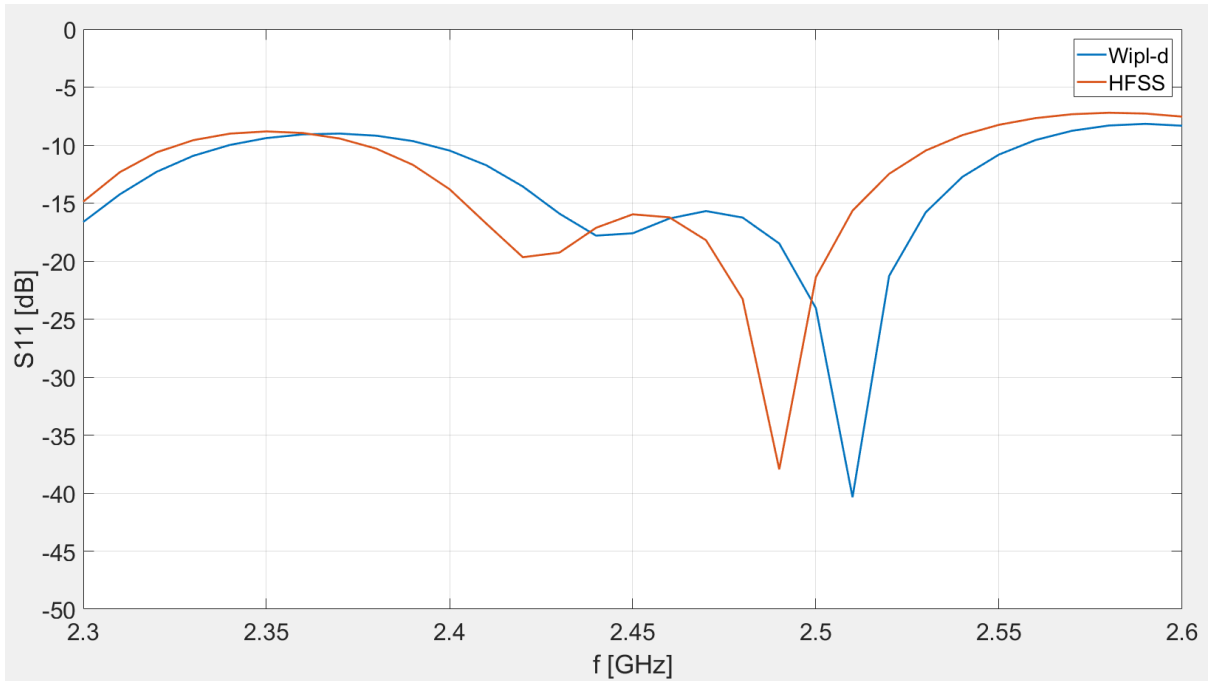
Модел целог система је направљен и у HFSS-у. Димензије су идентичне као и у WIPL-D Pro моделу. Разлика је у томе сто је, због природе HFSS-а, маса коначних димензија, тако да потпуно покрива доњу страну диелектрика. Прекидачка кола су овде моделована танким цилиндрима на местима где су у WIPL-D Pro моделу биле жице. Отворен прекидач је моделован тако што је одговарајућем цилиндру додељен FR-4 као материјал, док је затворен прекидач моделован тако што је цилиндру додељен PEC (савршен електрични проводник). Уз то је додат један полуталасни резонатор, на чије су крајеве капацитивно спрегнути портови. Његов преносни  $S$ -параметар је такође снимљен, и упоређен је са истим параметром измереним на прототипу. На основу разлика ова два мерења може се донети закључак о одступању карактеристика диелектрика од теоријског за FR-4. Домен у којем је рађен метод коначних елемената је квадар који у потпуности обухвата антенски систем и чије су странице по  $\lambda_0$  удаљене од најближе странице антенског система. На страницама тог квадрата примењен је апсорпциони гранични услов другог реда.



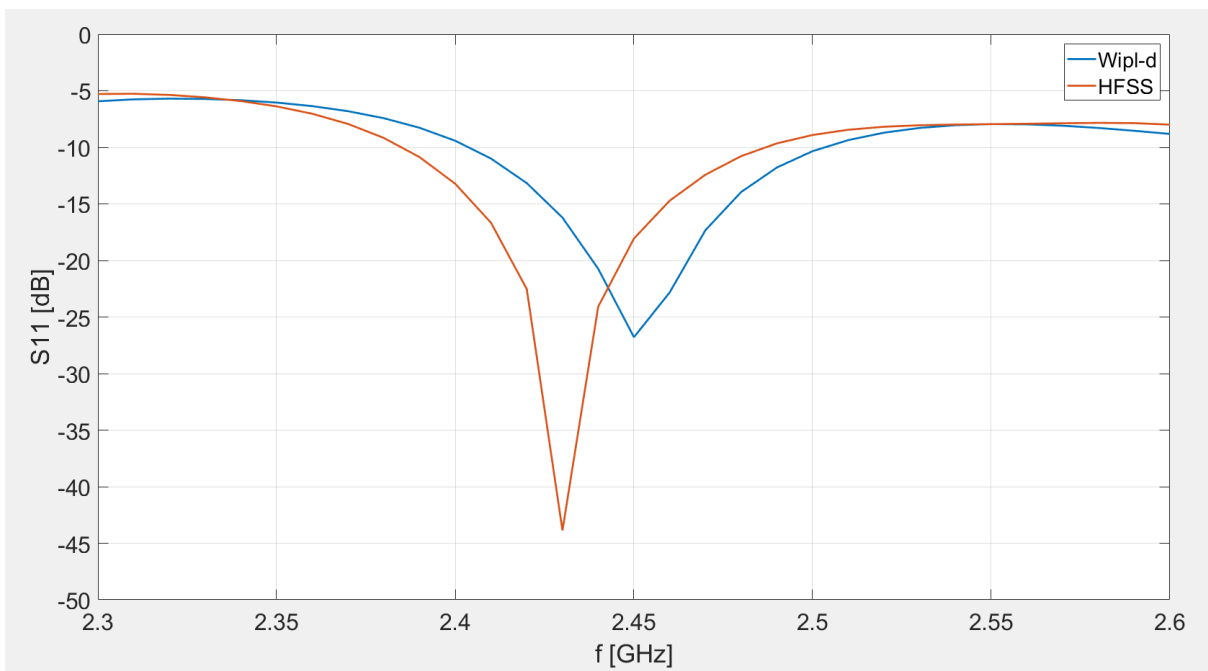
Слика 3.5. Модел целог антенског система у софтверу Ansys HFSS.

### 3.3. Поређења WIPL-D и HFSS резултата

Симулације из поглавља 3.1.2 и 3.2 су извршене на опсегу учестаности од 2,3 GHz до 2,6 GHz на 31 учестаности. Упоредно приказани резултати модула улазног коефицијента рефлексije су приказани на сликама 3.6 и 3.7.

