



Електротехнички факултет  
Универзитет у Београду

## Дипломски рад

Пројектовање  
малошумног микроталасног појачавача  
за Доплеров радар

Ментор:  
др Слободан Савић, доцент

Студент:  
Ђорђе Стојићевић, 14/0265

Београд, август 2019.

# Садржај

<b>1. УВОД.....</b>	<b>3</b>
<b>2. МОДЕЛОВАЊЕ МАЛОШУМНОГ ПОЈАЧАВАЧА .....</b>	<b>4</b>
2.1 КАРАКТЕРИСТИКЕ СУПСТРАТА .....	4
2.2 ОДРЕЂИВАЊЕ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПАРАМЕТАРА МИКРОТРАКАСТИХ ЛИНИЈА .....	4
2.3 ТРАНЗИСТОР INFINEON BFP842ESD .....	5
2.3.1 Карактеристике транзистора.....	5
2.3.2 Радна тачка транзистора.....	6
2.4 ПОЛАРИЗАЦИЈА ПОЈАЧАВАЧА .....	6
2.4.1 Једносмерна анализа.....	6
2.4.2 Високофреквентна анализа .....	8
2.5 СТАБИЛИЗАЦИЈА ПОЈАЧАВАЧА .....	9
2.6 ПРИЛАГОЂЕЊА ПОЈАЧАВАЧА .....	12
2.7 ПУНОТАЛАСНА ТРОДИМЕНЗИОНА ЕЛЕКТРОМАГНЕТСКА АНАЛИЗА .....	14
2.7.1 ANSYS HFSS модел .....	14
2.8 ПОРЕЂЕЊЕ РЕЗУЛТАТА AWR И HFSS МОДЕЛА .....	15
2.9 НЕЛИНЕАРНА HARMONIC BALANCE АНАЛИЗА .....	18
2.9.1 Анализа са једним тоном .....	18
2.9.2 Анализа са два тона .....	19
<b>3. ИЗРАДА ПРОТОТИПА.....</b>	<b>20</b>
3.1 ИЗРАДА ШТАМПАНЕ ПЛОЧИЦЕ .....	20
3.2 ЛЕМЉЕЊЕ КОМПОНЕНТИ.....	20
<b>4. МЕРЕЊЕ ПРОТОТИПА.....</b>	<b>22</b>
4.1 МЕРНА ПРОЦЕДУРА .....	22
4.2 РЕЗУЛТАТИ МЕРЕЊА ПАРАМЕТАРА $G_T$ , $VSWR_{IN}$ И $VSWR_{OUT}$ .....	22
4.2 РЕЗУЛТАТИ МЕРЕЊА ПАРАМЕТРА $OP_{1dB}$ .....	24
<b>5. РЕАЛИЗАЦИЈА ДОПЛЕРОВОГ РАДАРА.....</b>	<b>26</b>
5.1 ДОПЛЕРОВ ЕФЕКАТ .....	26
5.2 АРХИТЕКТУРА РАДАРА .....	26
5.3 РЕЗУЛТАТИ МЕРЕЊА ДОПЛЕРОВОГ ЕФЕКТА .....	28
<b>6. ЗАКЉУЧАК.....</b>	<b>31</b>

## 1. Увод

Малошумни појачавач је неизоставан склоп сваког бежичног примопредајника. Циљ је успешно издвојити информације из примљеног сигнала који је по снази најчешће у близини нивоа шума. Дигитални бежични телекомуникациони системи гарантују изузетно мале вероватноће грешке детекције, које су првенствено минимизирани захваљујући довољно високом односу сигнал-шум.

Захтеви за великим појачањем појачавача уз истовремено низак фактор шума отежавају пројектовање оваквих уређаја. Захтеви су контрадикторне природе, па је у пракси овакав појачавач најчешће просечно окарактерисан средњим појачањем од 20 dB и фактором шума испод 3 dB. Оправданост релативно скромног појачања ових уређаја је у томе што су ретко када они једина активна кола у пријемној грани, већ се најчешће користе у каскади са додатним појачавачима. Укупном фактору шума највише доприноси први појачавач у каскади, па је због тога у пракси то најчешће малошумни појачавач. Због тога је акценат приликом пројектовања првог појачавача у каскади стављен на обезбеђивање што нижег фактора шума, док ће укупном појачању пријемне гране додатно допринети остали појачавачи.

У овом раду биће илустроване све фазе пројектовања широкопојасног малошумног појачавача у опсегу од 2 GHz до 6 GHz у микротракастој технологији. Резултати линеарне, нелинеарне и тродимензионе електромагнетске анализе модела појачавача биће финално упоређени са измереним резултатима направљеног прототипа.

Потенцијална употреба овог конкретног малошумног појачавача је у оквиру пријемне гране CW (*continuous-wave*) Доплеровог радара чије су преостале компоненте (као што су напонски контролисан осцилатор, мешач, антена и Вилкинсонов делитељ снаге) направљени од стране других студената Електротехничког факултета у оквиру израде дипломских и мастер радова.

## 2. Моделовање малошумног појачавача

### 2.1 Карактеристике супстрата

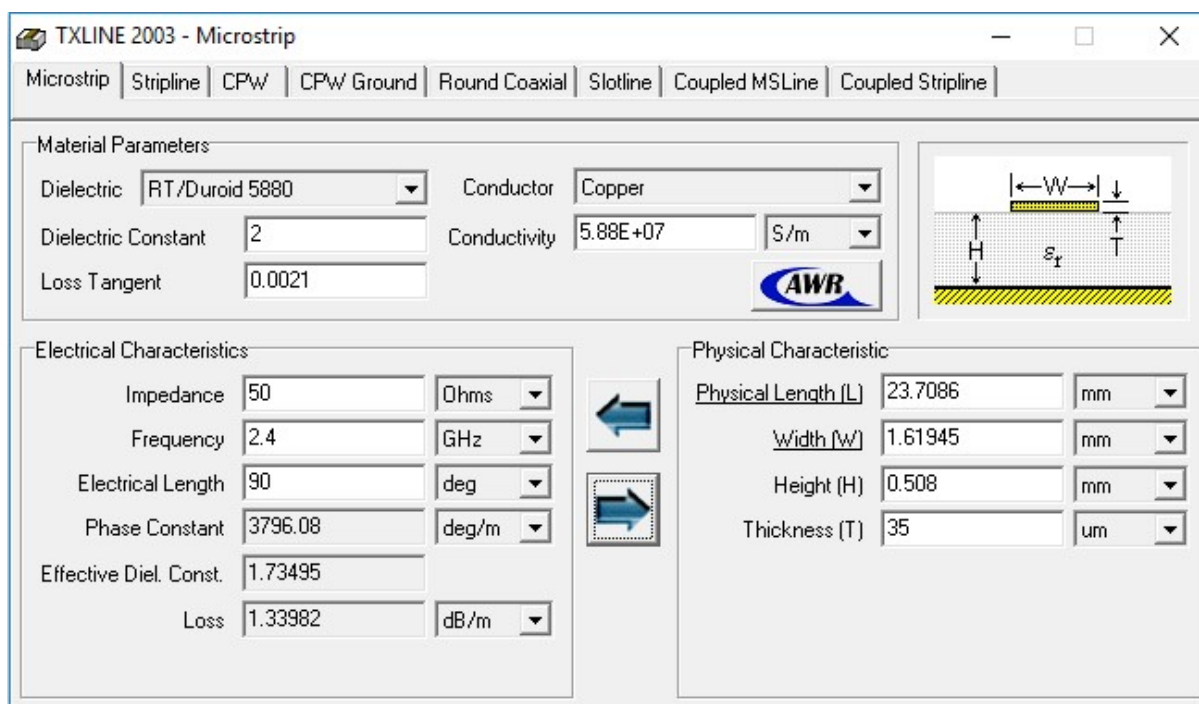
Коришћен супстрат Duroid 5880LZ произвођача Rogers представља композит на бази тefлона и микрофибер стаклених влакана. Од свих Rogers супстрата из класе RT/Duroid 5000 Duroid 5880LZ се одликује најнижом диелектричном константом и највећом температурном стабилношћу. Мали диелектрични губици га чине употребљивим до  $K_u$  опсега (12-18 GHz). Додатно, механички је лак материјал са малим коефицијентом термичке експанзије. Параметри супстрата Duroid 5880LZ који ће бити коришћен у оквиру овог дипломског рада дати су у табели 2.1. Диелектрична константа  $\epsilon_r$  је релативна пермитивност материјала у односу на вакуум. Димензиони параметри  $h$  и  $t$  су висина супстрата и дебљина бакарне металације, респективно. Губици у диелектрику су описани стандардним параметром  $\tan \delta$ , а густина материјала са  $\rho$ .

Материјал	$\epsilon_r$	$h$ (mm)	$t$ ( $\mu\text{m}$ )	$\tan \delta$	$\rho$ ( $\frac{\text{gm}}{\text{cm}^3}$ )
Duroid 5880LZ	$2 \pm 0,04$	$0,508 \pm 0,0254$	35	0,0021~0,0029	1,37

Табела 2.1. Параметри и димензије супстрата.

### 2.2 Одређивање електричних параметара микротракастих линија

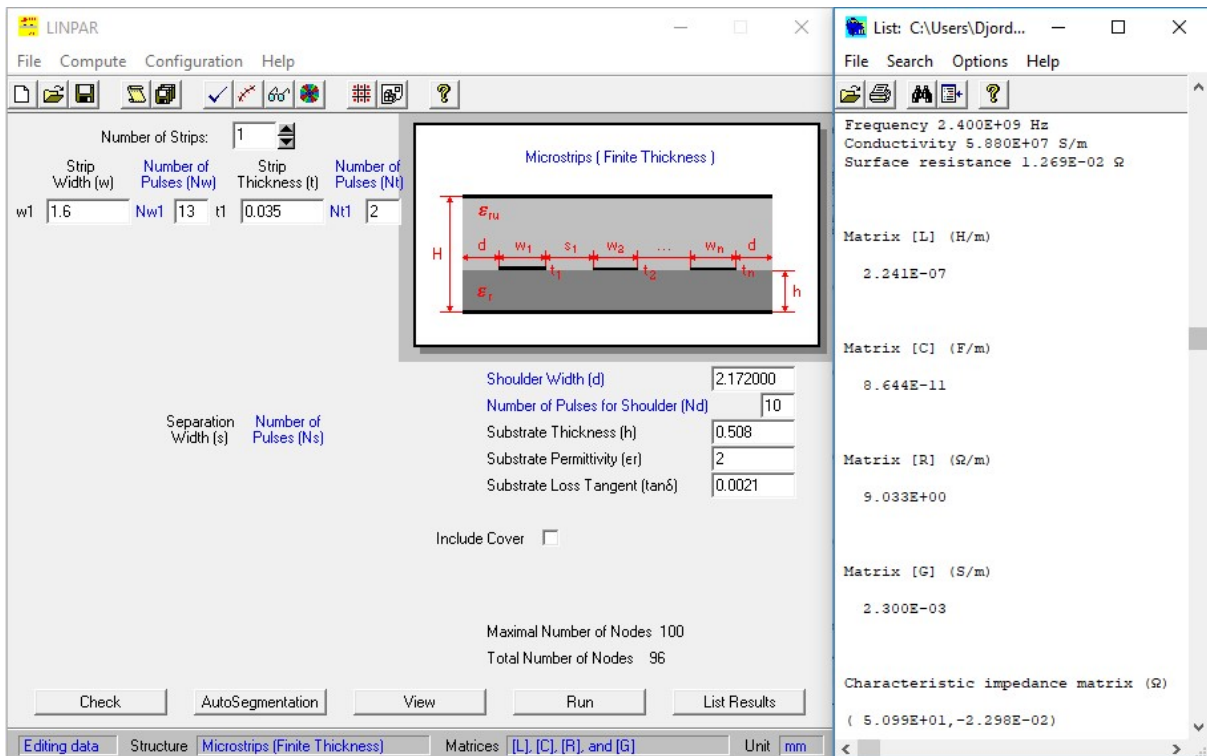
За потребе прорачуна параметара микротракастих водова на Duroid 5880LZ супстрату коришћен је софтверски пакет *TxLine* уграђен у AWR Microwave Office софтверски пакет. Модел супстрата поред стандардних параметара (висине  $h$ , диелектричне пермитивности  $\epsilon_r$ , тангенса угла губитака  $\tan \delta$ , дебљине металације  $t$ ) описује се и специфичном отпорношћу нормализованом у односу на злато. Приказ корисничког прозора софтверског пакета *TxLine* приказан је на слици 2.2.



Слика 2.2. Прорачун ширине микротракастог вода карактеристичне импедансе  $Z_C = 50 \Omega$  у *TxLine* софтверском пакету.

Све димензије водова приликом даљег моделовања су заокружене на једну децималу, како би се унапред избегло одступање резултата услед грешака приликом дизајна и израде штампане плочице. Технолошко ограничење минималне ширине вода износи  $W_{\text{MIN}} = 0,3 \text{ mm}$ .

Како би се додатно проверили резултати за ширине водова, сви резултати добијени помоћу софтверског пакета *TxLine* додатно су верификовани у софтверском пакету *Linpar*. Изглед корисничког прозора у софтверском пакету *Linpar* приказан је на слици 2.3.



Слика 2.3. Верификација ширине микротракастог вода карактеристичне импедансе  $Z_C = 50 \Omega$  у софтверском пакету Linpar.

## 2.3 Транзистор Infineon BFP842ESD

### 2.3.1 Карактеристике транзистора

Infineon BFP842ESD је хетероспојни биполарни транзистор (HBT- *heterojunction bipolar transistor*) високих перформанси, специфично намењен за малошумне апликације у опсегу 2,3–3,5 GHz. Одликује га изузетно мали фактор шума на високим учестаностима и висока транзитна учестаност транзистора  $f_T = 57$  GHz. Карактерише га и велико погонско појачање, висока линеарност и имуност на електростатичко пражњење до  $V_{ESD} = 1$  kV. Најважнији параметри овог транзистора приказани су у табели 2.4 која је преузета од произвођача (на енглеском језику).

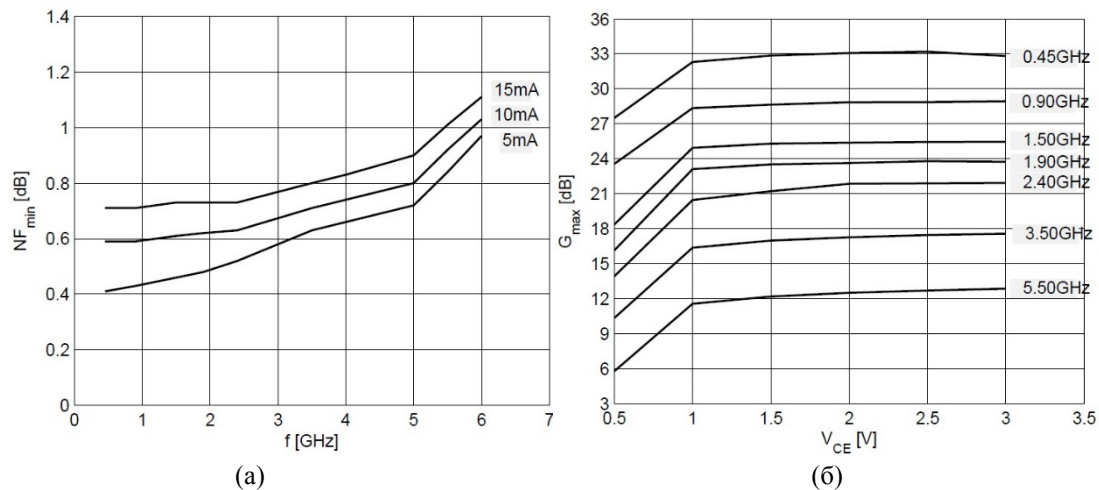
Посебна погодност је то што су геометријска места тачака (у Смитовом дијаграму) минималног фактора шума и прилагођења по снази релативно близу једна другој за адекватно одабрану радну тачку (поларизацију). Пројектант релативно лако може да постигне релативно добар компромис између фактора шума и погонског појачања.

