

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ  
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Душан П. Крчум

Примопредајник за потпуно  
интегрисане радарске сензоре у  
милиметарском таласном опсегу

докторска дисертација

Београд, 2024.

UNIVERSITY OF BELGRADE  
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Dušan P. Krčum

Fully integrated radar sensor  
transceiver in the millimeter-wave  
band

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2024.

## Ментор

др Лазар Сарановац, редовни професор  
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

---

## Комисија

др Душан Грујић, доцент  
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

---

др Милан Илић, редовни професор  
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

---

др Владимир Миловановић, ванредни професор  
Универзитет у Крагујевцу, Факултет инжењерских наука

---

*Посвећено мојим родитељима, Перу и Нади, чија ме је безусловна  
поддршка, љубав и жртва инспирисала да истрајем и на овај начин  
крунисам своје школовање*



## Захвалница

Захваљујем се фирмама Novelic и Nirsен на финансијској и организационој помоћи и подршци током развоја интегрисаних кола представљених у овој дисертацији, као и бившим и садашњим колегама који су дали свој допринос овом развоју. Први међу једнакима су свакако Влада и Ђоле који су дијелили са мном многе тешке али и срећне тренутке на овом путовању.

Током свог школовања неколико посебних особа је значајно утицало на мој академски пут и развој па желим оvdје посебно да им се захвалим. Најприје свом професору математике и разредном старјешини IV-7 Четрнаесте београдске гимназије, Зорану Антонијевићу, затим Николи Срзентићу, директору Регионалног центра за таленте Београд 2 те професорици др Милеси Срећковић. Посебну захвалност дугујем професору др Томиславу Шекари за бројна дружења на факултету али и на вечерима епске поезије и гусала, која је он додатно оплемењивао херцеговачким мудростима.

Ова дисертација не би била завршена без заслуга мог ментора, професора др Лазара Сарановца. Хвала Вам за познанство које ове јесени постаје пунољетно, те за подршку и савјете које ми дајете током свих ових година.

Срдачно се захваљујем и члановима комисије која је прегледала дисертацију и својим корисним сугестијама утицала на њену коначну верзију.

Коначно, желим да се захвалим свим својим пријатељима, кумовима те ближеј и даљеј родбини на разумијевању за моја одсуства са бројних окупљања. Издвојио бих посебно др Драгана Симића који је током сваког боравка у Београду нашао времена за дружење и дуге дискусије о разним темама. Нарочиту захвалност дугујем стрицу Јову и покојној тетци Мари који су били уз моју породицу у најтежим тренуцима. Најбитније за крај – највећу захвалност за подршку током цјелокупног школовања дугујем својим родитељима који ће се овој дисертацији највише обрадовати.

# Примопредајник за потпуно интегрисане радарске сензоре у милиметарском опсегу учестаности

## Резиме

Интегрисани радарски сензори су пронашли широку примјену у различитим сегментима живота савременог човјека, укључујући аутомобилску индустрију, потрошачку електронику и област медицине. Од посебног интереса су се показали радарски сензори који раде у милиметарском таласном домену, због њихових значајних предности као што су капацитет за интеграцију комплексних хардверских рјешења на чипу, побољшане перформансе у погледу мјерења брзине и растојања, те побољшане резолуције ових система у поређењу са радарским системима који раде на нижим учестаностима или акустичким или оптичким система сличне намјене. Критичан аспект апликација које захтијевају детекцију угла јесте потреба за коришћењем виртуелних антенских низова, што намеће потребу за вишеканалним пријемницима и предајницима пројектованим за рад у означеном фреквенцијском опсегу. У оквиру представљеног истраживања развијени су примопредајници за фреквенцијски модулисане непрекидно зрачеће (FMCW) радарске сензоре, укључујући и MIMO примопредајник са два предајна и четири пријемна канала, специфично прилагођен за употребу у радарским сензорима кратког домета. Аналитички резултати истраживања обухватају симулације и мјерења функционалних параметара појединачних канала, као и евалуацију пројектованог примопредајника у контексту MIMO FMCW радарских сензора.

Пројектовани примопредајник са осам елемената једнодимензионог виртуелног антенског низа има теоријску угаону резолуцију од  $14,32^\circ$ . Предајни канали раде у домену временског мултиплексирања и сваки може да испоручи 12 dBm излазне снаге у засићењу, са излазном тачком компресије већом од

5 dBm за читав пројектовани пропусни опсег од 57–64 GHz. Улазни дио пријемника који ради у милиметарском таласном опсегу има фактор шума већи од 13 dB и појачање од 17 dB у пројектованом опсегу учестаности. Нискофреквенцијски дио пријемника има максимално појачање од 60 dB и може да процесира сигнале *beat* учестаности од 100 kHz до 1,3 MHz. Примопредајник је пројектован коришћењем 130-nm SiGe:C BiCMOS процеса фирме INP. Укупна површина примопредајника заједно са интегрисаним fractional-N PLL-ом и множаčem референце је 12 mm<sup>2</sup> док укупна потрошња износи 930 mW.

Осим приказаних резултата пројектованих радарских примопредајника за нелиценцирани опсег око 60 GHz, у истом процесу је пројектовано и једно рјешење за потпуно интегрисани MIMO предајник за аутомобилске радарске апликације око 79 GHz. Скалирање и мониторинг излазне снаге су имплементирани како би се омогућила флексибилност и подржао робусан и поуздан рад у комплексним саобраћајним окружењима. Лејаут једног канала се лако може реплицирати да би се добили двоструки и четвороструки TX низови. Предајник испоручује 15,12 dBm засићене излазне снаге са 11,93 dBm излазне тачке 1-dB компресије, док истовремено вршна вриједност PAE достиже 15%. Дисипација снаге једног TX ланца је приближно 265 mW из напајања од 3,3 V, и линеарно се скалира са бројем ланаца. Симулирано појачање канала је 25 dB и покрива комплетан аутомобилски опсег од интереса од 76-81 GHz. Предложени двоканални предајник заузима 1,57 mm<sup>2</sup> површине, док четвороканални предајник заузима 2,44 mm<sup>2</sup>.

**Кључне ријечи:** FMCW радарски сензор, MIMO примопредајник, милиметарски таласни опсег, SiGe:C BiCMOS, интегрисана кола

**Научна област:** Електротехника и рачунарство

**Ужа научна област:** Електроника

**УДК број:** 621.3

# Fully integrated radar sensor transceiver in the millimeter-wave band

## Abstract

Integrated radar sensors have found extensive application across various segments of modern human life, including the automotive industry, consumer electronics, and the field of medicine. Radar sensors operating in the millimeter-wave domain have shown particular interest due to their significant advantages such as the capacity for integration of complex hardware solutions on a chip, enhanced performance in terms of speed and distance measurements, and improved resolution of these systems compared to radar systems operating at lower frequencies or acoustic or optical systems of similar purpose. A critical aspect of applications requiring angle detection is the need for the use of virtual antenna arrays, which necessitates the design of multichannel receivers and transmitters for operation in the specified frequency range. Within the scope of the presented research, transceivers for Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) radar sensors were developed, including a MIMO transceiver with two transmitting and four receiving channels, specifically adapted for use in short-range radar sensors. The analytical results of the research encompass simulations and measurements of the functional parameters of individual channels, as well as the evaluation of the designed transceiver in the context of MIMO FMCW radar sensors.

The designed transceiver with an eight-element one-dimensional virtual antenna array has a theoretical angular resolution of  $14.32^\circ$ . The transmitting channels operate in the domain of time division multiplexing, and each can deliver 12 dBm of output power in saturation, with an output compression point greater than 5 dBm for the entire designed passband of 57–64 GHz. The millimeter-wave part

of the receiver has a noise figure greater than 13 dB and an amplification of 17 dB in the designed frequency range. The low-frequency part of the receiver has a maximum gain of 60 dB and can process beat frequency signals from 100 kHz to 1.3 MHz. The transceiver is designed using the 130-nm SiGe:C BiCMOS process of IHP. The total area of the transceiver, together with the integrated fractional-N PLL and the reference multiplier, is 12 mm<sup>2</sup>, while the total consumption amounts to 930 mW.

In addition to the presented results of designed radar transceivers for the unlicensed spectrum around 60 GHz, a solution for a fully integrated MIMO transmitter for automotive radar applications around 79 GHz has also been designed in the same process. The scaling and monitoring of the output power are implemented to enable flexibility and support robust and reliable operation in complex traffic environments. The layout of a single channel can easily be replicated to achieve double and quadruple TX arrays. The transmitter delivers 15.12 dBm of saturated output power with an 11.93 dBm output 1-dB compression point, while the peak PAE simultaneously reaches 15%. The power dissipation of a single TX chain is approximately 265 mW from a 3.3 V supply, and scales linearly with the number of chains. The simulated channel gain is 25 dB, covering the complete automotive spectrum of interest from 76-81 GHz. The proposed dual-channel transmitter occupies an area of 1.57 mm<sup>2</sup>, while the quad-channel transmitter takes up 2.44 mm<sup>2</sup>.

**Keywords:** FMCW radar sensor, MIMO transceiver, millimeter-wave band, SiGe:C BiCMOS, integrated circuits

**Scientific field:** Electrical Engineering

**Scientific discipline:** Electronics

**UDK number:** 621.3

# Садржај

<b>1</b>	<b>Увод</b>	<b>1</b>
1.1	Развој и примјене радара . . . . .	3
1.1.1	Историја радара и војне примјене . . . . .	3
1.1.2	Цивилне радарске примјене . . . . .	9
1.2	Електромагнетски спектар и интегрисана кола . . . . .	15
1.3	Опис проблема . . . . .	24
1.4	Организација дисертације . . . . .	26
<b>2</b>	<b>Системска анализа</b>	<b>27</b>
2.1	Формирање радарског снопа . . . . .	31
2.2	Детекција угла доласка . . . . .	34
2.3	Спецификације пријемних и предајних канала . . . . .	36
<b>3</b>	<b>Предајник за нелиценцирани опсег око 60 GHz</b>	<b>39</b>
3.1	Карактеристике технолошког процеса . . . . .	40
3.2	Предајник за потпуно интегрисани FMCW PLL око 60 GHz . . . . .	42
3.2.1	<i>Probe station</i> мјерења . . . . .	47
3.2.2	Мјерења са TX антеном . . . . .	51
3.3	Предајник за потпуно интегрисани радарски сензор око 60 GHz . . . . .	54
<b>4</b>	<b>Вишеканални MIMO примопредајник за потпуно интегрисане радарске сензоре</b>	<b>56</b>
4.1	Пријемник . . . . .	59
4.1.1	Дистрибуција сигнала локалног осцилатора . . . . .	59
4.1.2	Демодулатор . . . . .	61

4.2	Предајник . . . . .	64
4.2.1	Појачавач са промјенљивим појачањем . . . . .	66
4.2.2	Појачавач снаге . . . . .	67
4.3	Поређење пројектованог примопредајника са <i>state-of-the-art</i> рје- шењима . . . . .	70
<b>5</b>	<b>ММО предајник за аутомобилске радаре</b>	<b>77</b>
5.1	Пројектовање предајника за аутомобилски опсег . . . . .	79
5.2	Појачавач са промјењивим појачањем . . . . .	82
5.3	Појачавач снаге . . . . .	82
5.4	Детектор снаге . . . . .	83
5.5	Резултати симулација . . . . .	83
<b>6</b>	<b>Закључак</b>	<b>91</b>

## Списак слика

1	Први функционални радар, резултат рада Роберта Ватсона-Вата, из 1935. године. [6] . . . . .	5
2	Три значајна радарска система коришћена током Другог свјетског рата. . . . .	7
3	Војни радарски системи са електронским скенирањем. . . . .	8
4	Скуп сензора потребних за перцепцију околине аутомобила. [12]	10
5	Електромагнетски спектар са означеним милиметарским таласним опсегом учестаности. [42] . . . . .	15
6	Шематски приказ транзистора у CMOS, FinFET и FDSOI технологијама. [54] . . . . .	18
7	Попријечни пресјек 130 nm BiCMOS вејфера. Издвојени дио слике показује увећани пресјек SiGe биполарног хетероспојног транзистора. [56] . . . . .	20
8	Принцип рада FMCW радара. . . . .	29
9	MIMO принцип детекције угла доласка. . . . .	34
10	Резолуција угла MIMO радарског сензора за различит број предајника и пријемника. . . . .	36
11	Примљена снага и осјетљивост пријемника. . . . .	38
12	ВЕОЛ коришћеног технолошког процеса. [105] . . . . .	41
13	Блок дијаграм FMCW синтетизатора учестаности са интегрисаним предајним каналом. [68] . . . . .	43
14	Фотографија FMCW синтетизатора учестаности са пројектованим предајником. [68] . . . . .	44



15	(а) Поједностављена шема предајног ланца, (б) преглед 3D распореда, и упоређивање симулиране и измјерене излазне снаге на 65°C (в) по учестаности и (г) по поставкама VGA појачања на 65 GHz. . . . .	45
16	Cascade Microtech Infinity i67 сонда. . . . .	47
17	Лабораторијска поставка за <i>probe station</i> мјерења. . . . .	48
18	Измјерени спектар учестаности на излазном стопици предајника за троугласти облик чирпа са ширином од 11-GHz и временом модулације од 500 $\mu$ s. . . . .	49
19	Лабораторијска поставка за мјерење излазне снаге предајника. . . . .	50
20	Фотографија штампаних плоча коришћених за тестирање синтетизатора и предајника са детаљима монтираног чипа. [68] . . . . .	51
21	Измјерени EIRP модула FMCW предајника и де-ембедовани доприноси добијени од антене и излазне снаге чипа на улазу антене. . . . .	52
22	(а) Пројектовани модул радарског сензора (32 mm $\times$ 22 mm $\times$ 7 mm), и (б) фотографија придруженог FMCW предајника (2,17 mm $\times$ 2,23 mm). [67] . . . . .	54
23	EIRP и упоређење измјерене и симулиране излазне снаге предајника. . . . .	55
24	Упрошћени блок дијаграм пројектованог 2TX–4RX MIMO примопредајника. . . . .	57
25	(а) 3D лејаут пројектоване мреже за дистрибуцију сигнала локалног осцилатора и (б) <i>S</i> -параметри пројектоване мреже. . . . .	60
26	(а) Упрошћена шема пријемника и (б) 3D лејаут имплементираних једног пријемног канала у милиметарском таласном опсегу. . . . .	61
27	Прилагођење мјешача на нормализовану импедансу од 100 $\Omega$ . . . . .	62

28	Излазна снага и појачање пријемника у милиметарском опсегу у зависности од нивоа улазне снаге. . . . .	63
29	Појачање и фактор шума пријемника у милиметарском опсегу учестаности за различите учестаности локалног осцилатора. . .	63
30	(а) Упрошћена шема предајника у TDM конфигурацији и (б) ЗД лејаут предајника у милиметарском опсегу. . . . .	65
31	Појачање предајника за различита појачања промјенљивог појачавача. . . . .	67
32	Параметри пројектованог појачавача снаге за велики сигнал. .	68
33	Излазна снага и ефикасност предајног канала на различитим учестаностима. . . . .	69
34	Лејаут пројектованог FMCW MIMO примопредајника. . . . .	70
35	TDM режим рада предајника: (а) излазни сигнал и (б) модулисана учестаност излазног сигнала. . . . .	71
36	Расподјела потрошње по напонским доменама. . . . .	72
37	Улазна импеданса пријемника и излазна импеданса предајника нормализоване на 50 $\Omega$ . . . . .	73
38	Изолација између предајника и пријемника. . . . .	73
39	Блок дијаграм предложеног двоканалног MIMO предајника за аутомобилски опсег. . . . .	80
40	ЗД изглед једног канала: (а) појачавача снаге, и такође (б) детаљи језгра VGA. . . . .	81
41	Перформансе предложеног предајника за мале сигнале. . . . .	84
42	Кругови константне снаге на размацама од 1 dB добијени из <i>load-pull</i> симулације. . . . .	85
43	Перформансе великог сигнала једноканалног предајника. . . . .	86

44	Скалирање излазне снаге у опсегу учестаности од интереса за различите VGA поставке појачања. . . . .	86
45	Излазни напон детектора снаге у односу на улазну снагу и у различитим PVT условима. . . . .	87
46	Цјелокупан распоред чипа предложеног предајника на 79 GHz у (а) двоканалној и (б) четвороканалној конфигурацији. . . . .	88

## Списак табела

1	Преглед потпуно интегрисаних ММО радарских примопредајника у V и W опсезима. . . . .	33
2	Преглед <i>state-of-the-art</i> примопредајника у милиметарском опсегу учестаности до 100 GHz и поређење са пројектованим примопредајником. . . . .	75
3	Преглед ММО радарских предајника у милиметарском таласном опсегу за примјене у аутоиндустрији. . . . .	89

# 1 Увод

Потреба живих бића да откривају и истражују своју околину је природна и исконска. Ова потреба је код човјека допуњена жељом за разумијевањем окружења и способношћу да га сагледа из различитих перспектива, што је довело до развоја богатог асортимана алата и техника које омогућавају дубље проникнуће у тајне које окружење крије. Поред основних чула којима се већина животиња служи за упознавање са амбијентом, попут чула додира, вида, мириса, и слуха, неке врсте су развиле и посебне технике за детекцију препрека или комуникацију, које човјеку служе као инспирација у стварању сопствених, технолошки унапријеђених, метода истраживања.

Човјек је, настојећи да у великој мјери опонаша природу, временом овом скупу урођених способности додао неколико нових, технологијом потпомогнутих техника. Ове технике му помажу у свакодневном животу, а неке од њих су сасвим нове и не постоје у природном свијету. Примјери укључују способност за детекцију радиоактивности или разних хемијских једињења, коришћење разних врста микрофона, камера, и других сензора који пружају потпун увид у физичку стварност. Међутим, основна и можда најчешће коришћена је способност детекције препрека у простору око нас, која нам омогућава да се крећемо и функционишемо у нашем окружењу безбједно и ефикасно.

У нормалним околностима и уз добро освјетљење, здрав човјек се углавном ослања на чуло вида помоћу кога добија тродимензионалну слику простора око себе. Ово чуло му омогућава да детектује препреке, процјени удаљеност и оријентише се у простору, што је кључно за обављање свакодневних активности. Ипак, технолошки напредак је омогућио развој различитих алата који допуњавају или чак у потпуности замјењују чуло вида, отварајући но-

ве могућности за истраживање и интеракцију са свијетом око нас. Неки од најпознатијих и најраспрострањенијих таквих алата су сонари (енгл. *SOund Navigation And Ranging* - SONAR), радари, (енгл. *RAdio Detection And Ranging* - RADAR), и лидари, (енгл. *LIght Detection And Ranging* - LIDAR). Осим физичке интеракције, концепт комуникације међу људима на великим удаљеностима је у скорије вријеме проширен концептом комуникације људи са стварима и међусобном комуникацијом уређаја. Овај концепт, под називом „интернет ствари“, (енгл. *Internet of Things* - IoT) тражи не само бежичну повезаност уређаја већ и могућност посматрања амбијента у смислу његовог стања (било да је у покрету или стационаран) и прецизно лоцирање у простору. Међу често коришћеним техникама у овом контексту су ефекат времена лета (енгл. *Time-of-Flight* - ToF) и Доплеров ефекат, који омогућавају процјену удаљености и мјерење брзине објеката. Ове технике, које су првобитно развијене за специјализоване апликације, сада налазе своју примјену у широком спектру области, од аутоматизације домаћинства до урбаног планирања и управљања саобраћајем, што илуструје како технолошки напредак обликује нашу способност да интерагујемо са и разумијемо свијет око нас на дубљем нивоу.