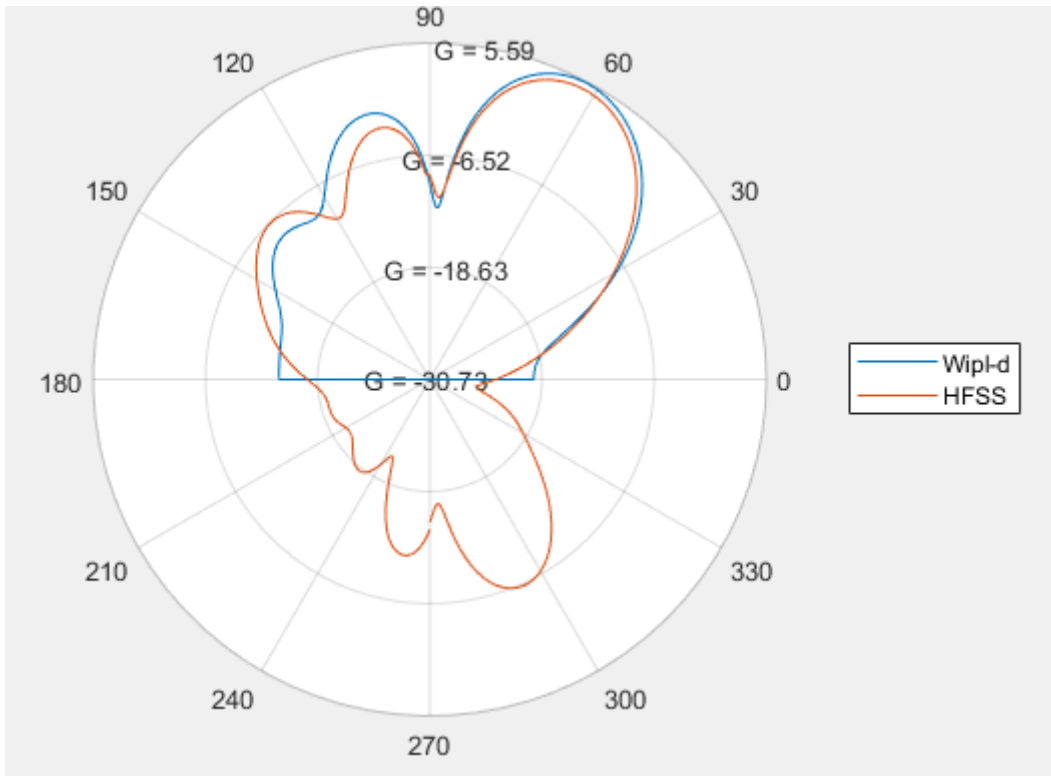


Слика 3.6. Модул улазног коефицијента рефлексије за искошени мод зрачења.

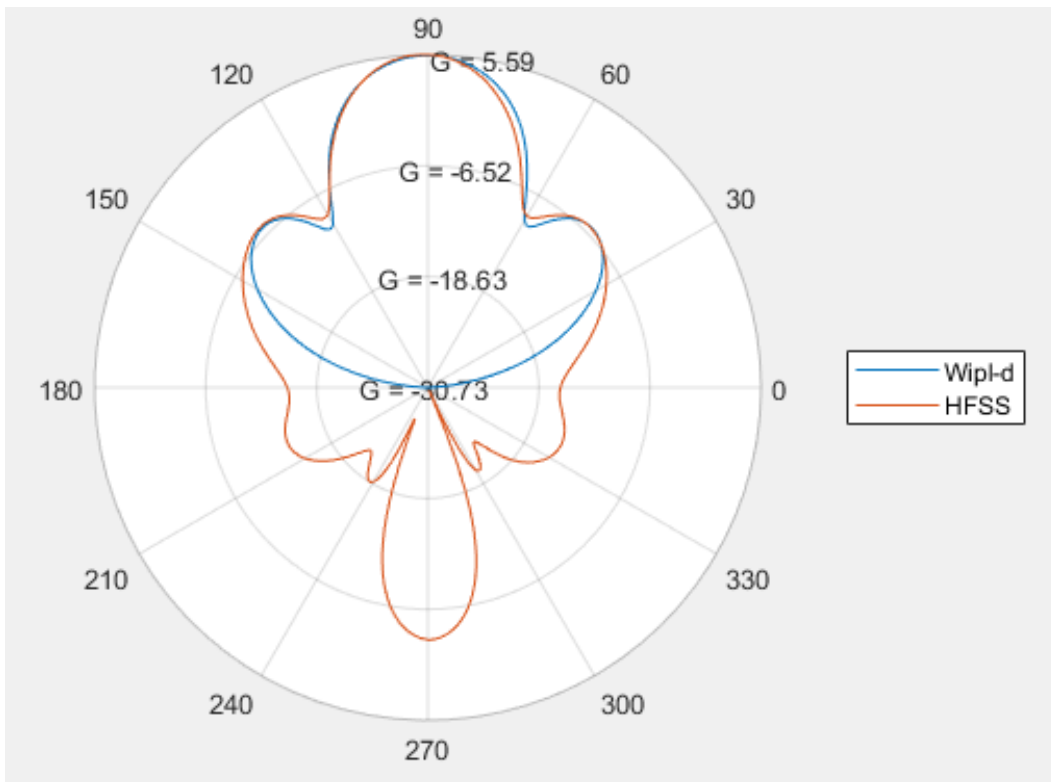


Слика 3.7. Модул улазног коефицијента рефлексије за трансверзални мод зрачења.

Примећује се разлика између решења добијена помоћу две различите методе, али оба решења показују добро прилагођење (барем  $|S_{11}| < -10$  dB на целом опсегу учестаности од 2,41 GHz до 2,49 GHz). Уз то, релативни померај учестаности на којој је систем најбоље прилагођен је мањи од 1%.



Слика 3.8. Добитак система у искошеном моду зрачења на учестаности 2,448 GHz.



Слика 3.9. Добитак система у трансверзалном моду зрачења на учестаности 2,448 GHz.

Када су дијаграми зрачења у питању на први поглед делује да постоји веће неслагање између решења добијена помоћу ова два софтвера. Порекло ових разлика лежи у томе што WIPL-D модел садржи PEC раван симетрије, док HFSS модел има масу коначних димензија. Ово значи да WIPL-D модел не може да зрачи у правцима испод осе симетрије, што се види и са горњих слика (дијаграм зрачења је ограничен на горњу половину поларног координатног система). Са друге стране, у правцима