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
<b>Power Gain</b>						
Maximum power gain	$G_{ms}$	–	22	–	dB	$I_C = 15$ mA
Transducer gain	$ S_{21} ^2$	–	19	–		$I_C = 15$ mA
<b>Minimum Noise Figure</b>						
Minimum noise figure	$NF_{min}$	–	0.5	–	dB	$I_C = 5$ mA
Associated gain	$G_{ass}$	–	18	–		$I_C = 5$ mA
<b>Linearity</b>						
1 dB compression point at output	$OP_{1dB}$	–	8	–	dBm	$Z_S = Z_L = 50 \Omega$ $I_C = 15$ mA
3rd order intercept point at output	$OIP3$	–	25	–		$I_C = 15$ mA

Табела 2.4. Карактеристике транзистора на 2,4 GHz (минималан фактор шума са одговарајућим појачањем, појачање услед симултаног прилагођења, тачка једнодецибелске компресије појачања на излазу и тачка пресека трећег реда).

### 2.3.2 Радна тачка транзистора

На основу карактеристика које наводи произвођач транзистора за минималан фактор шума и максимално појачање приказаних на слици 2.5, изабрана је компромисна радна тачка минималног фактора шума и средњег појачања дефинисана напонем колектор-емитер  $V_{CE} = 2,5 \text{ V}$  и струјом колектора  $I_C = 5 \text{ mA}$ .



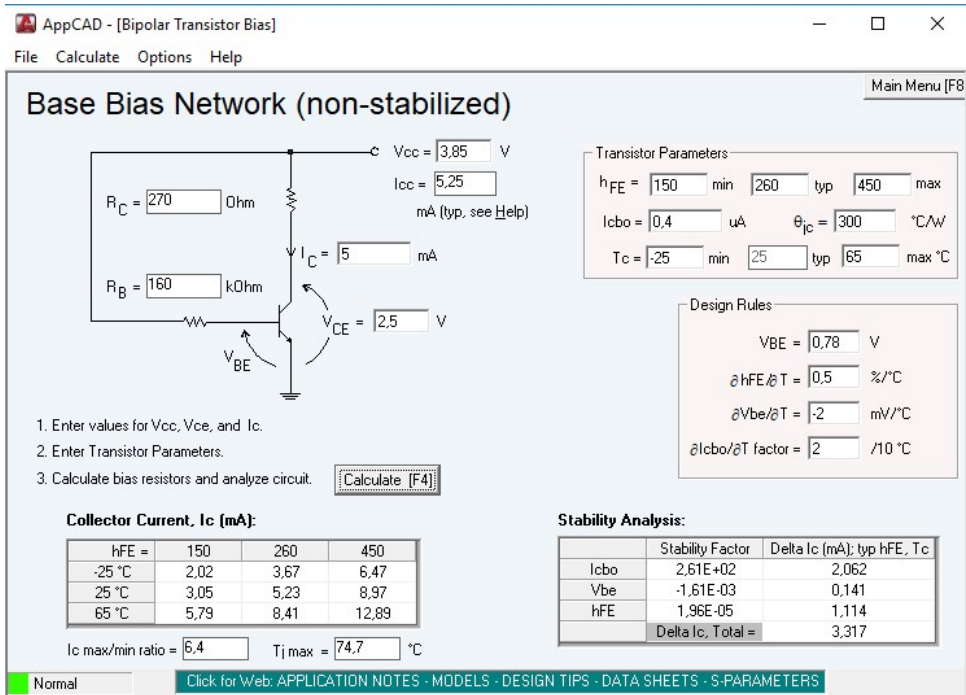
Слика 2.5. (а) Минималан фактор шума у функцији учестаности за различите вредности струје колектора  $I_C$  и (б) максимално појачање транзистора у функцији учестаности за различите напоне колектор-емитер  $V_{CE}$  напона.

## 2.4 Поларизација појачавача

### 2.4.1 Једносмерна анализа

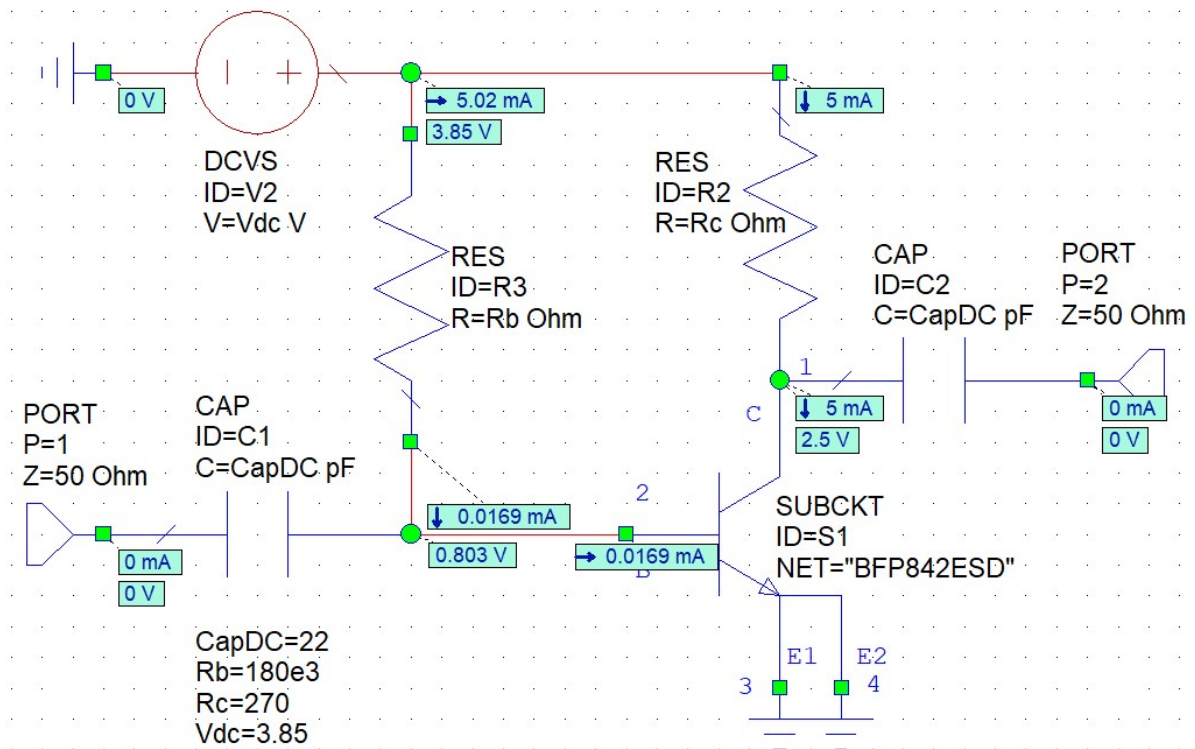
Циљ кола за поларизацију је да обезбеди мирну радну тачку појачавача упркос променама параметара транзистора и температуре. У зависности од тога колике температурне промене се очекују у радним условима појачавача, пројектује се активно или пасивно коло за поларизацију.

Пасивна резистивна кола за поларизацију попут топологије са слике 2.6 обезбеђују стабилну поларизацију за мале промене температуре. Мала промена радне температуре се и очекује за појачавач са пројектованом радном тачком минималног фактора шума.



Слика 2.6. Почетни прорачун параметара кола за поларизацију у AppCAD софтверу.

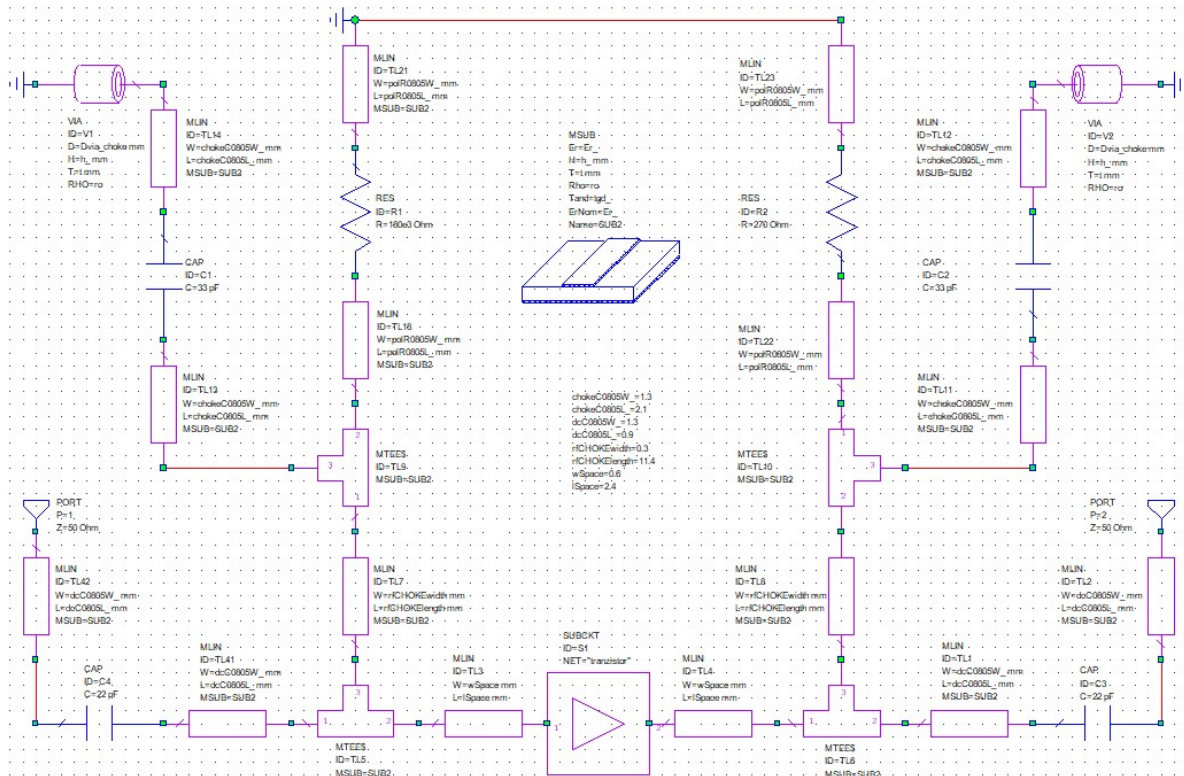
Детаљна једносмерна анализа и фино подешавање мирне радне тачке урађено је у софтверском пакету AWR Microwave Office, као што је приказано на слици 2.7. Тада је коришћен SPICE модел транзистора BFP842ESD са паразитима кућишта SOT343. Након оптимизације кола за поларизацију бројне вредности отпорника износе  $R_B = 180$  k $\Omega$  и  $R_C = 270$   $\Omega$  и одговарају E12 стандарду. Напајање при ком се обезбеђује мирна радна тачка уз те вредности отпорника износи  $V_{DC} = 3,85$  V. На слици 2.7 приказане су и одговарајуће једносмерне струје и напони.



Слика 2.7. Детаљна једносмерна анализа кола за поларизацију у AWR Microwave Office софтверу.

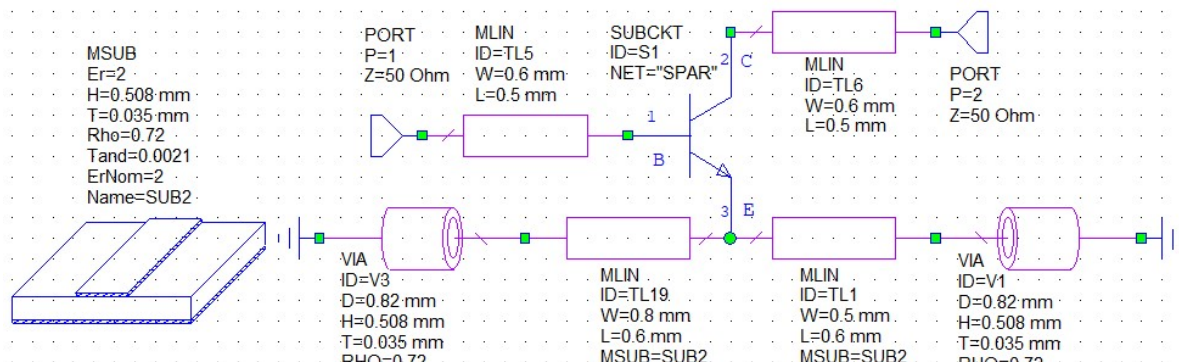
## 2.4.2 Високофреквентна анализа

Високофреквентни (RF) модел кола за поларизацију појачавача мора да буде фреквенцијски селективан. У опсегу од 2 GHz до 6 GHz захтева се минимално могућа деградација RF сигнала колом за поларизацију. Коришћењем паралелних високо-импедансних водова ширине 0,3 mm и уземљених кондензатора  $C_{\text{СНОКЕ}} = 33 \text{ pF}$  то је и постигнуто. Дужина водова и подножја за лемљење (педова) кондензатора је оптимизирана са циљем да уземљени крај кондензатора прелика у велику импедансу и на тај начин спречи простирање RF сигнала кроз коло за поларизацију. Електрична RF шема са колом за поларизацију приказана је на слици 2.8.



Слика 2.8. Комплетан RF модел кола за поларизацију.

Паковања дискретних компоненти одговарају SMD0805 стандарду. Коришћени су „паметни“ микротраксти МТЕЕ спојеви као и модели прелаза између водова различитих ширина. Подколо приказано на слици 2.9 садржи SOT343 педове транзистора, од чега су два емитерска педа повезана метализованим вијама на масу. Приликом дефинисања димензија модела вије, ивице њеног спољашњег пречника и вода на ком се она налази треба ускладити по препорученом коришћењу модела MVIA од стране AWR Microwave Office софтвера. Технолошка ограничења нису дозволила да се то испоштује на једној од вија, где је ширина емитерског педа свега 0,5 mm што би захтевало ширину вода испод  $W_{\text{min}} = 0,3 \text{ mm}$ .

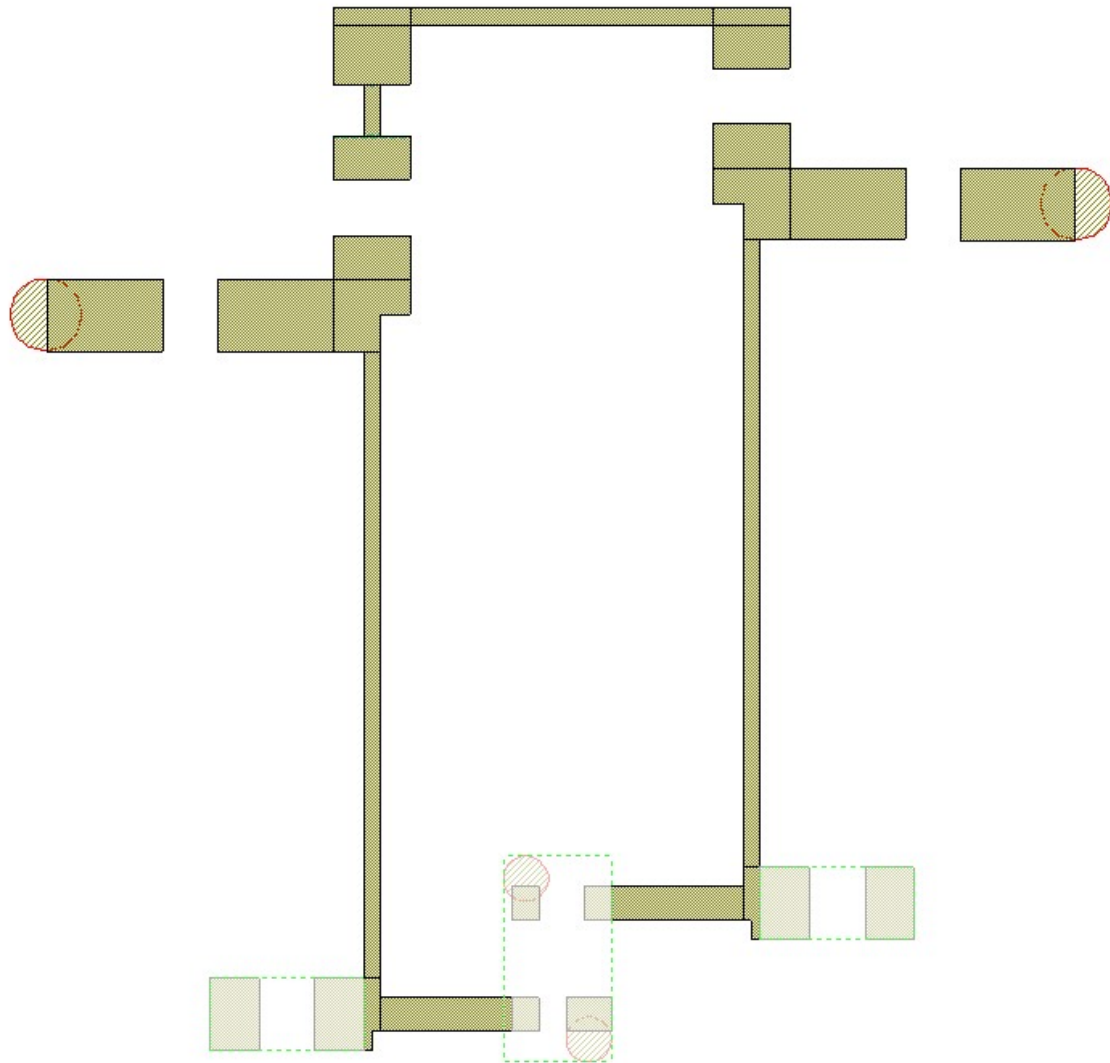


Слика 2.9. Модел транзистора са педовима.