Овакав развој технологије нуди нове перспективе и димензије у разумијевању и истраживању околине, омогућавајући човјеку не само да се прилагоди на своје окружење већ и да га активно обликује и унапрјеђује. Успостављањем сложених мрежа уређаја који су способни да комуницирају и аутономно дјелују, отварају се нови путеви за развој паметних градова, паметне пољопривреде, и многих других апликација које циљају на побољшање квалитета живота. Технологије као што су вјештачка интелигенција и машинско учење, које су у стању да обраде велике количине података и изведу комплексне анализе, играју кључну улогу у овом процесу, омогућавајући нам да дођемо до

нових сазнања о свијету који нас окружује.

Кроз овакав интегрисан и мултидисциплинаран приступ, човјекова потрага за знањем и разумијевањем свијета улази у нову еру, гдје се границе између физичког и дигиталног свијета све више бришу. Ово не само да отвара нове могућности за истраживање и иновације већ и поставља нове изазове који захтијевају одговорно коришћење и развој технологије. У том контексту, етичке дилеме и питања приватности постају све релевантнији, наглашавајући потребу за уравнотеженим приступом који ће обезбиједити да технолошки напредак служи добробити човјечанства, а не само економским интересима или технолошком ентузијазму.

## **1.1 Развој и примјене радара**

### **1.1.1 Историја радара и војне примјене**

Историја радара означава узбудљиву и еволутивну нит научних и технолошких достигнућа која се пружа кроз више деценија. Од раних покушаја коришћења радио таласа за детекцију објеката до савремених интегрисаних радарских система са напредним функционалностима, историја ове технологије је богата и сложена. Иако је највећу експанзију развој радарске технологије имао у периоду Другог свјетског рата, важно је напоменути неке од пионирских иновација и открића која су допринијела стварању првих функционалних радарских система.

На почетку овог пута стоји Хајнрих Херц, чији су експерименти крајем 19. вијека демонстрирали постојање електромагнетских таласа и њихову способност да се шире простором и одбијају од објеката, [1]. Херцова открића поставила су основу за разумијевање и даље истраживање електромагнетских феномена, што је било кључно за рани развој радарске технологије.

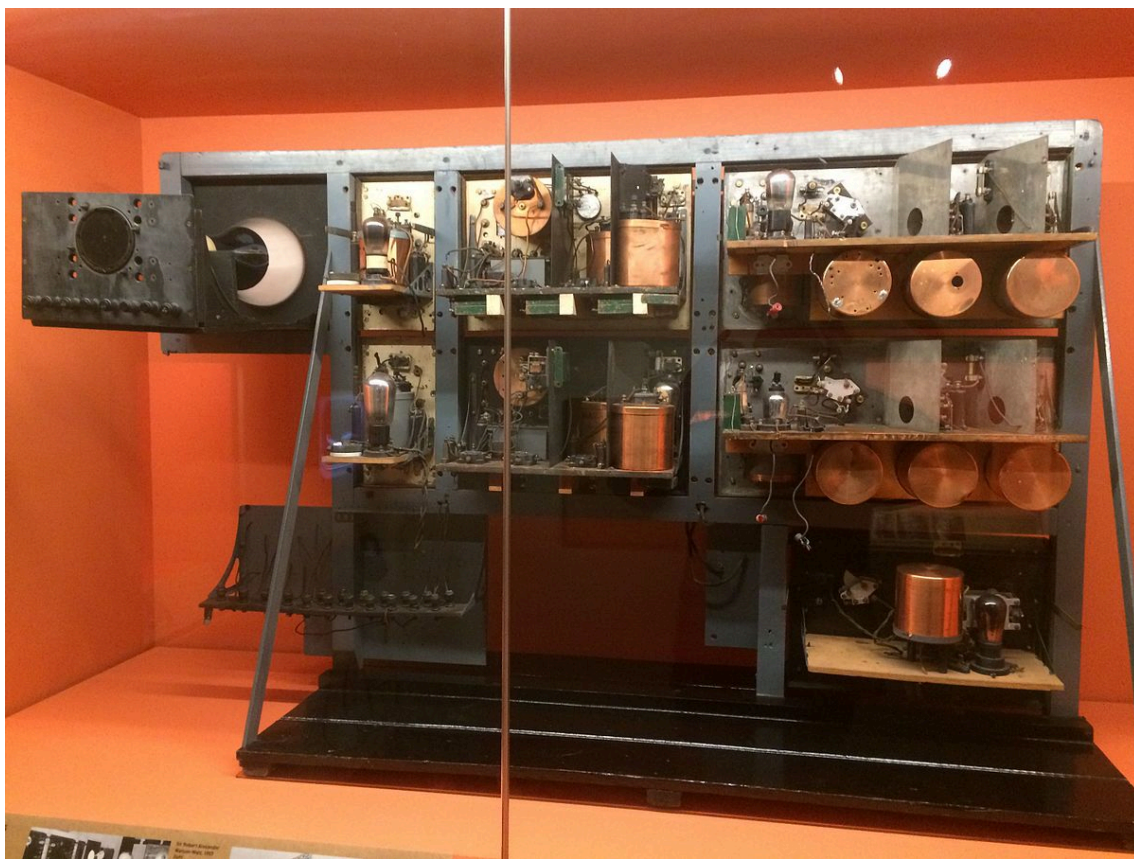
Године 1904, њемачки научник Кристијан Хилсмејер патентирао је први уређај који би могао да се сматра примитивним обликом радара, намијењеног за откривање санга леда и других бродова на мору [2]. Иако његов уређај није могао да одреди удаљеност до објекта, представљао је значајан напредак у коришћењу електромагнетских таласа за детекцију.

У периоду између два свјетска рата, технологија радара је напредовала захваљујући раду многих научника широм свијета. Британци Едвард В. Аплтон и Милс Е. Барнет су 1920-их експериментисали радио таласима, што резултира откривањем јоносфере [3], имплицирајући даљи развој радарске технологије, а Аплтону доноси и Нобелову награду из физике 1947. године. У Сједињеним Америчким Државама, Алберт Х. Тејлор и Лео Ц. Јанг су у Морнаричкој истраживачкој лабораторији током 1920-их година радили на развоју система за детекцију објеката коришћењем радио таласа, [4].

Кључни тренутак у историји радара догодио се почетком 1935. године када је шкотски физичар сер Роберт Ватсон-Ват успјешно демонстрирао могућност откривања авиона на даљину користећи радио таласе учестаности 6 MHz [5]. На слици 1 је приказана фотографија његовог сачуваног функционалног радара из 1935. године. Ватсон-Ватов рад означао је почетак практичне примјене радара у ваздушној одбрани, што је било од кључне важности у годинама које су услједиле, нарочито током Другог свјетског рата.

У овом периоду, развој радара карактеришу бројни патенти и иновације који су омогућили његову еволуцију од основних концепата до сложених система који могу прецизно детектовати, пратити и класификовати објекте на великим даљинама. Научници и инжењери као што су Гуљелмо Маркони, Карл Фердинанд Браун, и многи други допринијели су теоријском и практичном напретку у области радио таласа и њиховим примјенама, што је у крајњој линији омогућило развој радара какав данас познајемо.





Слика 1: Први функционални радар, резултат рада Роберта Ватсона-Вата, из 1935. године. [6]

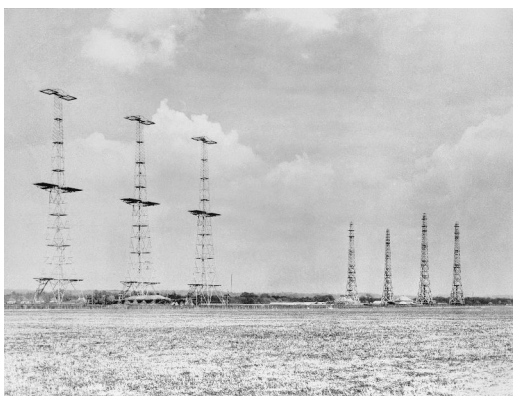
Током Другог свјетског рата радарска технологија играла је кључну улогу у војним операцијама, доприносећи значајној предности алијансама у обавјештајним и борбеним способностима. Од почетка рата 1939. године па до његовог завршетка 1945. године, видјели смо значајан напредак у различитим типовима радарских система. Борбени радари, као што је британски *Chain Home*, били су најзначајнији у раним фазама рата. Ова врста радара коришћена је за откривање и праћење пристизања непријатељских ваздухоплова на великим удаљеностима. Њихов домет и могућност да откривају ваздушне нападе били су од одлучујућег значаја у раним биткама, омогућавајући својим операторима да планирају одбрамбене стратегије. У морским операцијама, радари су били кључни за откривање и праћење подморница и противничких

бродова. Амерички *AN/APS-20* радарски систем био је један од најзначајнијих у овој категорији. Он је интегрисан на бродске и подводне платформе, обезбјеђујући могућност откривања и праћења циљева на великим растојањима, што је значајно утицало на успјех морских операција. У ваздушном рату, радару су били постављени на ваздухопловима и на земљи за контролу и управљање ваздушним простором. Варијанте као што је британски *AI Mk IV* радар коришћене су за покривање великог простора и откривање непријатељских ваздухоплова. На слици 2 приказани су неки од поменутих радара. Током рата, технолошки напредак у радарској технологији био је брз и значајан. Домет и тачност радара су се повећавали, а нови модели су развијани са специфичним функционалностима за различите терене и потребе.

У раним годинама Хладног рата, радарска технологија је брзо напредовала, са развојем софистициранијих система који су имали бољи домет, тачност и способност разликовања циљева. Системи за рано упозоравање, као што је амерички радарски систем *DEW Line*, створени су за откривање потенцијалних напада, посебно совјетских бомбардера који би могли долазити преко Арктика.

Током 1960-их и 1970-их, у вези са развојем балистичких ракета, радару су постали суштински за откривање и праћење ракета. Ово је довело до развоја напредних радарских система у СССР-у и САД-у, који су били способни да прате интерконтиненталне балистичке ракете. Системи противваздушне одбране су такође унапријеђени са напреднијим радарима како би се боље откривали и пратили ваздушни напади, што је било од кључног значаја за НАТО и Варшавски пакт.

1980-их година донијела је још један талас иновација са развојем електронски скенираних радара коришћењем фазних низова, који су омогућили радарима да брзо мијењају правац снопа без механичког покретања антене.

(a) *Chain Home* радарски систем.[7](б) *AN/APS-20* радарски систем.[8](в) *AI Mk. IV* радар.[9]

Слика 2: Три значајна радарска система коришћена током Другог свјетског рата.

Примјер ове технологије је амерички морнарички радарски систем *AEGLIS*, који је представљао значајан напредак у морнаричким операцијама. Радари на бази фазних низова су били револуционарни јер су омогућили већу прецизност, брзу реакцију и већу флексибилност у праћењу више циљева. Осим *AEGLIS*-а, други примјери електронски скенираних радара укључују ракетне системе: руски *C-500* и амерички *Patriot* систем, који су били значајни за противваздушну одбрану у својим земљама. На слици 3 су приказани радари





(а) Радар *91N6M* у оквиру *C-500* ракетног система.[10]



(б) Радарски систем *AN/MPQ-53* у оквиру *Patriot* ракетног система.[11]

Слика 3: Војни радарски системи са електронским скенирањем.

ових ракетних система.

Поред тога, сателитски радари су постали кључни дио радарског надзора, омогућавајући глобални надзор и унапређивање војних комуникација. Радари су били централни у концепту „међусобно осигураног уништења“, који је доминирао нуклеарном стратегијом током Хладног рата, а САД и СССР су размјестили радаре широм свијета како би пратили војне активности једни

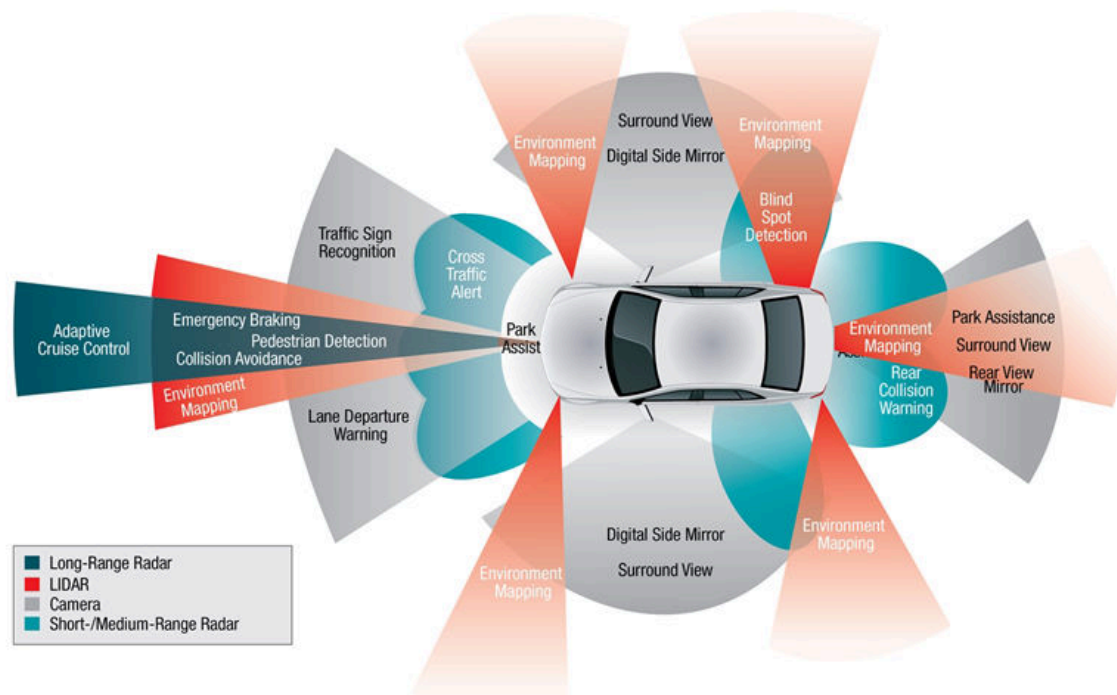
других и пружали рано упозоравање о потенцијалним нападима.

С крајем Хладног рата, многи од напредних радарских система који су развијени наставили су да служе у војсци и цивилним апликацијама, доказујући њихову вишеструку употребљивост и адаптивност. Радарска технологија је наставила да се развија и адаптира, проналазећи нове примјене у областима као што су ваздухопловство, метеорологија и просторна истраживања, остављајући трајни утицај на технолошки развој у пост-хладноратовском периоду.

### **1.1.2 Цивилне радарске примјене**

Осим деценијских примјена радара у војне и ваздухопловне сврхе, ова технологија значајно продире у све сегменте цивилног друштва. Природно први и најзначајнији уплив радара у цивилне примјене је била аутомобилска индустрија, гдје је радарска технологија претворила начин на који возила комуницирају са својим окружењем, значајно подижући стандарде безбједности и комфора како за возаче, тако и за пјешаке. Напредак у овој технологији довео је до развоја многобројних система асистенције који су данас стандард у већини нових возила. За остваривање аутономије, кључну улогу играју сензори, који возилима омогућавају перцепцију околине. Камере, лидари и радари су три основна типа сензора који се користе у аутономним возилима. Камере пружају високу резолуцију и могућност препознавања објеката, боја и саобраћајних знакова, док лидари користе ласерске зраке за стварање прецизних 3Д мапа околине, омогућавајући детекцију објеката и њихову удаљеност са високом тачношћу. Када је ријеч о лидарима, они представљају кључну технологију у развоју аутономних возила, нудећи бројне предности у односу на друге сензоре. Лидари могу генерисати прецизне 3Д мапе околине возила, омогућавајући прецизно детектовање и класификацију објеката, као што су возила, пјешаци и бициклисти, на већим удаљеностима. Ово је посебно кори-

сно за навигацију и планирање пута у сложеним урбаним окружењима. Поред тога, лидари пружају висок ниво тачности у мјерењу удаљености и брзине објеката, што је кључно за предвиђање кретања и избјегавање потенцијалних судара. Међутим, лидари имају и одређене мане у односу на радаре. Једна од главних мана је њихова цијена, која може битно повећати укупне трошкове производње аутономних возила. Такође, лидари могу бити осјетљиви на одређене временске услове, попут јаке кише или магле, што може умањити њихову ефикасност. Насупрот томе, радари, иако можда не пружају исти ниво детаља као лидари, имају већу способност продора кроз неповољне временске услове, чинећи их поузданијим у широком спектру околности. Због ових разлога, комбинација лидара, радара и других сензора често се користи за стварање редувантних и комплементарних система перцепције, како би се осигурала максимална сигурност и поузданост аутономних возила.



Слика 4: Скуп сензора потребних за перцепцију околине аутомобила. [12]

Међу пионирима у примјени радара у аутомобилској индустрији, компа-

није попут Боша и Мерцедеса предводиле су увођење радарских система у аутомобиле током 1990-их, а данас је ова технологија распрострањена међу свим водећим произвођачима, укључујући Tesla, Audi, BMW, и многе друге. Системи као што су упозорење о мртвом углу и асистенција при паркирању постали су скоро универзални, користећи радаре да обезбиједи возачима додатне информације о околини која их окружује. Слика 4 показује примјере поменутих сензора коришћених у данашњим аутомобилима. Унутар кабине, радарска технологија такође налази своју примјену у побољшању удобности и безбједности путника. Напредни системи могу, на примјер, да користе радаре за праћење покрета возача и путника, аутоматски прилагођавајући ваздушне јастуке и системе безбједносних појасева у случају несреће за оптималну заштиту. Осим тога, радарска технологија помаже у мониторингу пажње возача, упозоравајући их ако систем детектује знакове умора или непажње. У литератури [13–27] су дати бројни примјери и детаљнија анализа радарских сензора примјењених у аутомобилској индустрији.

Европски програм процјене нових возила (енгл. *European New Car Assessment Programme - EuroNCAP*) у документу [28] јасно захтијева од произвођача да од 2022. године имају системе за детекцију дјете у аутомобилу како би исти прошао одговарајуће сигурносне тестове. Остављање дјетета без надзора у паркираном аутомобилу, чак и на неколико минута, може изазвати топлотни удар и смрт. Неспособност дјетета да само изађе из возила, у комбинацији са ниском толеранцијом на високе температуре, захтијева да дјеца никада не буду остављена без надзора у аутомобилу. Доступна су технолошка рјешења која могу пратити присуство дјетета у возилу и упозорити власника аутомобила или хитне службе уколико ситуација постане опасна [28]. *EuroNCAP* такође наводи мониторинг стања возача као примарну сигурносну провјеру. Више од деведесет процената саобраћајних несрећа изазвано је „људским гре-

шкама“, често изазваним вођњом под утицајем опојних средстава, умором, непажњом или неискуством возача. У друштву које стари, изненадна медицинска онеспособљеност такође постаје све чешћи узрок саобраћајних несрећа [28]. Све су ово препоруке и регулативе које произвођачи аутомобила, између осталог, рјешавају употребом радарских сензора.

Данас, са развојем аутономних возила, свједоци смо потенцијалне револуције у начину на који размишљамо о возилима и њиховој улози у друштву. Аутоматизација возила, подијелена у нивое од 0 до 5, указује на постепено смањивање потребе за људском интеракцијом, са крајњим циљем потпуне аутономије без потребе за возачем. Нивои аутоматизације, дефинисани од стране Свјетске организације за стандардизацију (енгл. *International Organization for Standardisation - ISO*) - [29] и Друштва аутомобилских инжењера (енгл. *Society of Automotive Engineers - SAE*) - [30], служе као водич за разумијевање степена аутономије возила:

- Ниво 0 (без аутоматизације): Возач контролише све аспекте вођње.
- Ниво 1 (Асистенција возачу): Возило може преузети контролу или над управљањем или над контролом брзине, али не обоје истовремено.
- Ниво 2 (Дјелимична аутоматизација): Возило може истовремено контролисати управљање и брзину, али је потребан активан надзор возача.
- Ниво 3 (Условна аутоматизација): Возило може управљати свим аспектима вођње у одређеним условима, али возач мора бити спреман да преузме контролу када се захтијева.
- Ниво 4 (Висока аутоматизација): Возило може управљати свим аспектима вођње у одређеним условима без људске интервенције.