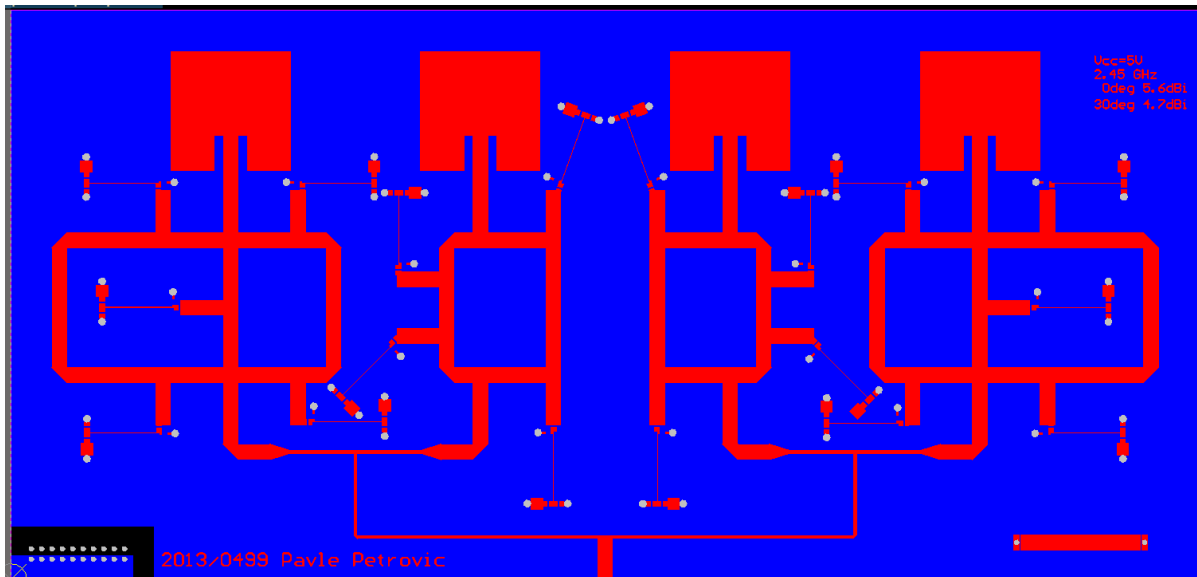
у горњој половини поларног координатног система може се запазити висок ниво поклапања, како у вредностима тако и у положајима минимума и максимума дијаграма зрачења. Може се увидети карактеристика поменута у поглављу 2.1.2, да у сваком моду дијаграм зрачења има минимуме у оним смеровима где су максимуми дијаграма зрачења преостала два мода. Такође се примећује последица раније поменуте (поглавље 2.3.3.) раздешености померача фазе са два и три стања у томе што максималан добитак система у искошеном и трансверзалном моду варира мање од варирања добитка појединачне антене у истим тим правцима.

Упркос благим разликама, резултати модела направљених у MWOoffice-у, WIPL-D Pro-у и HFSS-у врло блиско се поклапају, и одлучено је да се са овим дизајном може кренути у израду прототипа.

## 4. Израда прототипа

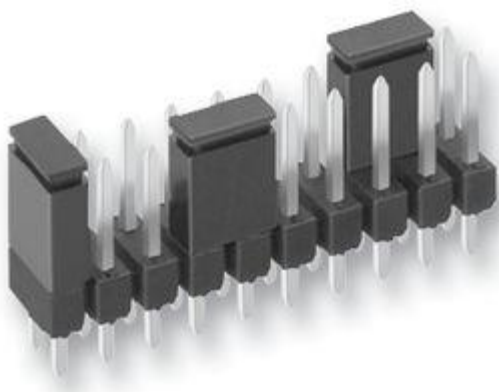
### 4.1. Израда штампане плочице

Штампана плочица је дизајнирана у програму Altium Designer. Њене димензије су 139,4mm x 291,6mm. Уз цео систем, на плочици су додати и полуталасни резонатор истих димензија као у HFSS моделу, острвца кроз која се леме конектори за побуђивање тог резонатора и, у доњем левом углу, место за два реда металних пинова.



Слика 4.1. Изглед садржаја PcbDoc фајла целе плочице дизајниране у софтверском пакету Altium Designer.

Напајање прекидачких кола се врши повезивањем свих прекидачких кола са сваког вода на њему одговарајући пин из горњег реда дворедног конектора. Десет пинова одговара десет водова, са лева на десно. Жица која спаја прекидачко коло и пин иде иза масе и провлачи се кроз одговарајућу рупу на сваком од прекидачких кола. Плаво острвце у доњем левом углу на слици 4.1 је галвански одвојено од масе и приликом коришћења на њега се доводи једносмерни напон  $V_{DC-on}=5V$ . Жељени вод се укључује тако што се њему одговарајући пар пинова споји jumper-ом, као што је приказано на слици 4.2.

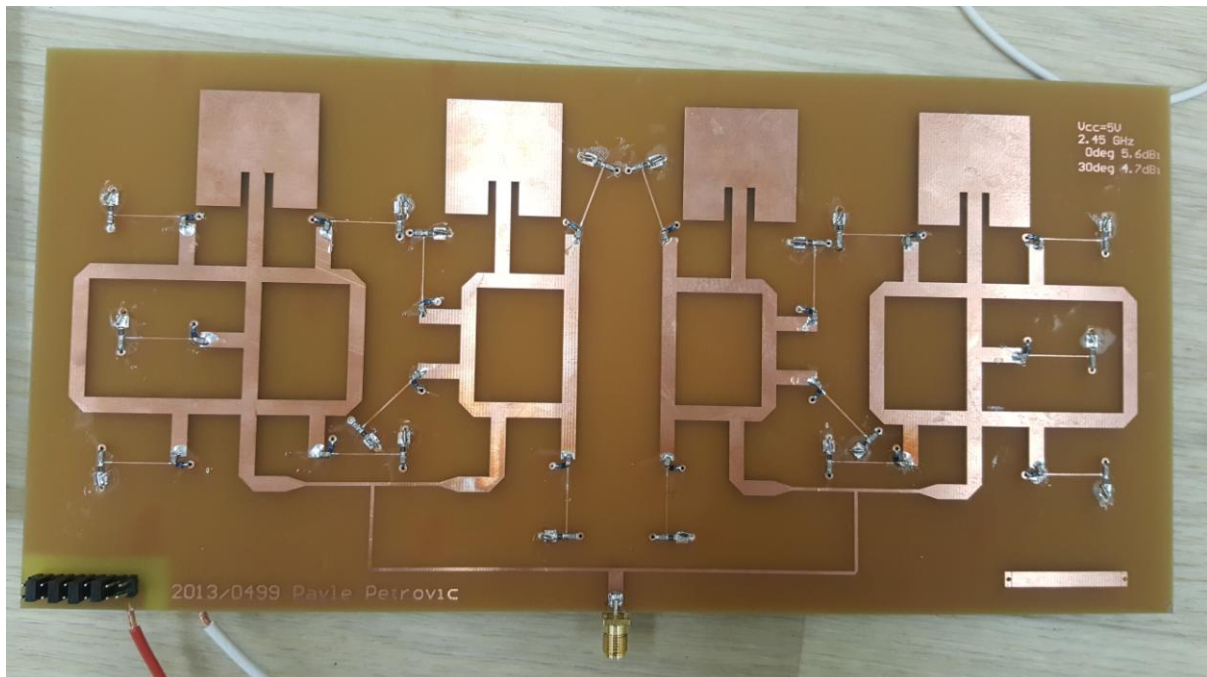


Слика 4.2. Дворедни конектор сличан оном који се користи за напајање прекидачких кола са неколико jumper-а.