Даљи пренос сигнала напајања изван кола за поларизацију се превентивно прекида редним кондензаторима. Капацитивности 22 pF обезбеђују теоријски бесконачну импедансу за једносмерни сигнал, а да притом за високофреквентни сигнал уносе импедансу од неколико ома. У супротном, када се ови кондензатори не би користили, нежељени сигнал напајања би могао преоптеретити, отерати у zasiћење или у крајњем случају спалити неки од наредних микроталасних склопова у каскади са појачавачем.

На слици 2.10 приказан је изглед кола за поларизацију реализованог у микротракастој технологији.

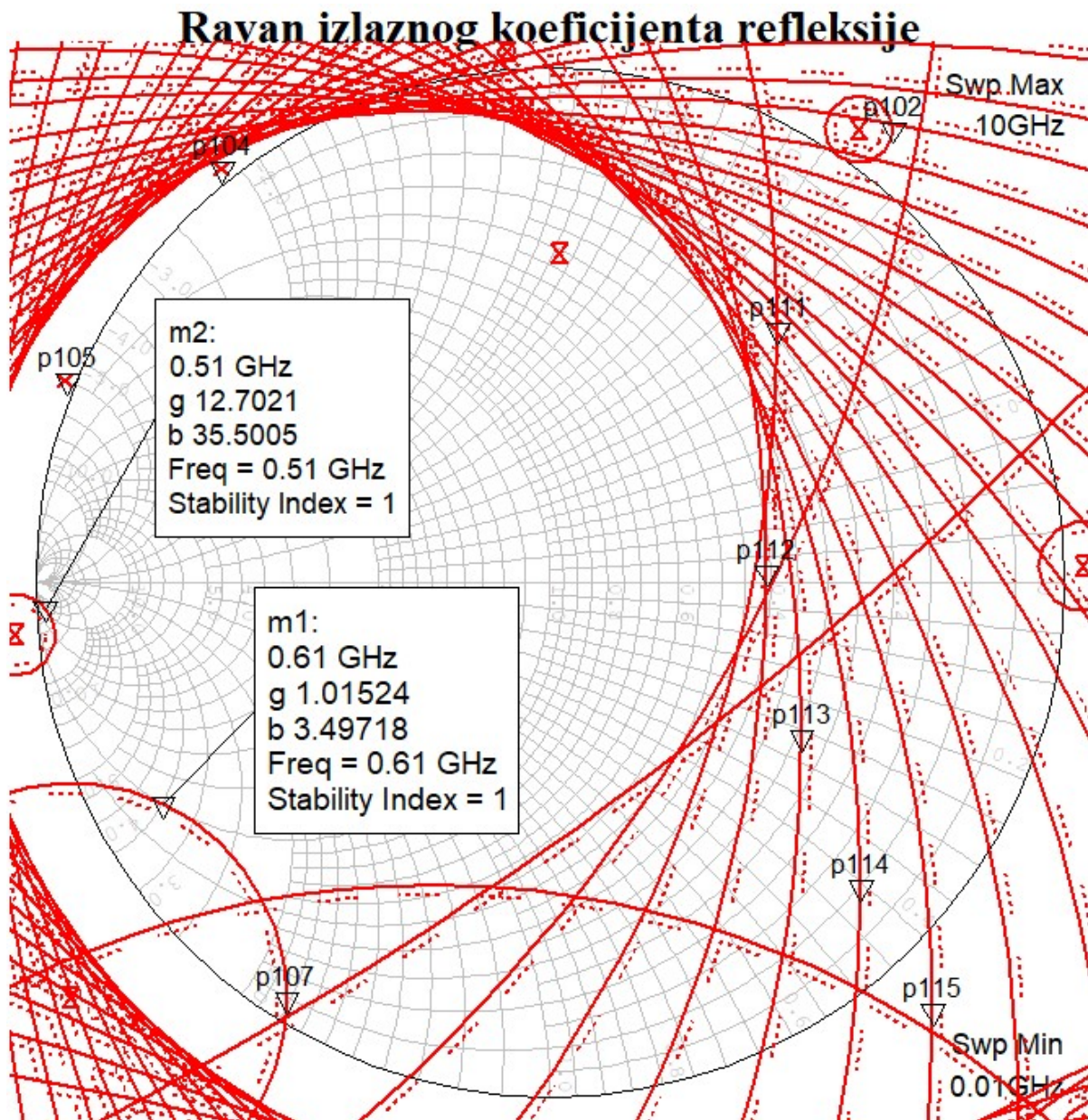


Слика 2.10. Коло за поларизацију и транзистор на горњој површи супстрата у AWR Microwave Office софтверу.

## 2.5 Стабилизација појачавача

Стабилизација појачавача је захтев који се мора испунити у читавом опсегу у ком су познати  $s$ -параметри транзистора, а не само у радном опсегу. Разлог потиче од тога што се осцилације могу побудити при било којој учестаности на којој је транзистор потенцијално нестабилан. Висока транзитна учестаност  $f_T = 57$  GHz транзистора BFP842ESD додатно отежава тај задатак. Мерени  $s$  параметри произвођача доступни су до 10 GHz, док су параметри шума познати до 6 GHz.

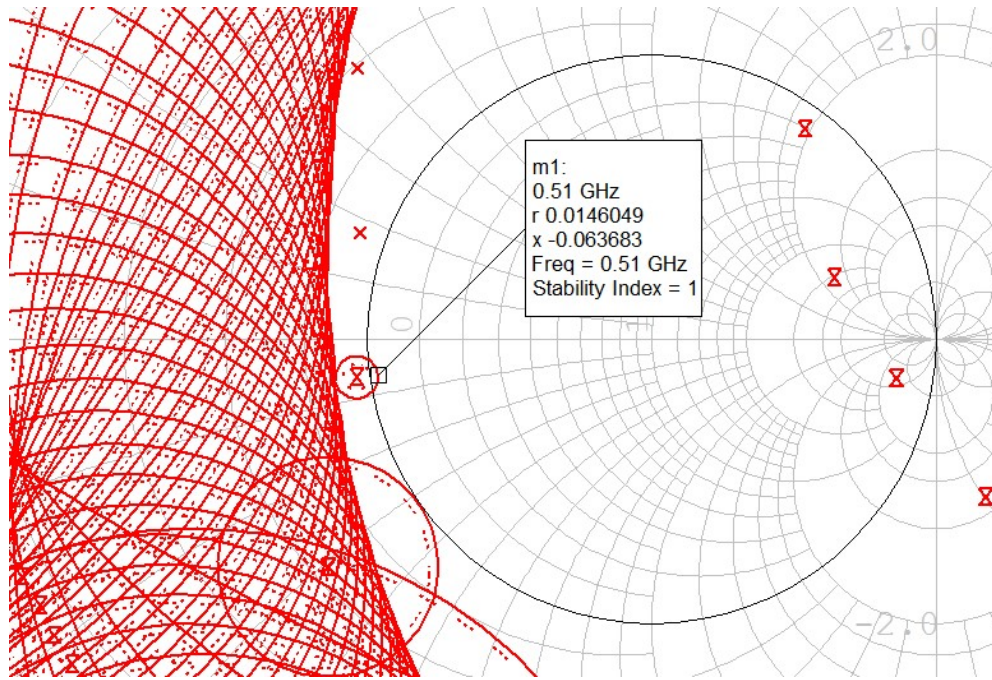
Безусловна стабилност обезбеђена је резистивним оптерећењима на излазу појачавача јер би оптерећење тог типа на улазу повећало фактор шума и деградирало појачање. Посматрањем кругова стабилности излаза са слике 2.11 констатовано је да би први корак било додавање паралелног оптерећења нормализоване кондуктансе  $g = 1,015$  односно еквивалентне отпорности  $R_{PAR} = 50,75 \Omega$ . На тај начин се постиже стабилизација на учестаностима изнад 610 MHz.



Слика 2.11. Кругови стабилности излаза у адмитансном Смитовом дијаграму пре прве фазе стабилизације.

Након прве фазе стабилизације појачавача преостаје урадити стабилизацију на 510 MHz. Новом паралелном оптерећењу које би требало додати одговара нормализована кондуктанса  $g = 12,7$  односно  $R_{PAR2} = 3,937 \Omega$ , међутим тако мала паралелна шант отпорност би значајно деградирала перформансе малешумног појачавача.

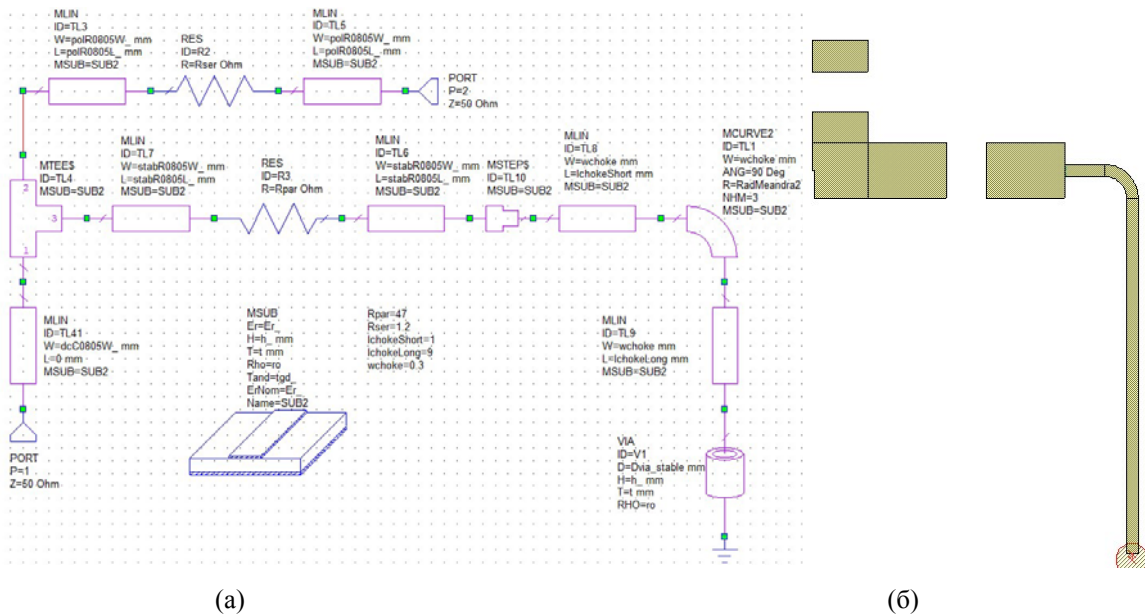
Алтернативно, на основу импедансног Смитовог дијаграма са слике 2.12, долази се до закључка да би мала редна нормализована отпорност  $r = 0,0146$  односно  $R_{SER} = 0,73 \Omega$  стабилисала појачавач уз неупоредиво мање погоршање перформанси малешумног појачавача.



Слика 2.12. Кругови стабилности излаза у проширеном Смитовом дијаграму након прве фазе стабилизације паралелним оптерећењем  $R_{PAR}$ .

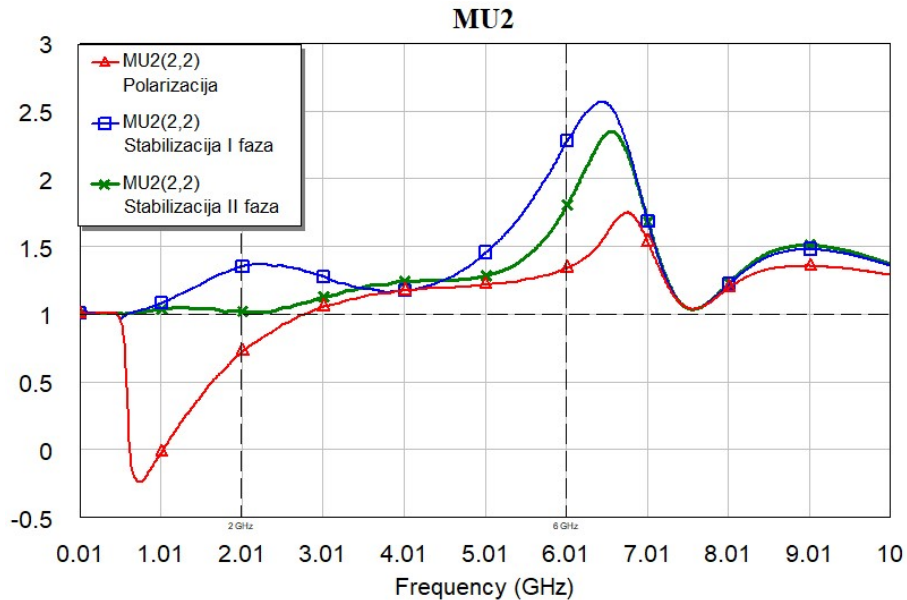
Велика маргина стабилности последица је највише  $R_{PAR}$  оптерећења које беспотребно стабилише појачавач на учестаностима на којима је увелико стабилан. Наредни корак је учинити постојеће паралелно оптерећење фреквенцијски селективним, поготово у радном опсегу рада појачавача од 2 GHz до 6 GHz.

Друга фаза стабилизације се састоји од моделовања високо-импедансног вода ширине 0,3 mm између педова отпорника  $R_{PAR}$  и вије којом је узетљен. Дужина тог вода треба да буде довољно велика да у опсегу од 2 GHz до 6 GHz трансформише кратак спој у велику импедансу. Минијатуризација површине финалне плочице на којој ће се налазити појачавач разлог је накнадног меандрирања вода прецизним MCURVE2 моделом који узима у обзир више модале који се могу побудити дуж микротракастих линија. Након неколико итерација оптимизера вредности оптерећења износе  $R_{PAR} = 47 \Omega$ ,  $R_{SER} = 1,2 \Omega$ , док је модел и изглед финалног кола за стабилизацију приказан на слици 2.13.



Слика 2.13. (а) Комплетан модел кола за стабилизацију у AWR Microwave Office софтверу и (б) одговарајући изглед модела кола за стабилизацију на горњој површини супстрата.

Хронолошки преглед параметра стабилности на излазу ( $\mu$ ) за све фазе пројектовања кола за стабилизацију појачавача у читавом опсегу учестаности приказан је на слици 2.14. Приметно је да је маргина стабилности унутар радног опсега 2-6 GHz значајно смањена након што је другом фазом пројектовања кола за стабилизацију омогућена фреквенцијска селективност  $R_{PAR}$  оптерећења. Довољно је посматрати један од геометријских параметара стабилности.