- Ниво 5 (Потпуна аутоматизација): Возило је потпуно аутономно у свим условима и окружењима.

Ови нивои аутоматизације омогућавају детаљније разумијевање напретка у развоју технологије аутономних возила и постављају основу за будуће иновације у области мобилности. Произвођачи као што су Waymo и Tesla истражују како интеграција вјештачке интелигенције са радарским подацима може побољшати способност аутономних система да прецизно интерпретирају и предвиђају акције других учесника у саобраћају. Комбиновање вјештачке интелигенције са радарима не само да ће наставити да унапређује безбједност и удобност на путевима, већ ће и омогућити нове моделе мобилности који би могли темељно промијенити начин на који се крећемо кроз свијет, [31].

Радарски сензори нашли су широку примјену у различитим цивилним секторима далеко ван авионске и аутомобилске индустрије [32–34]. Једна од занимљивих примјена јесте праћење нивоа течности у различитим индустријским процесима. Радарски сензори омогућавају тачно и поуздано мјерење нивоа течности у резервоарима без контакта са медијумом, што је посебно корисно у случајевима када су течности корозивне или на високим температурама.

Коришћење радара за мјерење висине посебно је корисно у управљању беспилотним летјелицама, [35]. Ови сензори пружају виталне информације о висини летелице у односу на земљу или друге објекте, омогућавајући им сигурну навигацију у различитим окружењима, од урбаних подручја до непрегледних или неприступачних терена.

У индустријским постројењима, радарски сензори се користе за детекцију препрека и управљање аутоматизованим процесима. На примјер, у логистици и складиштима, они помажу у аутоматизацији и роботских система, омогућавајући им да се крећу без сударања и оптимизују токове рада.

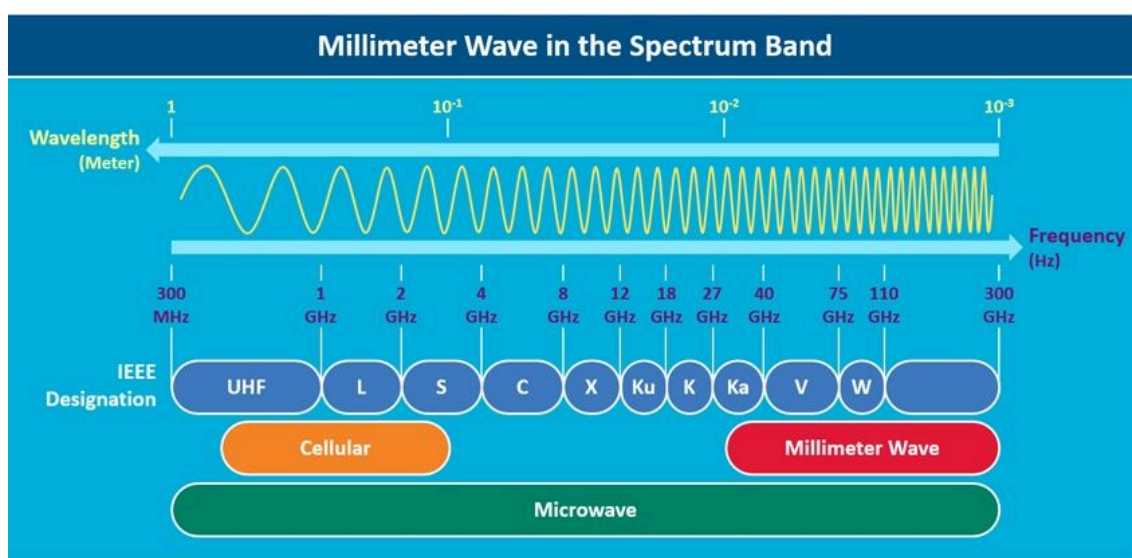
Поред тога, радарска технологија налази своје мјесто и у потрошачкој електроници, нарочито у развоју паметних домова и интерактивних уређаја, [36]. Радарски сензори могу пратити покрете и присуство људи у просторији, омогућавајући паметним системима да аутоматски прилагођавају освјетљење, климатизацију и друге параметре за повећање комфора и енергетске ефикасности, [35, 37–39]. Оваква примјена такође обухвата системе за безбједност и надзор, гдје радарски сензори могу детектовати непожељне активности или присуство особа у заштићеним зонама без потребе за камерама, што пружа додатни ниво приватности.

У области здравствене заштите, радарски сензори се истражују као метода за ненаметљиво праћење виталних знакова пацијената, као што су дисање и откуцаји срца, [40, 41]. Ово би могло да омогући континуирано надгледање пацијената без потребе за директним контактом, што је посебно корисно у интензивној њези или током спавања.

У овом одјелку су дати само неки од бројних примјера растуће потребе за радарским сензорима у модерном друштву. Међутим, да би очигледна потреба за радарским сензорима била технички и економски исплатива, потребно је смањити и физичке димензије уређаја и њихову цијену. Смањење физичких димензија је директно повезано са радном учестаношћу сигнала који емитује антенски дио радарског система, док је економска исплативост углавном повезана са могућношћу имплементације радарских сензора унутар интегрисаних кола. Како су радна учестаност и технологија у којој је направљен радарски сензор кључни параметри који одређују касније перформансе ових система, наредни одјелјак је посвећен овим појмовима.

## 1.2 Електромагнетски спектар и интегрисана кола

Видјели смо, у прегледу историје развоја и примјера коришћења радарских система и сензора, да се они значајно разликују по величини. Код војних примјена углавном се захтијевају велики домети од неколико стотина километара, па је излазна снага таквих радара веома велика (ред величине од kW до MW), при чему се користе сигнали релативно ниских учестаности. Ниске учестаности за посљедицу имају велике физичке димензије антена. С друге стране, цивилне примјене, нарочито оне у непосредној близини човјека, захтијевају мале уређаје којима се лако рукује. Ова чињеница диктира потребу да се овакви радарски сензори и системи пројектују у вишим опсезима учестаности. Слика 5 приказује микроталасни дио електромагнетског спектра, од 300 MHz до 300 GHz, који је од највеће важности за радарске системе.



Слика 5: Електромагнетски спектар са означеним милиметарским таласним опсегом учестаности. [42]

Високе учестаности, као што су оне у микроталасном и милиметарском опсегу, нуде низ предности за радарске системе које се не могу занемарити. Високе учестаности посредно омогућавају значајно бољу резолуцију радар-

ских слика, што је кључно за прецизно детектовање и класификацију објеката. Једна од значајних предности је могућност за рад са мањим антенама због кратких таласних дужина које високе учестаности подразумевају. Ово омогућава развој компактнијих и лакших радарских система који могу бити ефикасније интегрисани у различите уређаје и платформе, укључујући дроне, аутономна возила и мобилне телефоне. Друга важна предност високих учестаности је повећана пропусна моћ система, што омогућава пренос веће количине података у реалном времену. Ово је критично за апликације које захтијевају брзу обраду и анализу података.

Међутим, поред наведених предности, прелазак на високе учестаности доноси низ проблема приликом пројектовања радарских система у микроталасном подручју. Један од главних изазова је атмосферско слабљење које се генерално повећава са учестаношћу, што може смањити домет радара. Високе учестаности захтијевају антене које имају веома строге толеранције при изради и напредне методе обраде сигнала за ефикасно коришћење доступног спектра. Ово може увести комплексност у пројектовање и развој радарских система, захтијевајући виши ниво експертизе и специјализоване софтверске алате, [43–46].

Одабир радне учестаности за радарске сензоре је компромис претходно наведених услова. Одлазак у област терахерца омогућава екстремно фине резолуције па чак и интеграцију антена на интегрисаном колу [47–53], али је ниво поузданости и робусности оваквих система веома низак у данашњим технологијама за фабрикацију интегрисаних кола, тако да овај опсег учестаности још увијек није интересантан за комерцијалну експлоатацију. Међутим, опсег милиметарских таласа је данас достигао тражени степен развоја, тако да на тржишту већ постоје бројни комерцијално доступни радарски сензори који раде у опсегу учестаности од 30 до 110 GHz. Међу доступним опсезима

у овом опсегу учестаности најзанимљивији су системи који раде око 60 и 80 GHz.

Након одабира радне учестаности, остаје да се одабере и технологија интегрисаног кола која ће најбоље одговарати пројектованом систему. Ради комплетности текста, у наставку ће бити дат преглед најчешће коришћених технологија.

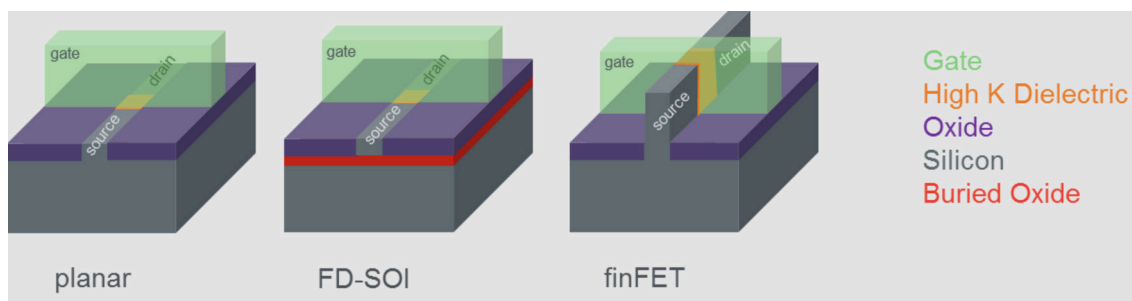
Од првих транзистора до савремених микропроцесора, пут развоја интегрисаних кола је обиљежен значајним достигнућима и личностима чији су труд и посвећеност допринијели стварању темеља данашње полупроводничке индустрије.

Почетак ове револуције датира из 1947. године када су Џон Бардин, Валтер Братејн и Вилијам Шокли у Беловим лабораторијама изумјели први функционални полупроводнички транзистор. Овај догађај представља прекретницу која је омогућила развој мањих, поузданијих и ефикаснијих електронских уређаја. Следећи важан корак био је изум интегрисаног кола (енгл. *Integrated Circuit - IC*) 1958. године, за који су заслужни Џек Килби из Texas Instruments-а и Роберт Нојс из Fairchild Semiconductor-а, који је независно радио на сличном концепту. Интегрисана кола су омогућила да се велики број транзистора смести на мали комад полупроводничког материјала, што је довело до експоненцијалног раста моћи и сложености електронских система.

Како је индустрија напредовала, технологије као што су CMOS (енгл. *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*) и BiCMOS (енгл. *Bipolar CMOS*) постале су стандард за израду интегрисаних кола, због своје високе ефикасности и способности да подрже сложене функционалности на малом простору. CMOS технологија, посебно, доминира савременом електроником због своје енергетске ефикасности и скалабилности, што је чини идеалном за употребу у мобилним уређајима и рачунарима.

Муров закон, који је предвидио да ће се број транзистора на интегрисаним колима удвостручити сваке двије године, био је водиља за индустрију више од пет деценија. Иако су неки предвиђали његов крај, иновације у производњи и пројектовању чипова наставиле су да помјерају границе онога што је технолошки могуће.

У посљедњих неколико деценија, прелазак са планарних технологија као што је CMOS на напредније технологије попут FinFET (енгл. *Fin Field-Effect Transistor*) и FDSOI (енгл. *Fully Depleted Silicon on Insulator*) омогућио је наставак скалирања интегрисаних кола и побољшање њихових перформанси, енергетске ефикасности и густине транзистора. FinFET технологија, која користи 3Д транзисторе, омогућила је даље смањење величине транзистора и повећање ефикасности, док FDSOI нуди предности у смањењу потрошње енергије и побољшању перформанси на ниским напонима напајања. На слици 6 су приказани примјери транзистора у поменутиим технологијама.



Слика 6: Шематски приказ транзистора у CMOS, FinFET и FDSOI технологијама. [54]

SiGe (енгл. *Silicon Germanium*) технологија комбинује предности силицијума и германијума, нудећи боље електричне карактеристике у односу на чист силицијум, посебно на вишим учестаностима. Данас се ова технологија комбинује са стандардним CMOS-ом омогућујући прављење биполарних транзистора у CMOS процесу па се овакви процеси зову и BiCMOS. Ова технологија омогућава већу брзину транзистора и ниже напоне напајања, што је идеално

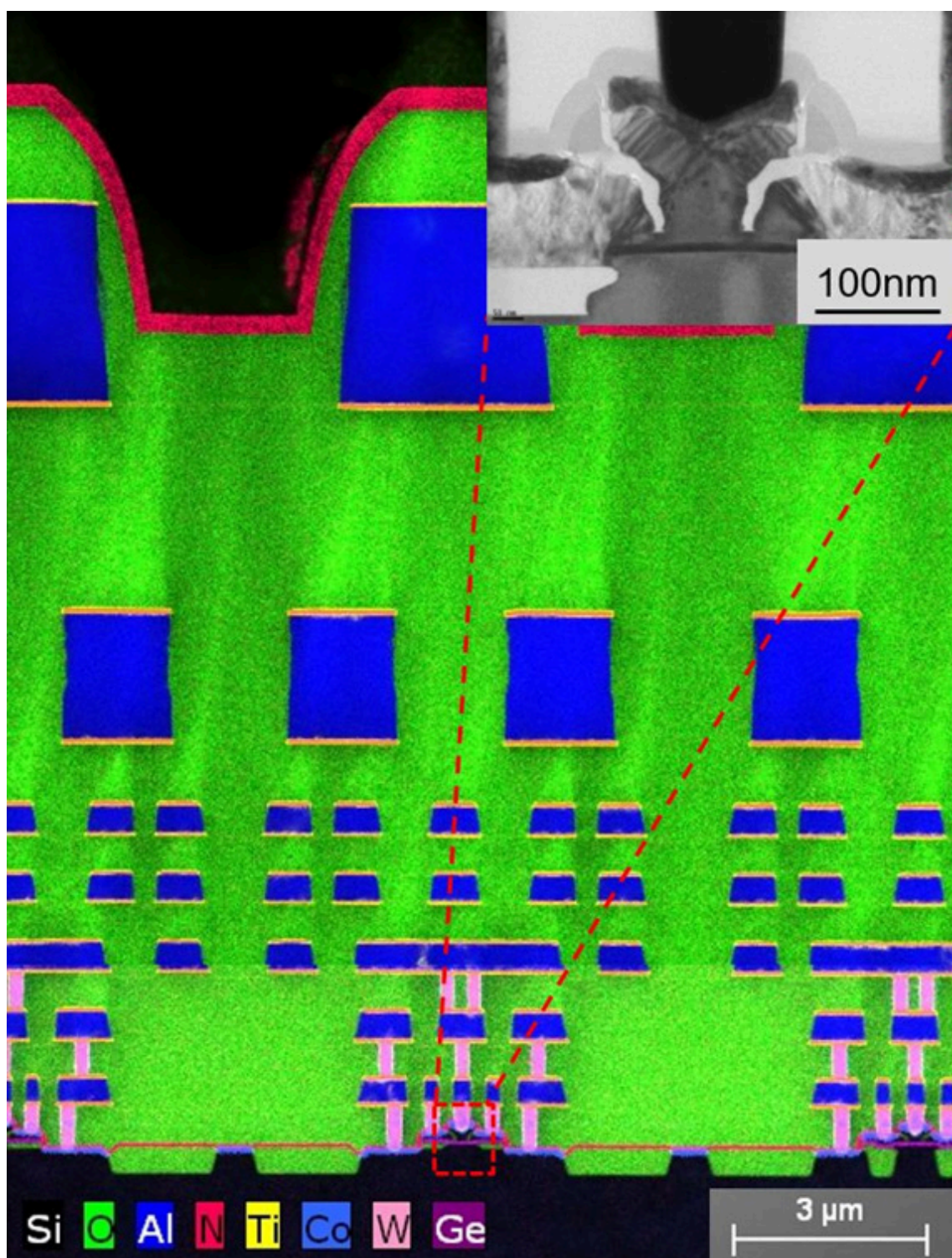
за апликације у милиметарском таласном опсегу. Међутим, SiGe транзистори могу бити скупљи за производњу у односу на стандардне CMOS процесе због додатних корака у производњи и потребе за специјализованим материјалима. Примјер овакве технологије је 130 nm процес SG13S, коју производи фирма IHP (енгл. *Institute for High Performance microelectronics*) [55] из Франкфурта на Одри, и у којој су развијени чипови представљени у оквиру ове тезе. На слици 7 је приказан попречни пресјек вејфера поменутог технологије.

У суочавању са изазовима пројектовања чипова у претходно наведеним силицијумским технологијама у милиметарском таласном опсегу, инжењери и истраживачи испитују и алтернативне технологије које би могле пружити боље перформансе, вишу ефикасност или ниже трошкове производње. Међу овим алтернативним технологијама InP (Индијум Фосфид), GaAs (Галијум Арсенид) и SOI (силицијум на изолатору) се истичу као неке од обећавајућих опција.

InP технологија нуди боље перформансе на високим учестаностима и веома је погодна за ултра брзе комуникације и радарске апликације. Има изванредну способност за генерисање и детекцију свјетлости, што је чини идеалном за оптоелектронске уређаје. Ипак, висока цијена индијум фосфида и сложеност процеса израде представљају значајне мане које ограничавају његову ширу примјену.

GaAs технологија је позната по својим високим брзинама и способности да подржи велике опсеге учестаности. Ова технологија је већ дуго коришћена у војним и свемирским апликацијама због своје отпорности на радијацију и способности да функционише у екстремним условима. Недостаци GaAs укључују високе трошкове производње и изазове у интеграцији са другим електронским компонентама.





Слика 7: Попријечни пресјек 130 nm BiCMOS вејфера. Издвојени дио слике показује увећани пресјек SiGe биполарног хетероспојног транзистора. [56]



Компаније попут Intel, Samsung, TSMC и GlobalFoundries на челу су индустрије, непрестано истражујући нове материјале, технике производње и архитектуре да би задовољиле све веће захтјеве за обрадом података и енергетском ефикасношћу. У том контексту, истраживања у области напредних материјала, попут графена и молибден дисулфида, отварају нове могућности за будућност полупроводничке технологије.

У посљедње двије деценије, посебан фокус у оквиру интегрисаних кола која раде на високим учестаностима даје се на развој радарских сензора у милиметарском таласном опсегу, који су капацитетом да раде на учестаностима између 30 GHz и 300 GHz омогућили важне примјене у различитим индустријама. Ови сензори су се показали као кључни у аутомобилској индустрији, мобилним комуникацијама и системима далеког видокруга. Њихова способност да тачно детектују објекте на малим удаљеностима и при великим брзинама омогућила је развој напредних адаптивних система за контролу брзине и других безбедносних функција у модерним возилима.

Примјери интегрисаних радарских чипова укључују оне које производе компаније као што су Texas Instruments [57], Infineon [58] и NXP [59]. Infineon, на примјер, нуди портфолио радарских сензора у милиметарском таласном опсегу који налазе примјену у различитим аспектима аутомобилске безбједности, укључујући системе за детекцију тачке слијепог угла. Ови чипови су примјери како напредна микроелектроника може да обезбиједи високе перформансе у компактном пакету, што је од кључног значаја за уградњу у аутомобиле.