### 4.2. Лемљење компонента

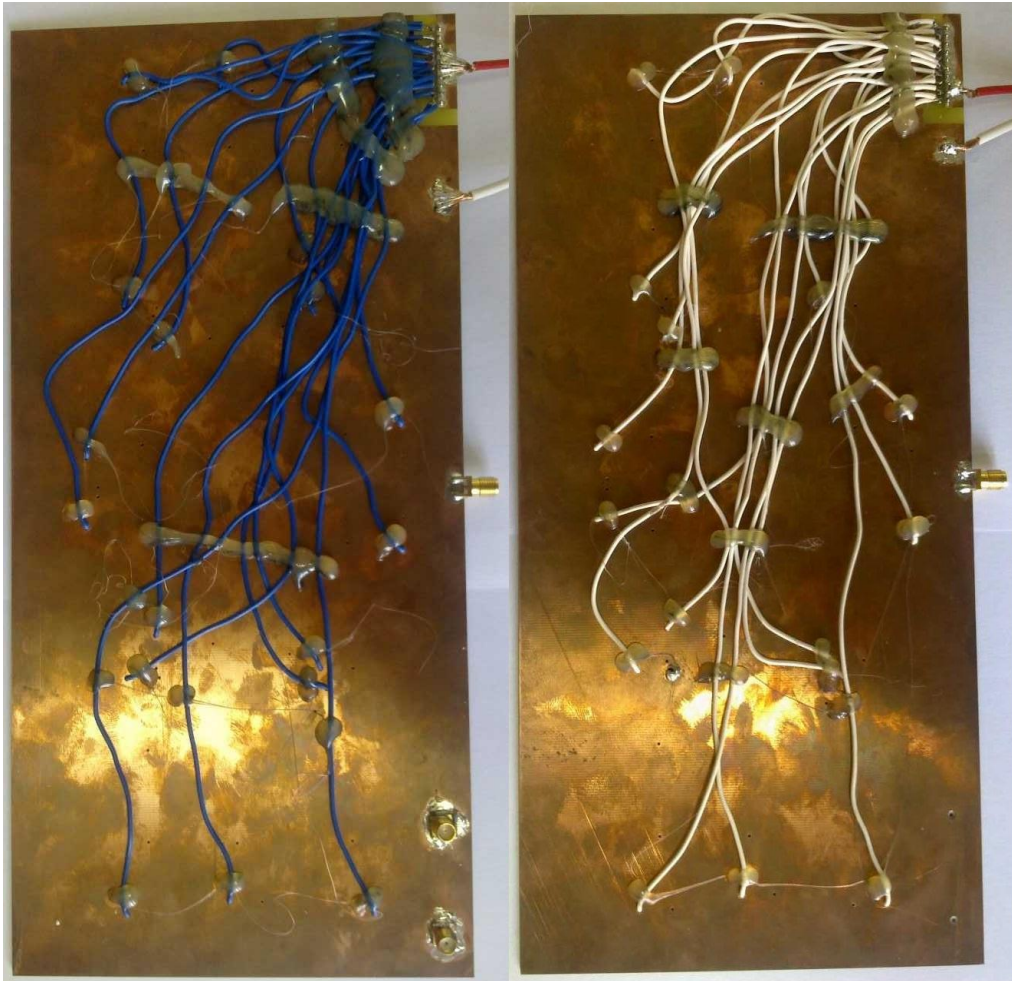
Лемљење је извршено у лабораторији за општу електротехнику Електротехничког Факултета Универзитета у Београду. Сви кондензатори и отпорници су SMD типа, из серије 0805 (2mm x 1.25mm). Направљена су два прототипа, идентична по конструкцији, коришћеним компонентама и израђена од

исте диелектричне плоче (FR-4), од којих је један приказан на слици 4.3. У сврху лакшег разликовања при мерењима, жице којима се поларизују диоде су на једном од прототипа плаве, а на другом беле боје, као што је приказано на слици 4.4. Коefицијент трансмисије резонатора је премерен само на једној плочи, ради поређења са HFSS моделом и утврђивања  $\epsilon_r$  плочице.



Слика 4.3. Прототип са залемљеним компонентама, SMA конектором, пиновима и жицама за напајање.





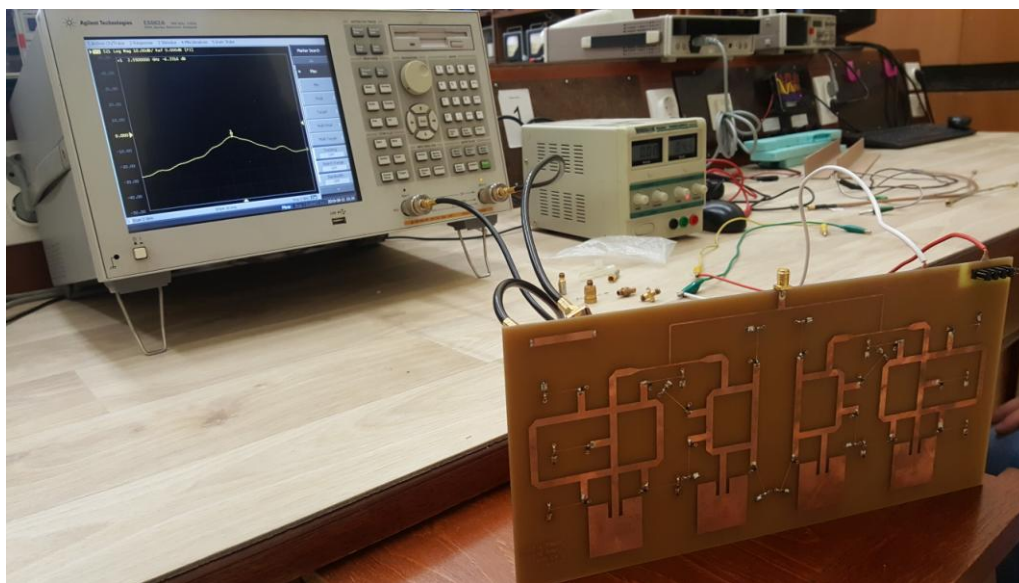
Слика 4.4. Позадине оба прототипа, са плавим, односно белим жицама за поларизацију прекидачких кола.



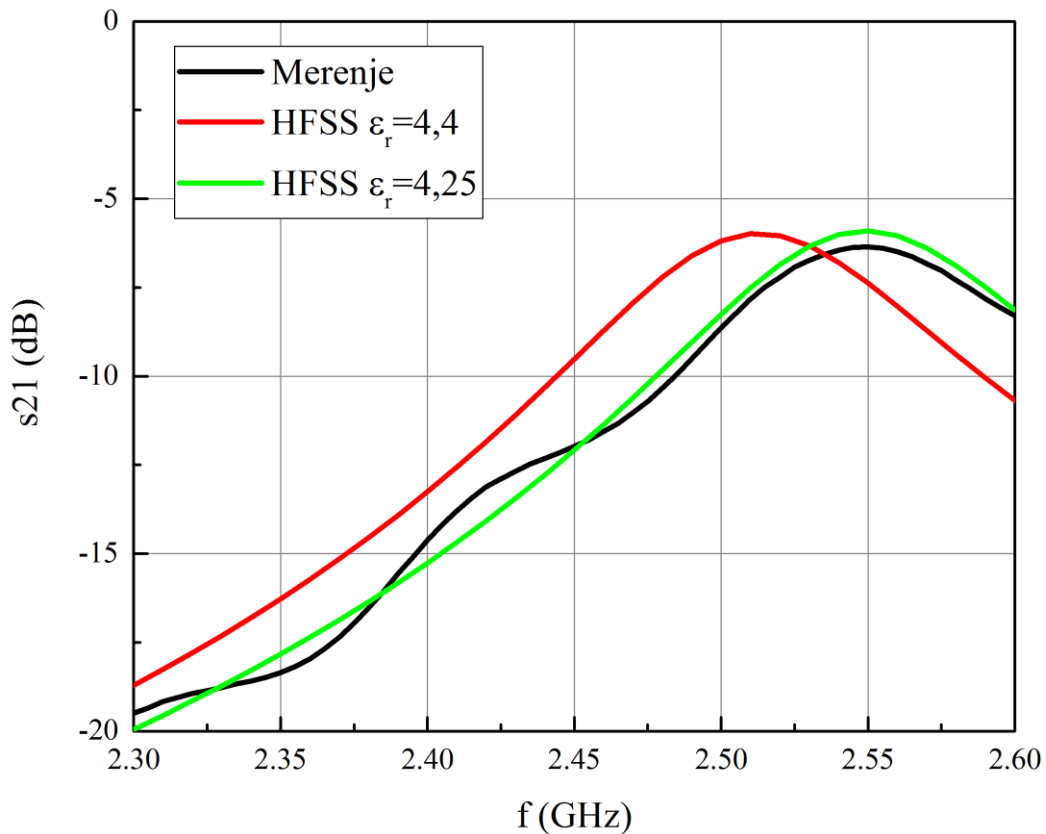
## 5. Мерења и поређење резултата са резултатима симулација

