



Електротехнички факултет
Универзитет у Београду

Дипломски рад

Пројектовање подсклопова
Доплеровог радара - микроталасног
мешача и Вилкинсоновог делитеља
снаге

Ментор:
др Слободан Савић, доцент

Студент:
Ана Ћупурдија, 15/491

Београд, август 2019.

Садржај

УВОД.....	3
1. МОДЕЛОВАЊЕ СИСТЕМА И КОМПОНЕНТИ	4
1.1. ШЕМА СИСТЕМА	4
1.2. ПРОЈЕКТОВАЊЕ ВИЛКИНСОНОВОГ ДЕЛИТЕЉА СНАГЕ	4
1.2.1. Резултати симулација	6
1.2.2. Лејаут кола и прототип.....	8
1.3. ПРОЈЕКТОВАЊЕ МЕШАЧА.....	9
1.3.1. Пројектовање двоструког спрежњака са разгранатим водовима	9
1.3.2. Моделовање Шотки диоде	10
1.3.3. Пројектовање π -филтра	11
1.3.4. Моделовање педова за лемљење SMA конектора	12
1.3.5. Коначни дизајн кола.....	13
1.3.6. Резултати симулација	14
1.3.7. Прва верзија лејаута мешача	17
1.3.8. Нови дизајн мешача.....	17
2. РЕЗУЛТАТИ МЕРЕЊА.....	21
2.1. НАПОНСКИ КОНТРОЛИСАНИ ОСЦИЛАТОР (VCO).....	21
2.2. ВИЛКИНСОНОВ ДЕЛИТЕЉ СНАГЕ	23
2.3. МЕШАЧ	25
3. ТЕСТИРАЊЕ РАДАРСКОГ СИСТЕМА.....	26
4. ЗАКЉУЧАК.....	29
ЛИТЕРАТУРА	30

Увод

Радар (енгл. *Radio Detection and Ranging*) представља систем који омогућава детекцију присуства објеката, то јест одређивање њихове удаљености и брзине кретања емитовањем електромагнетског зрачења – радио-таласа, помоћу антена. Емитовано зрачење се, након рефлексије од објекта који се посматра, расипа у више праваца, при чему се део враћа директно радару. Анализом рефлектованог зрачења добијају се жељене информације о објекту.

Доплеров радар представља посебну врсту радара чији се рад, како име каже, заснива на Доплеровом ефекту. Услед кретања објекта, од њега ће се рефлектовати талас другачије учестаности у односу на емитован, те се посматрањем фазне разлике (односно разлике учестаности) ова два таласа може одредити брзина објекта у правцу у коме је усмерена антена радара. Позитивна промена учестаности упућује на кретање објекта ка радару, док негативна упућује на кретање од њега.

Доплеров радар реализован у овом раду састоји се од аналогних компоненти реализованих у микротракастој (енгл. *microstrip*) технологији. При томе, сви склопови одрађени су на подлози (енгл. *substrate*) *Rogers Duroid 5880*, осим аналогног мешача, који је рађен на подлози *Rogers RO3003*.

Као што ће у наставку бити описано, за потребе радара пројектован је једноструко балансирани диодни мешач на учестаности 5 GHz и Вилкинсонов делитељ снаге за опсег учестаности 2 - 6 GHz. За дизајн кола и симулације коришћен је *NI AWR Microwave Office (MWO) v13* [1], док су коначни лејаути (енгл. *layout*) одрађени у *Altium Designer v18* [2]. Остале компоненте система нису посебно пројектоване, већ су коришћене компоненте пројектоване у оквиру дипломских и мастер радова других студената. Посебно, у неким случајевима су одрађене додатне симулације у *Ansys HFSS v15* [3], како би се накнадно проверили резултати добијени помоћу *NI AWR Microwave Office* (у наставку текста скраћено MWO). Приликом тестирања комплетног радара коришћене су и две левак антене.

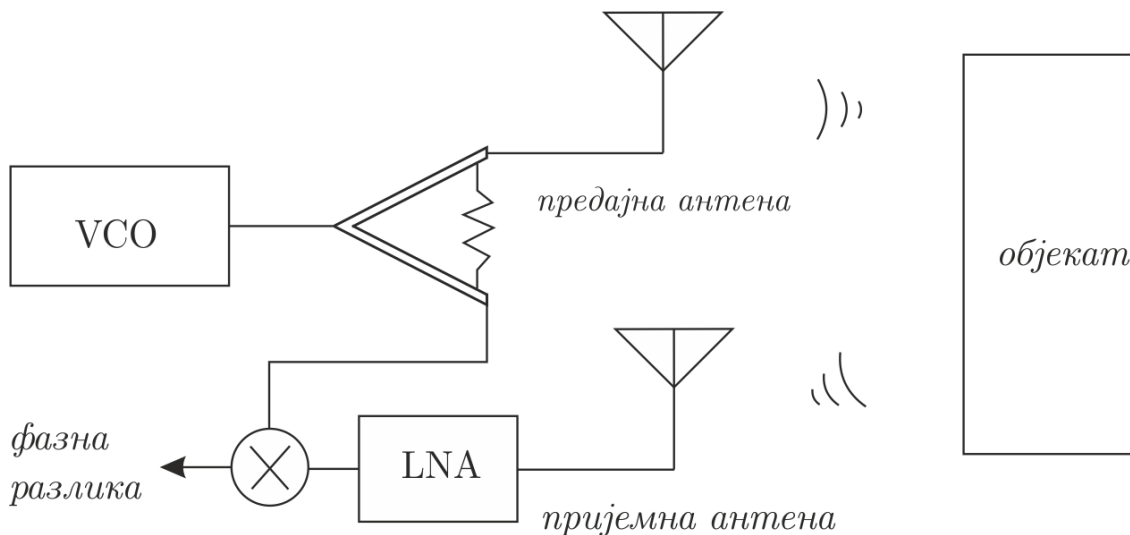
Рад је подељен у четири поглавља. У првом поглављу укратко је описана конструкција радарског система и његови делови, као и комплетан процес пројектовања аналогног мешача и Вилкинсоновог делитеља снаге, са припадајућим шемама и резултатима симулација. На крају првог поглавља приказани су и лејаути оба кола, као и израђени прототипови на *Rogers Duroid 5880* и *Rogers RO3003* подлогама.

У другом поглављу су изложени резултати мерења свих компоненти система појединачно - израђених прототипова и коришћених готових кола. У трећем поглављу је описано тестирање рада целокупног Доплеровог радара, а дати су и резултати добијени том приликом. У четвртном поглављу сумирани су резултати и изведени су закључци.

1. Моделовање система и компоненти

1.1. Шема система

Систем Доплеровог радара који ћемо разматрати приказан је на слици 1.1. Код оваквог радара сигнал одређене учестаности доводи се са напонски контролисаног осцилатора (енгл. *voltage controlled oscillator* - VCO) на Вилкинсонов делитељ снаге, одакле се дели на два сигнала исте учестаности, али приближно упола мање снаге. Један излаз делитеља води се на предајну антену која емитује радио-талас на учестаности напонски контролисаног осцилатора. Други излаз доводи се на улаз једнострано балансираног диодног мешача. Приликом рефлексије таласа са предајне антене од покретног објекта, део тог таласа биће детектован пријемном антеном. Учестаност овог сигнала разликује се од учестаности сигнала напонски контролисаног осцилатора. Са пријемне антене, преко малошумног појачавача, примљени сигнал се појачава, па затим доводи на други улаз једнострано балансираног диодног мешача. На овај начин постиже се да се на излазу мешача добија сигнал чија учестаност одговара разлици учестаности емитованог и рефлектованог таласа. Познајући ову разлику, може се одредити брзина објекта у правцу емитовања таласа.



Слика 1.1. Шематски приказ система Доплеровог радара.

У наставку ће бити описан комплетан процес пројектовања аналогног мешача и Вилкинсоновог делитеља снаге. Биће изложени процеси пројектовања ове две компоненте у *MWO* и проблеми који су је јавили том приликом. Такође, биће изложен комплетан дизајн обе компоненте, са параметрима и димензијама свих елемената, као и комплетни лејаути штампаних плочица, као и израђени прототипови.

1.2. Пројектовање Вилкинсоновог делитеља снаге

Циљ овог дела рада је пројектовање Вилкинсоновог делитеља снаге у опсегу 2 - 6 GHz. Циљ је постизање што бољих перформанси система на датом опсегу, уз очување једноставности и релативно малих димензија комплетног склопа.

За подлогу је изабран *Rogers Duroid 5880* (тефлон) следећих параметара:

- дебљина супстрата, $h = 1,575 \text{ mm}$;
- релативна пермитивност диелектрика, $\epsilon_r = 2,2$;
- дебљина метализације, $t = 35 \text{ }\mu\text{m}$;
- тангенс угла губитака у диелектрику, $\tan \delta = 0,002$.

Наведене учестаности опсега су у односу 1:3. Овај однос изабран је водећи се ранијим радовима који се баве анализом дизајна делитеља снаге [4]. Одавде су узете и импедансе водова и отпорника, којима се постижу најбоље перформансе делитеља за тражени однос учестаности. Но, то су теоријске „идеалне“ вредности, које не узимају у обзир реалне елементе и њихове паразите,

као и паразите кућишта отпорника, те су оне узете само као почетне вредности у процесу оптимизације.

Подлога, педови и све везе моделовани су помоћу одговарајућих компонената из *MWO*. Конкретно, искоришћени су следећи елементи:

- MSUB – за моделовање подлоге;
- MLIN – за моделовање микротракастих водова;
- MTEE – за моделовање споја три вода;
- MBENDA – за моделовање кривина водова под одговарајућим углом.

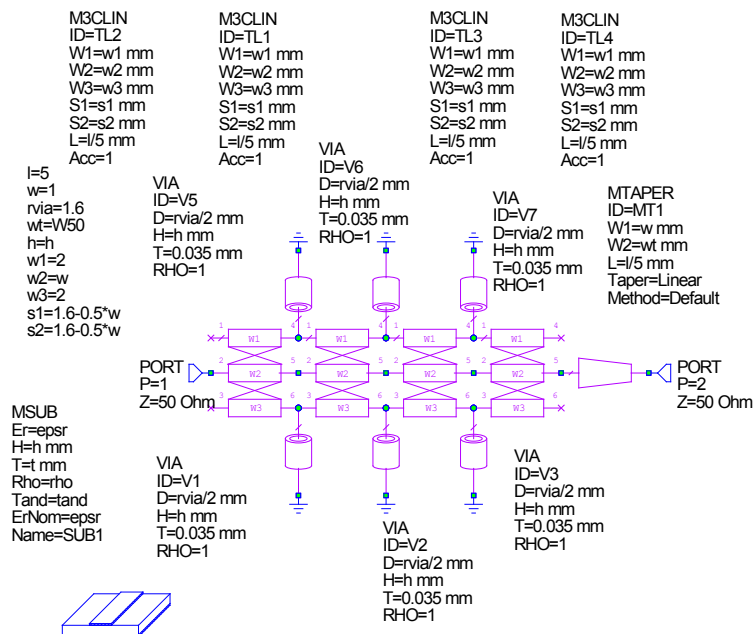
Помоћу *TXLine* калкулатора добијене су почетне ширине и дужине водова, полазећи од идеалних вредности за карактеристичне импедансе и електричне дужине водова из [4]. Даље је вршена детаљна оптимизација, у покушају да се подешавањем дужина и ширина свих водова у колу добију најбоље могуће перформансе на датом опсегу. При томе, било је неопходно водити рачуна и о изгледу лејаута, односно, пазити да се сви сегменти могу прикладно уклопити у јединствену целину, те је у процесу оптимизације и ово узето у обзир. За нумерацију приступа као на слици 1.3, било је неопходно добити параметре s_{21} и s_{31} што ближе -3 dB на датом опсегу учестаности, због поделе снаге на два. Са друге стране, пожељно је да коефицијенти рефлексије s_{11} , s_{22} и s_{33} буду што мањи на траженом опсегу учестаности, као и преслушавање између излаза s_{23} , односно, s_{32} . Делитељ се састоји од два сегмента, при чему су у другом водови под углом 90° , јер се на овај начин смањује преслушавање.

При одабиру отпорника било је потребно узети у обзир и скуп дискретних вредности које се могу набавити у слободној продаји. Одабрана су два отпорника у кућишту 0805, отпорности 110Ω и 200Ω , респективно. Њихови паразити моделовани су прикладним *Modelithics* моделима. Конкретно, из те библиотеке узети су отпорници *KOARK73B2A*.