Изазови пројектовања чипова у силицијумским технологијама у милиметарском таласном опсегу представљају једну од најактуелнијих тема у области напредних технологија. Развојем ових технологија, инжењери и истраживачи суочавају се са низом изазова који захтијевају иновативна рјешења и нове

приступе у пројектовању, [60–62]. Милиметарски таласни опсег, који обухвата учестаности од 30 до 300 GHz, нуди значајне предности у погледу преноса података велике брзине и резолуције за радарске системе, али исто тако поставља и значајне изазове у дизајнирању чипова који могу ефикасно радити на овим учестаностима.

Један од примарних изазова јесте остваривање високе максималне учестаности рада ( $f_{max}$ ), што је критично за компоненте које функционишу у милиметарском таласном опсегу. Да би се постигле високе учестаности, неопходно је минимизирати губитке у водовима и осигурати да транзистори могу подржати брзу промјену стања. Ово захтијева употребу напредних материјала и техника израде које могу смањити паразитне капацитивности и индуктивности који успоравају рад транзистора, [63].

Експлоатација интегрисаних кола која раде на високим учестаностима дуго је била ограничена могућношћу да се сигнал ефикасно одведе са чипа и спроведе у остатак система. Због високих учестаности на којима системи раде, уобичајени методи повезивања, као што су жице за бондовање, могу уводити значајне губитке који негативно утичу на перформансе чипа. Стога се и данас развијају нове методе паковања ових чипова које могу ефикасније преносити сигнале високе учестаности, укључујући флип-чип технологију и коришћење микроталасних водова и мрежа са прилагођење са ниским губицима на самом чипу.

Низак напон напајања представља још један значајан изазов у пројектовању чипова за милиметарске таласне опсеге. Са смањењем величине транзистора смањује се и дебљина диелектрика гејта у интегрисаним колима што налаже смањење максималног напона напајања. Смањење напона напајања води до смањене максималне излазне снаге предајника и смањења динамичког опсега код пријемника пројектованих у оваквим технологијама. Ово захтијева

развој напредних техника управљања напајањем и коришћење ефикаснијих материјала који могу подржати рад на нижим напонима без компромитовања перформанси чипа.

Осим техничких изазова, пројектовање чипова у милиметарском таласном опсегу суочава се и са економским и производним ограничењима. Високи трошкови развоја и производње, као и потреба за специјализованом опремом и експертизом, ограничавају приступ овим технологијама и захтијевају значајна улагања у истраживање и развој. Стога, кључно је наћи баланс између иновација и трошковне ефикасности како би се омогућило шире усвајање ових напредних технологија.

У свјетлу ових изазова, будућност пројектовања чипова у силицијумским технологијама у милиметарском таласном опсегу захтијева непрестано истраживање и иновације. Постоји потреба за развојем нових материјала, техника израде и пројектовања који могу превазићи постојећа ограничења и омогућити развој ефикаснијих, поузданијих и економичнијих рјешења. Са правим приступом и инвестицијама у истраживање, могуће је превазићи ове изазове и откључати пун потенцијал милиметарског таласног опсега за широк спектар примјена, од широкопојасних телекомуникација до напредних радарских система, што ће довести до значајних иновација у многим областима технологије.

### 1.3 Опис проблема

Радарски сензори кратког домета (енгл. *Short-Range Radar* - SRR), за разлику од радара средњег (енгл. *Medium-Range Radar* - MRR) и дугог домета (енгл. *Long-Range Radar* - LRR), обично имају нижу потрошњу енергије, нише зрачења и нижу сложеност пријемника због виших нивоа примљене снаге од оближњих објеката. Уз напредак јефтиних силицијумских технологија, које омогућавају интеграцију великих размјера и високе учестаности рада, радарски сензори кратког домета имају афинитет да нађу своје мјесто у потрошачким и индустријским уређајима, [64].

Међутим, да би се у потпуности покрио 3Д простор, правац доласка постаје неопходан у стварним окружењима са више циљева. Одређивање правца упадног таласа, или угла доласка (енгл. *Angle of Arrival* - AoA), је широко коришћена техника у савременим сензорским системима. Примјене AoA су бројне: праћење имовине, навигација у затвореном простору, геолокализација и многи РФ системи као што су Bluetooth, WiFi, RFID, NFC и радар користе његове предности. Једноставан радарски сензор који се састоји од једног предајника и једног пријемника са широким антенским снопом не може разликовати више озрачених циљева на истој удаљености и са истом брзином, а под различитим угловима у односу на радар [65]. Концепт вишеструких улаза и више излаза (енгл. *Multiple-Input Multiple-Output* – MIMO) примијењен на вишеканалним радарским примопредајницима омогућава ефикасно рјешење овог проблема. Угаона резолуција MIMO система директно зависи од броја антена односно канала примопредајника.

Упркос многим објављеним радовима о MIMO радарским апликацијама, већина њих је реализована као модули са више чипова и обично су засновани на неколико уобичајених примопредајника. Потпуно интегрисани примопре-

дајници са једним чипом су још рјеђи. Систематски преглед постојећих МИМО примопредајника на једном чипу испод 100 GHz и њихових перформанси заснованих на неколико критеријума указује на карактеристике савремених чипова који би могли да унаприједи овај дио радарске технологије. Штавише, циљ овог рада је да дâ примјер таквог новог чипа у облику 2TX-4RX потпуно интегрисаног радарског примопредајника кратког домета у милиметарском таласном опсегу. Пошто радарски кратког домета могу да раде са *beat* учестаностима које се налазе у опсегу учестаности гдје је  $1/f$  шум доминантан, имплементација у BiCMOS-у, коришћењем НВТ (енгл. *Heterojunction Bipolar Transistor*) транзистора који имају пресјечну учестаност фликер шума за ред величине нижу од CMOS-а [66], је природан избор. Штавише, представљени примопредајник омогућава мале и јефтине системе гдје се дигитална обрада примљених радарских сигнала може обавити на екстерном, општенамјенском процесору.

Квалитативна анализа и компромиси потребни за савремене МИМО радаре кратког домета представљени су кроз анализу на нивоу система и практичну имплементацију, који се ослањају на претходне радове [67–72]. FMCW фазно синхронизована петља (енгл. *Phase-Locked Loop* - PLL) укључујући основни осцилатор контролисани напоном (енгл. *Voltage-Controlled Oscillator* - VCO) описан у [67] је у потпуности очувана, док су предајни и пријемни дијелови чипа побољшани и овдје детаљније описани.

## 1.4 Организација дисертације

Теза је организована у шест поглавља која су укратко сажета у наставку:

- Након уводног поглавља, у поглављу 2 су објашњени основни принципи FMCW радара са освртом на домет и резолуцију оваквих система. Затим, дат је преглед техника за обликовање предајног снопа, типова ортогоналних таласних облика, те детаљан преглед тренутно постојећих потпуно интегрисаних радарских примопредајника са више канала у V (40 – 75 GHz) и W (75 – 110 GHz) опсезима учестаности. Потом је анализиран утицај броја пријемних канала на угаону резолуцију радара и на крају је дата анализа потребне излазне снаге и укупног појачања пријемних канала за задати однос сигнал-шум. На основу анализе у овом поглављу одабрана је оптимална топологија потпуно интегрисаног примопредајника и изведене су спецификације за одговарајућа кола.
- У поглављу 3 је дат преглед пројектованог предајника за нелиценцирани опсег око 60 GHz. Дати су резултати симулација и мјерења предајника који су били дијелови два независна система.
- У поглављу 4 је дата детаљна архитектура и резултати симулација пројектованог 2TX-4RX потпуно интегрисаног мм-таласног BiCMOS радарског сензора кратког домета.
- У поглављу 5 је дат приједлог пројектовања предајника за аутомобилски опсег око 80 GHz који се може скалирати у MIMO системе са два или четири предајника.
- У поглављу 6 је дат преглед остварених резултата ове тезе и дат приједлог за наставак истраживања.

## 2 Системска анализа

У радарској технологији разликујемо двије основне врсте сензора: импулсни и непрекидно зрачећи радари (енгл. *Continious Wave* - CW). Импулсне радаре карактерише емитовање електромагнетских таласа у кратким, периодичним интервалима. Овакав начин рада подразумева емитовање импулса високе снаге у кратком временском периоду, што доводи до ниског степена ефикасности за интеграцију на чипу. Растојање до објекта код импулсних радара се одређује мјерењем времена које протекне од тренутка емитовања импулса до тренутка пријема одбијеног сигнала. Брзина објекта може се одредити помоћу Доплеровог ефекта [73], анализом промјене учестаности одбијеног сигнала. Предности импулсних радара укључују њихову способност да раде на великим растојањима и релативну једноставност. Међутим, они захтијевају велику вршну снагу, као и висок однос вршне према средњој снази, и имају ограничену резолуцију у детекцији брзине.

Непрекидно зрачећи радари, за разлику од импулсних, емитују непрекидне сигнале чија се учестаност или фаза мијења у току времена по познатом обрасцу. РМСW радари (енгл. *Phase-Modulated Continious-Wave*) користе фазну модулацију радио-таласа како би кодирани информације о растојању и брзини циљева [5]. Предност РМСW радара је у њиховој инхерентној имуности на интерференцију, способности да користе једноставније пријемнике те мања потрошња у поређењу са другим типовима радара. Ови системи захтијевају висок степен синхронизације између предајника и пријемника. Ипак, највећи недостатак овог типа радара је потреба за великим пропусним опсегом демодулисаног сигнала (сигнала у основном опсегу учестаности), што у случају потребе за финијом резолуцијом представља опречан захтјев, [74].

Стога се као компромисно рјешење намеће коришћење FMCW радара, па ће у наставку бити дато више детаља о њиховом начину рада.

У FMCW радарима користе се различити облици модулационих рампи како би се побољшале перформансе система и омогућила прецизнија детекција и праћење циљева. Најчешће коришћене модулације су троугаоне и тестерасте рампе, при чему свака има своје предности у зависности од апликације и услова у којима радар ради. Уобичајен назив за синусоиду чија се учестаност монотонно мијења у времену је чирп (енгл. *chirp*).

Троугаоне рампе користе узлазни и силазни нагиб у једном циклусу модулације, што омогућава мјерење и растојања и брзине циља у истом временском периоду. Овај облик модулације је пожељан у окружењима са више циљева, јер омогућава бољу раздвојивост и смањење могућности појаве лажних циљева који настају услед преклапања одбијених сигнала.

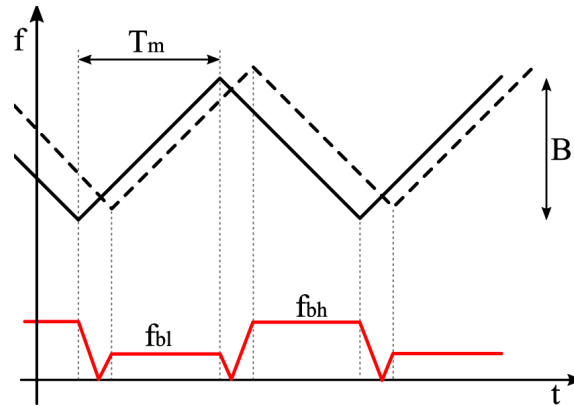
Тестерасте рампе, с друге стране, имају само узлазни нагиб и враћају се на почетну учестаност након сваког чирпа. Овај облик је ефикасан за брзо мјерење растојања, али не пружа директно мјерење брзине циља без додатне обраде сигнала. Тестерасте рампе могу бити погодне за апликације гдје је примарни фокус на детекцији растојања или када је вријеме одзива критично.

Различити нагиби чирпова се користе за оптимизацију радарских система у односу на специфичне изазове, као што су минимизација утицаја лажних циљева или побољшање раздвојивости циљева. Промјеном нагиба линеарног чирпа може се контролисати раздвојивост циљева у домену међуучестаности, као и способност система да тачно одреди брзину и растојање у сложеним условима. Више детаља о начину генерисања сложених модулационих шема и уопште о начинима синтезе учестаности за FMCW радаре може се наћи у литератури [74].

Код FMCW радара растојање до циља одређује се на основу разлике у уче-



станостима између емитованог и одбијеног сигнала, док се брзина циља одређује анализом помака учестаности узрокованог Доплеровим ефектом. FMCW радарни нуде високу резолуцију и способност прецизног мјерења брзине, али могу бити комплексни за имплементацију и захтијевају напредну обраду сигнала.



Слика 8: Принцип рада FMCW радара.

На слици 8 су приказане учестаности у времену предајног, пријемног и демодулисаног сигнала FMCW радара.  $B$  представља пропусни опсег модуларације,  $T_m$  је дужина модуларације, док  $f_{bl}$  и  $f_{bh}$  представљају демодулисане сигнале у основном опсегу учестаности који одговарају узлазној односно силазној рампи модуларације, респективно.

Нека је са  $R$  означено растојање између радара и мете. Тада је вријеме које је потребно сигналу да се врати назад до радара  $\tau = \frac{2R}{c}$ , гдје је  $c$  брзина свјетлости. У случају стационарне мете, *beat* учестаност демодулисаног сигнала је дата изразом:

$$f_{beat} = \frac{B\tau}{T_m} = \frac{2R \cdot B}{T_m c}. \quad (1)$$

У случају покретних мета, постоји Доплеров помак у учестаности при-мљеног сигнала. Коришћењем троугаоног модулишућег сигнала добијају се

двје вриједности *beat* сигнала, по једна за узлазну и силазну рампу. Ове вриједности учестаности су дате једначинама 2 и 3.

$$f_{bl} = f_{beat} - f_D, \quad (2)$$

$$f_{bh} = f_{beat} + f_D. \quad (3)$$

Комбинацијом једначина 2 и 3 могу се одредити изрази за релативну брзину и растојање мете од радара. Сабирањем ових једначина добија се израз за релативно растојање:

$$f_{bl} + f_{bh} = 2f_{beat} = 2\frac{2R}{c} \frac{B}{T_m}, \quad (4)$$

$$R = \frac{T_m \cdot c(f_{bl} + f_{bh})}{4 \cdot B}. \quad (5)$$

Одузимањем једначина 2 и 3 изводи се израз за релативну брзину мете:

$$f_{bh} - f_{bl} = 2f_D = 2\frac{2f_0}{c}v_R, \quad (6)$$

$$v_R = \frac{c(f_{bh} - f_{bl})}{4f_0}, \quad (7)$$

гдје је  $f_0$  најнижа учестаност са којом започиње троугаона модулација.

Резолуција растојања, која представља најмање растојање између два објекта које радар може разликовати, зависи од ширине модулације учестаности и дата је изразом:

$$\Delta R = \frac{c}{2 \cdot B}. \quad (8)$$

Слично, резолуција брзине, која описује најмању разлику у брзини између два објекта коју радар може разликовати, зависи од дужине временског интервала модулације и дата је као:

$$\Delta v = \frac{c}{2 \cdot T_m \cdot f_0} = \frac{\lambda_0}{2T_m}. \quad (9)$$

Анализа 2Д FFT (енгл. *Fast Fourier Transform*) приступа за детекцију растојања и брзине омогућава истовремено извођење ових мјерења коришћењем матрице рефлектованих сигнала. Примјеном 2Д FFT-а на ову матрицу, могуће је добити спектар који јасно показује положаје циљева у домену растојања и брзине, чиме се значајно побољшавају перформансе радара у детекцији и праћењу објеката.

## 2.1 Формирање радарског снопа

Техника формирања електромагнетског снопа (енгл. *beamforming*) неумитно осваја поље милиметарских таласа, претежно кроз ширење инфраструктуре 5G комуникација заједно са растућим присуством радарских сензора у аутомобилској индустрији. Методологије формирања снопа су аналогне (енгл. *Analog BeamForming* - ABF), дигиталне (енгл. *Digital BeamForming* - DBF) и хибридне, гдје свака доноси предности из свог домена у процјени угла доласка (енгл. *Angle of Arrival* - AoA). ABF користи фазне низове за управљање дијаграмом зрачења антене и фокусирање појединачног циља. Рани радови [75, 76] користе ABF у аутомобилским апликацијама, док је преовлађујућа употреба ABF у апликацијама унутар опсега од 94 GHz како је описано у [77–80]. Овај приступ захтјева помјераче фазе који уносе додатну сложеност кола и самим тим повећавају и површину и потрошњу сваког пријемног/предајног ланца [21, 65]. Вријеме мјерења је такође дуже у поређењу са DBF јер талас

мора бити усмјерен у различитом правцу за свако ново мјерење [81], што је неприхватљиво у системима који захтијевају брз одзив. Велика предност АБФ је потреба за једним аналогно-дигиталним претварачем (енгл. *Analog-to-Digital Converter* - ADC). DBF користи вишеструке пријемне антене и једну или више предајних антена које преносе ортогоналне таласне облике [81]. AoA се израчунава из разлике фаза примљених сигнала користећи ефикасне алгоритме као што су FFT, MUSIC (енгл. *MUltiple Signal Classification*) или MLE (енгл. *Maximum Likelihood Estimation*), [65]. Захтијева мање хардверских компоненти које раде у милиметарском опсегу учестаности и ослања се на флексибилност коју пружа дигитална обрада сигнала (енгл. *Digital Signal Processing* – DSP). Недостатак DBF је тај што захтијева онолико ADC-ова колико има пријемних канала. Хибридно формирање радарског снопа примјењено у [82] користи шестобитне помјераче фазе на предајним путевима, што омогућава сличан кохерентни добитак обраде као и у традиционалним фазним низовима [83], док је DBF подржан кроз четвороканалне пријемнике. ММО радарски системи користе предности истовременог преноса и пријема вишеструких ортогоналних таласних облика, гдје је сваки таласни облик повезан са једним предајником [84]. Најчешће коришћене ортогоналне шеме предаје у ММО радарима су временско мултиплексирање (енгл. *Time-Domain Multiplexing* - TDM), мултиплексирање по учестаности (енгл. *Frequency-Domain Multiplexing* - FDM) и кодно мултиплексирање (енгл. *Code-Domain Multiplexing* - CDM). TDM приступ подразумијева један активан предајник у једном тренутку, са унапријед одређеним или случајним секвенцама предаје, док се параметри чирпа чувају идентичним као у случају једног предајника. TDM је имплементиран у већини радова који описују интегрисане милиметарске радарске сензоре [85–90]. Демодулација на страни пријемника може довести до лажног детектовања циља у окружењима са више циљева. Овај проблем може бити ријешен коришћењем

генератора чирпа са више нагиба како је описано у [69, 76]. FDM захтијева истовремени пренос свих предајника на различитим учестаностима, како је приказано у [91]. Демодулација на страни пријемника је једноставнија пошто се *beat* учестаности природно раздвајају због различитих централних учестаности на страни предајника. Међутим, када се користи FDM, главни проблем је много мањи пропусни опсег по предајнику који директно смањује резолуцију домета радара. CDM техника подразумијева модулацију сваког предајног таласног облика са ортогоналним кодовима, како је пријављено у [92, 93], и омогућава истовремени пренос са цјелокупним доступним опсегом. Оба рада показују изузетно велику угаону резолуцију у аутомобилским апликацијама.

Табела 1: Преглед потпуно интегрисаних ММО радарских примопредајника у V и W опсезима.