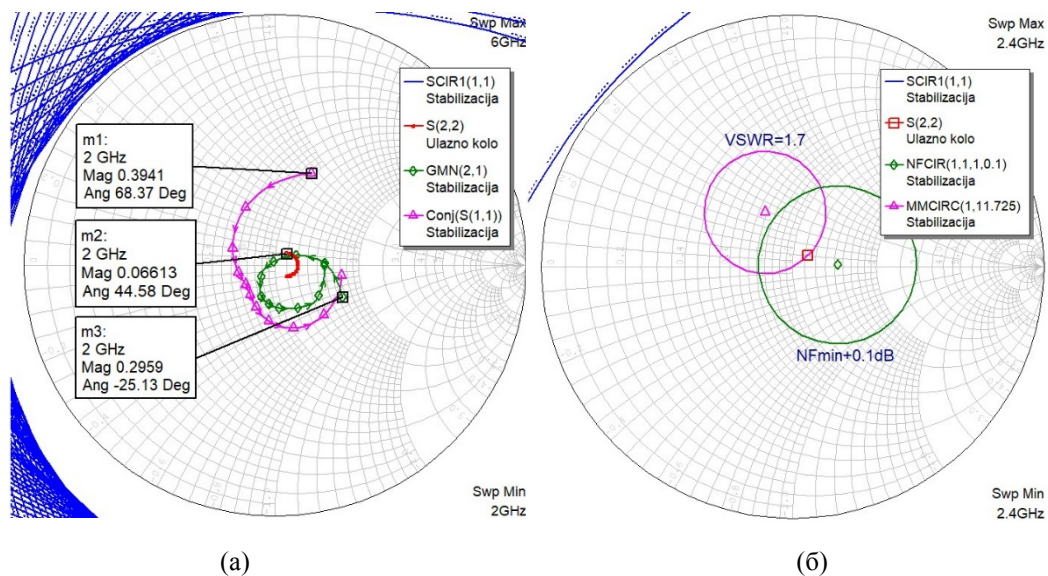


Слика 2.14. Геометријски параметар стабилности излаза у функцији учестаности.

## 2.6 Прилагођења појачавача

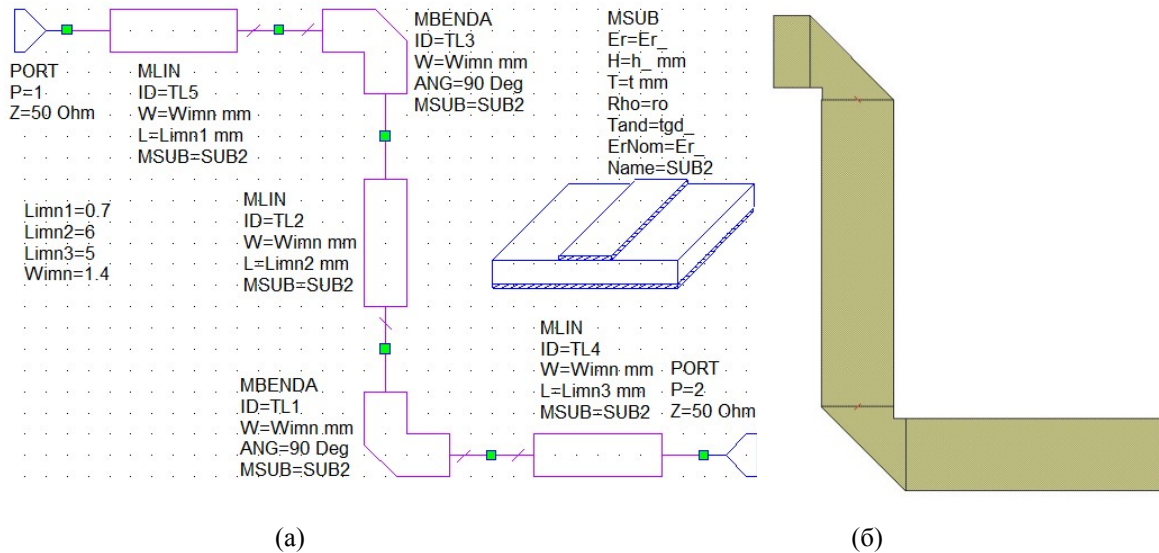
Циљ кола за прилагођење је да компромисно задовоље критеријуме са аспекта фактора шума, погонског појачања и коефицијената стојећих таласа улаза односно излаза појачавача.

Улазно коло за прилагођење је приоритет због минимизације фактора шума појачавача, а први корак би био погледати како су распоређене GMN тачке минималног фактора шума појачавача у опсегу 2-6 GHz, као што је приказано на слици 2.15. На истом дијаграму са слике 2.15(a) приказане су и  $Conj(S(1,1))$  тачке прилагођења по снази.



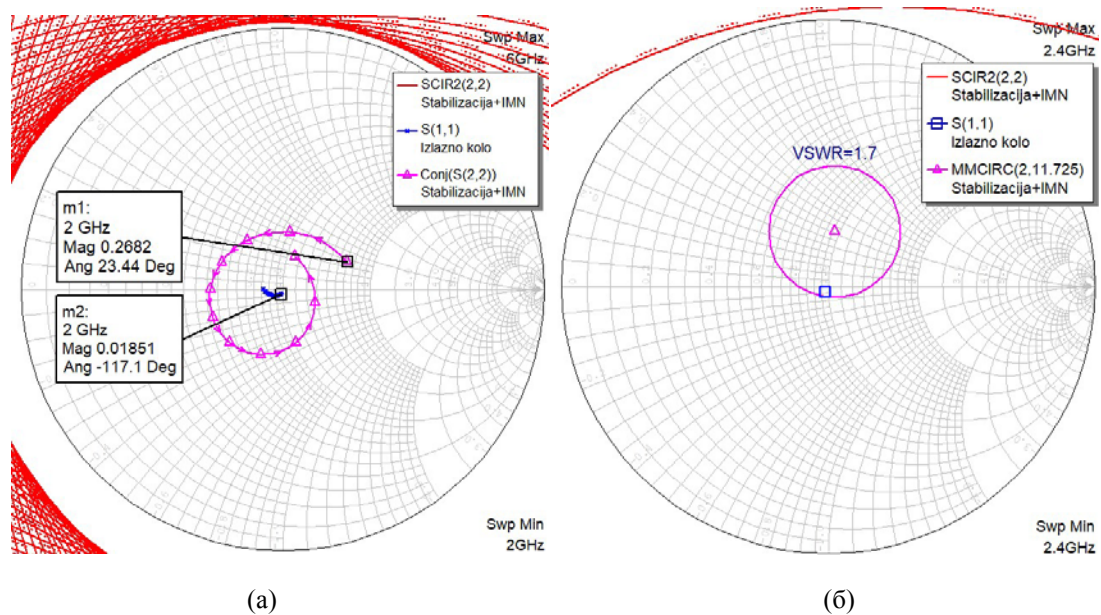
Слика 2.15. (a) Раван коефицијента рефлексије улазног кола за прилагођење у опсегу учестаности 2-6 GHz и (б) одговарајући увид одабира тачке коефицијента рефлексије улазног кола на 2,4 GHz.

Констатује се да би дугачак вод ширине  $W_{IMN} = 1,4 \text{ mm}$  карактеристичне импедансе  $Z_{CIMN} = 54,93 \Omega$  обезбедио приближно једнако растојање између тачака  $GMN-S(2,2)$  и тачака  $Conj(S(1,1))-S(2,2)$ , односно коефицијент рефлексије улазног кола  $S(2,2)$  би у опсегу учестаности 2-6 GHz припадао круговима константног фактора шума NFCIR и константног неприлагођења MMCIRC као на слици 2.15(б). Првобитно прорачуната дужина вода  $L_{IMN} = 14,2 \text{ mm}$  је предугачка, да би након двоструког меандрирања и оптимизације модел и дизајн улазног кола изгледао као на слици 2.16.

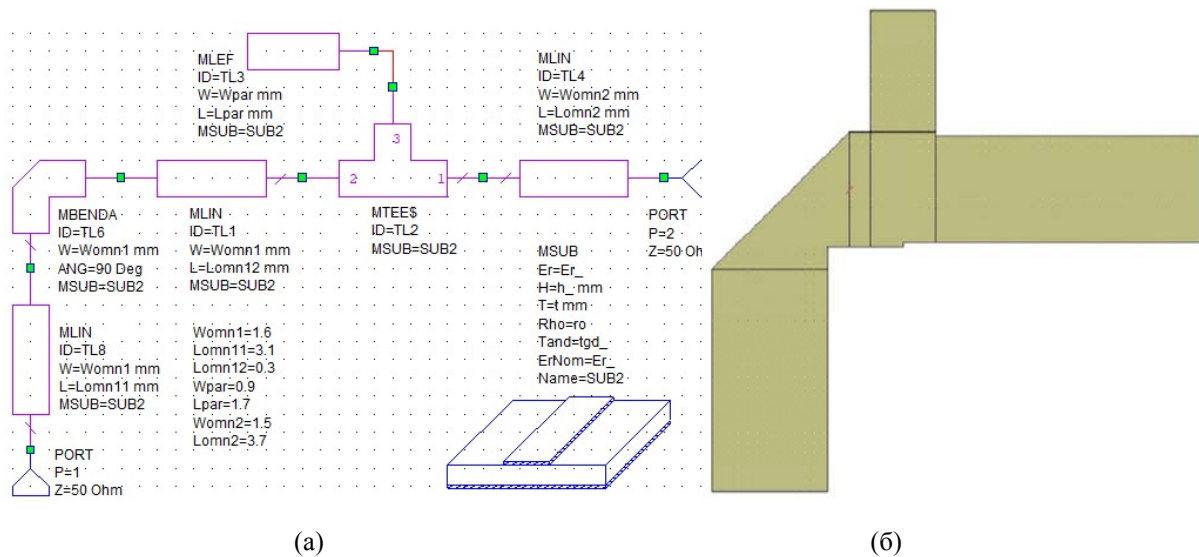


Слика 2.16. (а) Модел улазног кола за прилагођење у AWR Microwave Office софтверу и (б) одговарајући изглед модела кола за прилагођење на горњој површи сустрата.

Током фазе пројектовања оптималних тачака и димензија излазног кола за прилагођење, на слици 2.17 пројектант не разматра кружнице константног фактора шума NFCIR као приликом пројектовања улазног кола. Унутар радног опсега 2-6 GHz довољно је обезбедити сличну удаљеност тачке комплексног коефицијента рефлексије излазног кола  $S(1,1)$  и коњугованог-комплексног прилагођења  $Conj(S(2,2))$ . Коло чије се коњуговано прилагођење  $Conj(S(2,2))$  посматра представља каскадну везу улазног кола и стабилсаног појачавача. Излазно коло за прилагођење приказано је на слици 2.18.



Слика 2.17. (а) Раван коефицијента рефлексије излазног кола за прилагођење у опсегу 2-6 GHz и (б) одговарајући увид одабира тачке коефицијента рефлексије излазног кола на 2,4 GHz.



Слика 2.18. (а) Модел излазног кола за прилагођење у AWR Microwave Office софтверу и (б) одговарајући изглед модела кола за прилагођење на горњој површини супстрата.

Поступком меандрирања оба кола за прилагођење успешно је скраћена укупна дужина плочице за 12,6 mm, што одговара смањењу од око 26 %. Мана овог поступка је употреба MBENDA модела ван препорученог опсега вредности  $\frac{w}{h} < 2$ . Због мале висине супстрата  $h = 0,504$  mm, ово ограничење прекорачује чак и вод карактеристичне импедансе  $Z_C = 50 \Omega$ . Излазно коло са  $\frac{w_{OMN1}}{h} = 3,137$  ће изазвати очекивано одступање симулираних резултата од мерења, нарочито излазног коефицијента стојећег таласа.

Накнадно су на оба кола за прилагођење додати редни водови дужине 4 mm карактеристичне импедансе  $Z_C = 50 \Omega$  предвиђени као физички простор за будуће лемљење SMA конектора.

Финални увид у резултате погонског појачања, фактора шума и коефицијената стојећих таласа појачавача биће приказан у потпоглављу 2.8 заједно са верификованим резултатима ANSYS HFSS тродимензионог модела појачавача.

## 2.7 Пуноталасна тродимензиона електромагнетска анализа

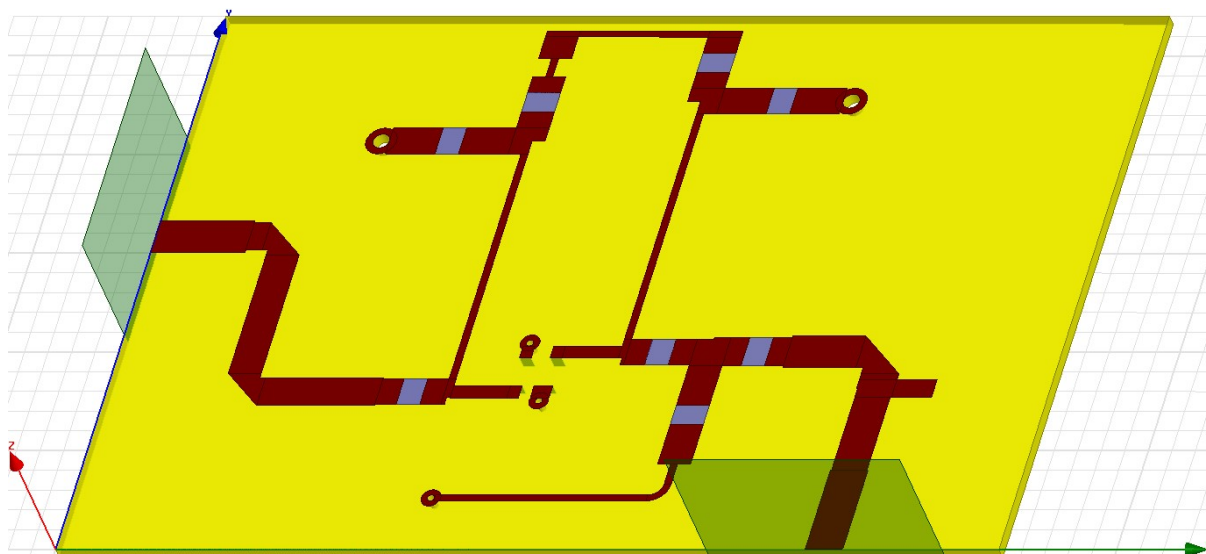
Резултати овакве врсте анализе одликују се високим степеном тачности. Предност у односу на методе који спроводе колску анализу моделима ограничених домена употребе је у веродостојности резултата правом физичком моделу истих димензија. Решавање таласне једначине у дефинисаној запремини, односно описивање поља базисним функцијама одређеног реда по коначним елементима те запремине назива се метод коначних елемената (FEM - finite element method). ANSYS HFSS софтвер који примењује тај метод захтева да се прецизно дефинише учестаност решења  $f_{SOL}$  на којој ће се радити адаптивно рафинирање односно уситњавање меша док грешка  $s$ -параметара не исконвергира испод захтеване границе промене између две узастопне итерације  $\max(\Delta s)$ . Закључак је да се прецизни резултати у опсегу учестаности 2-6 GHz могу добити интерполацијом парцијалних резултата подопсега са посебним  $f_{SOL}$  учестаностима.

### 2.7.1 ANSYS HFSS модел

Импортовањем gds формата MWO лејаута модела појавили су се бакарни водови на горњој површини супстрата којег треба доцртати и дефинисати. Потребно је ограничити домен унутар ког ће се рачунати поље, односно укупну запремину простора треба затворити „ваздушном кутијом“ на чијој површини је примењен апсорпциони гранични услов. Метализација са обе стране плочице реализована је као површ коначне проводности. Дискретне пасивне компоненте су моделоване као концентрисани RLC елементи распоређени по простору између педова. Поред побудних таласних портова за улаз и излаз појачавача, коришћена су и четири концентрисана порта за транзистор. Препорука је да се меш експлицитно уситни тамо где се очекују нагле промене поља као на горњој површини супстрата.

HFSS модел је симулиран у опсегу учестаности 1-7 GHz у 80 тачака за  $f_{SOL} = 4$  GHz и толерисану грешку  $\max(\Delta S = 0,001)$ . У случају да импедансе таласних портова значајно одступају од  $50 \Omega$  потребно је повећати број троуглова геометријске сегментације портова. За шестопортну мрежу са

слике 2.19, након завршетка HFSS симулација, експортирана је  $s$ -матрица која је увезена у AWR Microwave Office ради поређења и верификације резултата две анализе.