### 5.1. Мерење преносног параметра резонатора

Преносни параметар ( $S_{21}$ ) резонатора је мерен анализатором мрежа Agilent E5062A. Пре почетка мерења извршена је двопортна калибрација анализатора мрежа, а мерна поставка приказана је на слици 5.1. Резултати овог мерења су поређени са моделом резонатора направљеним у HFSS-у, и приказани су на слици 5.2. Параметар  $\epsilon_r$  је мењан у HFSS-у све док се резултати мерења и симулација нису постали задовољавајуће слични. Као што се са слике 5.2 може закључити, стварна вредност параметра  $\epsilon_r$  је око  $\epsilon_r=4,25$ , а не 4,4 као што је се претпоставило на самом почетку пројектовања овог антенског система. Параметри супстрата нису нам били прецизно познати на самом почетку пројектовања, тако да би читаву процедуру требало спровести из почетка. Ово се оставља за неки од наредних пројеката.



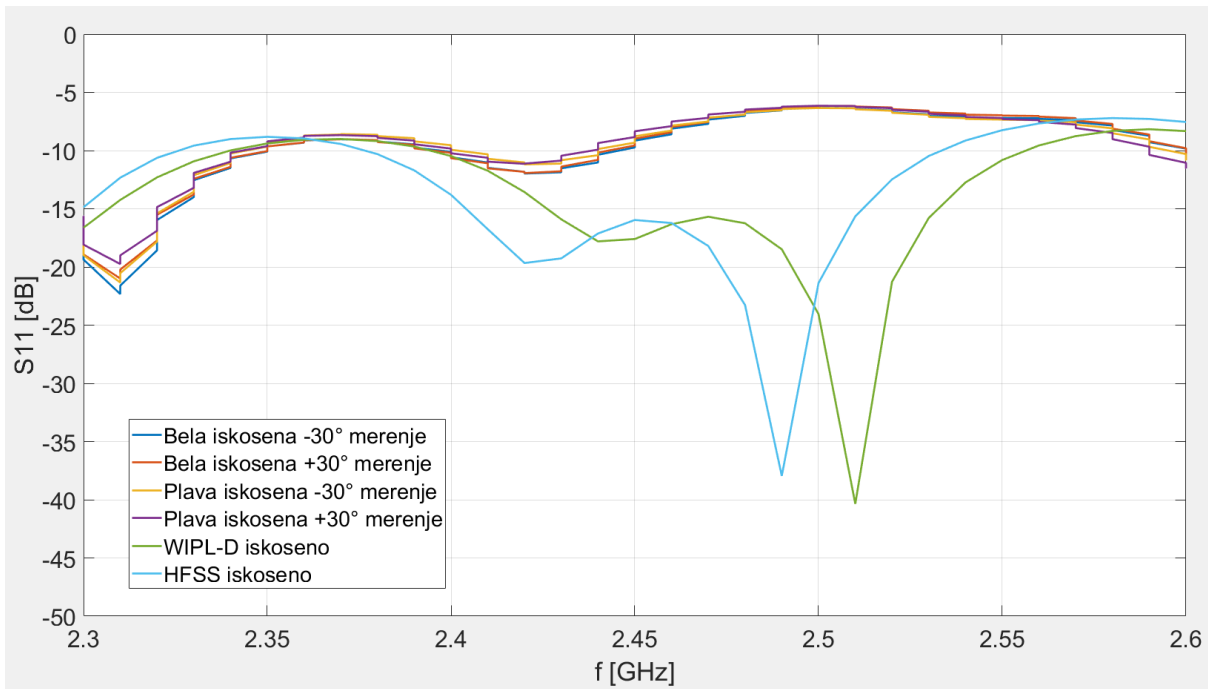
Слика 5.1. Поставка за мерење преносног параметара резонатора и коефицијента рефлексије. Лево се види анализатор мрежа, док се десно од њега види генератор једносмерног напона коришћен за поларизацију прекидачких кола. Антенски низ налази се испред.



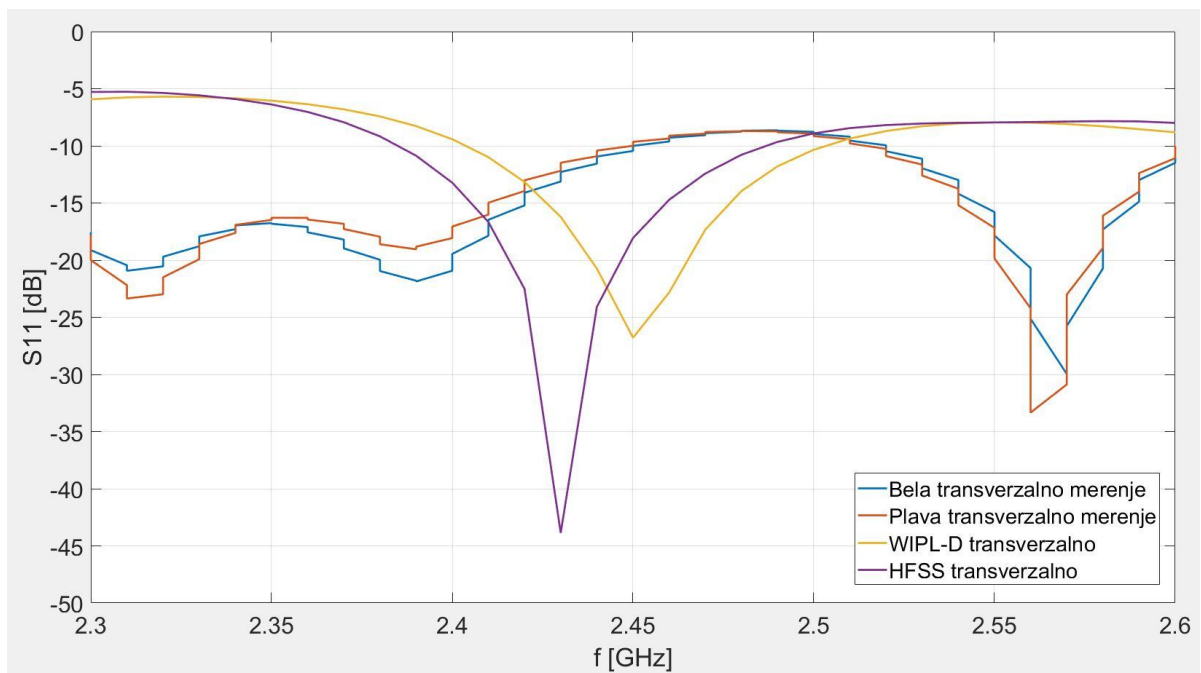
Слике 5.2. Преносни параметар полуталасног резонатора. Упоређени су резултати мерења са резултатима добијеним помоћу софтверског пакета HFSS за оригиналне параметре супстрата ( $\epsilon_r=4,4$ ) и процењене параметре супстрата ( $\epsilon_r=4,25$ ).