Такође, моделовани су педови за лемљење SMA конектора, за шта су коришћени следећи додатни елементи:

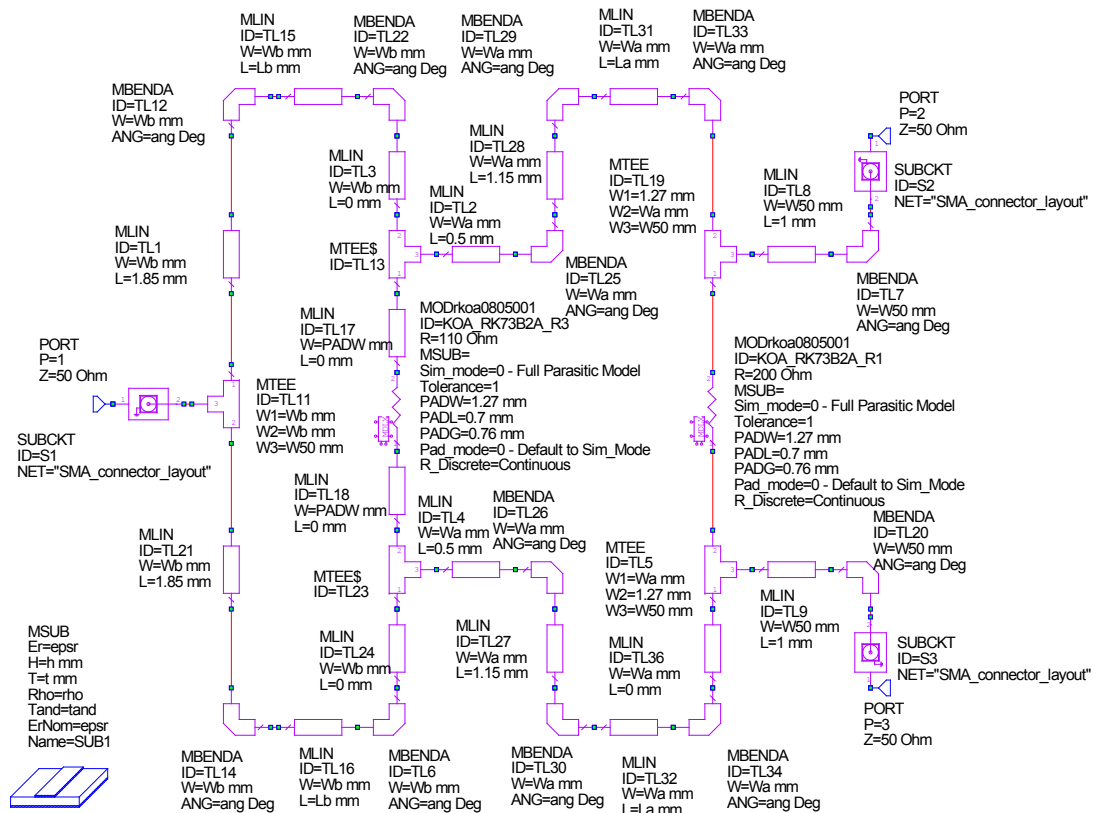
- M3CLIN – за моделовање три вода који се користе за лемљење одговарајућих ножица SMA конектора (овим моделом узима се у обзир спрега између водова);
- VIA – за моделовање вија (енгл. *vias*).

Модел педова за лемљење SMA конектора приказан је на слици 1.2.



Слика 1.2. Изглед педова за лемљење SMA конектора.

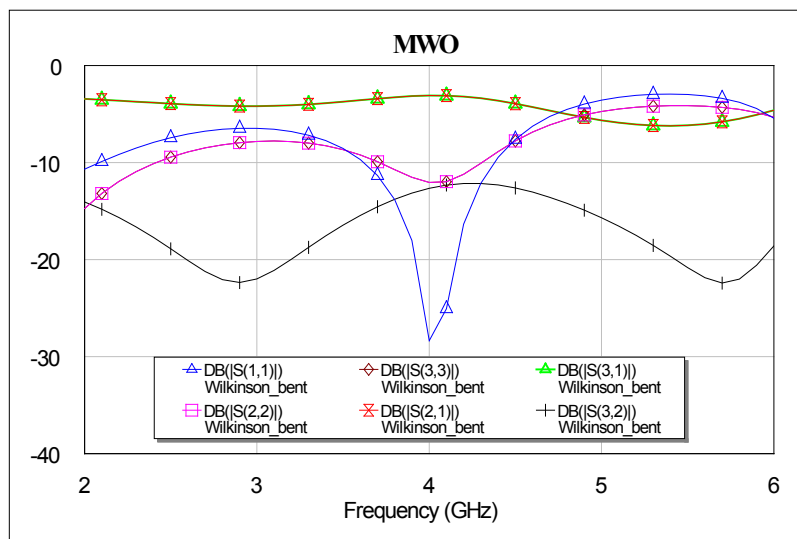
Добијена коначна шема Вилкинсоновог делитеља снаге, са свим димензијама и параметрима од интереса приказана је слици 1.3.



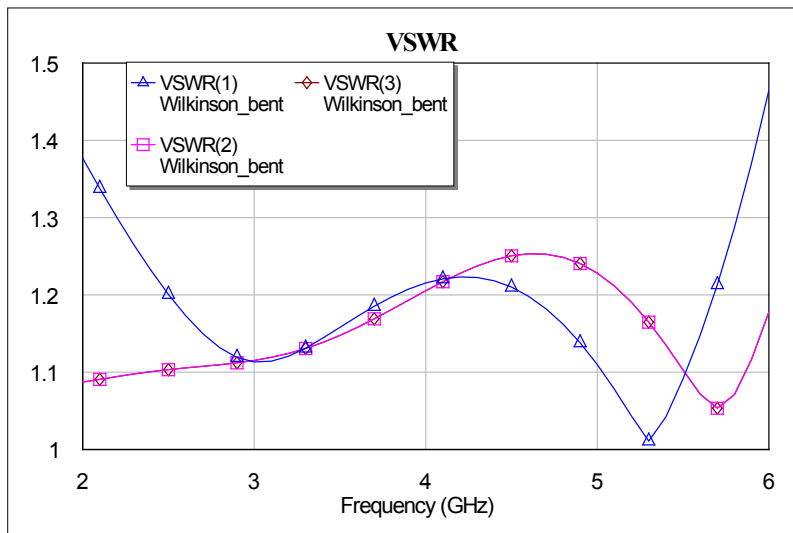
Слика 1.3. Коначна шема Вилкинсоновог делитеља снаге.

1.2.1. Резултати симулација

На слици 1.4 приказан је резултат симулације s -параметара у MWO, док је на слици 1.5 приказан VSWR (енгл. *Voltage Standing Wave Ratio*), добијен у истом програму.

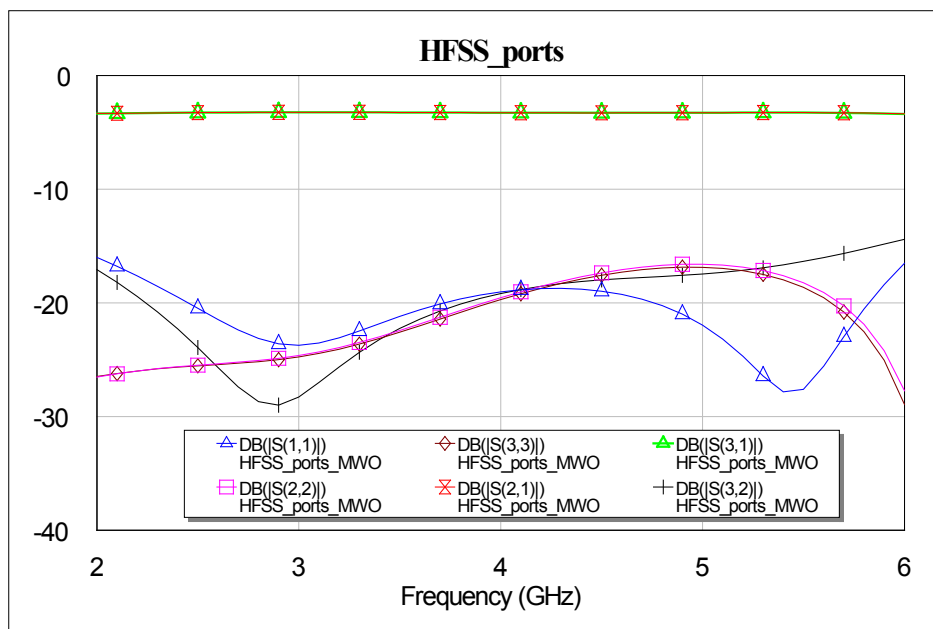


Слика 1.4. S -параметри Вилкинсоновог делитеља снаге.

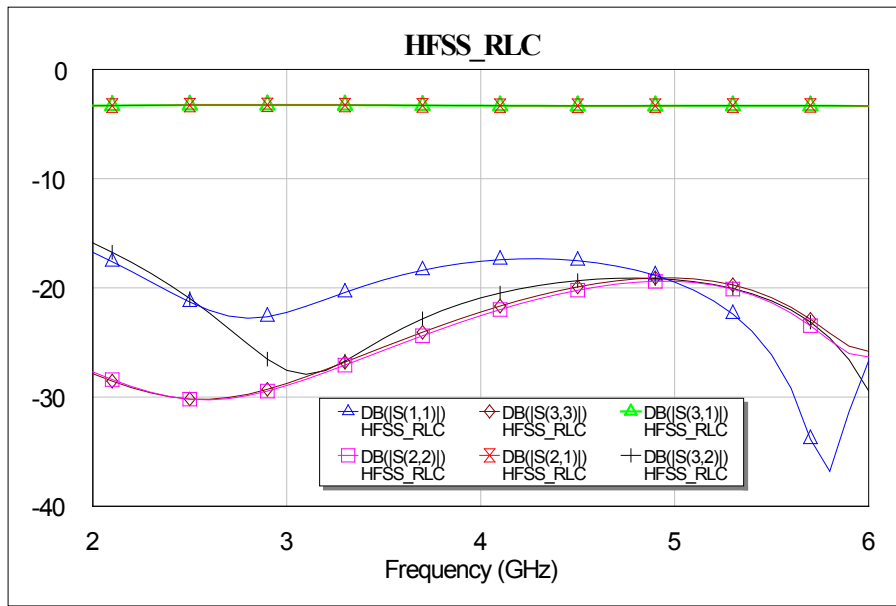


Слика 1.5. VSWR Вилкинсоновог делитеља снаге.

Пошто је програм при симулацији избацио упозорење о прекорачењу препоручених односа ширина водова и висине супстрата, одрађене су додатне симулације, да би се аутор уверио у задовољавајући рад пројектованог кола. Додатне симулације одрађене су у програму *Ansys HFSS* помоћу две различите методе моделовања отпорника, калемова и кондензатора: коришћењем портова и коришћењем граничних услова. Ови резултати приказани су на сликама 1.6 и 1.7, респективно. Поређењем слика 1.4, 1.6 и 1.7 види се да се у сва три случаја резултати доста добро поклапају, тако да се може приступити даљим корацима пројектовања делитеља снаге.



Слика 1.6. S -параметри Вилкинсоновог делитеља снаге добијени коришћењем портова у програму *Ansys HFSS*.

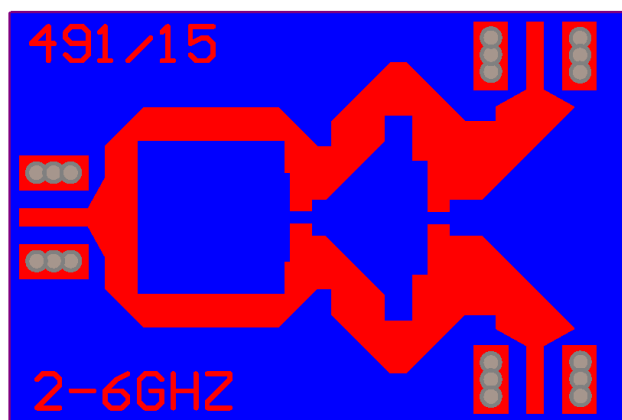


Слика 1.7. S -параметри Вилкинсоновог делитеља снаге добијени коришћењем граничних услова у програму *Ansys HFSS*.

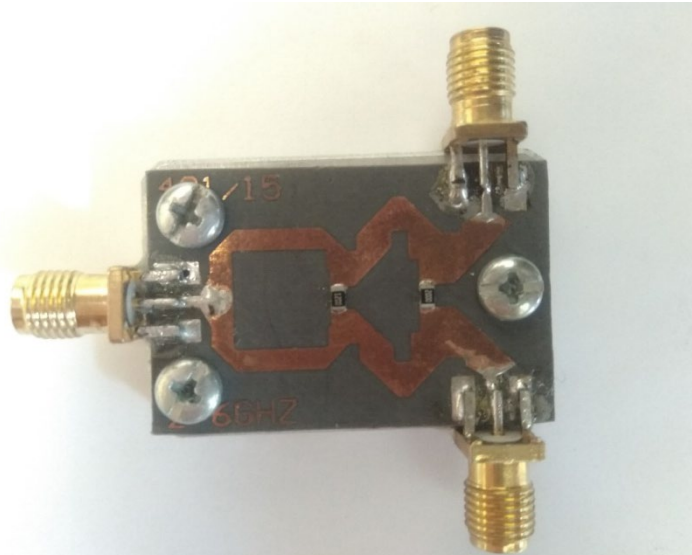
1.2.2. Лејаут кола и прототип

У процесу оптимизације дужина и ширина водова у циљу постизања најбољих перформанси, упоредно је посматран и лејаут кола да би се установило прикладно уклапање водова и компоненти. Стога је лејаут најпре састављен у *MWO* програму. Овиме се стекао и бољи увид о величини плочице и положају компоненти. Коначна верзија лејаута урађена је у *Altium Designer v18*. Плаве површине представљају масу (енгл. *ground plane*) са доње стране плочице, док црвене представљају бакарне водове са горње стране плочице. Како би се спречило подливање калаја при лемљењу SMA конектора, улазне и излазне линије су око 0,5 mm краће од краја плочице.