Референте	Централна учестаност [GHz]	BW [GHz]	Број TX/RX канала	Тип формирања снопа	Ортогонални таласни облик	Угаона резолуција	Примјена
Nasr 2016 [86]	60,5	7	2TX-4RX	Digital	TDM	14, 32°	Gesture recognition
Rimmelspacher 2020 [94]	60,5	7	2TX-3RX	Digital	N/A	19, 1°	Sensing
Ng 2019 [91]	61	7	2TX-4RX	Digital	FDM	28, 6° <sup>a</sup> 57, 3° <sup>b</sup>	Sensing
Dandu 2021 [82]	61	4	3TX-4RX	Hybrid	TDM	5, 625° <sup>b</sup>	Sensing
Hsiao 2016 [65]	77	7	2TX-6RX	Digital	N/A	N/A	Automotive
Jia 2016 [76]	77	1.93	1TX-2RX	Analog	N/A	1, 6°	Automotive
Fujibayashi 2017 [95]	77	5	2TX-6RX	Digital	N/A	N/A	Automotive
Natarajan 2006 [75]	77	2,5	4TX-4RX	Analog	N/A	N/A	Automotive
Feger 2009 [85]	77	2,5	4TX-4RX	Digital	TDM	14°	Automotive
Arai 2021 [87]	77	4	3TX-8RX	Digital	TDM	N/A	Automotive
Ginsburg 2018 [88]	77	5	3TX-4RX	Digital	TDM	N/A	Automotive
Dandu 2021 [82]	78,5	5	3TX-4RX	Hybrid	TDM	5, 625° <sup>b</sup>	Automotive
Giannini 2019 [92]	77/79	N/A	12TX-16RX	Digital	CDM	1°	Automotive
Ma 2020 [89]	79	4	2TX-3RX	Digital	TDM	9°	Automotive
Mushtaq 2019 [90]	79	10	4TX-4RX	Digital	TDM	6°	Automotive
Guermandi 2017 [93]	79	4	2TX-2RX	Digital	CDM	5°	Automotive
Golcuk 2013 [77]	94	10	4TX-4RX	Analog	N/A	N/A	Imaging
Townley 2017 [78]	94	3.68	4TX-4RX	Analog	N/A	9° <sup>b</sup>	Gesture recognition
Welp 2019 [64]	94	26	1TX-2RX	Digital	N/A	N/A	UAV altimeter Airborne anticollision
Valdes-Garcia 2013 [79]	94	17	16TX-32RX	Analog	N/A	11, 25° <sup>b</sup>	Imaging Communications
Peng 2015 [80]	94	11,1	4TX-4RX	Analog	N/A	2°	Imaging

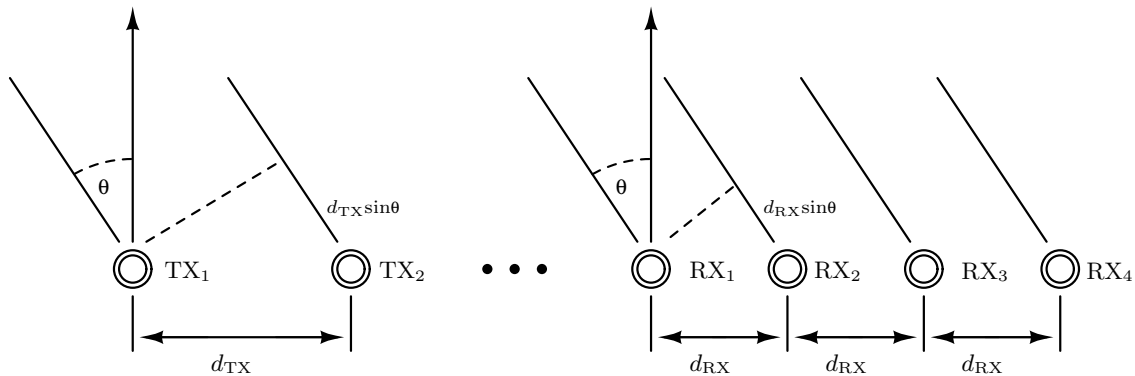
<sup>a</sup> Угаона резолуција по азимуту    <sup>b</sup> Угаона резолуција по елевацији    <sup>c</sup> Резолуција помјерача фазе

Табела 1 сажима архитектуре ММО-радарских примопредајника на једном чипу који раде у V и W опсезима. ММО систем описан у поглављу

4 такође користи предност DBF на нивовима пријемника, пошто је то била најпогоднија техника за надоградњу постојећег FMCW радара у конфигурацији један-улаз један-излаз и омогућава најкраћи период до изласка оваквог производа на тржиште. На основу претходне дискусије и прегледа датог у табели 1, за предложени систем изабран је радар са TDM приступом за синтезу виртуелног низа.

## 2.2 Детекција угла доласка

Принцип детекције угла доласка помоћу MIMO радара је укратко објашњен коришћењем сценарија приказаног на слици 9.



Слика 9: MIMO принцип детекције угла доласка.

Претпоставимо да је примијењено временско мултиплексирање и да само  $TX_1$  емитује и озрачује једну metu. Ако је  $RX_1$  референтни пријемник, онда сигнал на пријемник  $RX_2$  стиже са фазним кашњењем једнаким:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} d_{RX} \sin\theta, \quad (10)$$

гдје је  $\lambda$  таласна дужина у ваздуху на радној учестаности,  $d_{RX}$  је растојање између елемената пријемника, а  $\theta$  је угао доласка. Са истом радарском констелацијом, али са другом метом на истом домету, али помјереном за  $\Delta\theta$  од

првобитне мете, бочна фазна разлика  $RX_2$  пријемника је једнака:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda}d_{RX}\sin(\theta + \Delta\theta) \approx \frac{2\pi}{\lambda}d_{RX}\cos\theta\Delta\theta. \quad (11)$$

Да бисмо могли да разликујемо ову разлику, она мора бити већа од бина FFT-а која је једнака  $\frac{2\pi}{N}$ , гдје је  $N$  број тачака. За дати сценарио, број узорака је једнак броју елемената пријемника у виртуелном низу,  $N = N_{RX}N_{TX}$ . Дакле, рјешавање следеће неједнакости:

$$\frac{2\pi}{\lambda}d_{RX}\cos\theta\Delta\theta > \frac{2\pi}{N_{RX}N_{TX}}, \quad (12)$$

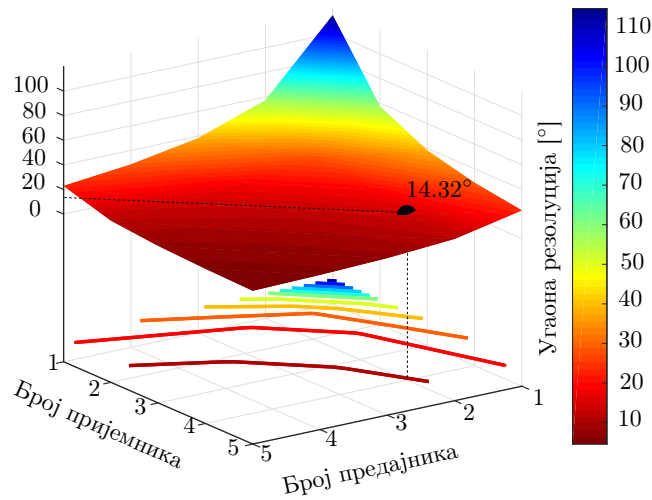
даје коначни израз за угаону резолуцију:

$$\Delta\theta > \frac{\lambda}{N_{RX}N_{TX}d_{RX}\cos\theta}. \quad (13)$$

Постављањем пријемних антена на удаљености једнаким  $\frac{\lambda}{2}$ , теоријска угаона резолуција је:

$$\Delta\theta > \frac{2}{N_{RX}N_{TX}\cos\theta}. \quad (14)$$

Потреба за различитим угаоним резолуцијама се најлакше може објаснити примјенама у аутомобилској индустрији. Многи аутомобилски LRR радарски сензори циљају угаону резолуцију испод  $1^\circ$  како би се такмичили са лидарима у откривању опасних малих препрека на аутопутевима. С друге стране, радари кратког домета који су планирани за унутрашњу употребу у аутомобилима за апликације присуства живих бића могу лако дозволити угаону резолуцију реда величине  $20^\circ$ . 3Д површина могућих угаоних резолуција у простору  $5 \times 5$  TX/RX канала у правцу  $\theta = 90^\circ$  приказана је на слици 10. За случај са два предајна и четири пријемна ланца, резолуција која се може добити је  $14,32^\circ$ ,



Слика 10: Резолуција угла МИМО радарског сензора за различит број предајника и пријемника.

што је добар компромис између постигнуте угаоне резолуције и хардверске сложености система.

### 2.3 Спецификације пријемних и предајних канала

Детаљне спецификације на нивоу система, изведене из случајева специфичних за апликацију, су полазна тачка за спецификације на нивоу блока. Најважнији параметри радара су израчена и примљена снага, као и отпорност на шум и сметње. Користећи радарску једначину [21], примљена снага у dBm рефлектована од циља на удаљености  $R$  израчунава се као:

$$P_{RX} = P_{TX} + G_{TX} + G_{RX} + \sigma + 20\log\lambda - 40\log R, \quad (15)$$

гдје је  $P_{TX}$  снага предајника,  $G_{TX}$  и  $G_{RX}$  су појачања предајне и пријемне антене, респективно, док је  $\sigma$  радарски попречни пресјек циља (енгл. *Radar Cross Section* - RCS). ETSI прописује максималну дозвољену снагу предајника од 10 dBm, и еквивалентну изотропну снагу зрачења (енгл. *equivalent isotropic radiated power* - EIRP) од 20 dBm у опсегу учестаности од 57 до 64 GHz.



Циљна максимална снага предајника је изабрана као 12 dBm, укључујући маргину од 2 dB од ETSI дефинисане вриједности, за потребе анализе система. Претпоставља се да су појачања антене једнака појачању антена на штампаној плочи описаним у [67]. Однос сигнал-шум ( $\frac{S}{N}$ ) за MIMO систем, израчунат у децибелима, једнак је [89]:

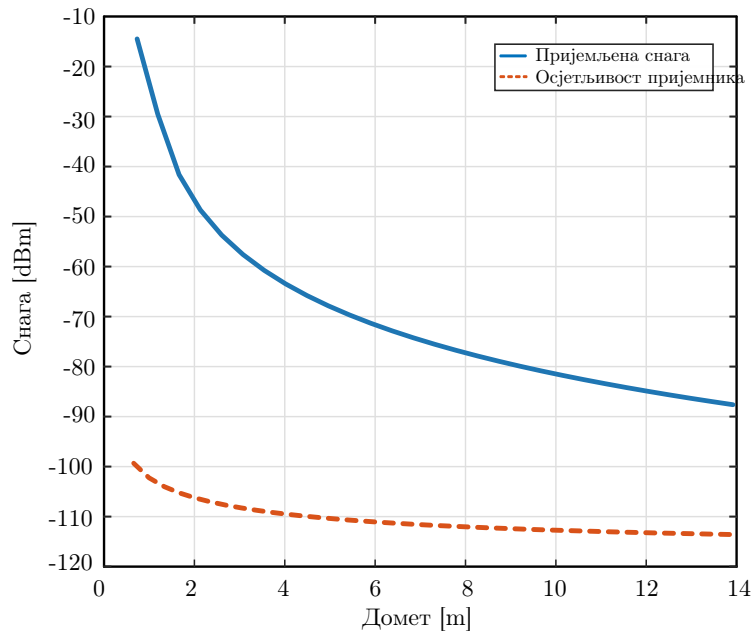
$$\frac{S}{N} = 10\log kT - NF + P_{RX} - 10\log B + 10\log N_{TX}N_{RX}, \quad (16)$$

гдје је NF фактор шума,  $B$  је ефективни пропусни опсег рампе, док члан  $10\log N_{RX}N_{TX}$  представља фактор појачања MIMO система.  $N_{RX}$  и  $N_{TX}$  означавају бројеве пријемника и предајника, респективно. NF у претходном изразу се укључује и демодулисани фазни шум, како је описано у [96]:

$$NF = NF_{RX} \left( 1 + f_c \frac{\ln(\frac{F_H}{F_L})}{F_H - F_L} \right), \quad (17)$$

где је  $f_c$  пресјечна учестаност шума, а  $F_H$  и  $F_L$  означавају виши и нижи опсег учестаности основног опсега од интереса. Према [21], потребан однос сигнал-шум мора бити већи од 16 dB за обраду са разумном вјероватноћом детекције. Узимајући у обзир (17), израчунато је да је циљана вриједност фактора шума нижа од 21 dB.

Осјетљивост радарског пријемника се одређује као минимални примљени сигнал потребан за исправан рад и израчунава се из (17). Примљена снага за  $\sigma = 1 \text{ m}^2$  и потребна осјетљивост пријемника у различитим опсезима су приказани на слици 11. Пошто је овај систем пројектован за апликације кратког домета, са максималним дометом до 10 m, фактор шума пријемника из претходне анализе дозвољава изостављање нискошумног појачавача (енгл. *Low Noise Amplifier* - LNA) из система.



Слика 11: Примљена снага и осјетљивост пријемника.

Друга важна мјера квалитета радарског пријемника је линеарност. Способност радара да детектује мету је значајно смањена ако је  $IP_{1dB}$  пријемника нижи од снаге цурења TX–RX и еха сигнала произведених од циљева кратког домета [89]. У раније објављеним радовима, ова вриједност је углавном на нивоу од  $-10$  dBm, и ова вриједност се користи као жељена спецификација за предложени систем. Као посљедњи корак, потребно је одредити буџет за појачање пријемника. Користећи процедуру описану у [97] и коришћењем 14-битног ADC-а са  $3$  V *peak-to-peak* опсегом улазног сигнала, израчунава се укупно појачање. Циљање апликација кратког домета које се баве примљеном снагом реда величине  $-110$  dBm, потребно појачање пријемника је  $70$  dB. Имајући на уму потпуно програмабилно коло основног опсега од  $60$  dB развијено раније и детаљно описано у литератури [98], коначна вриједност појачања конверзије за дио пријемника који ради са сигнаlima у милиметарском таласном опсегу мора бити већа од  $10$  dB.

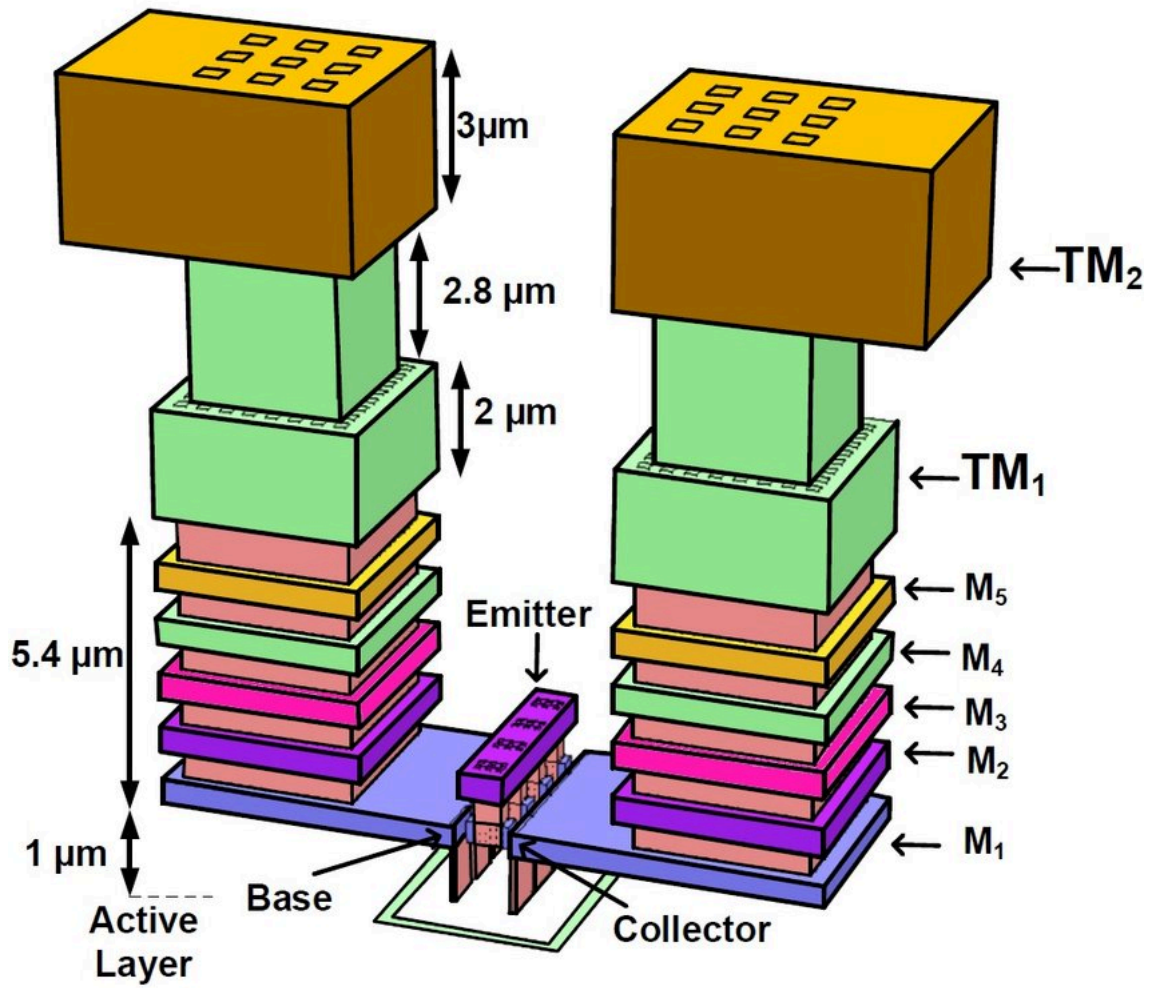
### 3 Предајник за нелиценцирани опсег око 60 GHz

На бази анализе изведене у претходном поглављу те у претходно објављеним радовима објављених у склопу истраживачких и развојних пројеката у фирми Novelic [99], развијено је неколико генерација радарских сензора на бази FMCW синтетизатора учестаности, [100], [69], [70], [68], [67], [101], [102], [98], [71], [72]. Прву генерацију чини синтетизатор са предајником за нелиценцирани опсег учестаности од 57 до 64 GHz, детаљно представљен у литератури [68]. Затим је пројектован први прави радарски сензор са једним пријемним и једним предајним каналом, и резултати мјерења овог радарског модула су представљени у раду [67]. У овом поглављу биће дати детаљи пројектовања и резултати симулација и мјерења једног предајника за нелиценцирани опсег око 60 GHz имплементираног у ИНР-овом SG13S процесу. Фокус је дат на предајнику који је без суштинских модификација коришћен у обје генерације чипова. Обзиром на околности и ширу слику пројектовања самог FMCW радарског сензора као компактне цјелине, предајник пројектован за ове потребе нема могућност да буде мјерен у свим тачкама кола, па ни могућност да се детаљно измјере све његове карактеристике. Ово поглавље се у највећој мјери ослања на најважније резултате и закључке из [68] и [67] одакле су они дијелом преузети.

Осим детаља пројектовања, на почетку овог поглавља биће дат кратак опис коришћеног технолошког процеса, будући да је он коришћен за пројектовање како кола представљених у овом поглављу, тако и оних у поглављима 4 и 5.