## 5.2. Мерење коефицијента рефлексије целог система

Коефицијент рефлексије система је премерен за оба прототипа користећи исти калибрисани анализатор мрежа као у поглављу 5.1. Коефицијент рефлексије је, на сваком прототипу мерен за сва три режима зрачења да би се утврдило да није дошло до грешке приликом лемљења компоненти. У мерењима се „искошен за  $+30^\circ$ “ и „искошен за  $-30^\circ$ “ режим односе на режиме зрачења који су, гледано из тачке SMA конектора искошени у десну, односно леву страну у односу на нормалу на раван плоче. Мерења су извршена на ширем опсегу учестаности него у симулацијама: од 2 GHz до 3 GHz, да би се могле боље уочити било које карактеристике симулираних модела које су, због одступања  $\epsilon_r$ , транслиране у спектру, али су на сликама приказана поређења са резултатима симулација само у оном опсегу у којем су рађене симулације.



Слика 5.3. Параметар  $S_{11}$  за обе антене, за оба искошена режима зрачења.



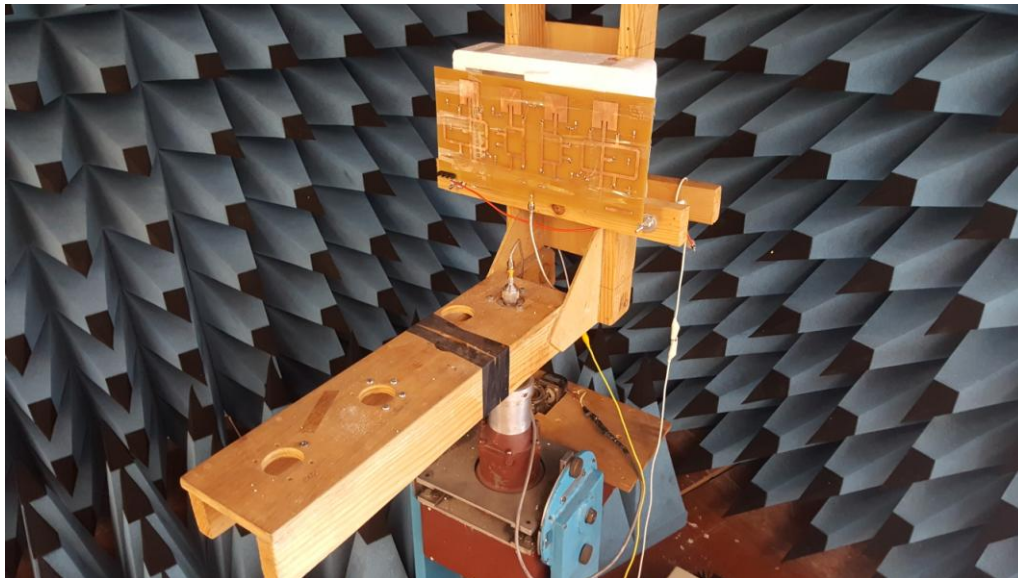
Слика 5.4. Параметар  $S_{11}$  за обе антене, за трансверзални мод зрачења.

Са слика 5.3 и 5.4 се види да се коефицијенти рефлексије два прототипа међусобно јако блиско поклапају, што је показатељ тога да при лемљењу великог броја компоненти (укупно 144 дискретне компоненте) није дошло до грешке. Уз то се види очекивано поклапање коефицијента рефлексије у два искошена мода за исту антену, које потиче од потпуне симетрије структуре. Анализом слика 5.3 и 5.4 види се да је дошло до не тако малих разлика између прорачунатих параметара и измерених. Ове разлике су последица врло ускопојасне природе свих елемената у колу: неколико четвртталасних трансформатора, померача фазе итд. чије су карактеристике промењене одступањем од  $\epsilon_r$  коришћеног у нумеричким моделима. Функционисање прекидачких кола је потврђено скидањем свих јумпер-а, тј. закочивањем свих струјних путева. При оваквом режиму рада уношена су различита ометања у близину антена: пролазак руком, парцијално и потпуно покривање антена бакарном фолијом, и примећено је да се параметар  $S_{11}$  није значајно мењао све док су та ометања била лоцирана изнад елемената антенског низа. Из овог експеримента је закључено да при таквом режиму рада антене не зраче никакво поље које

би се могло рефлектовати уношењем препрека, и чијом рефлексијом би се могао променити коефицијент рефлексије целог система, тј. да су прекидачка кола успешно изоловала антене. Даља анализа је потребна да би се утврдио тачан разлог за разлике између симулираних и измерених резултата за коефицијент рефлексије, али то се оставља као тема за будуће истраживање. Антене су довољно добро прилагођене у свим модovima зрачења ( $S_{11} \approx -10\text{dB}$  на фреквенцији од 2,45 GHz) да би се могло продужити на антенска мерења.

### 5.3. Антенска мерења

Антенска мерења су извршена у анехоичној соби Лабораторије за антене и простирање на Електротехничком Факултету Универзитета у Београду. Антенски систем је постављен на уздигнутој платформи, обложеној апсорберима и фиксиран за ротациони рам. Побуда је вршена хорн антенном унапред познатих карактеристика, чија је поларизација линеарна и одговара поларизацији антенског низа. Ротацијом низа и мерењем преноса између предајне и пријемне антене анализатором мрежа Agilent N5227A добија се релативни добитак антене у равни која садржи осу низа и која је управна на раван низа. Пренос се мери у 360 смерова, са кораком од по један степен. Апсолутни добитак низа није могуће тако лако измерити, тако да је извршена нормализација таква да је смер главног зрачења проглашен за 0 dBi, а добитак у свим осталим смеровима је приказан у односу на добитак у главном правцу. За сваки мод зрачења извршена су два мерења: предајном снагом нивоа 0 dBm и 30 dBm. Виши ниво предајне снаге омогућава потискивање шума при мерењу, чиме се добија глатка крива. Додатни извор грешке при овим мерењима је структура саме анехоичне собе. Апсорбери не облажу целу просторију, и изолација није идеална, тако да се под неким угловима уноси грешка у мерење као последица тога што је главни лоб пријемне (мерене) антене окренут тако да прима сигнал рефлектован од зида собе. Ово доводи до грешке и мањег потискивања бочних лобова него у прорачунатим моделима. Очекује се да би се овај ефекат могао умањити када би се на месту предајне антене, уместо хорн антене користила антена са усмеренијим (ужим) дијаграмом зрачења. Сlike 5.5 и 5.6 приказују мерну поставку и предајну хорн антену, респективно.