Израђени лејаут за подлогу *Rogers Duroid 5880* приказан је на слици 1.8. Димензије плочице су 36,502 mm x 23,985 mm. Израђени прототип приказан је на слици 1.9. Делитељу је направљен и одговарајући хладњак од алуминијумске плоче, чија је примарна улога обезбеђење механичке чврстоће.



Слика 1.8. Лејаут Вилкинсоновог делитеља снаге.



Слика 1.9. Прототип Вилкинсоновог делитеља снаге.

1.3. Пројектовање мешача

Циљ овог дела рада било је пројектовање аналогног мешача за улазну учестаност локалног осцилатора око 5 GHz, док се за опсег учестаности на RF улазу очекује 4,5 - 5,5 GHz. Пројектовани мешач представља пасивни једноструко балансирани диодни мешач. Циљ је био добити што мање губитке конверзије на наведеном опсегу учестаности.

За подлогу је изабран *Rogers RO3003* следећих параметара:

- дебљина супстрата, $h = 0,508 \text{ mm}$;
- релативна пермитивност диелектрика, $\epsilon_r = 3$;
- дебљина метализације, $t = 17,5 \text{ }\mu\text{m}$;
- тангенс угла губитака у диелектрику, $\tan \delta = 0,001$.

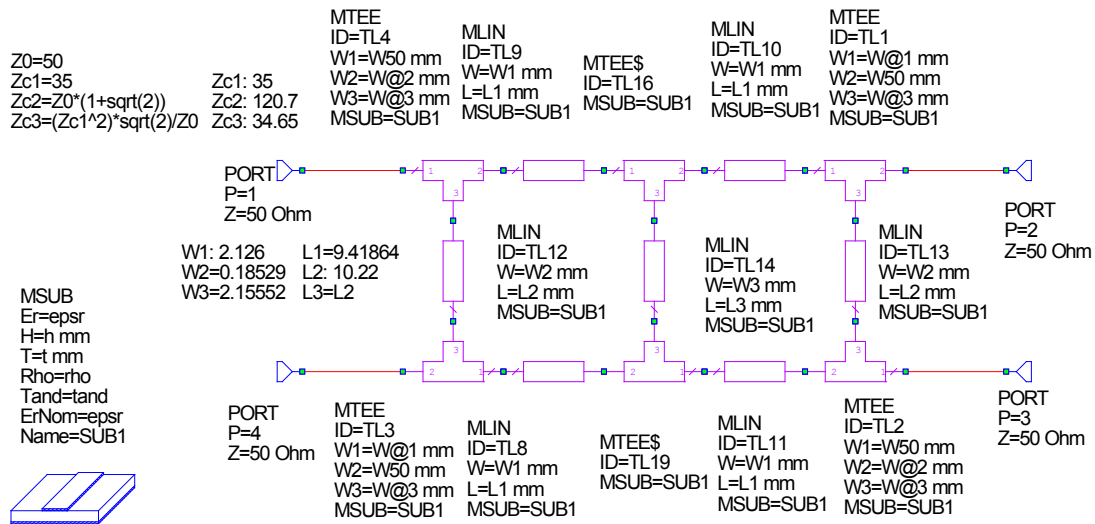
Подлога, педови и све везе моделовани су помоћу одговарајућих компонената из *MWO*. Конкретно, искоришћени су следећи елементи:

- MSUB – за моделовање подлоге;
- MLIN – за моделовање микротракастих водова;
- MTEE – за моделовање споја три вода;
- MBENDA – за моделовање кривина водова под одговарајућим углом;
- MCROSS – за моделовање споја четири вода;
- MTAPER – за моделовање сужења водова;
- M3CLIN – за моделовање три вода који се користе за лемљење одговарајућих ножица SMA конектора (Овим моделом узима се у обзир спрега између ових водова.);
- VIA – за вије.

Пројектовање се састојало из неколико већих целина: пројектовање двоструког спрежњака са разгранатим водовима (енгл. *double-box branch line coupler*), моделовање коришћене Шотки диоде, прављење одговарајућег излазног π -филтра, моделовање педова за лемљење SMA конектора, као и крајња оптимизација водова ради постизања жељених перформанси.

1.3.1. Пројектовање двоструког спрежњака са разгранатим водовима

За спрежњак је изабран двоструки спрежњак са разгранатим водовима, зато што се показало да се додавањем секција у спрежњак повећава и његов пропусни опсег [5]. При пројектовању, почело се од теоријски одређених идеалних карактеристичних импеданси водова и њихових дужина као у [6], да би се пажљивом додатном оптимизацијом добиле задовољавајуће перформансе. У процесу оптимизације било је пожељно добити на што ширем опсегу учестаности фазну разлику излаза од 90° , што мање коефицијенте рефлексије на улазима и преслушавање између улаза, поклапање амплитудских карактеристика излаза, као и преносне функције блиске -3 dB . Шема са коначним димензијама водова приказана је на слици 1.10.



Слика 1.10. Коначна шема пројектованог спрежњака.

1.3.2. Моделовање Шотки диоде

Диода коришћена при пројектовању овог мешача је Шотки диода *NSR201MX* која, због својих малих димензија, има мале паразитне ефекте [7].

За моделовање диоде у *MWO* искоришћен је *SPICE* модел са сајта произвођача [8]. Занимљиво је да су у том фајлу постојали одређени пропусти који су исправљени у оквиру овог дипломског рада. Садржај финалног *SPICE* модела диоде приказан је на слици 1.11.

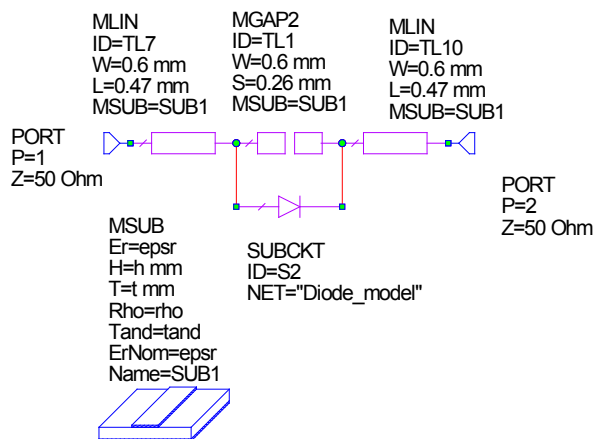
```

.SUBCKT NSR201MX 1 2
L 1 3 0.45n
C 3 2 50f
D1 3 2 DIODE area = 1
.MODEL DIODE D
+ IS = 123n
+ N = 1.28
+ BV = 5.338
+ IBV = 7.65u
+ RS = 12.2
+ CJO = 100f
+ VJ = 0.5
+ M = 0.5
+ FC = 0.5
+ TT = 3p
+ Isr = 93.5f
+ Nr = 2.4
+ Ibv = 7.65u
+ Nbv = 40.56
+ Ibv1 = 0.008m
+ Nbv1 = 1
+ Visw = 0.5
+ Fcsw = 0.5
+ EG = 690.0m
+ XTI = 2.0
.ENDS NSR201MX
* END OF MODELLING

```

Слика 1.11. Садржај *SPICE* модела диоде *NSR201MX*.

Након тога моделовани су паразити педова за лемљење диоде. Модел диоде са одговарајућим педовима приказан је на слици 1.12.

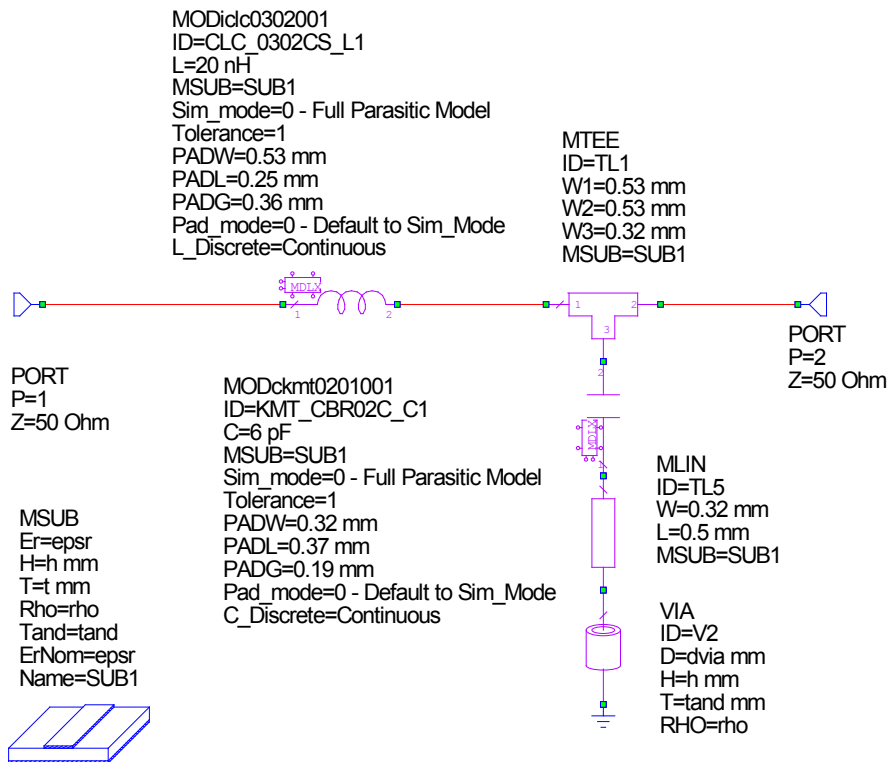


Слика 1.12. Модел диоде *NSR201MX* са убаченим педовима.

1.3.3. Пројектовање п-филтра

За филтрирање нежељених интермодулационих продуката на излазу миксера направљен је филтар пропусник ниских учестаности, са горњом граничном учестаношћу од око 500 MHz, узевши у обзир да је то максимална очекивана разлика учестаности на излазу. Са друге стране, потребно је детектовати и веома ниске учестаности, те кондензатор за блокирање DC сигнала није везан у коло.

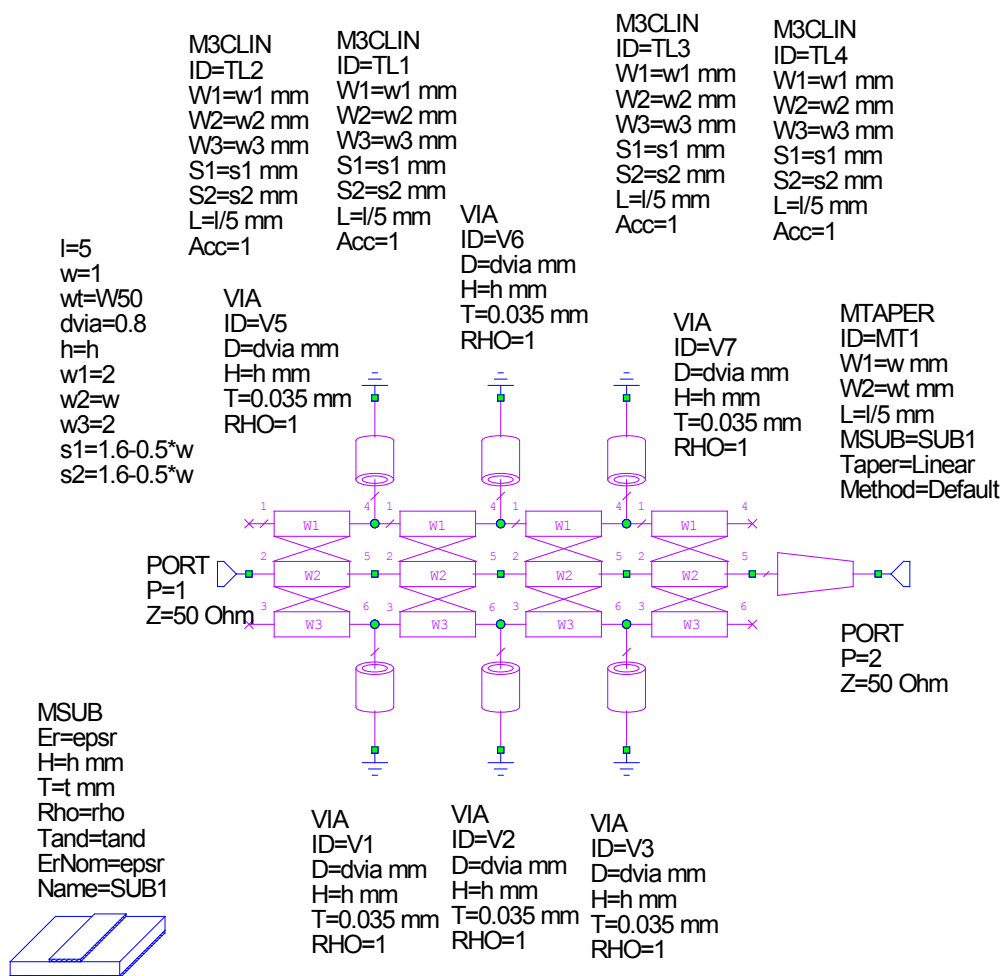
При одабиру индуктивности калема и капацитивности кондензатора за овај филтар, било је неопходно узети у обзир скуп дискретних вредности компоненти које се могу набавити у слободној продаји. Изабрани су кондензатори *Kemet CBR02* капацитивности 6 pF у кућишту 0201, док је за калем одабран *Coilcraft 0302CS* индуктивности 20 nH у кућишту 0302. Све компоненте моделоване су одговарајућим *Modelithics* моделима. Шема добијеног филтра приказана је на слици 1.13.