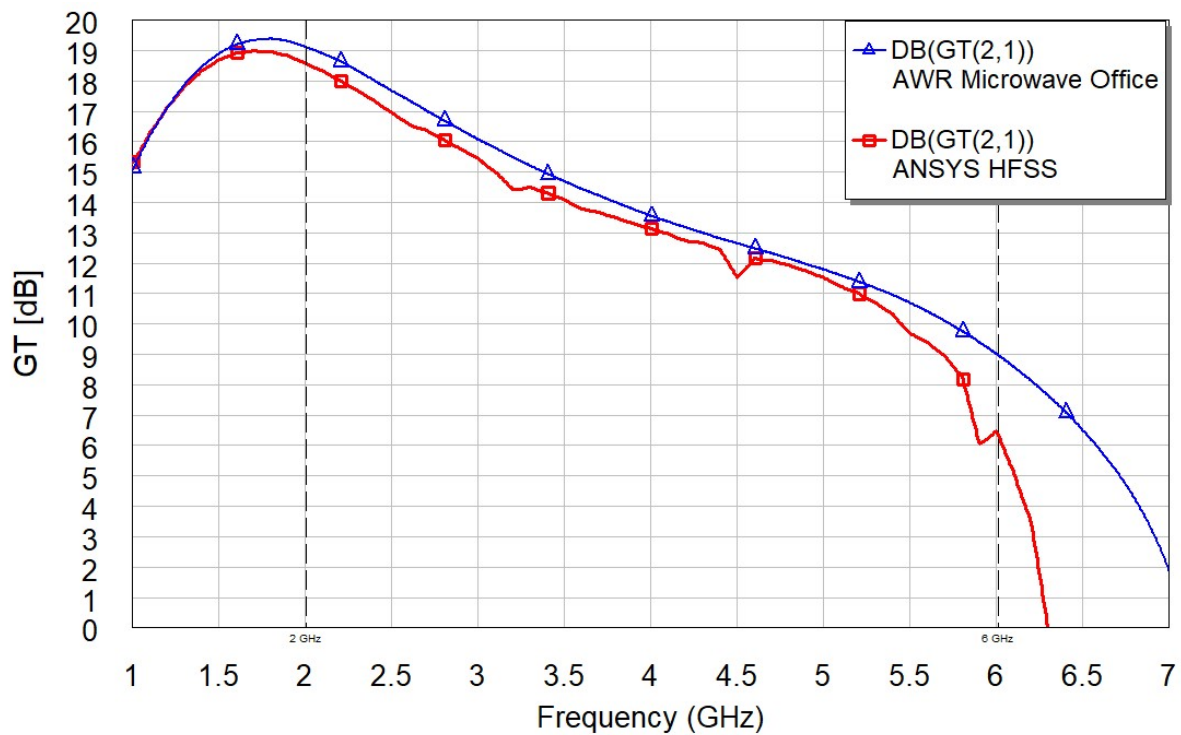


Слика 2.19. Комплетан тродимензиони модел појачавача у ANSYS HFSS софтверу.

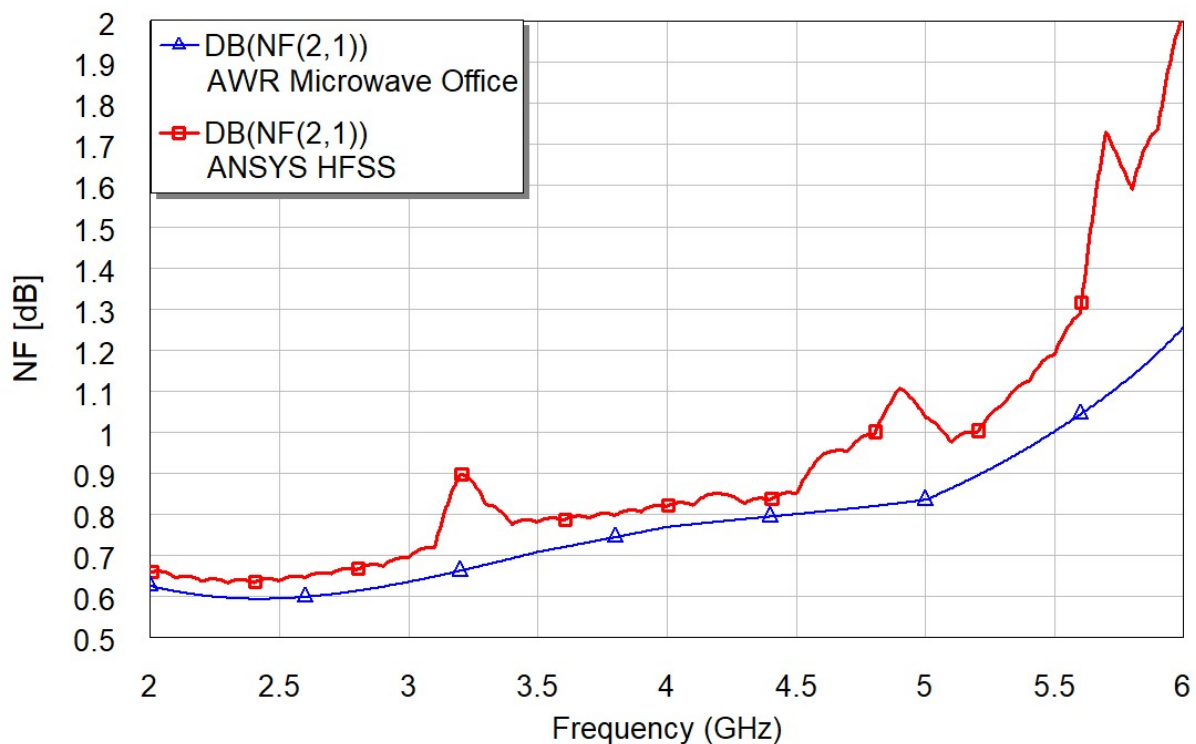
## 2.8 Поређење резултата AWR и HFSS модела

Инжењерска пракса приликом пројектовања микроталасних кола је да се пре саме фабрикације моделује идентичан уређај и у алтернативном софтверу и решења међусобно упореде. Сваки софтвер има предности и мане у односу на остале и корисно их је познавати. Проблем међусобне блискости компоненти и њиховог непожељног спрезања једна је од ситуација коју AWR Microwave Office софтвер потенцијално предвиди током симулације. Пројектант се током рада ослања искључиво на прецизност модела у оквиру библиотека AWR Microwave Office софтвера. Електромагнетска 3D HFSS анализа појачавача служи у сврхе верификације резултата претходне анализе.

На наредним сликама 2.20, 2.21, 2.22 и 2.23 симултано су представљени резултати погонског појачања  $G_T$ , фактора шума  $NF$ , коефицијената стојећих таласа на улазу  $VSWR_{IN}$  и коефицијента стојећих таласа на излазу  $VSWR_{OUT}$  добијени у AWR и HFSS софтверу. На основу приказаних резултата може се закључити да се резултати добијени у AWR и HFSS софтверу поклапају јако добро, па се може прећи на следећи корак пројектовања појачавача, а то је израда прототипа.

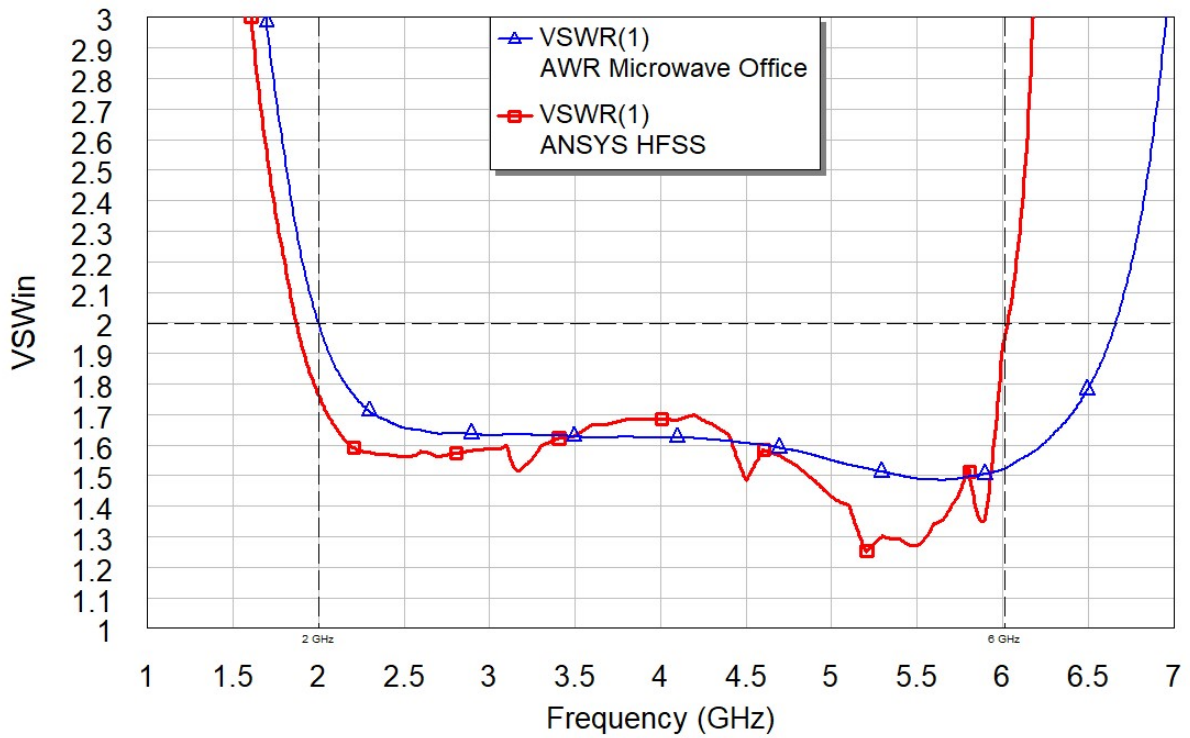


Слика 2.20. Симулирано погонско појачање малошумног транзистора у AWR Microwave Office и ANSYS HFSS софтверу у функцији учестаности.

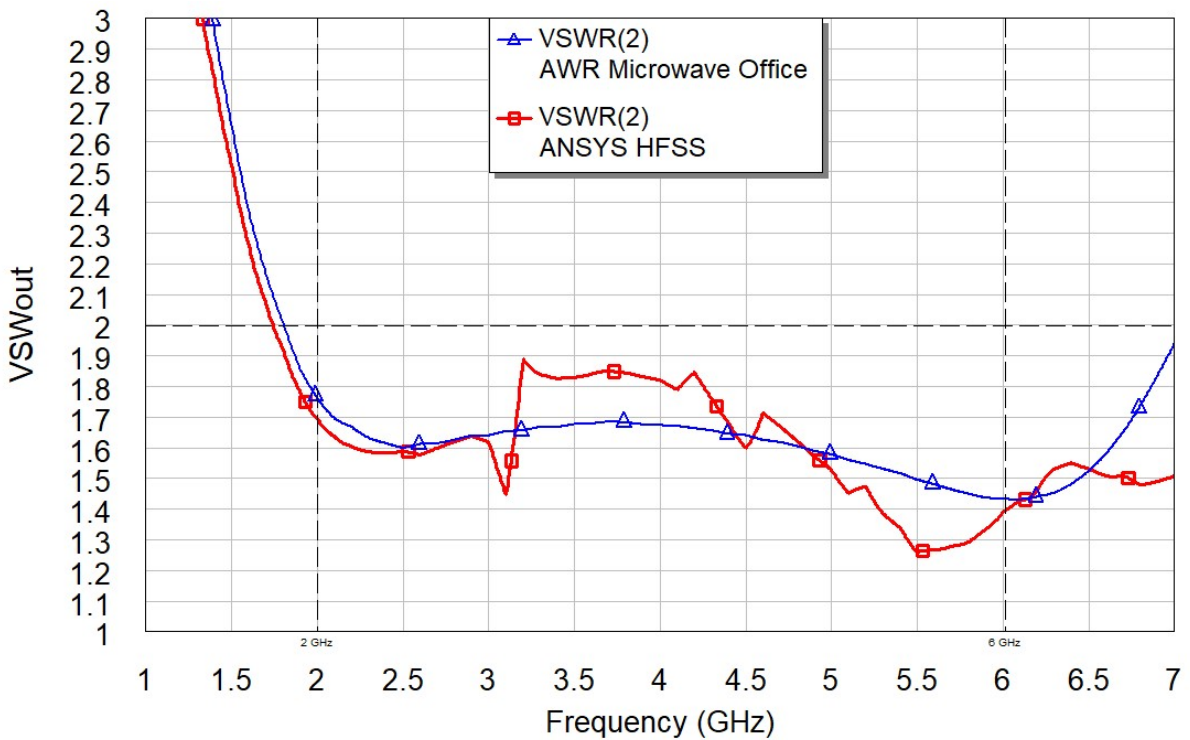


Слика 2.21. Симулирани фактор шума малошумног појачавача у AWR Microwave Office и ANSYS HFSS софтверу у функцији учестаности.





Слика 2.22. Симулирани коефицијент стојећег таласа на улазу малошумног појачавача у AWR Microwave Office и ANSYS HFSS софтверу у функцији учестаности.

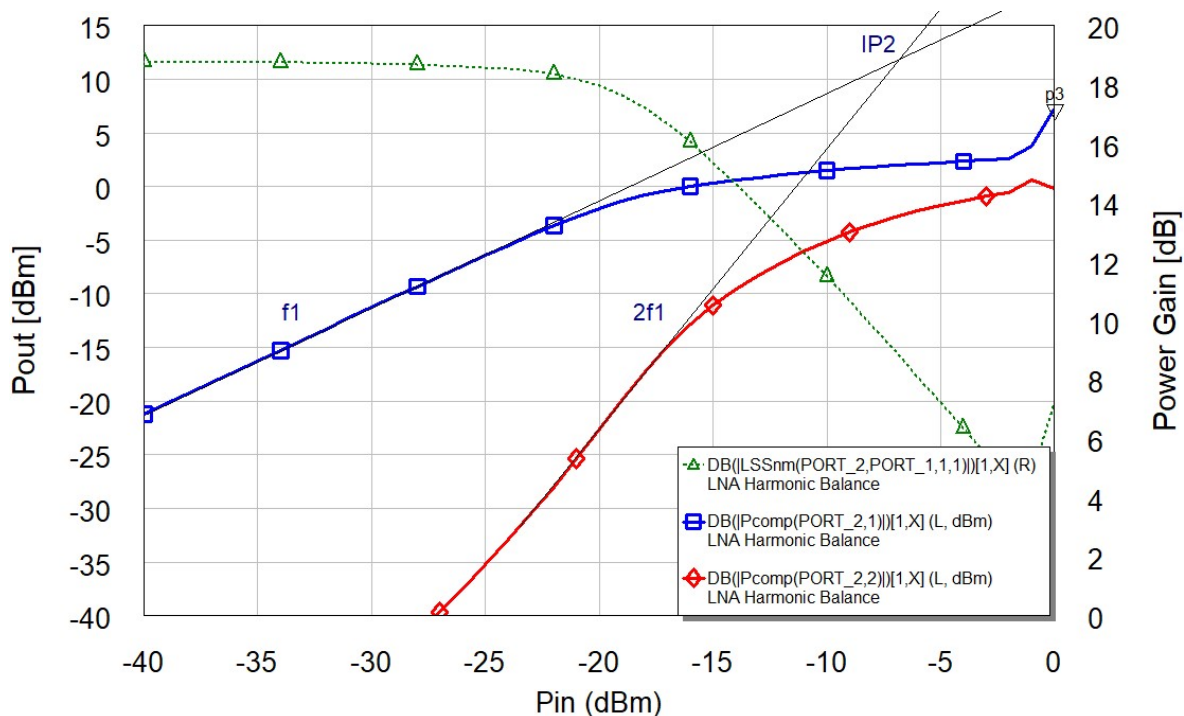


Слика 2.23. Симулирани коефицијент стојећег таласа на излазу малошумног појачавача у AWR Microwave Office и ANSYS HFSS софтверу у функцији учестаности.