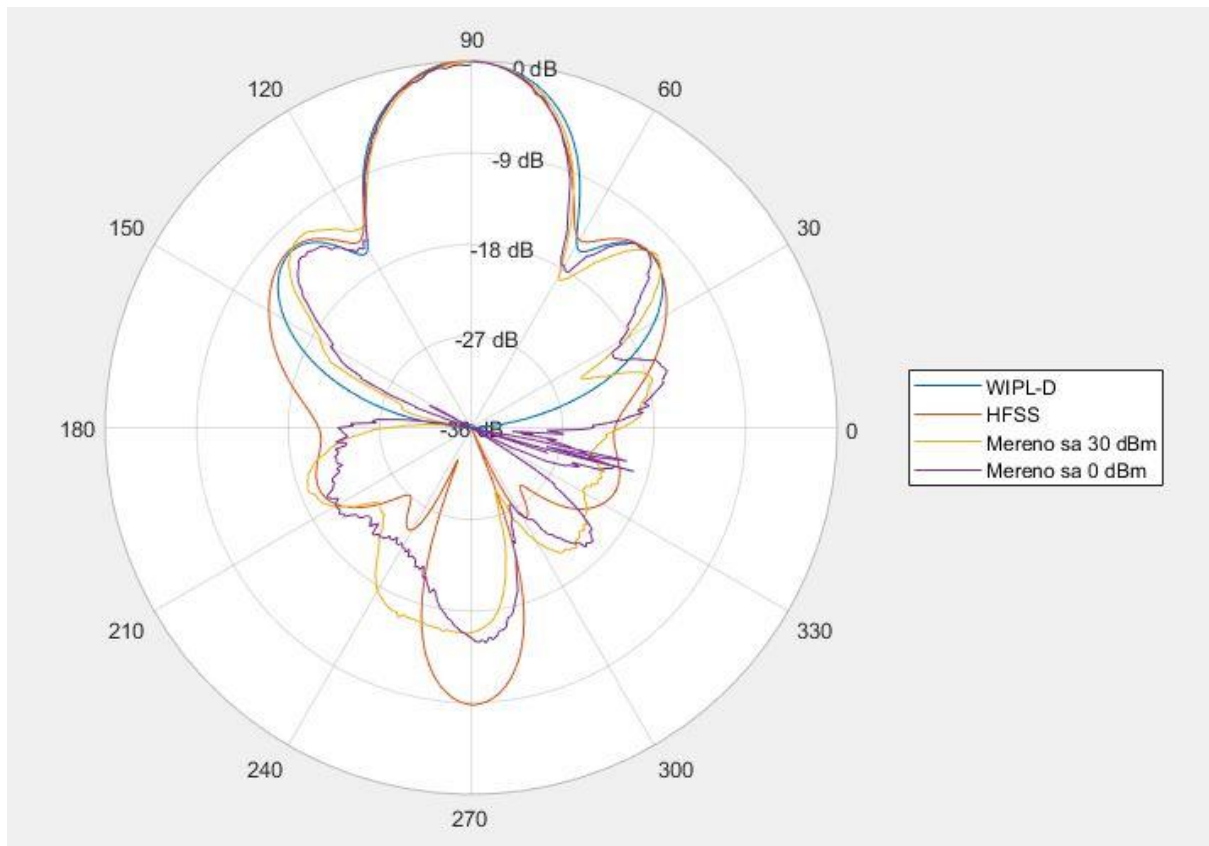


Слика 5.5. Антенски низ фиксиран на ротациони мотор, са одговарајућим прекидачким колима за поларизацију.



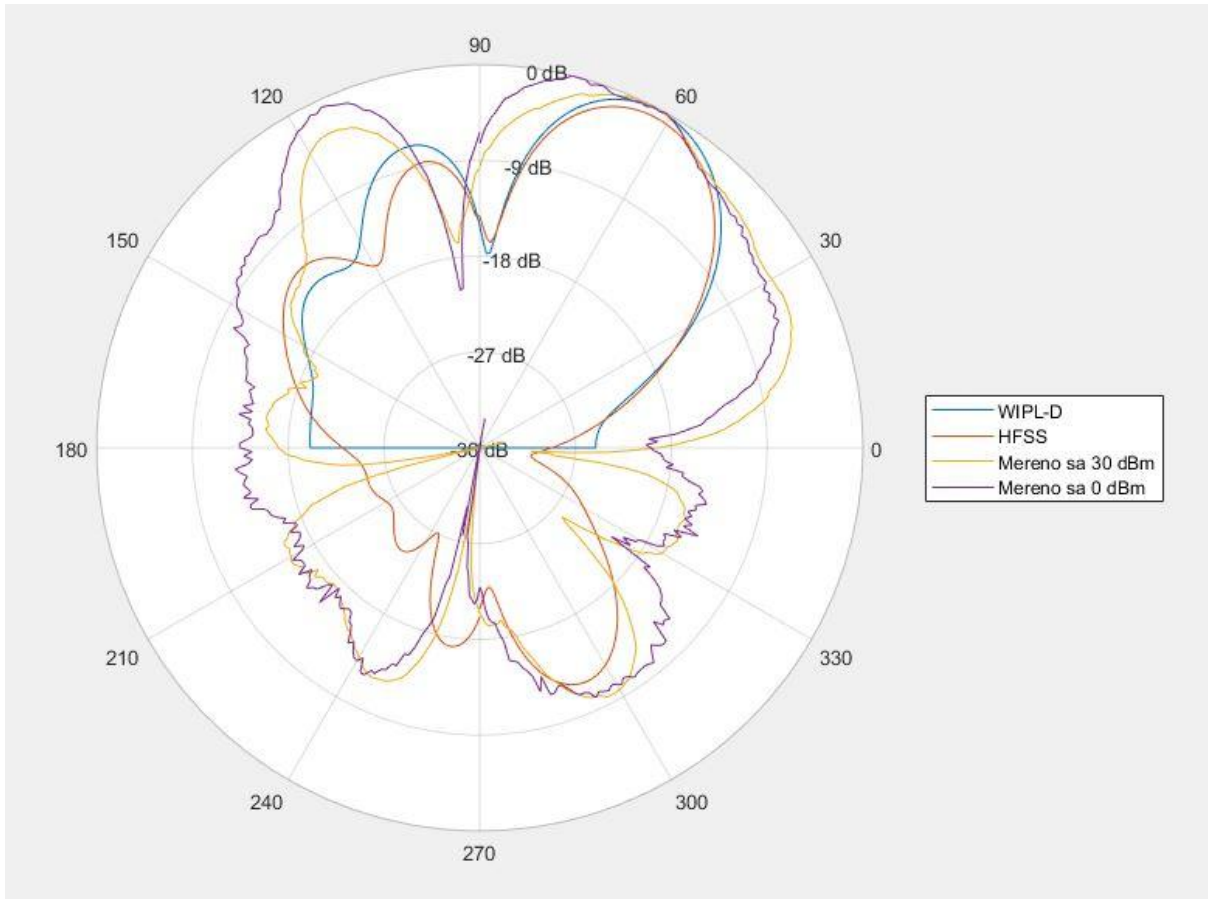
Слика 5.6. Предајна хорн антена коришћена у антенском мерењу.