Слика 1.13. Шема пројектованог π - филтра (други коришћени кондензатор изведен је на главној шеми мешача).

1.3.4. Моделовање педова за лемљење SMA конектора

При моделовању педова за лемљење SMA конектора, као и код Вилкинсоновог делитеља, искоришћени су елементи M3CLIN за моделовање по три спрегнута вода, на које се леме одговарајуће ножице конектора, и елемент VIA за моделовање вија које повезују одговарајуће водове на масу. Добијени модел педова за лемљење SMA конектора приказан је на слици 1.14.

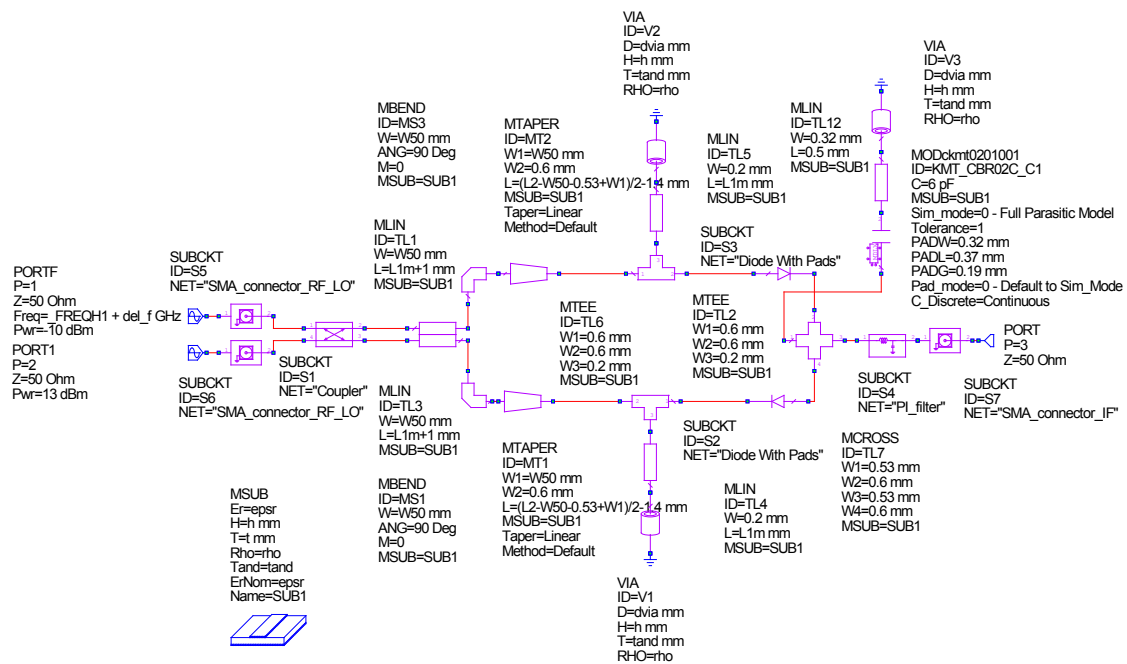


Слика 1.14. Шема педова за лемљење SMA конектора.

1.3.5. Коначни дизајн кола

При пројектовању коначног дизајна миксера, са досад наведеним направљеним деловима, било је неопходно додатно оптимизовати водове у колу, ради постизања што мањих губитака конверзије. Такође, прво су узете компоненте већих врста кућишта (0805, 0603), али се показало да су губици конверзије јако осетљиви на ове промене, те се прешло на знатно мања кућишта (0302, 0201). При одређивању губитака конверзије, посматрани су s -параметри за велике сигнале и на различитим учестаностима, а одрађена је *harmonic balance* анализа са два тона.

Добијена коначна шема, са свим димензијама и параметрима од интереса приказана је на слици 1.15.

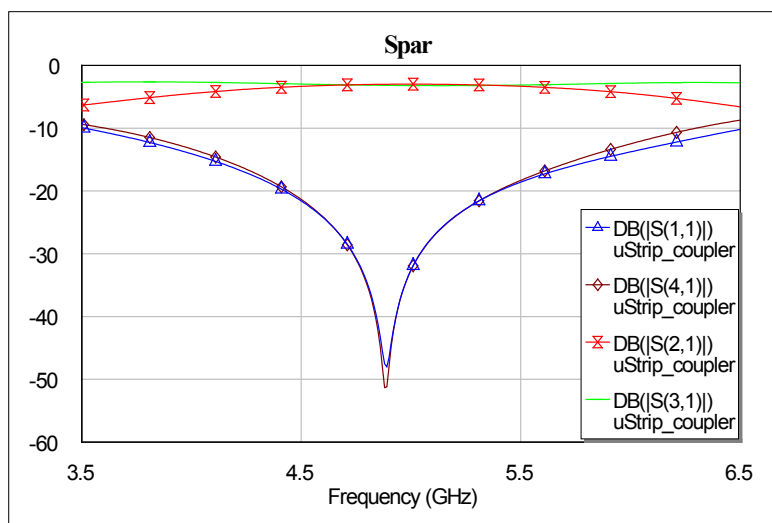


Слика 1.15. Финална шема миксера.

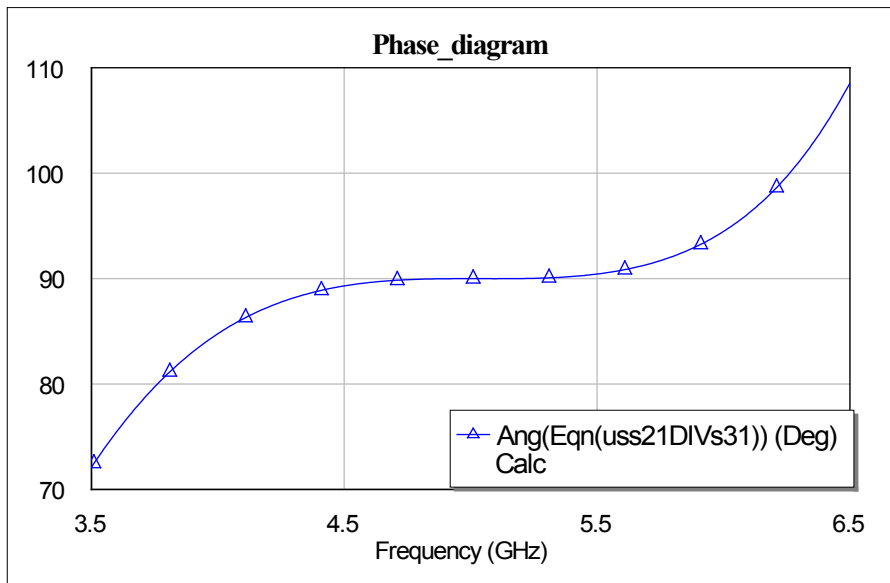
Улазни кондензатор π -филтра извучен је као на слици са циљем боље искоришћености простора на плочици. Такође, на крајеве диода везани су и четвртталасни водови, који се за RF учестаности понашају као отворена веза, док за DC вредности представљају кратак спој и на тај начин направљен је пут једносмерне компоненте струје ка маси.

1.3.6. Резултати симулација

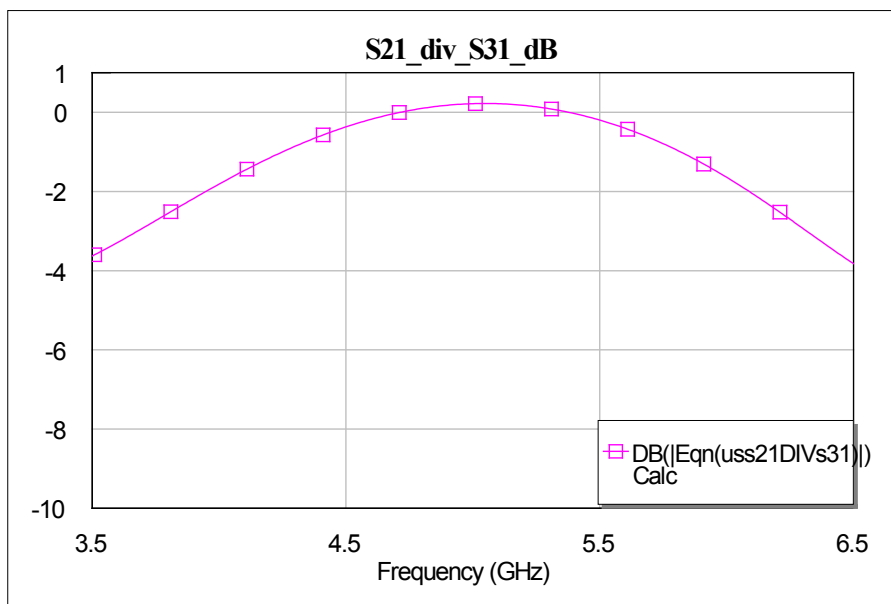
Све симулације у наставку одрађене су у *MWO*, уколико није другачије наведено. Резултати симулација S -параметара пројектованог спрежњака, фазна карактеристика, као и разлика преносних функција на излазу приказани су на сликама 1.16, 1.17, и 1.18, респективно.



Слика 1.16. S -параметри пројектованог спрежњака.



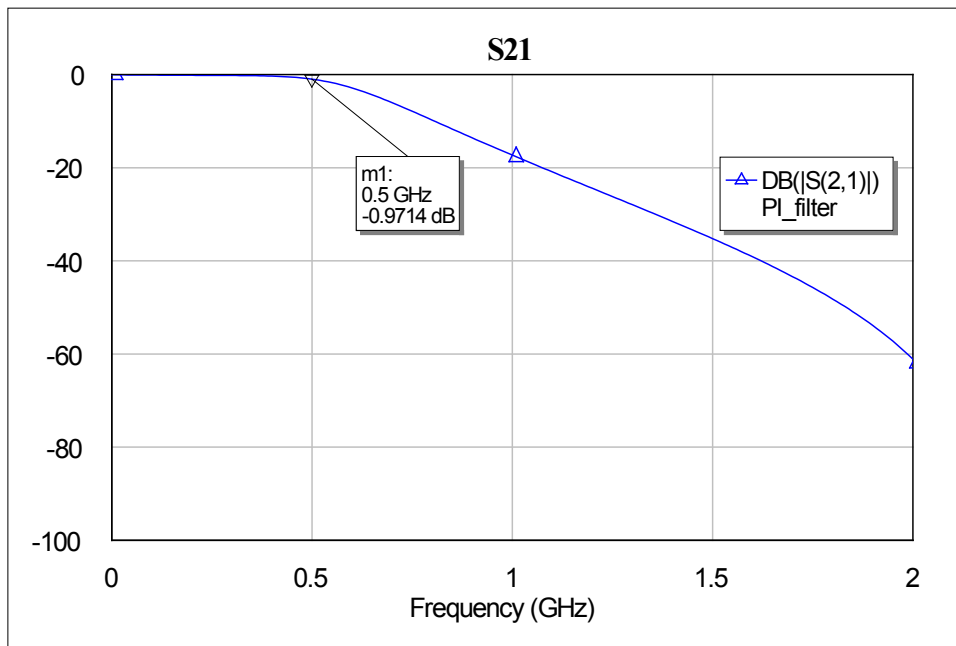
Слика 1.17. Фазна разлика између два излаза пројектованог спрежњака.



Слика 1.18. Разлика преносних функција на излазима пројектованог спрежњака.