### 3.1 Карактеристике технолошког процеса

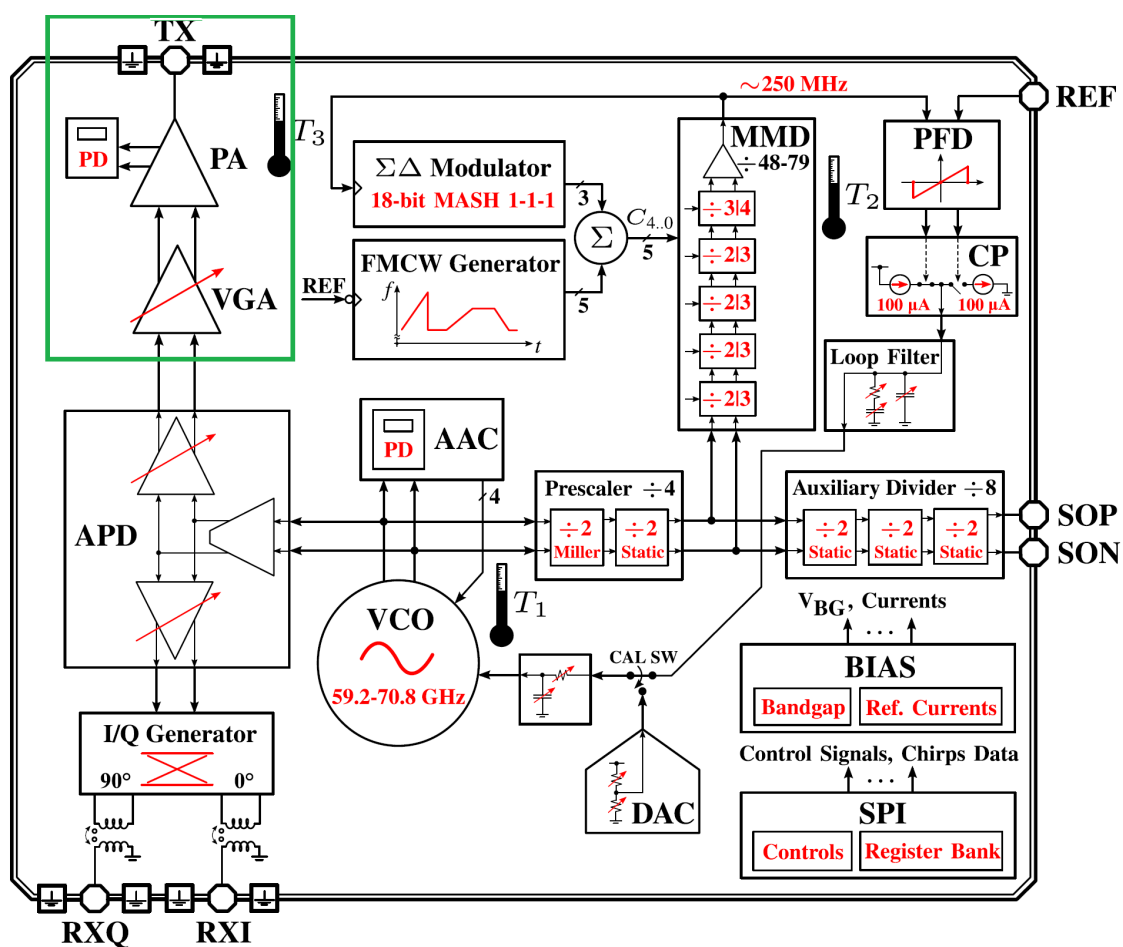
SiGe:C BiCMOS 130-nm технолошки процес SG13S фирме IHP је коришћен за пројектовање свих кола представљених у овој тези. Овај процес нуди хетероспојне биполарне транзисторе чији је  $f_T/f_{max}$  једнак 240/330 GHz док су напони пробоја  $BV_{CEO}=1,7$  V и  $BV_{CBO}=4,8$  V [103], [55]. Ови биполарни транзистори су посебно пројектовани и оптимизовани да би омогућили пројектовање разних кола у милиметарском и терахерцном таласном подручју. Метали за повезивање (енгл. *Back End of Line* - BEOL) су алуминијумски и има их укупно седам - два дебела горња метала (ТМ2 дебљине 3  $\mu\text{m}$  и ТМ1 дебљине 2  $\mu\text{m}$ ), те 5 нижих метала дебљине 490 nm. Највиша два метала имају малу површинску отпорност и могу да проводе веће густине струја па су погодни за дистрибуцију напајања али и формирање разних микроталасних пасивних структура укључујући и мреже за прилагођење, калемове и трансформаторе. Нижи метали се могу користити за локална повезивања и разне контролне и мање критичне аналогне сигнале. Овај технолошки процес такође нуди квалитетне метал-изолатор-метал (енгл. *metal-insulator-metal* - МИМ) кондензаторе чија је површинска капацитивност специфицирана на око 1,5 fF/ $\mu\text{m}^2$ . Ипак, услед бројних паразитних ефеката, стварна вриједност капацитивности ових кондензатора у милиметарском таласном опсегу значајно одступа од тражене вриједности, тако да се сви дијелови кола и структуре које садрже ове кондензаторе морају пројектовати коришћењем електромагнетских симулација. BEOL овог процеса је добро моделован и подржава симулације коришћењем електромагнетског симулатора Momentum [104]. На слици 12 је приказан попрјечни пресјек BEOL-а овог процеса.



Слика 12: BEOL коришћеног технолошког процеса. [105]

### **3.2 Предајник за потпуно интегрисани FMCW PLL око 60 GHz**

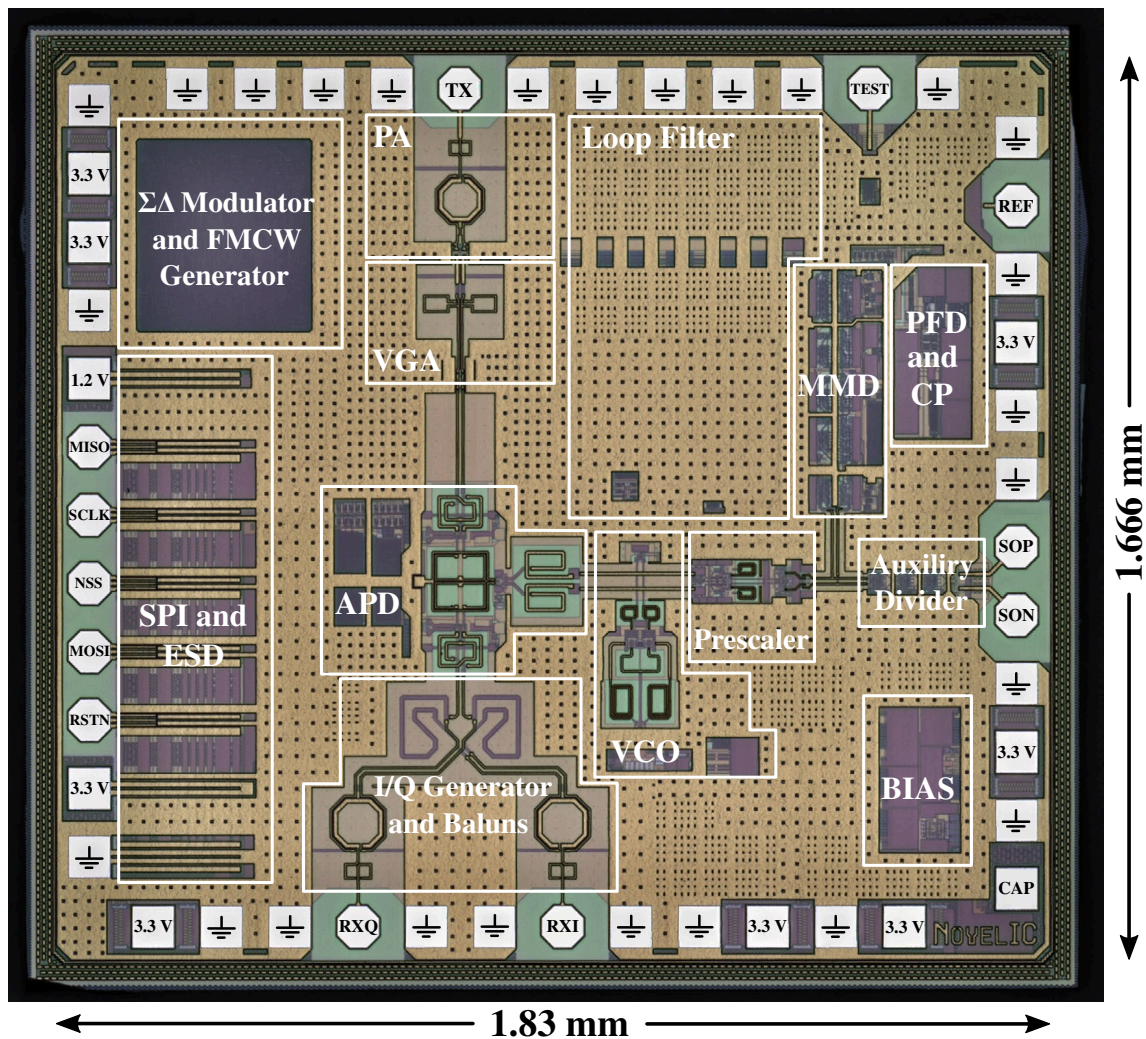
Главни губици снаге у милиметарском таласном опсегу често произлазе од слабљења водова за повезивање на чипу, губитака у широкопојасним мрежама за прилагођење, расипање снаге на дисконтинуитетима, затим губици у прелазима са чипа на паковању те губици везани за штампану плочу. Сви ови губици морају бити узети у обзир током фазе пројектовање предајника, а већина је веома зависна од технологије. Пројектовани радарски сензор циља нелиценцирани опсег око 65 GHz, па излазни сигнал мора задовољити строге нивое емисије снаге дефинисане од стране регулатора [106].



Слика 13: Блок дијаграм FMCW синтетизатора учестаности са интегрисаним предајним каналом. [68]

На слици 13 је приказан блок дијаграм пројектованог синтетизатора учестаности заједно са интегрисаним предајником, док је фотографија пројектованог чипа приказана на слици 14.

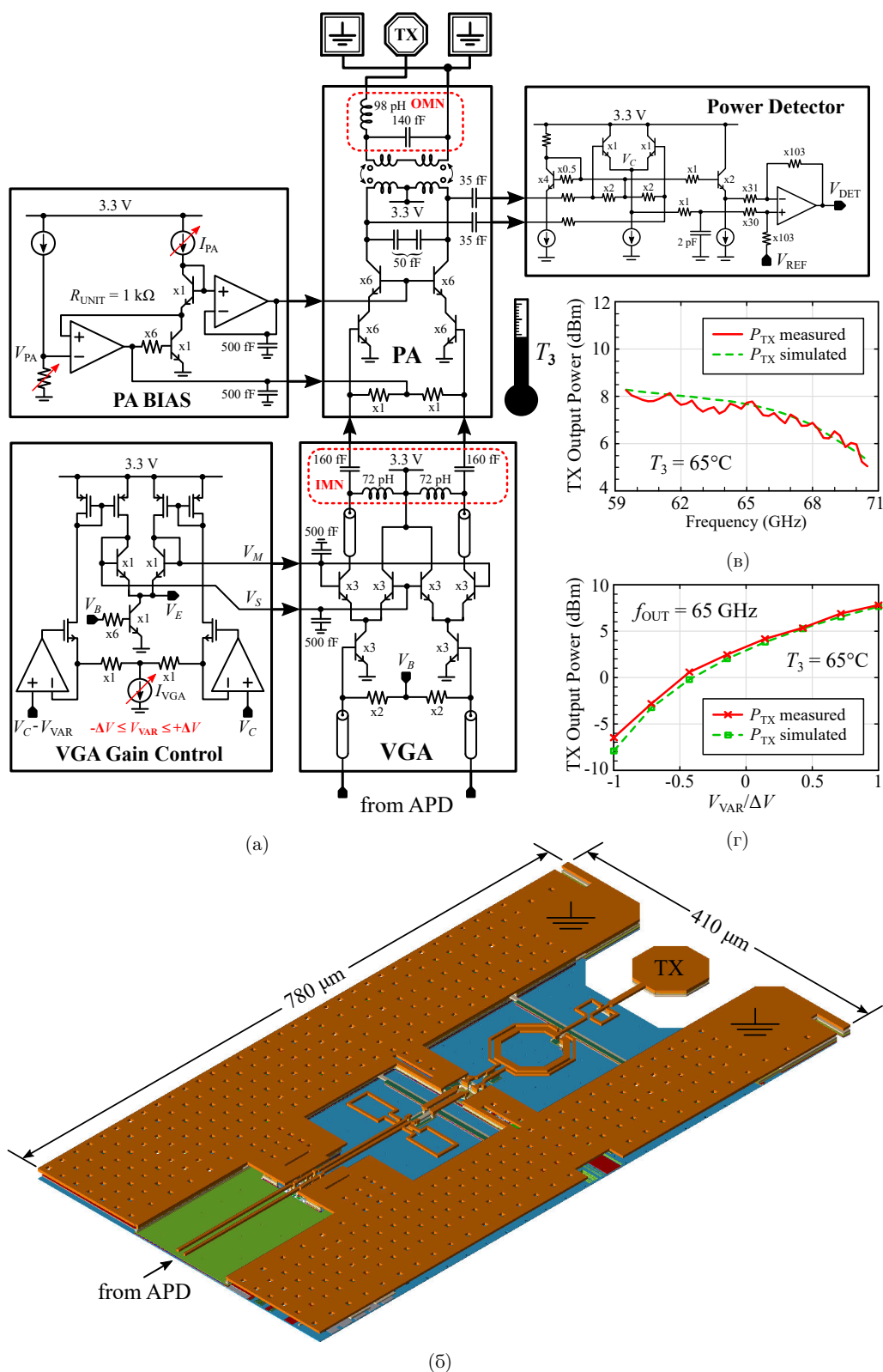




Слика 14: Фотографија FMCW синтетизатора учестаности са пројектованим предајником. [68]

Како би се лакше управљало различитим нивоима емитоване снаге, предлаже се коришћење програмабилног појачавача у оквиру предајника, приказаног на слици 15(a). Излазна снага се прати интегрисаним детектором снаге (енгл. *power detector* – PD), што потенцијално омогућава коришћење алгоритама калибрације у реалном времену за одржавање излазне снаге на жељеним нивоима.





Слика 15: (а) Поједностављена шема предајног ланца, (б) преглед 3D распореда, и упоређивање симулиране и измјерене излазне снаге на  $65^\circ\text{C}$  (в) по учестаности и (г) по поставкама VGA појачања на 65 GHz.

Програмабилно појачање предајника постиже се контролисањем транскондуктансе ( $g_m$ ) диференцијалног каскодног пара појачавача са промјенљивим појачањем (енгл. *Variable Gain Amplifier* - VGA), који је пројектован на бази кола из литературе [107]. За подешавање транскондуктансе користи се посебна поларизација и контрола појачања, као што је означено на слици 15. Однос напона каскоде  $V_M$  и  $V_S$  одређује који је пут доминантан (енгл. *current steering technique*) и тако подешавамо појачање VGA. Однос  $V_M/V_S$  се фино подешава дигитално контролисаним улазом  $V_{VAR}$ , обезбјеђујући максимално/минимално појачање VGA за  $+/-\Delta V$ . Индуктивно оптерећење VGA је дио мреже за прилагођење (енгл. *Interstage Matching Network* - IMN) између VGA и појачавача снаге (енгл. *Power Amplifier* - PA).

Пројектовани појачавач снаге је неопходан како би излазну снагу сигнала доставио антени на ефикасан начин. Псеудо-диференцијална каскодна топологија изабрана је да обезбједи високу изолацију и појачање уз повећање амплитуде излазног напона. Каскодни транзистори раде у конфигурацији са заједничком базом и њихов пробојни напон је  $BV_{CBO}$  [108]. Излазни трансформатор је уједно и пасивни балун за конверзију у једностран излаз, и за њим слиједи излазна мрежа за прилагођење (енгл. *Output Matching Network* - OMN) која обезбјеђује  $50\text{-}\Omega$  излазну импедансу прилагођену антени.

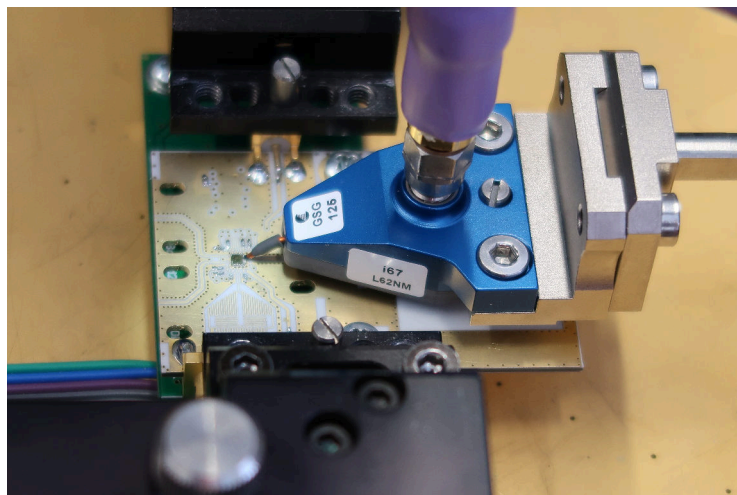
Пројектовани VGA и PA, имају програмабилне струје поларизација  $I_{VGA}$  и  $I_{PA}$  како би компензовали утицај PVT варијација, али и омогућили контролу укупне потрошње предајног канала. Додатно, подешавањем напона  $V_{PA}$ , који одређује потенцијале емитора каскодних транзистора у појачавачу снаге, омогућено је фино подешавање радне тачке да би се максимизирала излазна снага. IMN и OMN су пројектовани да омогуће широкопојасну операцију канала предајника будући да је циљани опсег рада од 57 до 64 GHz. Све пасивне структуре су симулиране и оптимизоване користећи електромагнетски симу-

латор Momentum [104]. 3D изглед пројектованог лејаута овог предајног канала заједно са конфигурацијом излазних GSG (енгл. *Ground-Signal-Ground*) стопица за повезивање приказан је на слици 15(б).

Симулирани и измјерени коефицијенти рефлексије на излазу међусобно се слажу и мањи су од  $-9$  dB у цијелом опсегу учестаности од интереса. Процијењена температура у околини предајника износи приближно  $65^{\circ}\text{C}$ , при температури амбијента  $27^{\circ}\text{C}$ . Поређење симулираних и измјерених резултата за излазну снагу у пројектованом опсегу учестаности и за различите поставке појачања VGA приказана су на сликама 15(в) и 15(г), респективно.

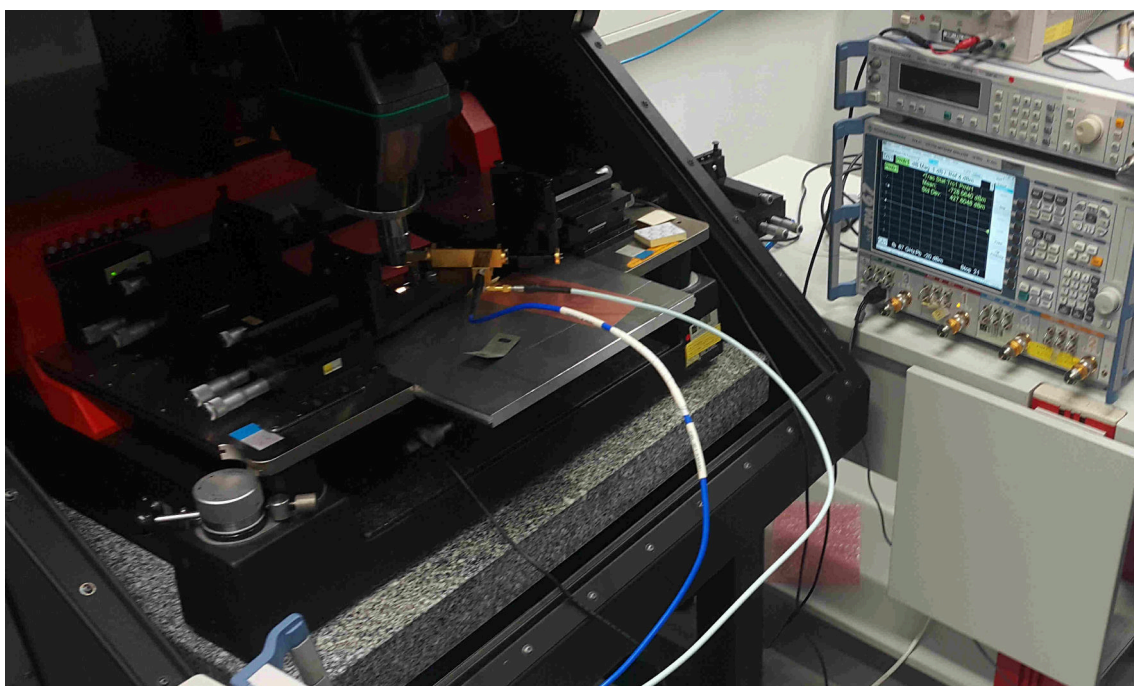
### 3.2.1 *Probe station* мјерења

Мјерења спектра сигнала директно на излазу предајника вршена су коришћењем Cascade Microtech Infinity i67 GSG сонде [109] са 1,8 mm конектором, преко које је предајник повезан на анализатор спектра. На слици 16 је приказана коришћена сонда монтирана на лабораторијску поставку за мјерење чипа.