## 2.9 Нелинеарна Harmonic Balance анализа

### 2.9.1 Анализа са једним тоном

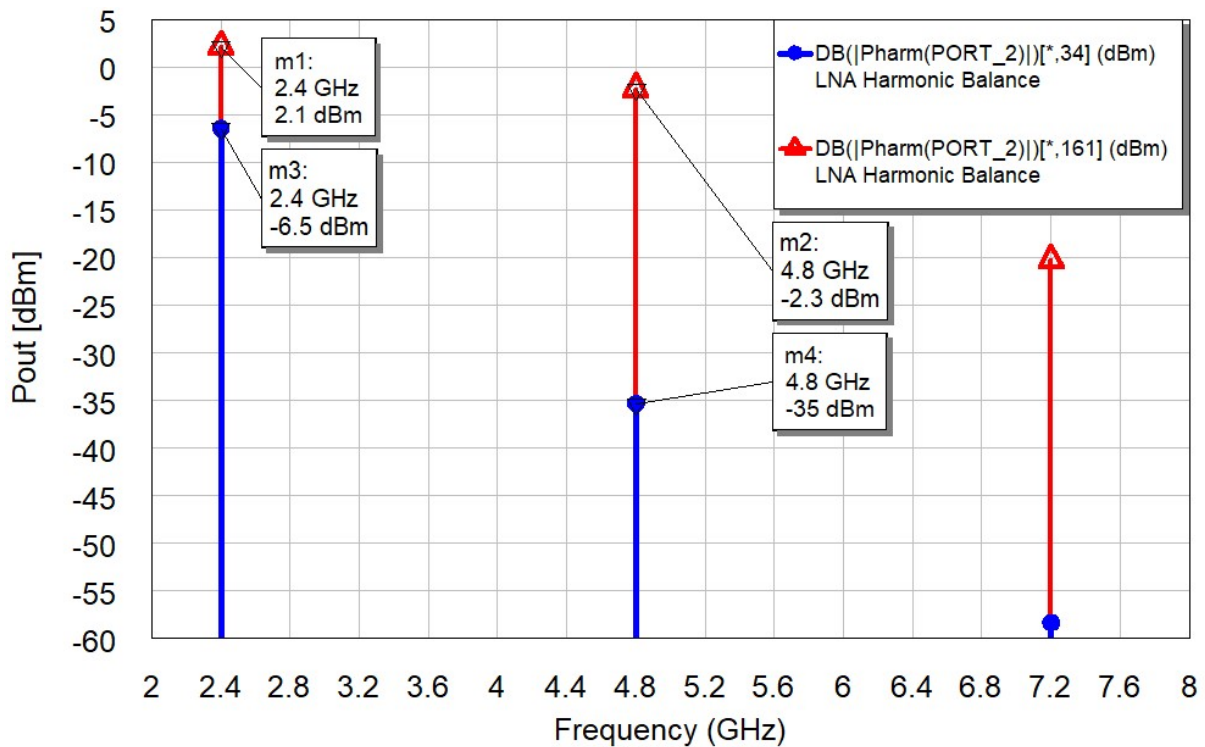
Простопериодични сигнал учестаности  $f_1 = 2,4$  GHz долази на улазни порт појачавача у опсегу улазних снага  $-40$  dBm до  $0$  dBm. Нелинеарност појачавача се манифестује значајним порастом снаге виших хармоника сигнала основне учестаности односно компресијом појачања на основној учестаности.



Слика 2.24. Зависност снаге основног хармоника, снаге другог хармоника и појачања од улазне снаге.

На слици 2.24 приказана је снага на излазу појачавача сигнала основног хармоника, снага сигнала другог хармоника и појачање у функцији снаге сигнала на улазу појачавача. Посматрањем слике 2.24 уочава се вредност улазне снаге  $P_{1dB} = -19,1655$  dBm при којој наступа једнодецибелска компресија појачања. Хипотетичка тачка пресека другог реда износи  $IP_2 = 11,8$  dBm и стандардна је мера нелинеарности.

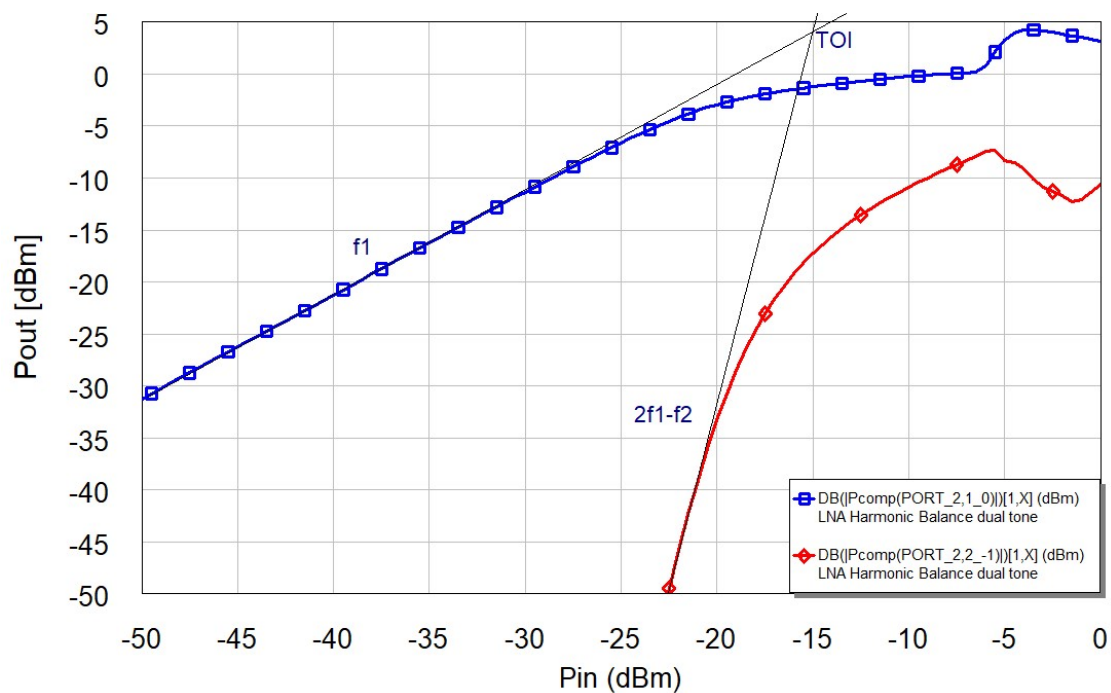
Спектар снаге хармоника на излазу појачавача пре и након компресије појачања приказан је на слици 2.25. На слици 2.25 плавом бојом су означена прва 3 хармоника при вредности улазне снаге од  $-25$  dBm, док су црвеном бојом означени при улазној снази од  $-6$  dBm. Са слике се јасно види пораст нивоа виших хармоника када дође до компресије појачања.



Слика 2.25. Спектар снаге хармоника на излазу појачавача пре и након компресије појачања.

### 2.9.2 Анализа са два тона

На улаз појачавача долазе два сигнала  $f_1 = 2,4$  GHz и  $f_2 = 2,5$  GHz. Последица њиховог мешања су интермодулациони производи односно нежељене компоненте у спектру. Нарочито проблематични производи су трећег реда односно  $2f_1 - f_2$  и  $2f_2 - f_1$ . Ти хармоници су по учестаности блиски корисним сигналима и тешко се филтрирају. Зависност снаге сигнала основне учестаности и снаге продукта трећег реда од улазне снаге приказана је на слици 2.26. Са те слике се одређује тачка пресека трећег реда која износи  $TOI = 4$  dBm.

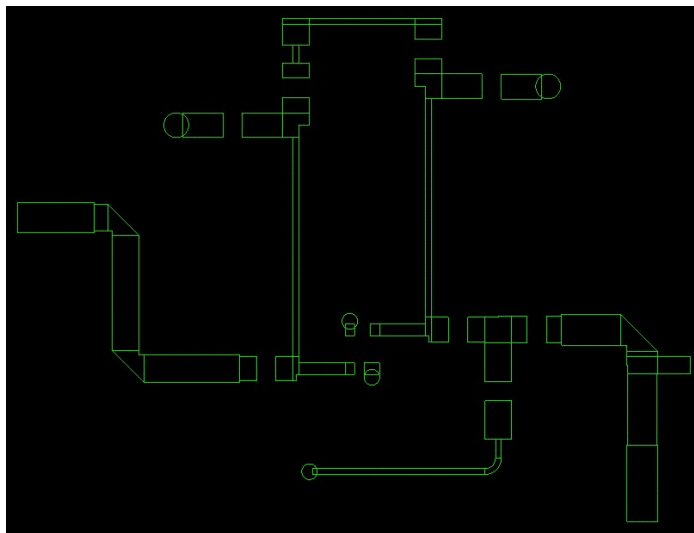


Слика 2.26. Зависност снаге сигнала основне учестаности и снаге продукта трећег реда од улазне снаге.

## 3. Израда прототипа

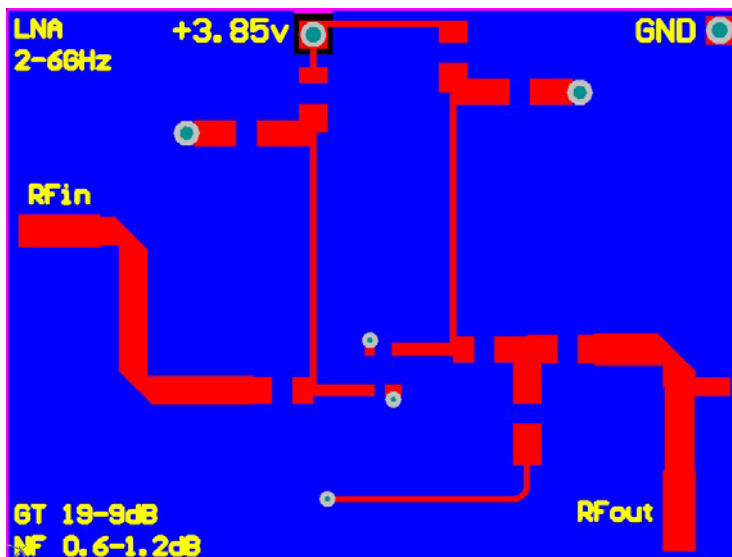
### 3.1 Израда штампане плочице

Дизајн штампане плочице је урађен у Altium Designer софтверу. Првобитно је увезен gerber формат дводимензионог лејаута читавог појачавача из AWR Microwave Office софтвера као што је приказано на слици 3.1.



Слика 3.1 Прва фаза дизајна плочице.

Следи попуњавање gerber скелета на горњем слоју супстрата. Додата је метализација скоро по читавом доњем слоју. Размак 0,5 mm између водова за SMA конекторе и ивице плочице служи као превентива да се при лемљењу конектора калај не подлије директно на масу. Коначан дизајн плочице појачавача укупних димензија 36,05 mm x 27,25 mm заједно са ознакама приказан је на слици 3.2.

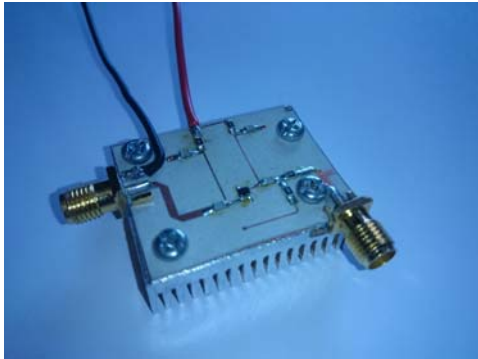


Слика 3.2. Завршни PCB дизајн малошумног појачавача у Altium Designer софтверу.

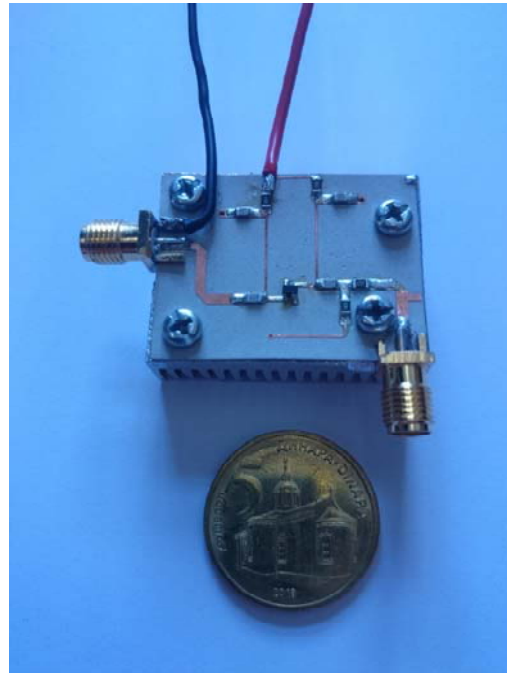
### 3.2 Лемљење компоненти

Због малих димензија кућишта транзистора SOT343 и нешто већих SMD0805 компоненти ради поједностављивања процеса лемљења коришћена је дуваљка лемилица произвођача Weller и течни флукс уместо стандардног калаја. Мала висина плочице  $h = 0,508$  mm чини је механички осетљивом, па је из превентивних разлога намонтиран хладњак по читавој доњој површи. Финално су залемљене

жице за напајање и пар SMA конектора да би готов широкопојасни малошумни појачавач био приказан на слици 3.3(a).



(a)



(б)

Слика 3.3. Прототип широкопојасног малошумног појачавача са хладњаком.

Извршена је провера вредности дискретних пасивних компоненти дигиталним мултиметром, односно верификоване су толеранције произвођача Vishay од  $\pm 1\%$ . Након процеса лемљења проверено је присуство евентуалних нежељених кратких спојева. Пракса је да се осећај укупне величине појачавача визуелно дочара поређењем са новчићем као на слици 3.3(б).

## 4. Мерење прототипа

### 4.1 Мерна процедура

Мерење је спроведено у лабораторији за микроталасну технику и лабораторији за антене и простирање на векторском анализатору мрежа N5227A (10 MHz – 67 GHz) произвођача Keysight. Пре мерења обављен је поступак SOLT двопортне калибрације која отклања систематке грешке услед неидеалности склопова за спрезање сигнала, неприлагођења побудног синтетизатора, неприлагођења потрошача и међусобне фазне неусклађености пријемника. Губици у водовима анализатора мрежа и кашњење услед њихових електричних дужина су такође компензовани. Уколико постоји грешка преслушавања између портова када испитивани уређај није повезан, ова грешка може се отклонити повезивањем два LOAD стандардизована оптерећења на оба порта. Ова процедура је изостављена због уношења значајног нивоа шума у систем мерењем изузетно ниских нивоа сигнала у близини нивоа шума. Због тога што постојећом опремом није било могуће измерити фактор шума, фактора шума појачавача није измерен.

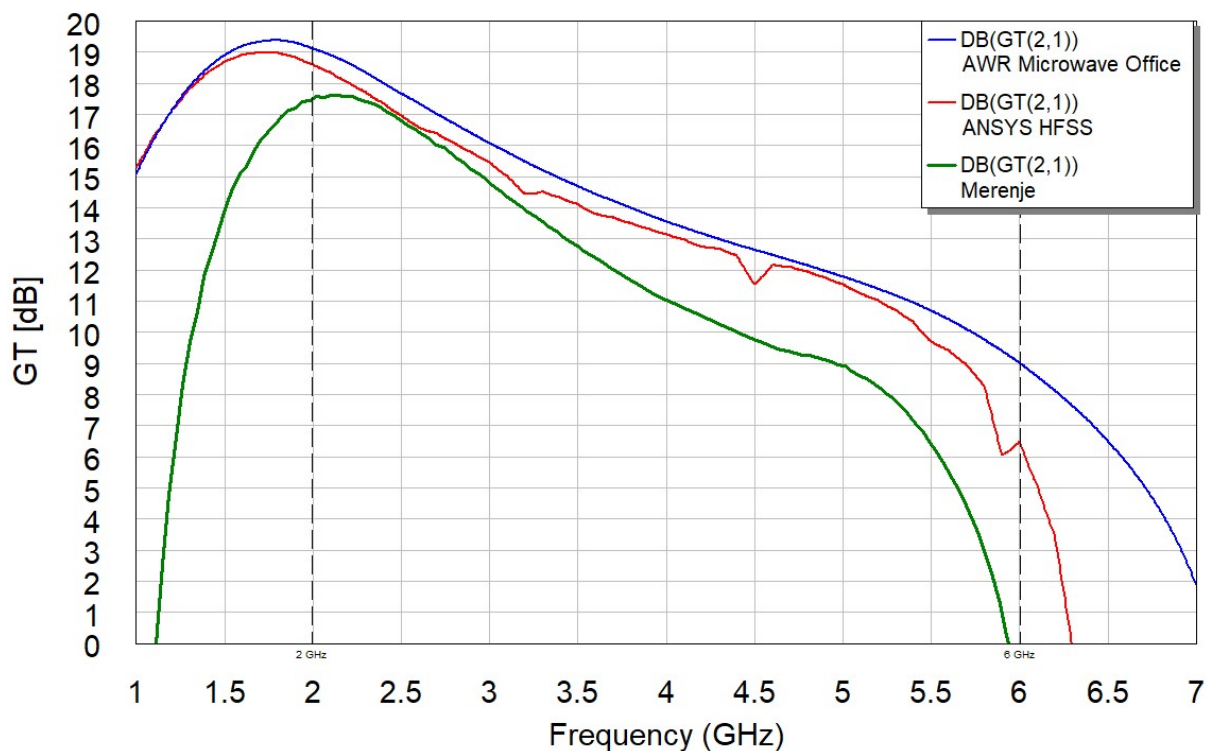
Појачавач је повезан на анализатор мрежа и стабилисани једносмерни извор напајања  $V_{DC} = 3,85 \text{ V}$ , као што је приказано на слици 4.1.