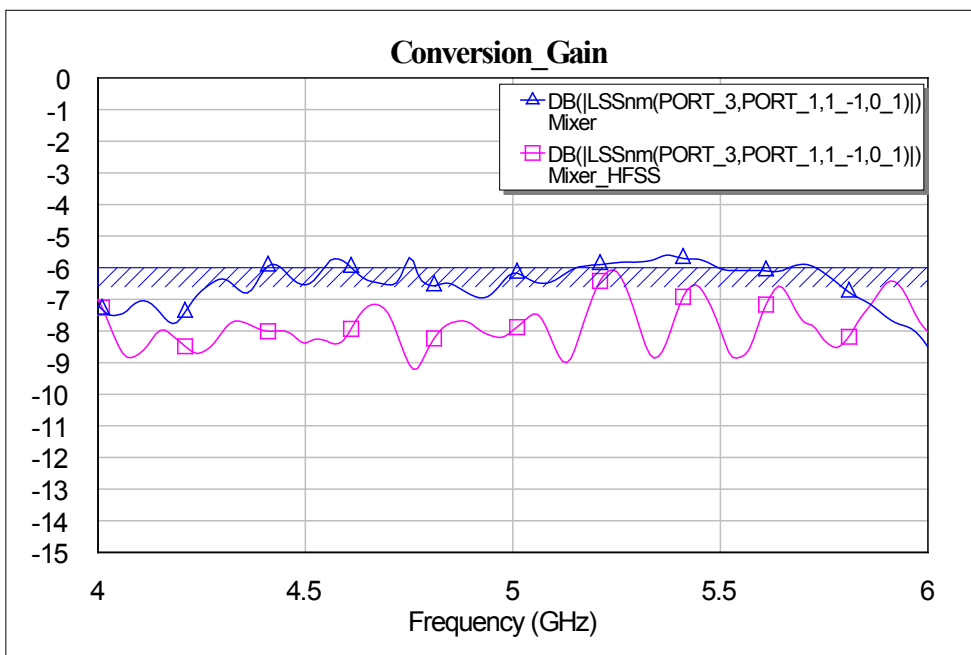
На основу приказаних резултата може се видети да је пројектовани спрежњак у потпуности у стању да испуни све захтеве како би миксер имао жељене перформансе. Са слике 1.16 види се да је добро прилагођен на својим приступима и да је изолација између портова 4 и 1 одлична. Са слике 1.17 се види да су у жељеном опсегу учестаности (4,5 – 5,5 GHz) сигнали на излазу заиста у квадратури, а са слике 1.18 да је ниво сигнала на излазима практично исти у жељеном опсегу учестаности.

Преносна карактеристика пројектованог π – филтра приказана је на слици 1.19. Примећује се да се филтар заиста понаша као пропусник ниских учестаности који пропушта и једносмерну компоненту.



Слика 1.19. Преносна карактеристика пројектованог π – филтра.

Појачање конверзије комплетног мешача приказано је на слици 1.20. На истој слици приказане су и додатне симулације појачања конверзије мешача одрађене у програму *Ansys HFSS*. Примећујемо разлику од 1 – 2 dB у односу на симулацију у *MWO*, али су резултати и даље задовољавајуће слични. Згодно је напоменути да иако се појачање конверзије посматра до 6 GHz, како би се спровела two-tone harmonic balance анализа, линеарни део кола у програму *Ansys HFSS* анализиран је до учестаности нешто виших од 30GHz.

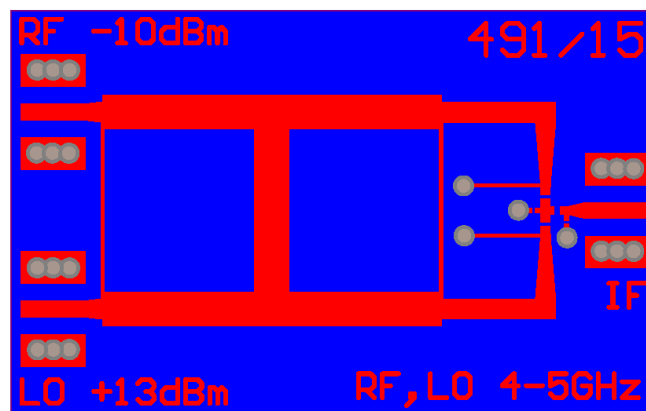


Слика 1.20. Појачање конверзије пројектованог мешача.

1.3.7. Прва верзија лејаута мешача

Лејаут мешача најпре је састављен у *MWO* да би се стекао бољи увид о величини плочице и положају компоненти. Коначна верзија урађена је у *Altium Designer v18*. Као и раније, плаве површине представљају масу са доње стране плочице, док црвене представљају бакарне водове са горње стране плочице. Како би се спречило подливање калаја при лемљењу SMA конектора, и овде су улазне и излазне линије око 0,5 mm краће од краја плочице. Израђени лејаут за подлогу *Rogers RO3003* приказан је на слици 1.21. Димензије плочице су 40,297 mm x 25,048 mm.

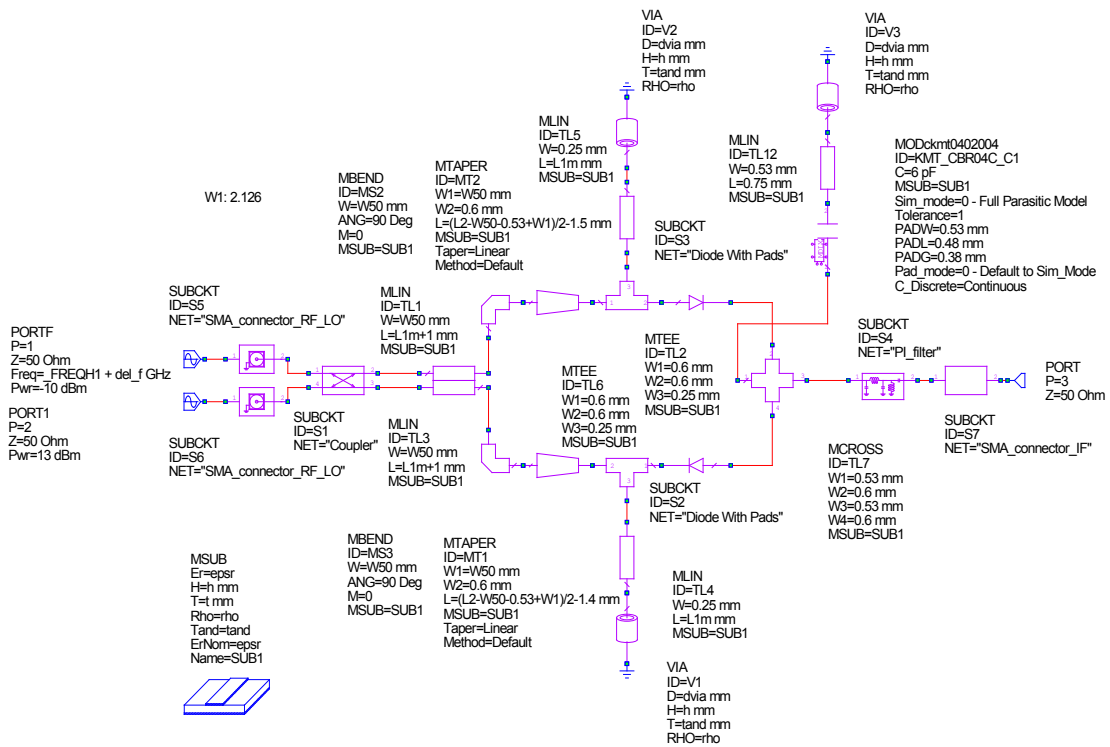
По изради изложеног дизајна, јавило се неколико проблема. Најпре, неке од коришћених линија у гранама спрежњака биле су ширине 0,18 mm, те су, због ограничења резолуције израде, прекинуте на више места. Са друге стране, због малих димензија компоненти, неки педови су стопљени у једну целину, без процепа између два педа на које се леме ножице компоненте. Стога, одлучено је да се направи нови дизајн мешача, који ће бити могуће адекватно израдити, и на коме ће компоненте моћи једноставније да се залеме. Нови дизајн мешача изложен је у наставку.



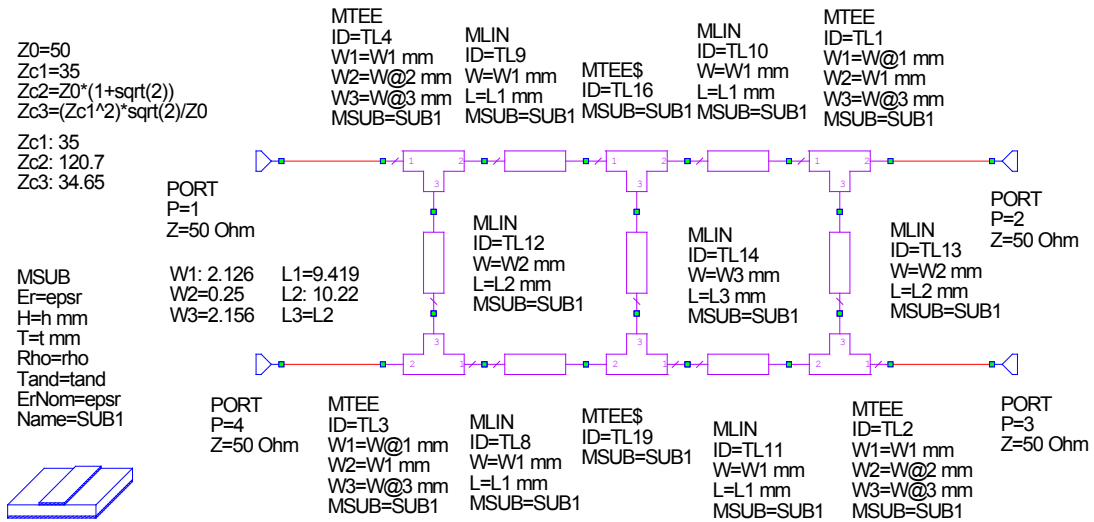
Слика 1.21. Лејаут мешача.

1.3.8. Нови дизајн мешача

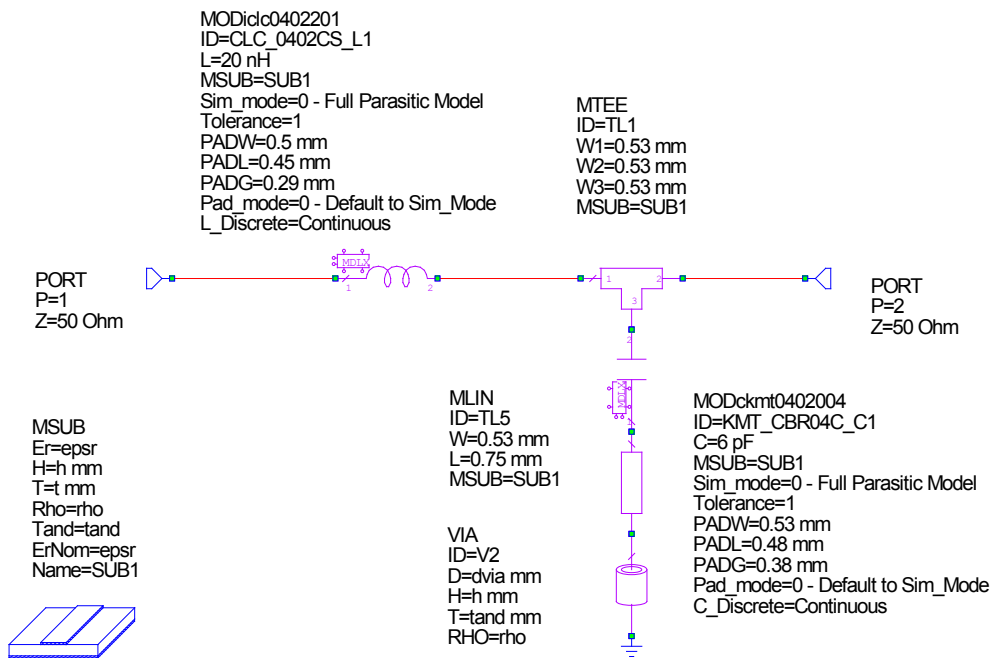
При изради новог дизајна мешача, тежило се да се перформансе мешача на опсегу учестаности од интереса не погоршају у односу на првобитни дизајн. Додатно ограничење је да ниједна микротракаста линије не буде тања од 0,25 mm, а да најмање компоненте буду у кућишту 0402. Пошто је, како је већ речено, карактеристика појачања конверзије јако осетљива на све промене у колу, оваква промена представљала је изазов, и спроведена је темељно, за различите врсте супстрата, како би се дошло до најбољег резултата односа перформанси и могућности реализације. У том процесу одлучено је да је и даље најбоље искористи супстрат *Rogers RO3003*. На слици 1.22 приказан је шематски приказ нове реализације мешача, на слици 1.23 коришћени спрежњак, и на слици 1.24 филтар пропусник ниских учестаности. Добијени резултати симулације за појачање конверзије приказани су на слици 1.25, док је на слици 1.26 приказан нови лејаут. Згодно је нагласити да је даље у раду и у реализацији система радара коришћен искључиво овај нови дизајн мешача. Израђена су два прототипа, на горе поменутом супстрату. Свакоме је, као и Вилкинсоновом делитељу, направљен одговарајући хладњак од алуминијумске плоче. Изглед направљеног прототипа приказан је на слици 1.27. Димензије плочице износе 59,83 mm x 49,78 mm.