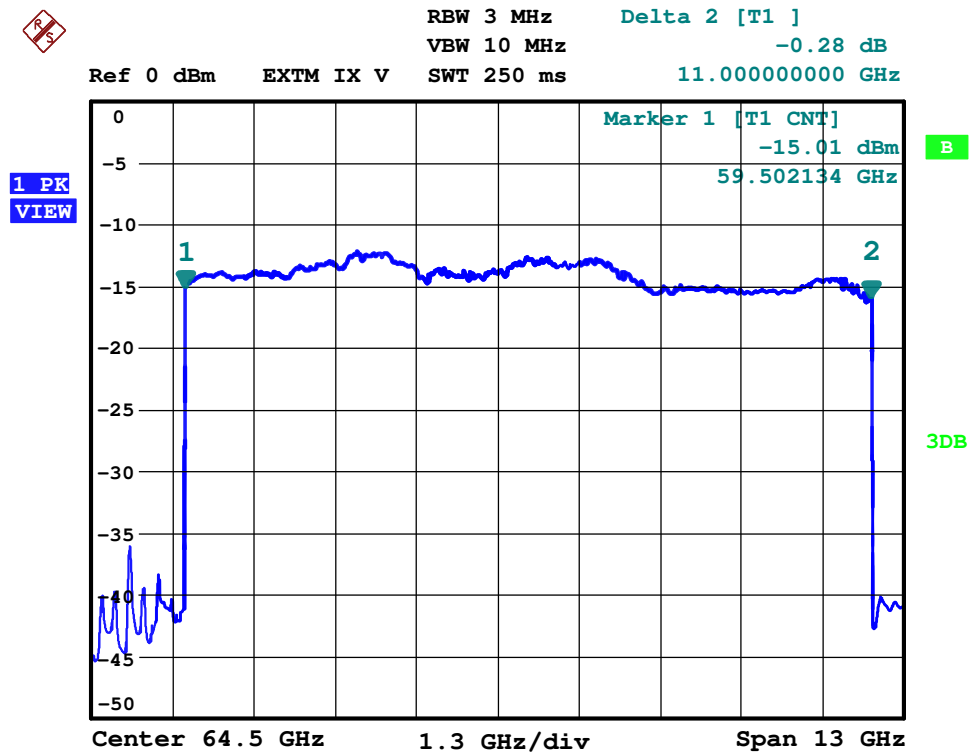
Слика 16: Cascade Microtech Infinity i67 сонда.

Мјерна поставка је приказана на слици 17.



Слика 17: Лабораторијска поставка за *probe station* мјерења.

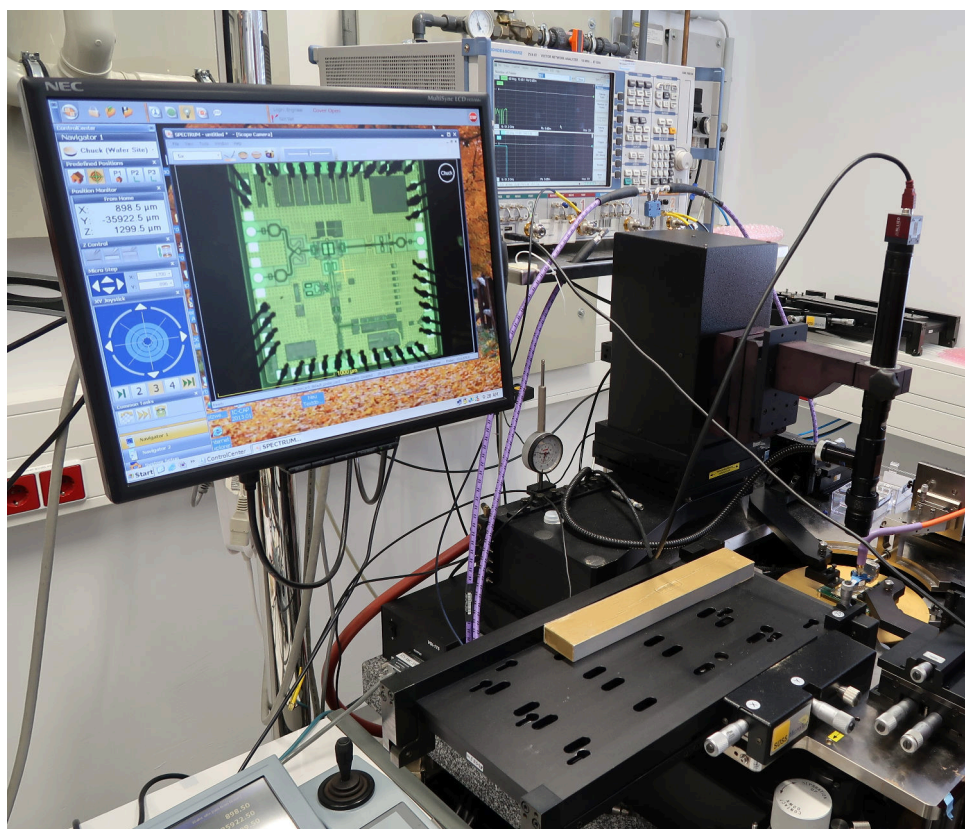
Карактеризација је извршена коришћењем R&S®FSUP26 у режиму спектралног анализатора са спољним хармонијским мјешачем (до 110 GHz). Спектар учестаности излазног сигнала предајника у режиму максималног задржавања (енгл. *Max Hold*) приказан је на слици 18.



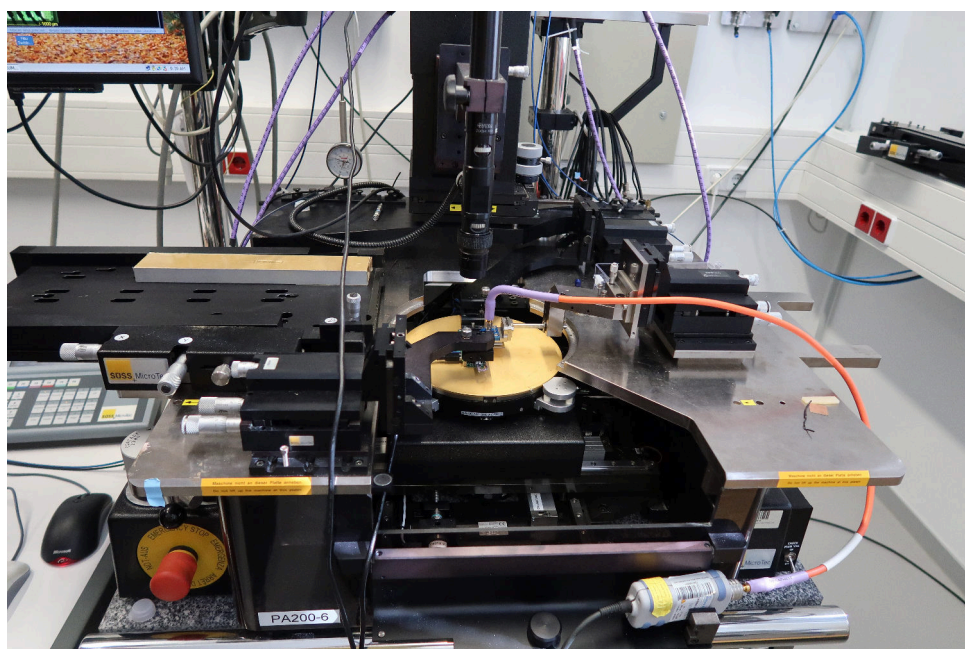
Слика 18: Измјерени спектар учестаности на излазном стопици предајника за троугласти облик чирпа са ширином од 11-GHz и временом модулације од 500  $\mu$ s.

Губици кабла, сонде и мјешача процијењени су на отприлике 21 dB, стога је реална снага на излазној стопици предајника између 5,5 dBm и 8,5 dBm. Ови резултати су верификовани другим мјерењем чија је поставка приказана на слици 19. У овом мјерењу је коришћен сензор снаге R&S NRP-Z57, при чему је снага мјерена тачку по тачку. Укупна излазна снага предајника након компензације губитака кабла, сонде и мјешача је приказана на слици 15.





(а)

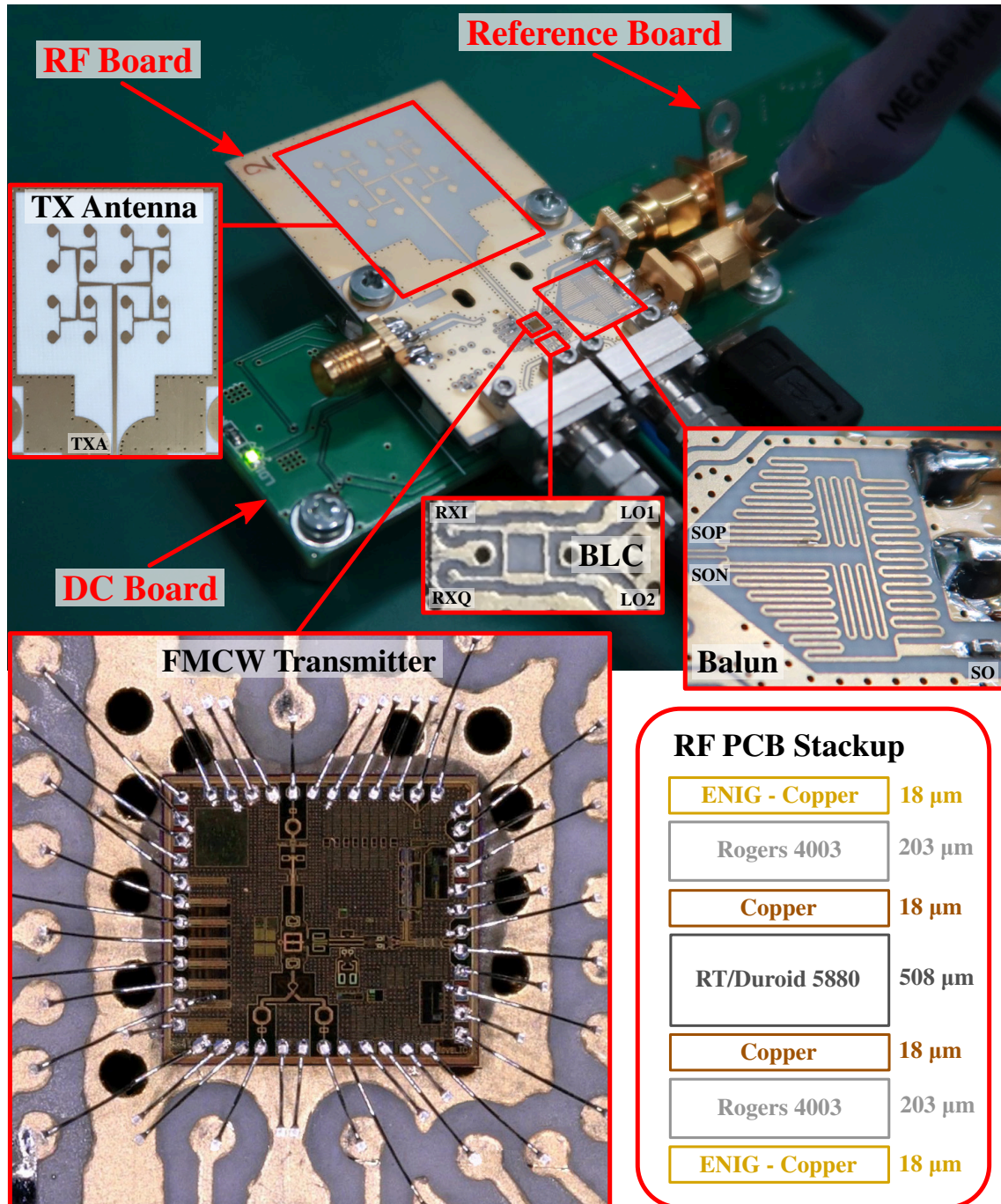


(б)

Слика 19: Лабораторијска поставка за мјерење излазне снаге предајника.

### 3.2.2 Мјерења са TX антенном

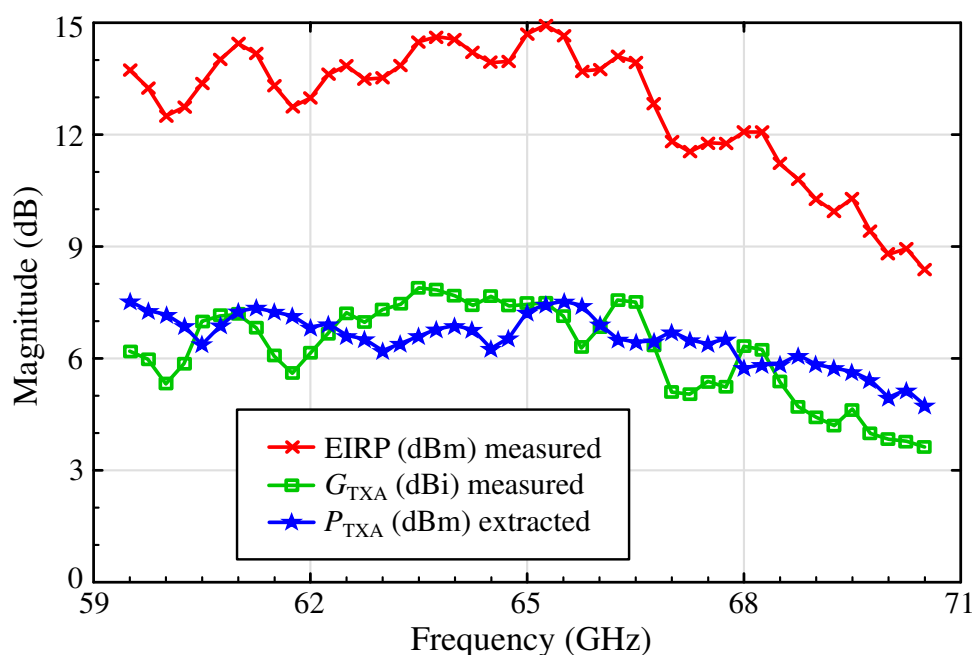
Тестирање комплетног модула FMCW предајника са слике 20 извршено је мјерењем нивоа снаге сигнала примљеног на RX антени, која је



Слика 20: Фотографија штампаних плоча коришћених за тестирање синтетизатора и предајника са детаљима монтираног чипа. [68]



позиционирана на растојању од 10 cm од TX антене. Како RX тако и TX антена са слике 20 су де-ембедоване од утицаја 2,4-mm конектора и карактерисане серијом тестова губитака у слободном простору користећи различите референтне антене и разне комбинације антена. Конкретније, ови тестови губитака у простору извршени су са мјерном поставком која укључује Keysight-ов E8257D сигнални генератор, V8486A сензор снаге и E4419B сензор снаге. Ефективна изотропна израчена снага (енгл. *Equivalent Isotropic Radiated Power* – EIRP) је прорачуната из примљеног нивоа сигнала и претходно одређених карактеристика RX антене, које су коришћене као улази у формулу за губитке у слободном простору.



Слика 21: Измјерени EIRP модула FMCW предајника и де-ембедовани доприноси добијени од антене и излазне снаге чипа на улазу антене.

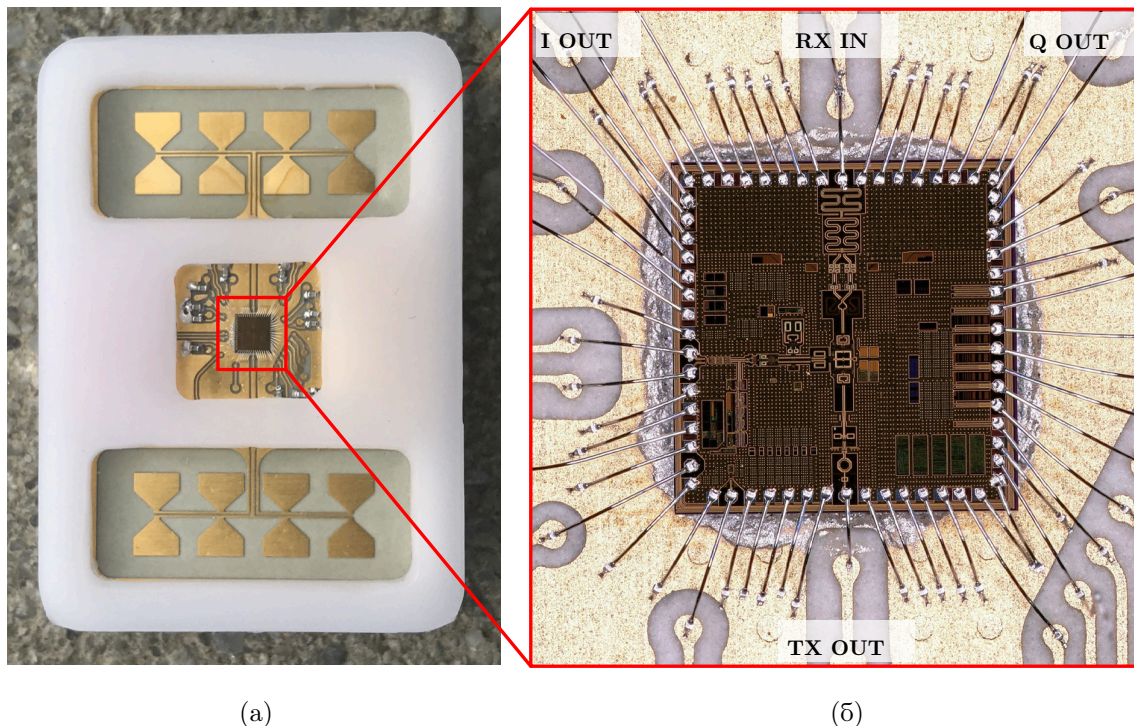
Као што се види на слици 21, вриједности EIRP FMCW предајника се крећу од 12,5 dBm до 15 dBm у нижем радном региону (испод 66,5 GHz), са опадањем до 8,5 dBm на 70,5 GHz, која је горња граница опсега учестаности од интереса. Де-ембедовано појачање TX антене узрокује пад EIRP на вишим



учестаностима. У исто вријеме, процијењени ниво снаге FMCW предајника на улазу антене се креће између 6 dBm и 8 dBm испод 68 GHz, и између 5 dBm и 6 dBm на вишем крају радног опсега, што се подудара са сликом 18.

### 3.3 Предајник за потпуно интегрисани радарски сензор око 60 GHz

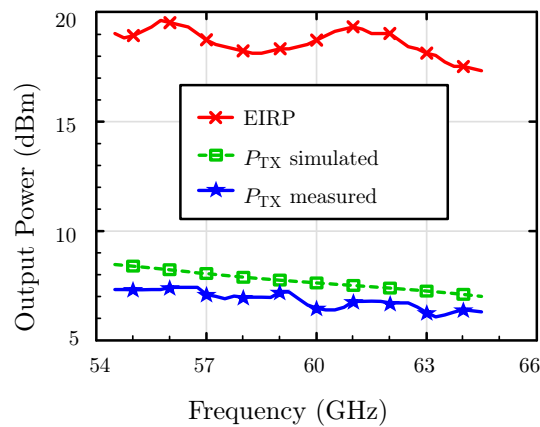
FMCW предајник је искоришћен у оквиру комплетно интегрисаног примопредајника описаног у [67]. Предложени чип користи фино подешен FMCW синтетизатор који покрива доњи дио нелиценцираног опсега од 60 GHz.