Антенска мерења су, као и мерења коефицијента рефлексије, урађена на учестаностима од 2 GHz до 3 GHz, али су одатле искоришћени резултати за централну учестаност на којој је пројектован низ: 2.45 GHz. Ови резултати за сва три мода зрачења и оба нивоа предајне снаге приказани су на сликама 5.7, 5.8 и 5.9. Случај зрачења искошеног за  $+30^\circ$  није симулиран због симетрије, тако да су на слици 5.9 приказани само резултати мерења, док су на сликама 5.7 и 5.8 резултати мерења упоређени са резултатима симулација у WIPL-D-у и HFSS-у.

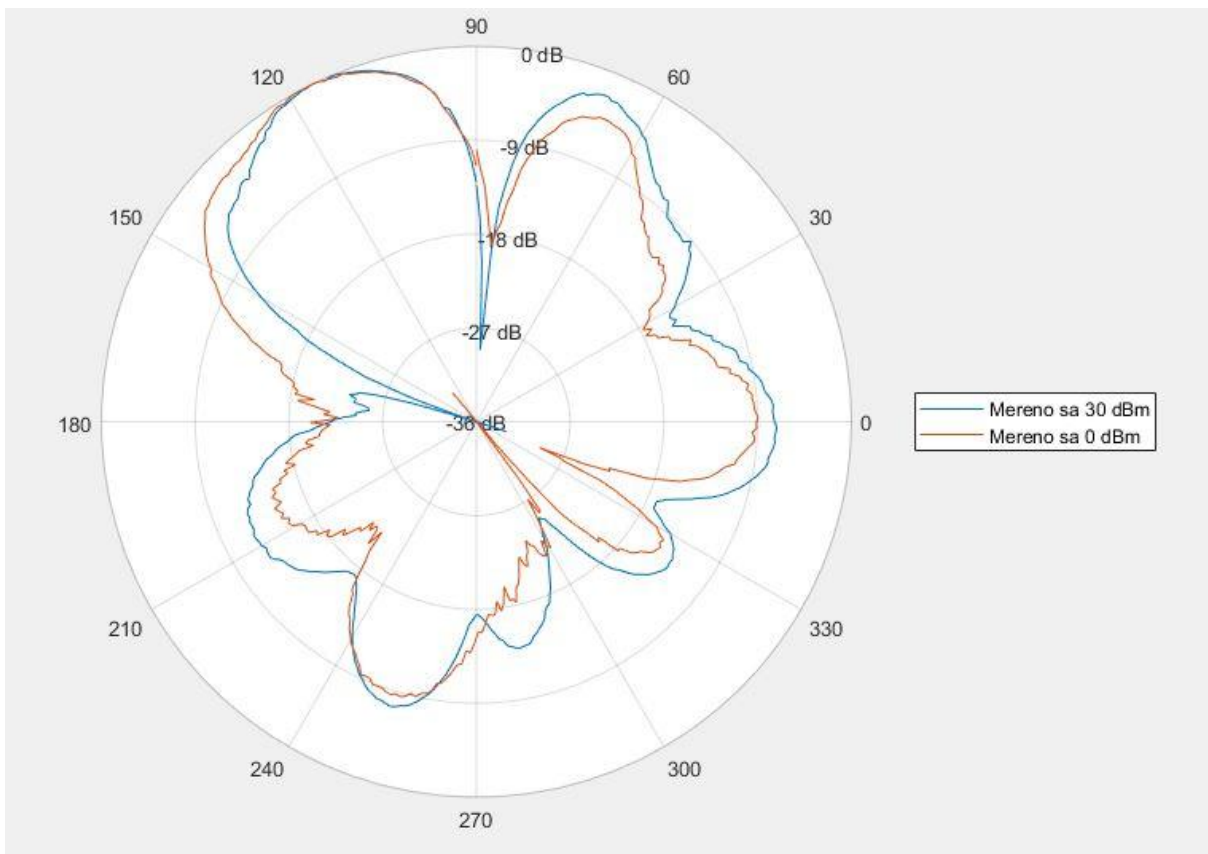


Слика 5.7. Дијаграм зрачења за трансверзални режим рада.





Слика 5.8. Дијаграм зрачења за режим „искошен за  $-30^\circ$ “.



Слика 5.9. Дијаграм зрачења за режим „искошен за  $+30^\circ$ “.

Анализом ових слика може се приметити да се графици квалитативно јако блиско поклапају са прорачунатим: главни снопови зрачења у сваком режиму рада су тамо где су планирани у пројектовању и нуле зрачења се практично поклапају са оним добијеним у симулацијама. Због рефлексија и одступања реалног супстрата потискивање бочних лобова је нешто ниже него у моделима, нарочито у искошеним модовима. Може се приметити да, упркос високом степену симетрије целе структуре, постоји значајна разлика између режима искошеног за  $+30^\circ$  и  $-30^\circ$ . Претпостављамо да је ово последица рефлексије од зида собе, при ротацији, нарочито у случају режима искошеног за  $-30^\circ$ , значајни лобови су окренути ка зиду у тренуцима када су бочни лобови окренути према предајној антени. И поред тога, резултати се блиско поклапају са онима добијеним у симулацијама. На сликама се, такође, јасно виде разлике између крива добијених различитим предајним снагама: крива добијена вишом предајном снагом је глаткија (са мање израженим шумом) и омогућава прецизније лоцирање нула зрачења него крива добијена нижом снагом због мањег утицаја шума при толиким снагама. У трансверзалном моделу се такође види асиметрија као последица рефлексије од зида собе, али се она дешава у регионима нижег добитка, тако да је мање изражена него код искошених модова.

Ова мерења показују да се упркос сложености и великом броју врло ускопојасних елемената осетљивих на благе промене диелектричне константе низ и даље понаша приближно као што је пројектован.

## 6. Закључак

Кроз овај пројекат имплементирано је неколико микроталасних елемената у једну целину: делитељи снаге, трансформатори импедансе, померачи фазе, отпорници, кондензатори, диоде и антене. Принципи изучавани у теорији и на вежбама на предметима смера за Микроталасну технику су реализовани у пракси, и стечен је увид у изазове које носи пројектовање антенских система од саме замисли, преко прелиминарних прорачуна, моделовања, припреме за израду прототипа, склапања система до мерења и анализе резултата. Уз то, показан је концепт антенског система којим се дигиталним путем може мењати дијаграм зрачења. Системи тог типа су основа телекомуникационих стандарда нове генерације, како у мобилној телефонији тако и у радарској техници и другим облицима осматрања.

Тема електронске контроле антенских низова је широка, није у потпуности истражена, и има доста места за даље истраживање и развој. Искуства стечена из овог пројекта се могу применити у изради система са већим бројем антена, бољом просторном резолуцијом и већим потискивањем бочних лобова и биће основица за даљи рад и развој ове теме.