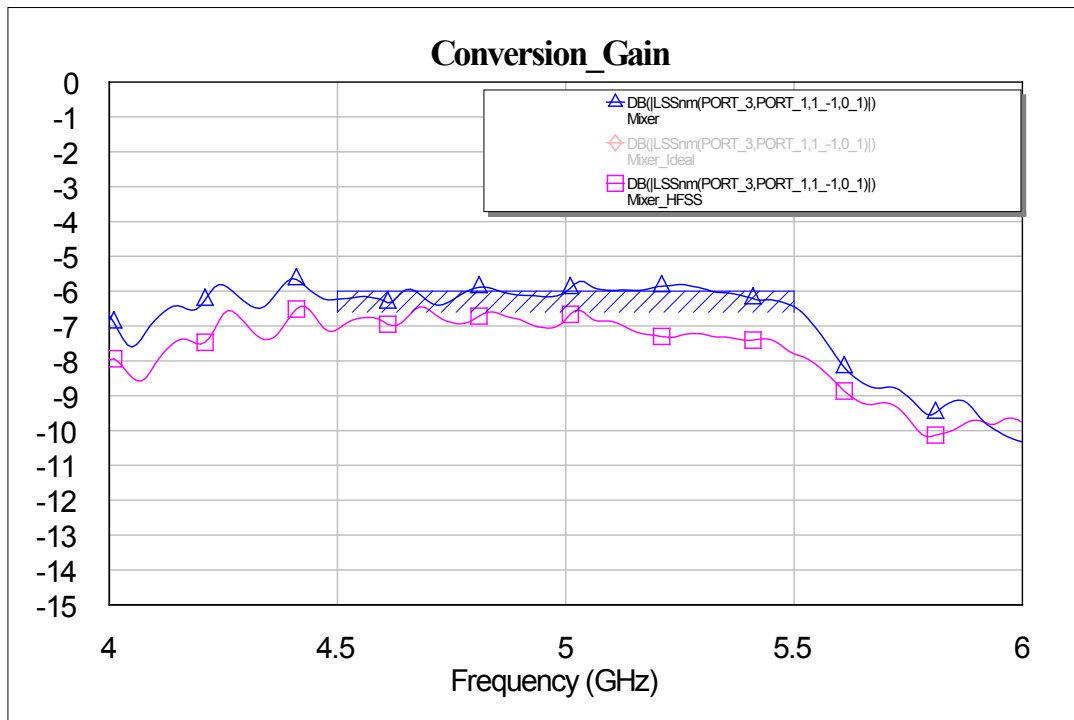
Слика 1.22. Шематски приказ новог дизајна мешача.



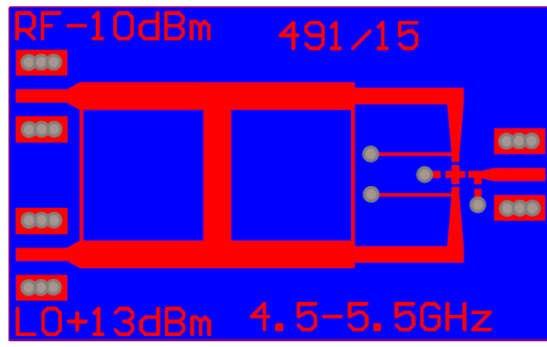
Слика 1.23. Шематски приказ спрежњака коришћеног у новом дизајну мешача.



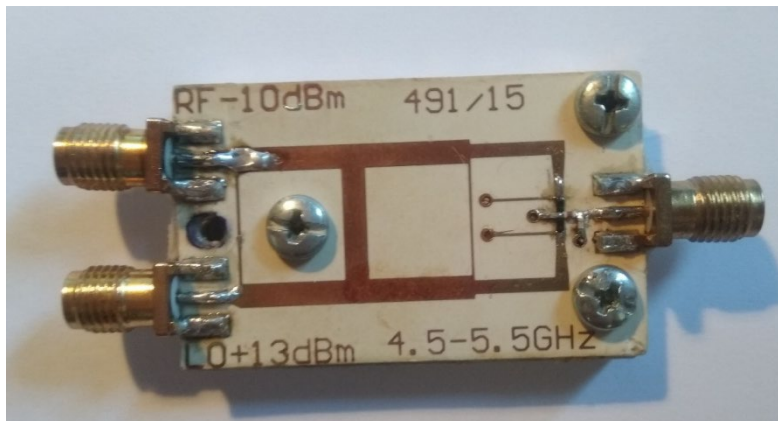
Слика 1.24. Филтар пропусник ниских учестаности коришћен у новом дизајну мешача (други коришћени кондензатор изведен је на главној шеми мешача).



Слика 1.25. Резултати симулација појачања конверзије новог дизајна мешача, добијени у програмима *AWR* и *HFSS*.



Слика 1.26. Лејаут новог дизајна мешача.

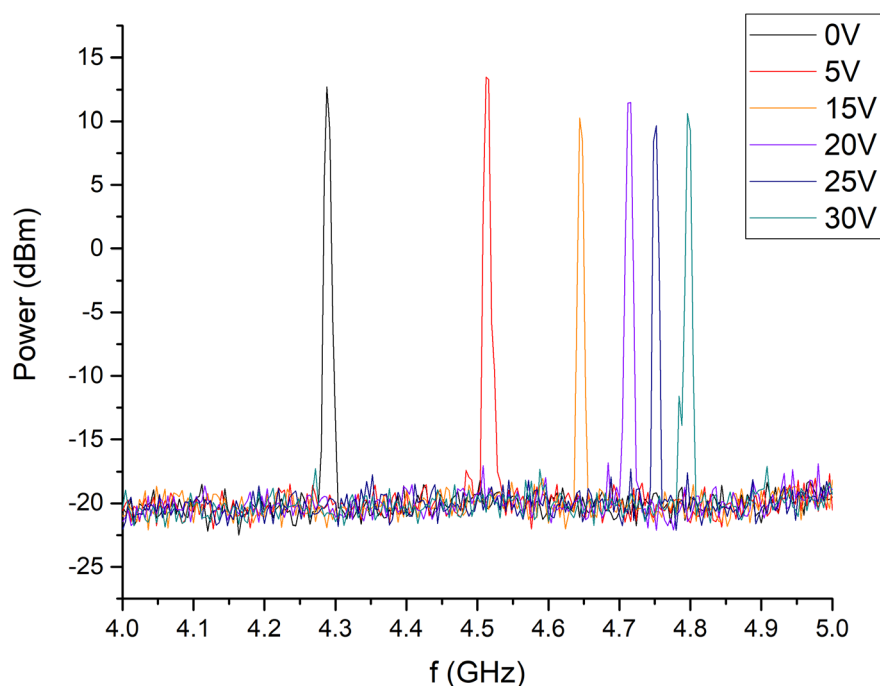


Слика 1.27. Прототип мешача.

2. Резултати мерења

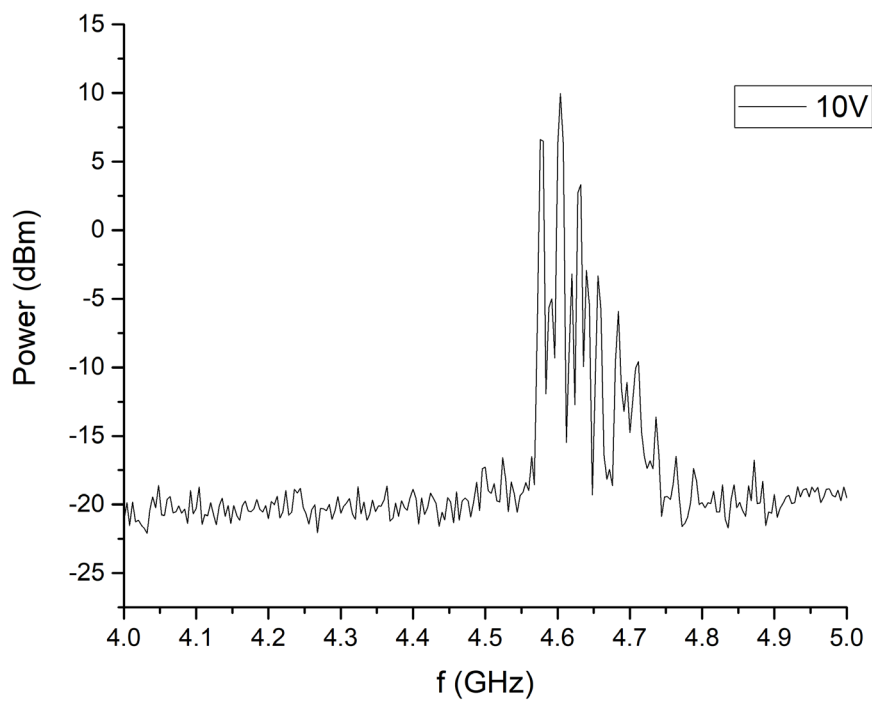
2.1. Напонски контролисани осцилатор (VCO)

У оквиру овог рада коришћен је напонски контролисани осцилатор, раније направљен у склопу претходних дипломских и мастер радова, на смеру за Микроталасну технику. При мерењу напонски контролисаног осцилатора, улазни напон мењан је у корацима од по 5 V и посматран је спектар излазног сигнала. Сви приказани дијаграми нацртани су у програму *OriginPro 2015*. На слици 2.1 приказана је зависност снаге сигнала од учестаности, за различите улазне контролишуће напоне.

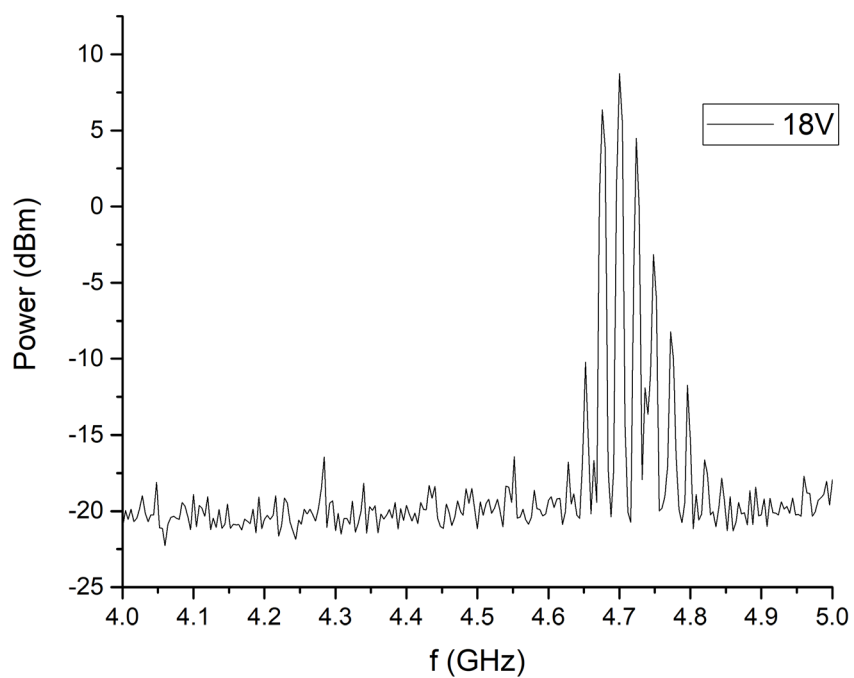


Слика 2.1. Зависност снаге излазног сигнала напонски контролисаног осцилатора од учестаности за различите вредности улазног напона.

Примећује се да недостаје зависност за улазни напон 10 V. При овом напону јасно се уочава постојање нежељених компоненти у спектру – спурова (енгл. *spurs*). Ова ситуација приказана је на слици 2.2. Исти проблем примећен је и при улазном напону од 18 V и ова ситуација приказана је на слици 2.3. Узевши у обзир приложене резултате, ове две вредности улазног напона се неће користити.



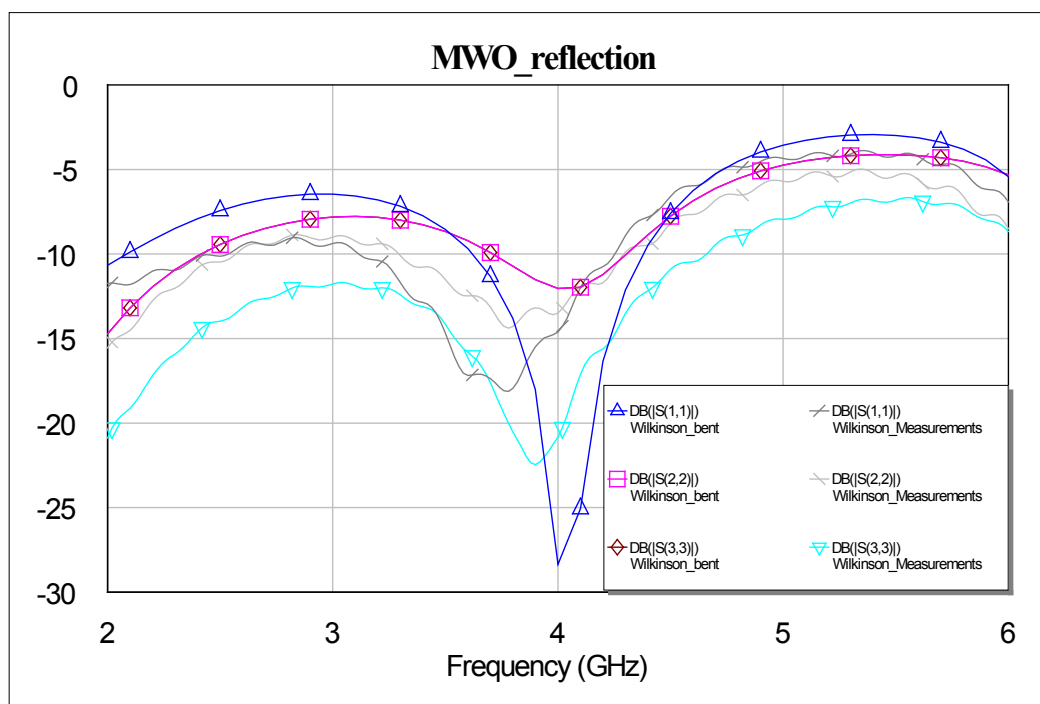
Слика 2.2. Зависност снаге излазног сигнала напонски контролисаног осцилатора од учестаности за улазни напон 10 V.