Слика 4.1 Комплетна мерна поставка и мерење коефицијента трансмисије појачавача.

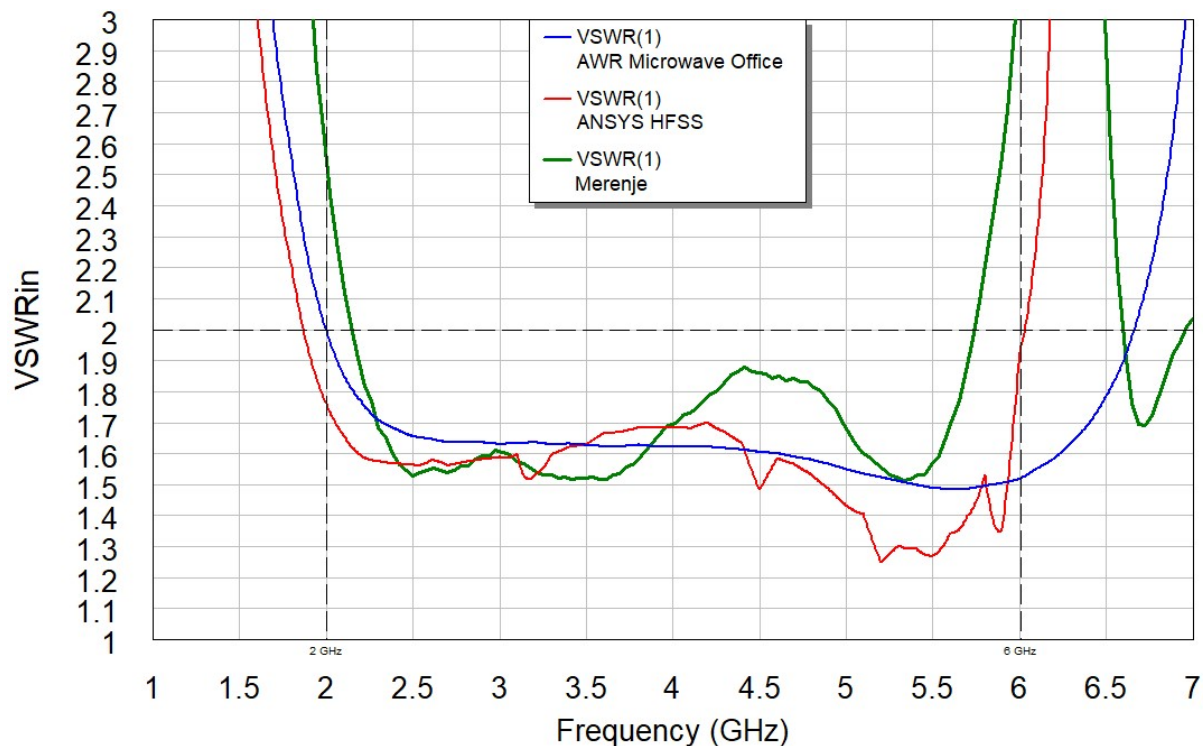
### 4.2 Резултати мерења параметара $G_T$ , $VSWR_{IN}$ и $VSWR_{OUT}$

Измерени  $s$ -параметри у опсегу до 8 GHz су увежени у AWR Microwave Office софтвер ради поређења са резултатима симулације. Ти резултати су приказани на сликама 4.2, 4.3 и 4.4. Испрекиданим вертикалним линијама је ограничен радни опсег појачавача 2-6 GHz. Симулиране вредности посматране у опсегу 1-7 GHz означене су плавом и црвеном, а измерене зеленом линијом.



Слика 4.2. Измерено и симулирано погонско појачање малошумног појачавача.

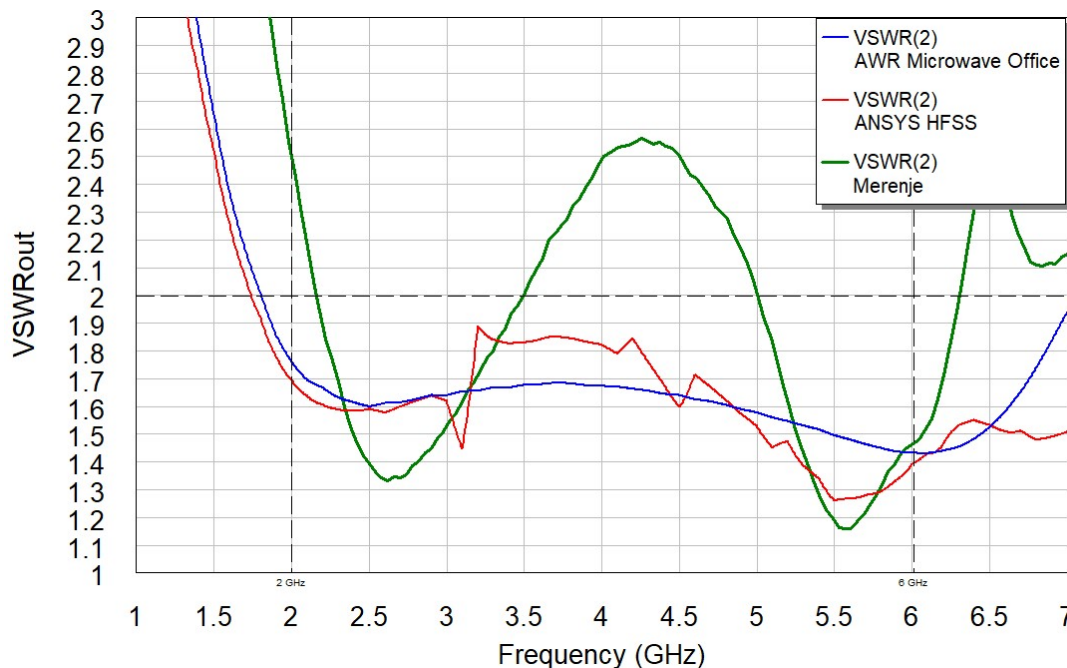
Висок степен поклапања резултата уочљив је на слици 4.2 у опсегу 2-3,5 GHz где је одступање симулираног и измереног појачања између 0,5 dB и 1,5 dB. Пошто је транзистор првенствено намењен за апликације до 3,5 GHz, очекивано је да на вишим учестаностима мерени резултати одступају за нијансу више. Ниво одступања је у опсегу од 1,5 dB до 3 dB за учестаности до 5 GHz. Појачавач је практично употребљив до 5,5 GHz где се на бази симулираних резултата из HFSS софтвера са слике 2.1 процењује фактор шума  $NF = 1,189$  dB уз измерено појачање  $G_T = 6,42$  dB.



Слика 4.3. Измерени и симулирани коефицијенти стојећег таласа малошумног појачавача на улазу.

Коефицијент стојећих таласа на улазу у појачавач је приказан на слици 4.3, а вредност  $VSWR_{IN} < 2$  еквивалентан је 88,9 % примљене инцидентне снаге. Овакав коефицијент стојећег таласа обезбеђен је у 89,8 % ширине радног опсега појачавача, док је у 48,825 % радног опсега та вредност износи  $VSWR_{IN} = 1,6$  односно биће примљено 94,55 % инцидентне снаге.

Излазни коефицијент стојећих таласа приказан је на слици 4.4. Резултати мерења и симулација одступају нешто више него што је то био случај за улазни коефицијент стојећих таласа. Претпостављамо да је узрок овог одступања коришћење MBENDA модела савијеног микротракастог вода у излазном колу за прилагођење ван свог препорученог домена валидности. Резултати HFSS симулације боље се добро поклапају са резултатима мерења, па то може бити још један од доказа ове претпоставке. Евидентно разликовање резултата у опсегу 3,5-5 GHz чини свега 37,5 % ширине укупног радног опсега појачавача. Екстремуму  $VSWR_{OUT} = 2,65$  на 4,24 GHz одговара пренос 80,9 % укупне инцидентне снаге, што је прихватљиво по стандардима за широкопојасне уређаје и апликације где се они користе.



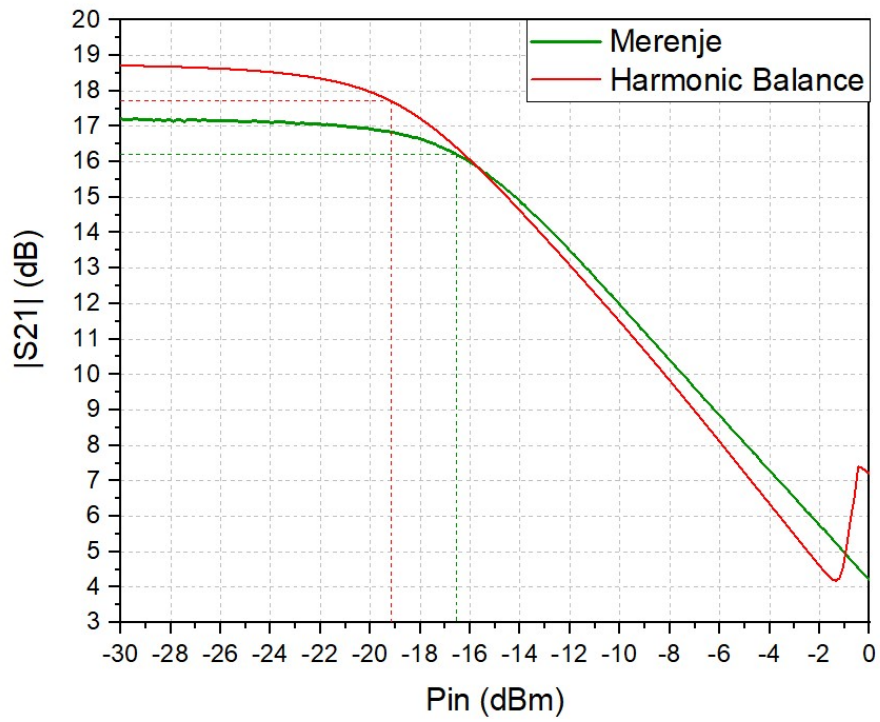
Слика 4.4. Измерени и симулирани коефицијенти стојећег таласа малошумног појачавача на излазу.

## 4.2 Резултати мерења параметра $OP_{1dB}$

Приликом мерења компресије појачања анализа је подешена на учестаност 2,4 GHz, док се ниво улазне снаге варирао од  $-30$  dBm до  $0$  dBm у 201 тачки. При улазној снази од  $P_{1dB} = -16,552$  dBm појачање  $G_T = 16,212$  dB је за 1 dB мање од измереног појачања у режиму малих сигнала. Ниво излазне снаге при томе износи  $OP_{1dB} = -0,34$  dBm и назива се тачком једнодецибелске компресије на излазу.

Одступање измерене и симулиране тачке компресије на излазу појачавача (резултати симулације су приказани у поглављу 2.9) износи 1,1 dB. На слици 4.5 су упоредно приказане криве мереног и симулираног појачања у функцији улазне снаге у појачавач.





Слика 4.5. Измерени и симулирани преносни параметар  $|S_{21}|$  у функцији улазне снаге  $P_{IN}$ .

## 5. Реализација Доплеровог радара

### 5.1 Доплеров ефекат

Замислимо једноставан систем од једног стационарног предајника и једног пријемника који се креће брзином  $V_T$  ка предајнику. Нека предајник емитује простопериодичан сигнал учестаности  $f_0$  у континуалном режиму рада. Инцидентни талас пропада ка пријемнику који га прима. Међусобно растојање између предајника и пријемника у почетном тренутку износи  $R$ . Нека је укупан број таласних дужина  $\lambda$  у оквиру пређеног пута таласа означен са  $n$ . Тада је,

$$n = \frac{2R}{\lambda}. \quad (5.1)$$

Једној таласној дужини одговара фаза  $2\pi \text{ rad}$ . На основу тога укупно фазно кашњење приликом пропагација таласа од предајника ка пријемнику је

$$\phi = 2\pi n = \frac{4\pi R}{\lambda}. \quad (5.2)$$

Пошто је пријемник у покрету следи да се растојање  $R$  мења, а самим тим и фазно кашњење  $\phi$ . Промена фазног кашњења у јединици времена представља Доплеров кружни померај  $w_d$ , односно

$$w_d = \frac{d\phi}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{dR}{dt} = \frac{4\pi V_T}{\lambda}, \quad (5.3)$$

одакле следи да је израз за Доплеров померај учестаности  $f_d$ ,

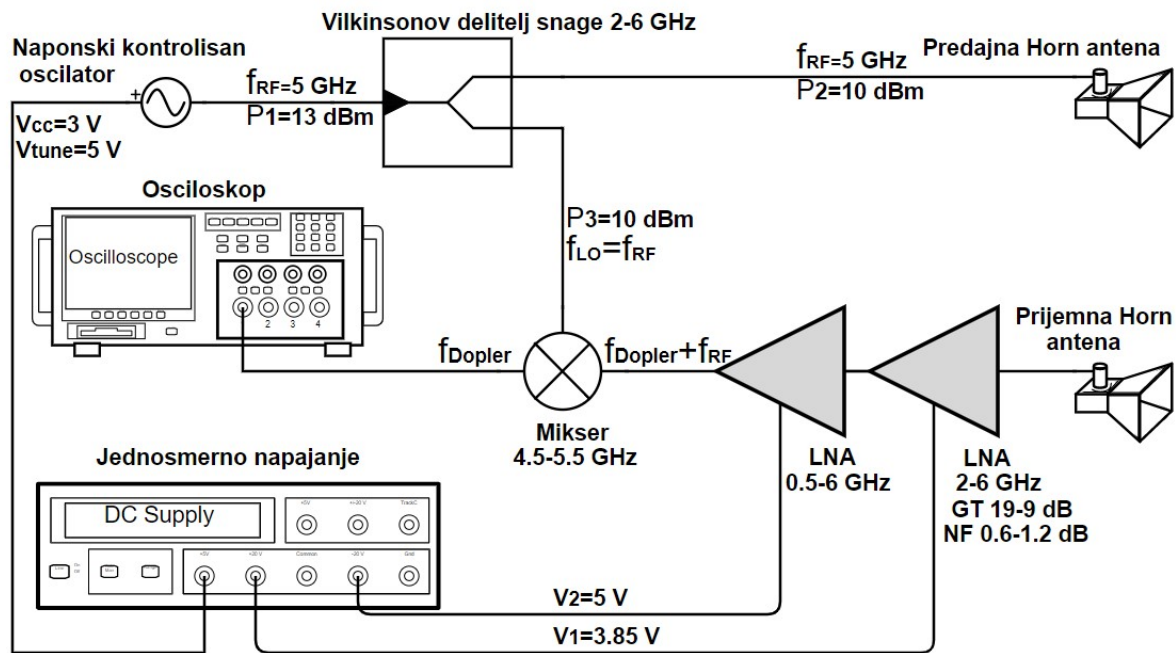
$$f_d = \frac{w_d}{2\pi} = \frac{2V_T}{\lambda}. \quad (5.4)$$

У ситуацији када је непозната брзина објекта, долази се до закључка да се она може прорачунати из једначине 5.4, уколико је познат Доплеров померај и таласна дужина на којој предајник емитује сигнал. Доплерови радараци функционишу управо на овом принципу.

У општем случају пријемник се не мора кретати искључиво у правцу наилаaska таласа са предајника и предајник не мора бити стационаран. У том случају важи општа формула за Доплеров померај која додатно узима у обзир и брзину предајника и просторни угао између правца кретања и правца наилаaska таласа. Пошто је циљ овог рада концепцијски приказ Доплеровог ефекта, тај општи случај неће се разматрати.