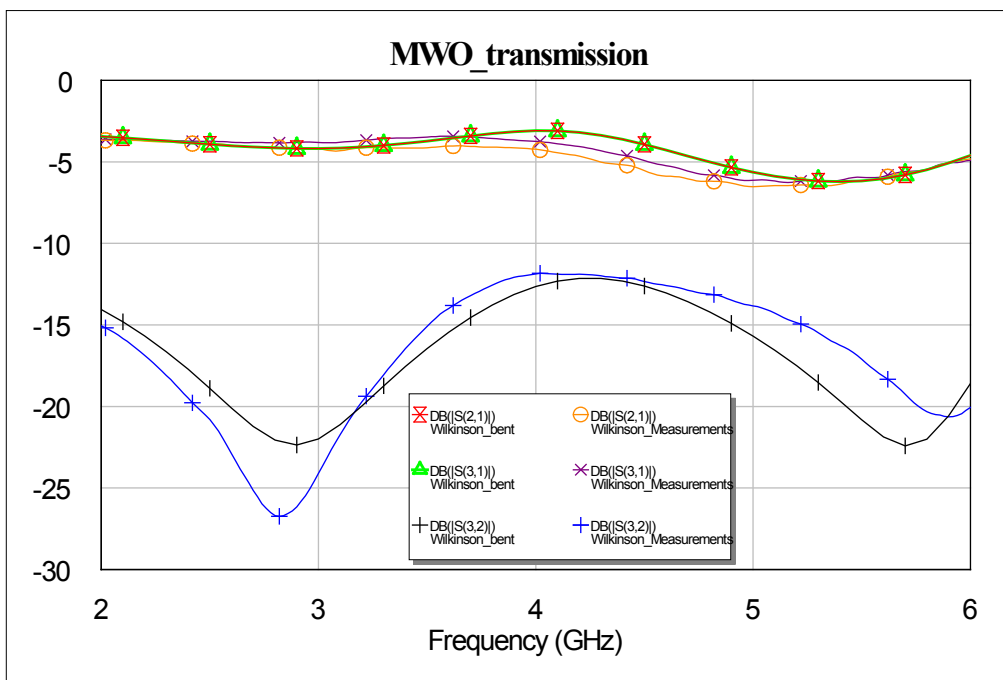
Слика 2.3. Зависност снаге излазног сигнала напонски контролисаног осцилатора од учестаности за улазни напон 18 V.

2.2. Вилкинсонов делитељ снаге

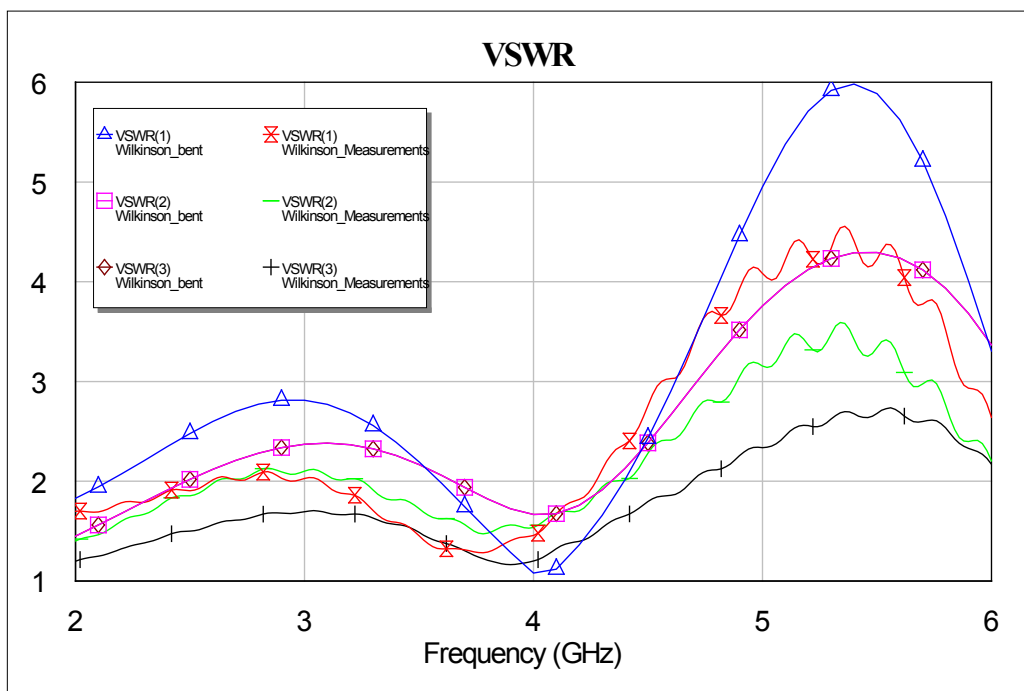
Мерење параметара Вилкинсоновог делитеља снаге изведено је коришћењем анализатора мрежа. Узевши у обзир да се овим анализатором могу мерити мреже са два приступа, а делитељ снаге је елемент са три приступа, одређени су s -параметри за све три комбинације од по два приступа система (први и други, први и трећи, други и трећи). Порт који се не посматра затвара се прилагођењем (отпорником од 50Ω). Ови подаци увезени су у *AWR* у коме је од њих направљен *s3p* фајл који описује троприступне мреже. Измерени резултати приказани су на сликама 2.4, 2.5 и 2.6.



Слика 2.4. Упоредни приказ коефицијената рефлексије Вилкинсоновог делитеља снаге добијених симулацијом и мерењима.



Слика 2.5. Упоредни приказ коефицијената трансмисије Вилкинсоновог делитеља снаге добијених симулацијом и мерењима.

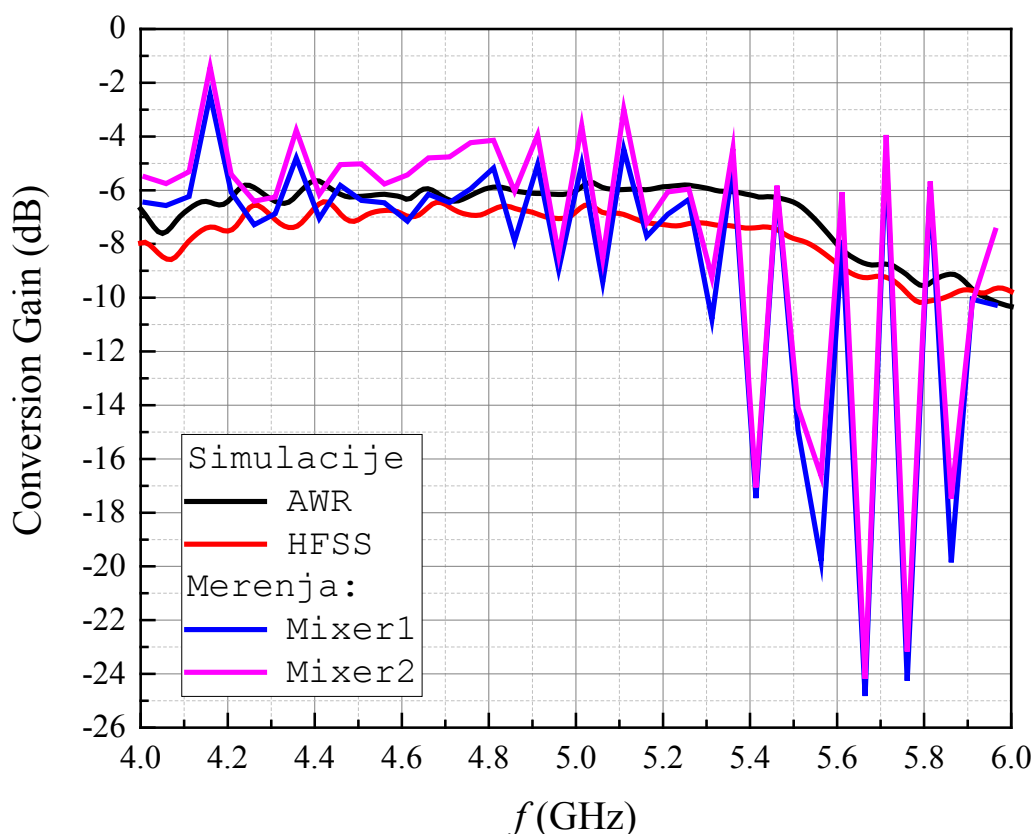


Слика 2.6. Упоредни приказ коефицијената стојећег таласа Вилкинсоновог делитеља снаге добијених симулацијом и мерењима.

На основу приложених резултата може се уочити да се резултати добијени симулацијом добро поклапају са резултатима добијеним мерењима направљеног прототипа, те да су излазни портови направљеног делитеља доста добро прилагођени. Коефицијенти стојећег таласа на свим портовима мањи су на прототипу него у симулацијама, што указује на мањи проценат рефлектоване снаге на портовима од онога што је очекивано.

2.3. Мешач

Карактеристике мешача измерене су на следећи начин. На RF улаз доведен је сигнал приближне снаге од -10 dBm, који се генерише помоћу SDR-а (енгл. *Software Defined Radio*). За то је искоришћен програм направљен у окружењу *GNU Radio*, којим се са једног предајног канала SDR-а шаље сигнал задате учестаности и задатог нивоа снаге на RF улаз мешача. На LO улаз мешача доведен је сигнал приближне снаге 13 dBm, генерисан помоћу анализатора мрежа. За оба улаза, генерисан је сигнал у опсегу учестаности од 4 GHz до 6 GHz, при чему су одабране такве вредности да излазна IF учестаност износи 10 MHz. Измерени су нивои сигнала на RF и LO улазу мешача, као и на излазу мешача у четрдесет тачака и на основу тих података одређено је појачање конверзије у зависности од улазне RF учестаности. Ови резултати приказани су на слици 2.7, за оба прототипа мешача.

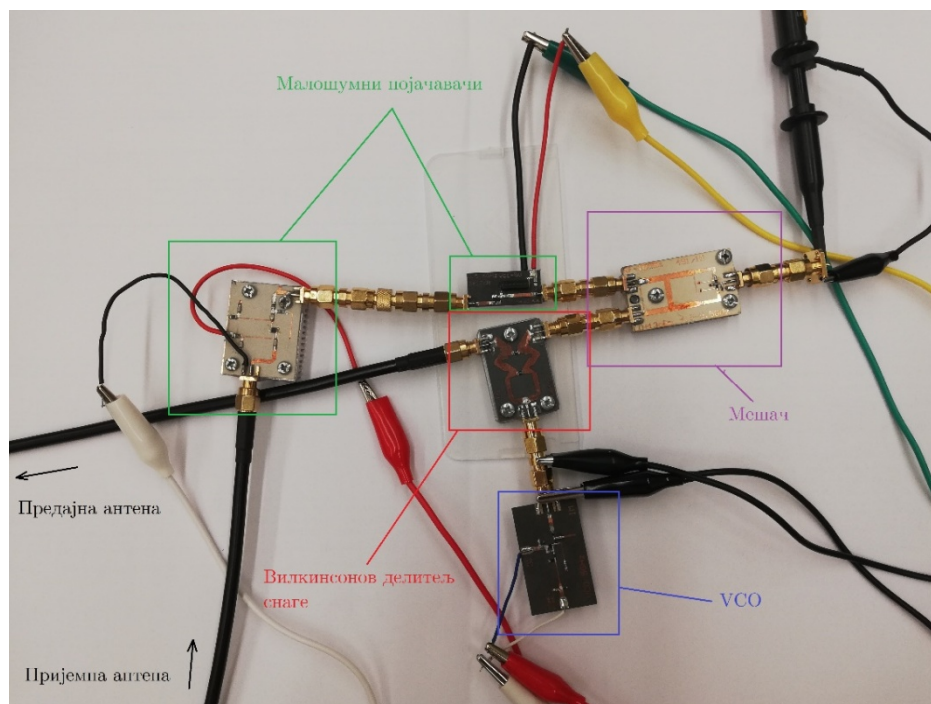


Слика 2.7. Појачања конверзије два прототипа миксера добијена симулацијама и мерењима.

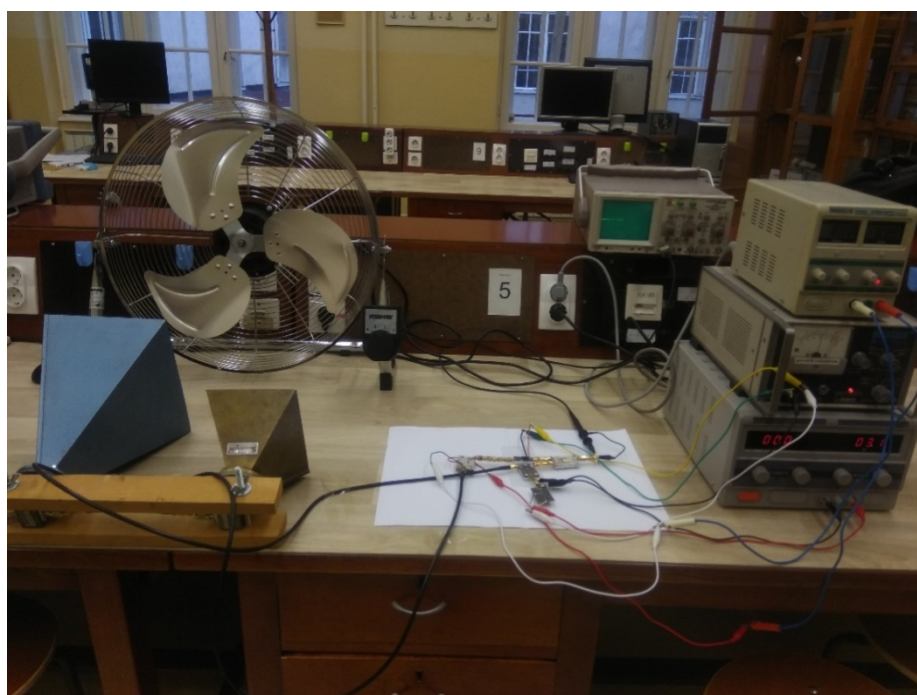
На истој слици, ради поређења, приказани су и резултати симулација добијени у програмима *AWR* и *HFSS*. Примећује се да резултати мерења одступају од резултата симулације, али да се зато резултати мерења два направљена прототипа изузетно добро поклапају, те да су резултати поновљиви. Уочава се да миксер има задовољавајуће перформансе до око 5,2 GHz, након чега појачање конверзије постаје знатно лошије. На учестаностима од интереса у овоме раду, од око 4,5 GHz, перформансе мешача су одличне. Такође, може се приметити да прототип број 2 има за око децибел боље перформансе од прототипа 1, на наведеној учестаности од 4,5 GHz, те ће се он користити у финалној поставци мерења радарског система.

3. Тестирање радарског система

Концепцијски прототип Доплеровог радара састављен је по узору на првобитно изложеној шему (слика 1.1). Направљени склоп система приказан је на слици 3.1, на којој су обележени сви делови радарског система. Целокупна конфигурација направљена за тестирање радарског система приказана је на слици 3.2.



Слика 3.1. Склоп система Доплеровог радара.

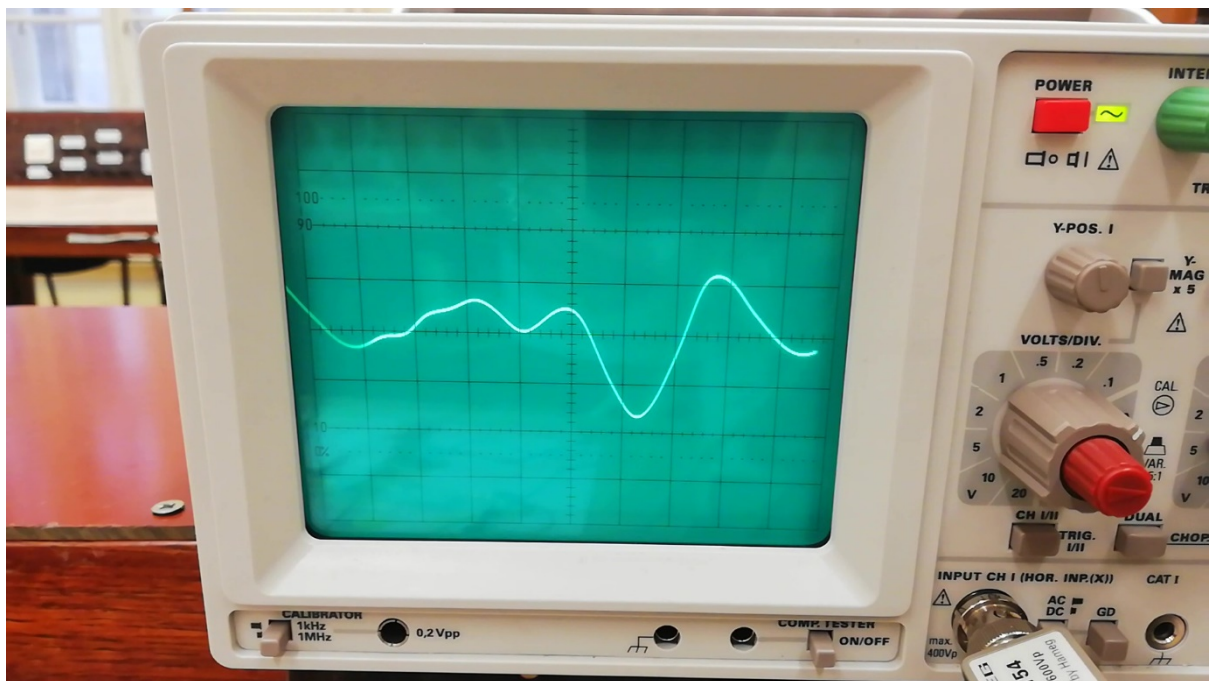


Слика 3.2. Поставка за тестирање рада система Доплеровог радара.

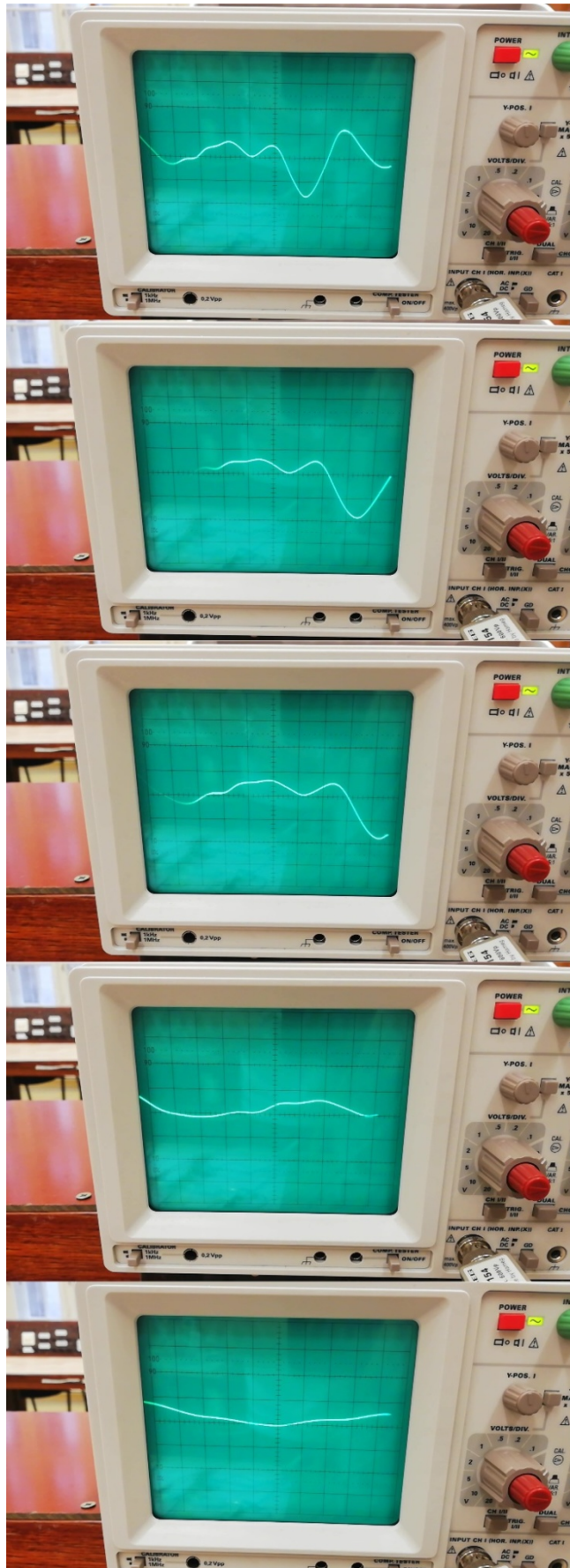
За контролишући напон VCO изабрано је 5 V, за који се на његовом излазу добија учестаност од око 4,5 GHz. На овој учестаности ниво сигнала био је око 13 dBm. Излаз VCO доведен је на пројектовани Вилкинсонов делитељ снаге, који сигнал дели практично на два једнака дела, због добре усаглашености портова. Један излаз делитеља води се на предајну антену. Коришћене левак антене јасно се виде на слици 3.2. Други излаз делитеља повезан је на LO улаз мешача. Због нивоа улазног сигнала који се доводи са VCO, ниво сигнала на улазу мешача је око 10 dBm. Ово је мање од предвиђених 13 dBm на LO улазу мешача, али се касније показало да систем ипак адекватно ради, то јест да ово смањење снаге практично не утиче на смањење појачања конверзије мешача. На RF улаз мешача везана су два малолумна појачавача. Коришћени појачавачи израђени су од стране других студената у оквиру дипломских и мастер радова. Помоћу њих, ниво детектованог сигнала са пријемне антене се повећава. Касније је утврђено да систем ради и без приказаних ЛНА, односно, да није неопходно повећати ниво сигнала који се детектује, за коришћену конфигурацију. На излаз мешача спојена је сонда осцилоскопа и на њему је посматран излазни сигнал. Систем је тестиран коришћењем металног стоног вентилатора.

Вентилатор се периодично окреће, те представља адекватан објекат за тестирање радара, то јест, симулира објекат који се креће ка систему константном брзином, а да је при томе увек на истом растојању од система. На тај начин на осцилоскопу је могуће добити периодичан детектован сигнал, неопходан за "закључавање окидача" (тригера) осцилоскопа. Сигнал на осцилоскопу добијен овом приликом приказан је на слици 3.3. Такође, када се вентилатор искључи и учестаност обртања вентилатора почиње да се смањује, јасно се примећује како се период снимљеног сигнала на осцилоскопу повећава. Ово је приказано на слици 3.4.

На основу свега изложеног, може се закључити да је овим експериментом концепцијски приказан рад Доплеровог радара.



Слика 3.3. Сигнал добијен на излазу мешача за изложену конфигурацију.



Слика 3.4. Повећавање периода сигнала као последица искључивања вентилатора.

4. Закључак

Реализација мешача и Вилкинсоновог делитеља снаге изискивала је теоријска знања која се односе на пројектовање ових компоненти, спрежњака, филтара пропусника ниских учестаности, моделовање диоде итд. Била су неопходна и одређена практична знања попут лемљења, бушења рупа за постављање хладњака, као и коришћење мерне опреме. Уз то, било је неопходно при моделовању правилно искомбиновати ова практична и теоријска знања.

Резултати добијени мерењем Вилкинсоновог делитеља снаге одлично се слажу са резултатима добијеним симулацијом. Излазни портови су добро упарени, док је коефицијент стојећег таласа на свим портовима бољи на направљеном прототипу, него што је предвиђено симулацијама.

Резултати добијени мерењем мешача одступају од резултата добијених симулацијом, иако су и даље задовољавајући на опсегу од 4 GHz до око 5.2 GHz. При томе, прототип број 2 има на почетку наведеног опсега за око децибел бољу карактеристику појачања конверзије од прототипа број 1, док се са повећањем учестаности карактеристике ова два прототипа све више поклапају. Иако резултати мерења мешача одступају од симулација, овакво добро поклапање перформанси прототипа указује на поновљивост резултата.

Највећи проблем представљао је почетни дизајн мешача, описан у поглављу 1.3. Најтање линије биле су дебљине око 0,18 mm и при изради су прекинуте на неколико места, док су педови за компоненте димензија 0201 били стопљени у једну целину. Компоненте у кућишту 0201 биле су и проблематичне за лемљење, због својих изузетно малих димензија. При преласку на компоненте у већем кућишту 0402, лемљење је такође представљало изазов, али је било изводљиво. Даље повећавање компоненти није препоручљиво због њиховог неповољног утицаја на карактеристику мешача.

При тестирању целокупног радарског система, видљиво је уочена веза између периода сигнала на излазу мешача и учестаности обртаја вентилатора, као објекта над којим је вршен тест. На основу финалних експеримената, може се закључити да је на овај начин концепцијски приказан принцип рада Доплеровог радара.

Литература

- [1] NI, NI AWR 13.0, AWR, 2017, <https://www.awr.com/>.
- [2] Altium, Altium Designer 18.0, Altium, 2018, <https://www.altium.com/>.
- [3] ANSYS, Ansys HFSS 15.0.0, 2014, ANSYS, <http://www.ansys.com>.
- [4] Kevin A. Morris, and Michael J. Lancaster Jiafeng Zhou, "General Design of Multiway Multisection Power," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 10, p. 2208, October 2007.
- [5] Microwaves101, Branchline Couplers, <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/branchline-couplers>.
- [6] Microwaves101, Double-Box Branchlines, <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/double-box-branchlines>.
- [7] Datasheet of Schottky Barrier Diode NSR201MX, <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NSR201MX-D.PDF>.
- [8] On Semiconductors, <https://www.onsemi.com/>.
- [9] Милан Илић и Слободан Савић, *Микроталасна електроника.*, Београд, Академска мисао, 2016.