### 5.2 Архитектура радара

Приликом експерименталног мерења Доплеровог ефекта за потребе побуде коришћен је напонски контролисан осцилатор који при улазном напону контроле  $V_{\text{tune}} = 5 \text{ V}$  обезбеђује високофреквентни излазни сигнал снаге  $P_1 = 13 \text{ dBm}$  на учестаности  $f_{\text{RF}} = 5 \text{ GHz}$ . Половина снаге основног сигнала  $P_2 = 10 \text{ dBm}$  на учестаности  $f_{\text{RF}}$  одводи се на предајну левак антену употребом Вилкинсоновог делитеља снаге. Друга половина снаге основног сигнала користи се за потребе локалног осцилатора миксера. Блок шема Доплеровог радара приказана је на слици 5.1.

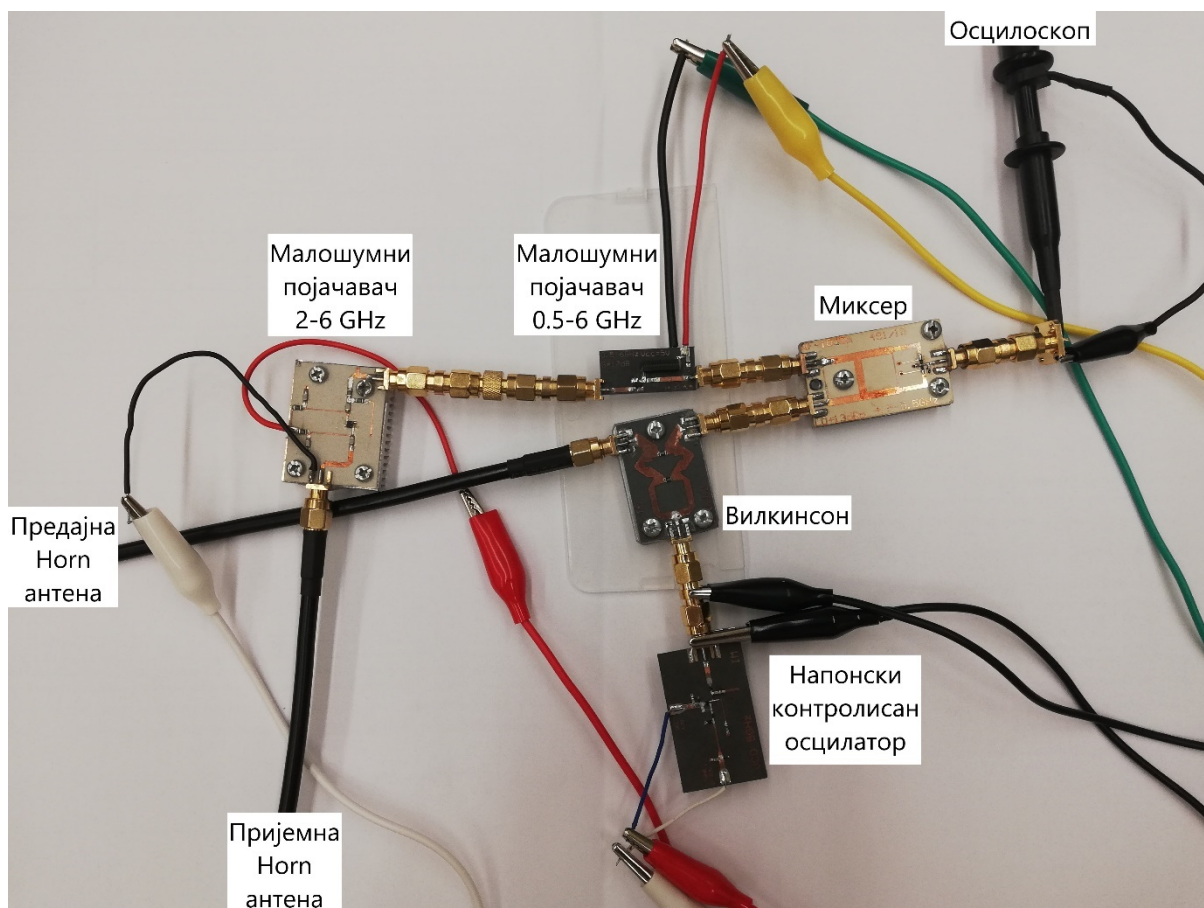


Слика 5.1 Блок шема Доплеровог радара.

Инцидентни талас који се израчи са предајне антене рефлектоваће се од објекат у покрету, у случају овог експеримента, металног вентилатора. Након рефлексије и слабљења услед пропагације у слободном простору очекује се низак ниво снаге сигнала детектованог на пријемној антени, најчешће у близини нивоа шума. Потребно је повећати ниво пријемне снаге уз истовремено минимално могуће деградирање односа сигнал-шум. Поред малешумног појачавача чије су фазе пројектовања приказане у поглављима 2-4, коришћен је додатни појачавач као слици 5.1 са циљем повећања појачања сигнала у пријемној грани. Еквивалентан фактор шума каскадне везе два појачавача рачуна се по формули 6.1.

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A_1}} \quad (6.1)$$

Допринос другог појачавача укупном фактору шума је мали због великог расположивог појачања првог појачавача  $G_{A_1}$ . На слици 5.2 приказани су микроталасни склопови у оквиру Доплеровог радара. Коришћена су 3 независна једносмерна извора напајања за потребе контроле учестаности осциловања напонски контролисаног осцилатора, као и напајања свих активних компоненти радара.

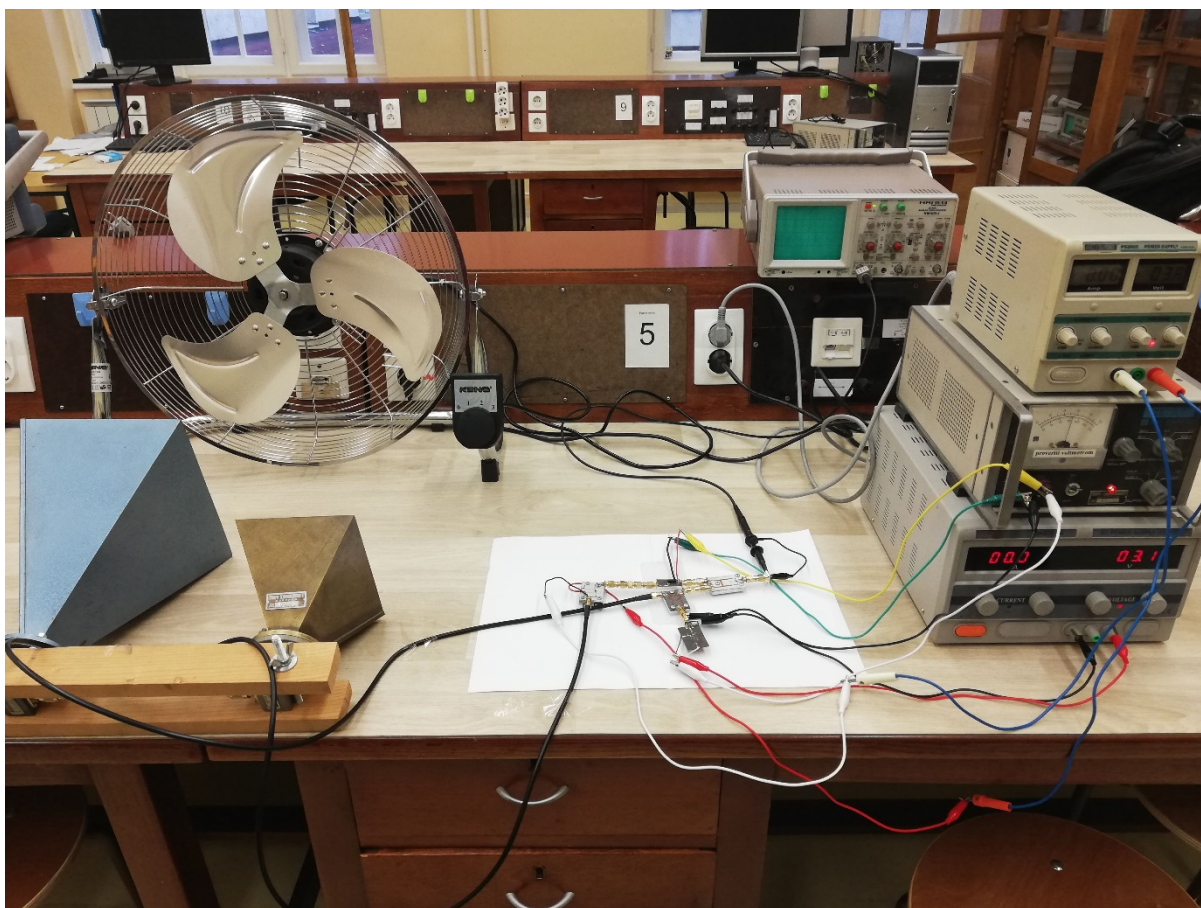


Слика 5.2. Доплеров радар.

Појачан пријемни сигнал  $f_{RF} \pm f_d$  на улазу у миксер померен је у спектру за вредност Доплере учестаности  $f_d$  у односу на основни сигнал  $f_{RF}$ . Мешањем пријемног сигнала са сигналом локалног осцилатора  $f_{LO} = f_{RF}$  и филтрирањем осталих интермодулационих продуката добијамо сигнал на међуфреквенци који је једнак Доплеровој учестаности  $f_d$ . Међуфреквенцијски Доплеров сигнал са излазног порта миксера посматра се у временском домену употребом аналогног осцилоскопа HM303-6 35 MHz произвођача HAMEG Instruments.

### 5.3 Резултати мерења Доплеровог ефекта

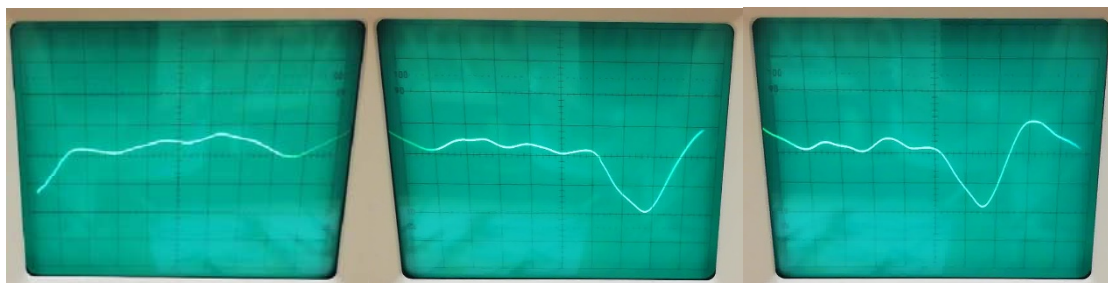
Циљ експерименталне мерне поставке са слике 5.3 је да за почетак детектује периодичан сигнал који одговара Доплеровом ефекту, а да се затим посматрањем временског облика Доплеровог сигнала уочи промена периода у виду скупљања или ширења, приликом укључивања односно искључивања вентилатора. Подешавања осцилоскопа приликом мерења износе  $0,1 \frac{V}{DIV}$  за амплитуду и  $2 \frac{ms}{DIV}$  за временску осу.



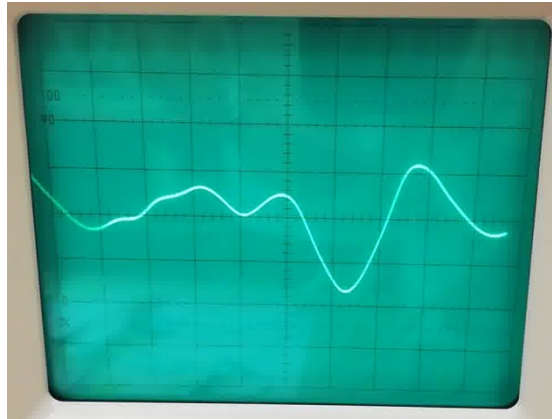
Слика 5.3. Експериментална мерна поставка за мерење Доплеровог ефекта.

Посматрањем екрана осцилоскопа са слике 5.4 (са лева на десно) уочава се пораст Доплерове учестаности  $f_d$ , слике су добијене у процесу укључивања вентилатора и његовом убрзавању. Пораст учестаности изражен је сужавањем периода Доплеровог сигнала и одговара практичној ситуацији од тренутка укључивања вентилатора до достизања задате брзине. На слици 5.5 приказан је екран осцилоскопа приликом достигнуте максималне угаоне брзине вентилатора.

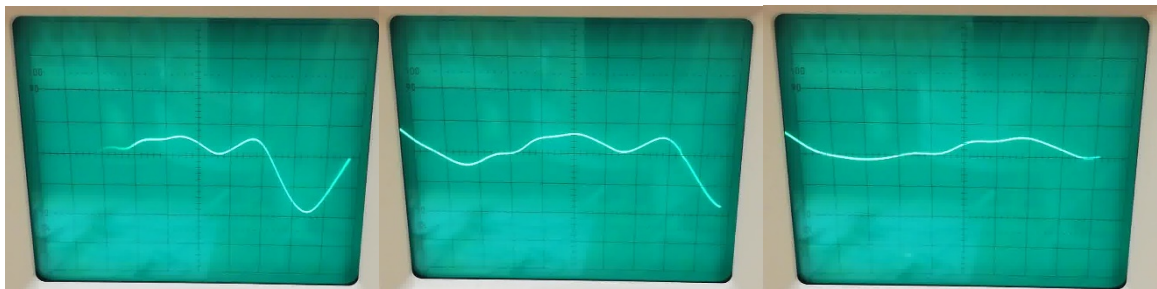
Аналогно томе на слици 5.6 приказан је екран осцилоскопа од тренутка искључивања вентилатора, кроз фазе успоравања вентилатора до његовог стања мировања. Приметно је значајно ширење периода сигнала у складу са смањивањем брзине вентилатора. На слици 5.7 приказана је поставка приликом мерења Доплеровог ефекта. На основу ових експеримената чини се да се може рећи да је показан принцип рада Доплеровог радара.



Слика 5.4. Екран осцилоскопа током фаза убрзавања вентилатора



Слика 5.5. Екран осцилоскопа при максималној угаоној брзини вентилатора.



Слика 5.6. Екран осцилоскопа током фаза успоравања вентилатора.



Слика 5.7. Мерна поставка током фазе мерења Доплеровог ефекта.

## 6. Закључак

Циљ овог дипломског рада је било упознавање са свим фазама пројектовања широкопојасног малошумног појачавача у микротракастој технологији, као и његова практична употреба у оквиру пријемне гране Доплеровог радара.

Током фаза моделовања појачавача било је потребно донети адекватне изборе по питању начина на који ће нешто бити моделовано. Пројектант је у старту имао постављене циљеве по питању појачања појачавача, фактора шума и прилагођења у читавом радном опсегу. Због контрадикторне природе тих циљева пројектант је био суочен са изазовима да одржи све наведене параметре изнад жељених вредности. Тефлон као материјал изабран за подлогу важи за један од најбољих могућих супстрата тренутно доступних на комерцијалном тржишту. Изабран је првенствено због својих изузетно малих губитака. Транзистор VFP842ESD је изабран због препоруке од стране произвођача Infineon о његовој предвиђеној употреби у оквиру малошумних апликација. Кључан фактор по питању његовог одабира је могућност постизања доброг компромиса између фактора шума, појачања и прилагођења у читавом радном опсегу. Приликом пројектовања кола за поларизацију и стабилизацију која по правилу деградирају перформансе појачавача, коришћене су такве конфигурације и технике да се такво погоршање смањи максимално могуће. Кола за прилагођење су пројектована тако да компромисно задовоље параметре од интереса. Где год је било могуће урађено је меандрирање са циљем минимизирања површине финалне плочице.

Резултати линеарне анализе су верификовани резултатима тродимензионе електромагнетске анализе појачавача. Добро преклапање тих резултата потврђује да приликом моделовања није било пропуста. Финални измерени резултати направљеног прототипа појачавача се у великом степену подударају са резултатима моделовања и показатељ су успешног пројектовања.

Примена малошумног појачавача у Доплеровом радару је од великог значаја. Приликом мерења експерименталног Доплеровог радара мета је била близу антена и релативно велике површине, али у практичним ситуацијама када је мета удаљена, мање површине и када се заиста очекује ниво снаге рефлектованог сигнала у близини нивоа шума неизоставна је употреба малошумног појачавача.

Експериментални Доплеров радар отворен је за будуће надоградње у смислу већег домета, могућности мерења растојања објеката у покрету и њихове триангулације.