Слика 22: (а) Пројектовани модул радарског сензора ( $32\text{ mm} \times 22\text{ mm} \times 7\text{ mm}$ ), и (б) фотографија придруженог FMCW предајника ( $2,17\text{ mm} \times 2,23\text{ mm}$ ). [67]

Пројектовани FMCW радарски сензор приказан је на слици 22(а). Фотографија FMCW радарског чипа приказана је на слици 22(б) и укупна површина чипа износи приближно  $4,84\text{ mm}^2$ . Кристална референца и 40-пински конектор су постављени на доњи метални слој који покрива само централни дио штампане плочице. Модул радарског сензора прикључује се преко овог 40-пинског конектора на плочу за дигиталну обраду сигнала који је одгово-

ран за обезбеђивање неопходног напајања и конфигурацију чипа. Штампана плочица се механички подупиरे алуминијумском основом са убушеним шупљинама дебљине 0,8 mm испод антена. Као TX и RX антене користе се два идентична  $4 \times 1$  унипланарна низа дипола. Антене су реализоване у горњем металном слоју на супстрату RO3003 дебљине 0,127 mm, постављене на  $\approx \lambda/4$  изнад рефлективне (металне) равни. Импедансе свих компоненти антена пројектоване су за максимално појачање од  $\approx 15$  dBi са мање од 2 dB деградације у широком опсегу учестаности од 50 до 70 GHz. Типичне ширине зрачења на 3 dB у овом опсегу учестаности су  $40^\circ$  и  $15^\circ$  у  $E$ - и  $H$ -равни, респективно, што је прихватљиво за већину практичних примјена. На слици 23 су приказани графици за измјерену снагу и EIRP пројектованог радарског сензора.



Слика 23: EIRP и упоређење измјерене и симулиране излазне снаге предајника.

## 4 Вишеканални MIMO примопредајник за потпуно интегрисане радарске сензоре

На основу анализе на нивоу система дате у поглављу 2, изведена је имплементација кључних блокова примопредајника на нивоу кола. Поједностављени блок дијаграм предложеног 2TX–4RX MIMO радарског примопредајника приказан је на слици 24. Све улазно/излазне (I/O) стопице на којима се појављују сигнали у милиметарском таласном опсегу су једностране како би се смањили проблеми повезани са жицама за бондовање и олакшао дизајн плоче и антена. Пошто су кола потпуно диференцијална, конверзије сигнала се врше преко интегрисаних балуна који такође служе као галвански изолатори и заштита од електростатичког пражњења.

У овом поглављу биће дати детаљи пројектовања и резултати симулација потпуно интегрисаног примопредајника са два предајна и четири пријемна канала за нелиценцирани опсег око 60 GHz имплементираног у IHP SG13:S процесу. Ово поглавље се у највећој мјери ослања на претходно објављену публикацију [72] одакле су преузете слике као и најважнији резултати и закључци.

Језгро интегрисаног FMCW радарског сензора је фракционом- $N$  PLL који се користи за генерисање линеарних модулисаних таласних облика. Да би се постигла жељена динамика петље која резултира добрим компромисом између линеарности чирпа, пропусног опсега и укупног фазног шума, улазна референтна учестаност PLL-а је изабрана да буде реда величине неколико стотина мегахерца. На овај начин, линеарност чирпа боља од 0,01% се постиже преко пропусног опсега од 7 GHz. Осим тога, релативно висока референтна учеста-



затворене петље за побољшање фазног шума и референтних перформанси лажних тонова. Архитектура је детаљно описана у [101] и усвојена за овај систем уз неколико модификација. Излазна учестаност коришћеног MDLL-а је 240 MHz и генерисана је из кристалног осцилатора од 40 MHz.

За линеаризацију криве подешавања VCO, као и за генерисање FMCW чирпова, користи се фракциони- $N$  PLL, приказан на слици 24. Пошто се у најједноставнијим имплементацијама хомодиног FMCW радара сигнал локалног осцилатора дијели између TX појачавача снаге и RX миксера, изабрана је основна VCO топологија [110]. Повратна спрега петље се састоји од константног прескалера који дијели учестаност осцилатора са 4 и петостепеног варијабилног вишемодулног дјелитеља (енгл. *Multi-Modulus Divider* – MMD) који обезбјеђује однос дијелења од 48 до 79. PLL користи конвенционални фазно-фреквенцијски детектор да упореди фиксну референтну учестаност од 240 MHz добијену помоћу MDLL-а, са подијељеном учестаношћу из повратне спреге.

Чирпови се синтетишу интерно помоћу MASH  $\Sigma\Delta$  модулятора трећег реда који контролише MMD. Могућа је прилично сложена модулациона шема, која укључује до 16 конфигурација нависе, наниже, задржавања учестаности и ресетовања, поред стандардног, тестерастог и троугластог режима модулације учестаности.

Топологија диференцијалног Колпицовог осцилатора [111] који ради на основној учестаности је изабрана зато што она инхерентно има више степени слободе [110] и стога може да прихвати шири опсег подешавања од других алтернативних топологија осцилатора. Да би постигао строге циљеве подешавања, користи четири паралелна варактора. Струја поларизације је програмабилна помоћу 4 бита и контролише се једноставном машином стања да би се подесила оптимална амплитуда осциловања након укључивања или ресе-

товања. Калибрација користи информације из детектора снаге, што такође омогућава да се процјени излазна снага VCO.

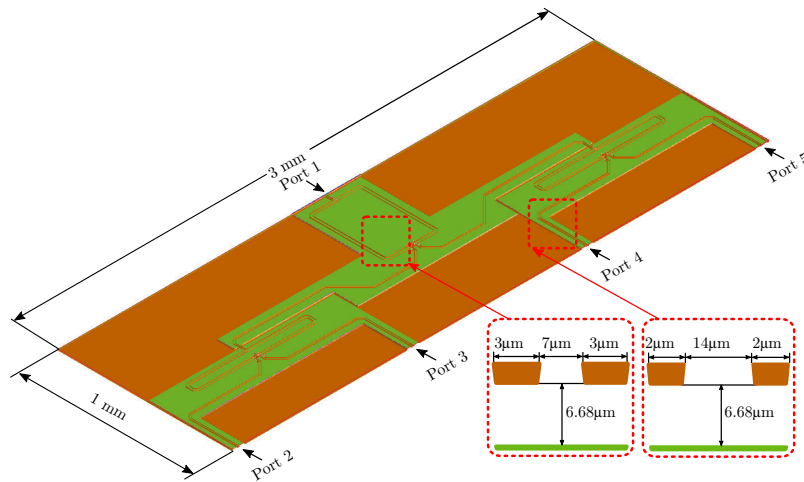
## 4.1 Пријемник

Пријемници у ММО системима су критичне компоненте јер њихова осјетљивост директно одређује способност радара да открије и одвоји различите циљеве, као и да процјени њихове угаоне позиције. Пошто LNA није неопходан дио овог ММО пријемника, пројектовани пријемник се састоји од улазног балуна који се користи за конверзију сигнала са антене на диференцијални улаз мјешача за конверзију на ниже (енгл. *Down-conversion Mixer - DCM*) који је праћен потпуно програмабилним каналом за аналогну обраду сигнала у основном опсегу учестаности. Мрежа дистрибуције сигнала локалног осцилатора укључујући мреже за прилагођење се такође третира као дио пријемника.

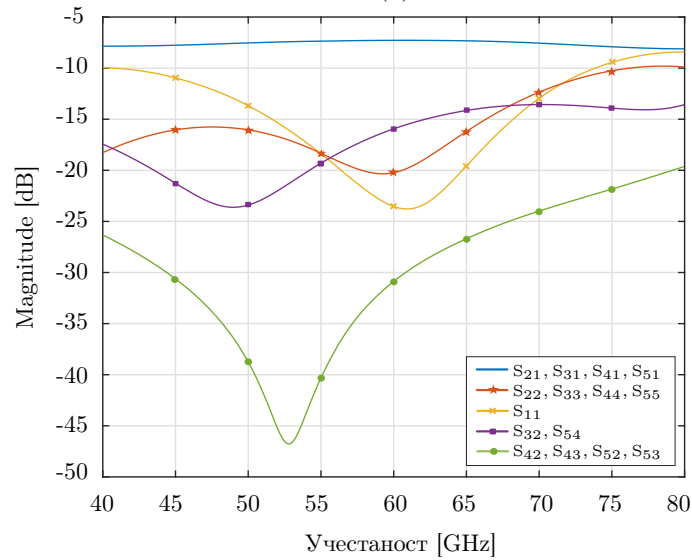
### 4.1.1 Дистрибуција сигнала локалног осцилатора

Сигнал локалног осцилатора, сигнал узет из активног раздјелника снаге (енгл. *Active Power Divider - APD*) се даље доводи у четири DCM-а. Генерално, за  $N$  пријемника, постоји потреба за  $N - 1$  раздјелника снаге. Пошто је расположива снага на порту  $APD_{RX}$  довољно велика, пасивни раздјелници снаге се могу користити за ову сврху. Дистрибутивна мрежа сигнала локалног осцилатора у представљеном систему састоји се од три диференцијална Вилкинсонова дјелитеља снаге [112]. Физичка имплементација се изводи коришћењем дебелог горњег метала за рутирање сигнала, док је маса имплементирана у металу 4, као што је приказано на слици 25 (а). За симулацију ове и свих преосталих пасивних структура на чипу коришћен је 2,5Д планарни електро-

магнетски симулатор, Momentum. Укупни губици кроз дистрибутивну мрежу су око 7 dB за сваку грану у широком фреквентном опсегу. Сви портови су прилагођени на диференцијалну импедансу од  $100 \Omega$ , а прилагођење је боље од  $-15$  dB за свих 5 портова. Пошто је растојање између излаза 1 mm, изолација између њих је веома добра и прелази 30 dB. Релевантни  $S$ -параметри ове мреже су приказани на слици 25 (б).



(а)



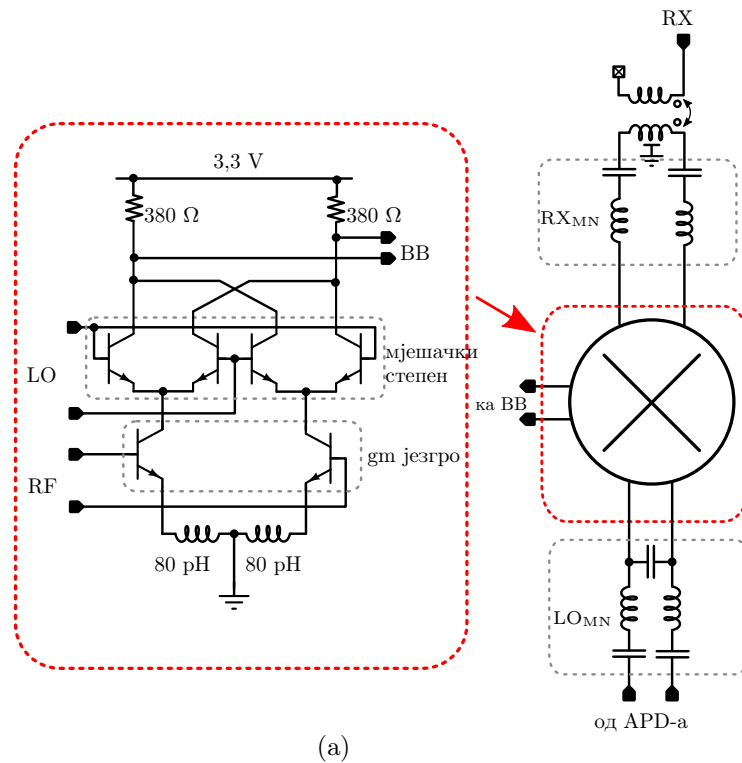
(б)

Слика 25: (а) 3Д лејаут пројектоване мреже за дистрибуцију сигнала локалног осцилатора и (б)  $S$ -параметри пројектоване мреже.

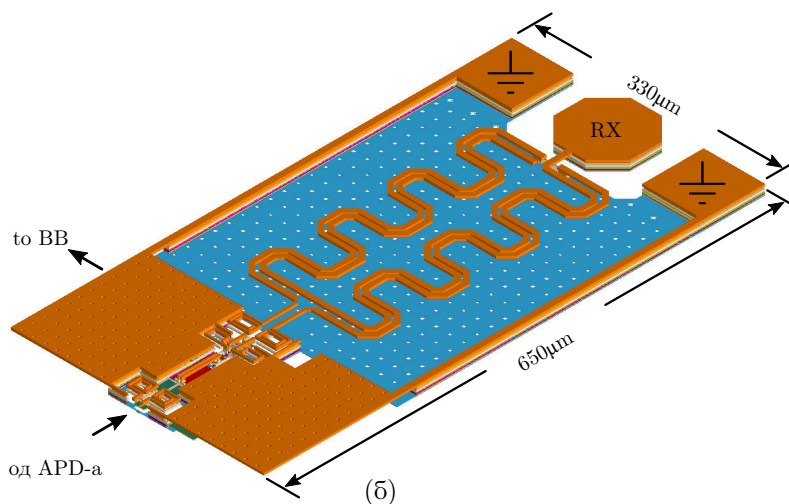


#### 4.1.2 Демодулатор

Језгро демодулатора коришћено на овом чипу је двоструко балансирани мјешач на ниже на бази Гилбертове ћелије [107] са индуктивном дегенерацијом у емитеру.



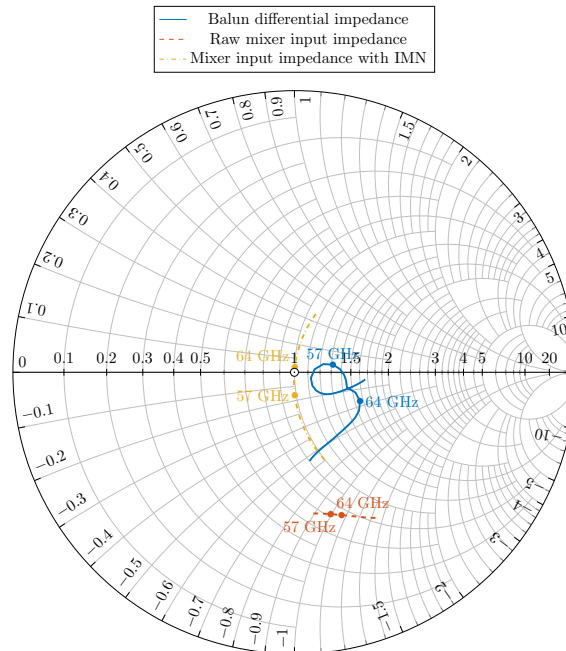
(а)



(б)

Слика 26: (а) Упростићена шема пријемника и (б) 3Д лејаут имплементираниог једног пријемног канала у милиметарском таласном опсегу.

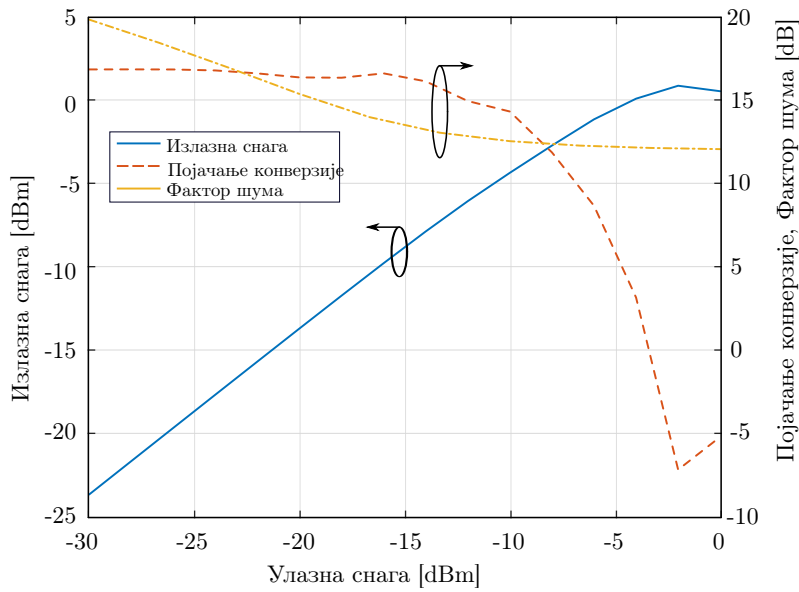
Поједностављена шема пројектованог демодулатора је приказана на слици 26 (а). Густина струје транзистора у транскондукторском пару је оптимизирана за минимални фактор шума, док су комутациони транзистори димензионисани за максимално  $f_T$  да би се обезбиједила максимална брзина прекидања [62]. РФ сигнал са једностране RX антене од  $50\text{-}\Omega$  конвертује се у диференцијални на  $100\ \Omega$  помоћу пасивног балуна, приказаног у 3Д лејауту на слици 26 (б). Приказана је процедура пројектовања за усклађивање мреже између балуна и РФ улаза мјешач на слици 27.



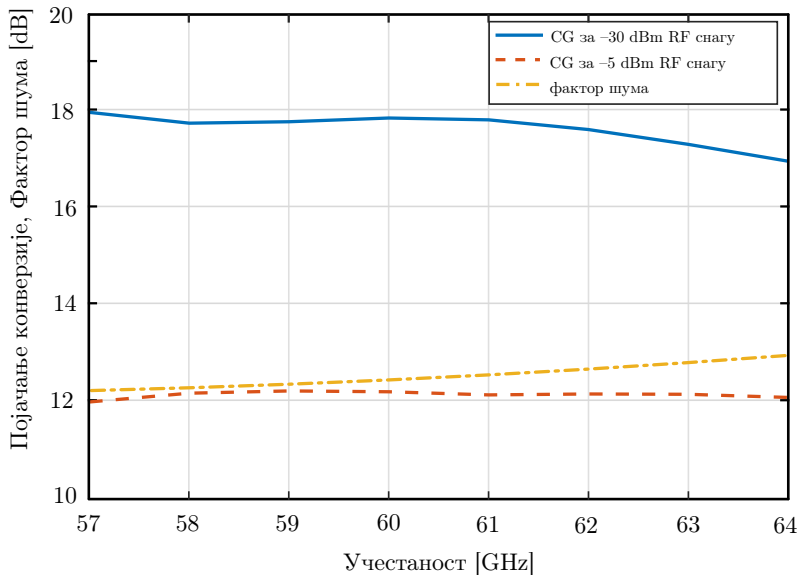
Слика 27: Прилагођење мјешача на нормализовану импедансу од  $100\ \Omega$ .

Симулирана вриједност  $IP_{1dB}$  је приближно  $-12,5\ \text{dBm}$ , а излазна снага заједно са појачањем конверзије и шумом за различите нивое улазне снаге приказана је на слици 28. Симулације показују појачање конверзије миксера боље од  $17\ \text{dB}$  за улазну РФ снагу мању од  $-15\ \text{dBm}$ . Вриједност фактора шума је  $20\ \text{dB}$  за дати сценарио у најгорем случају, док фактор шума остаје скоро константан за нивое улазне снаге веће од  $-10\ \text{dBm}$ , и упоредив је са претходно објављеним вриједностима у литератури [113]. За нивое улазне снаге око  $IP_{1dB}$ ,

појачање конверзије је константно у жељеном опсегу учестаности 57–64-GHz, као што је приказано на слици 29. Фактор шума пасивног улаза и мреже за прилагођење једнак је њиховим губицима од приближно 4 dB и ова вриједност је укључена у дати фактор шума.



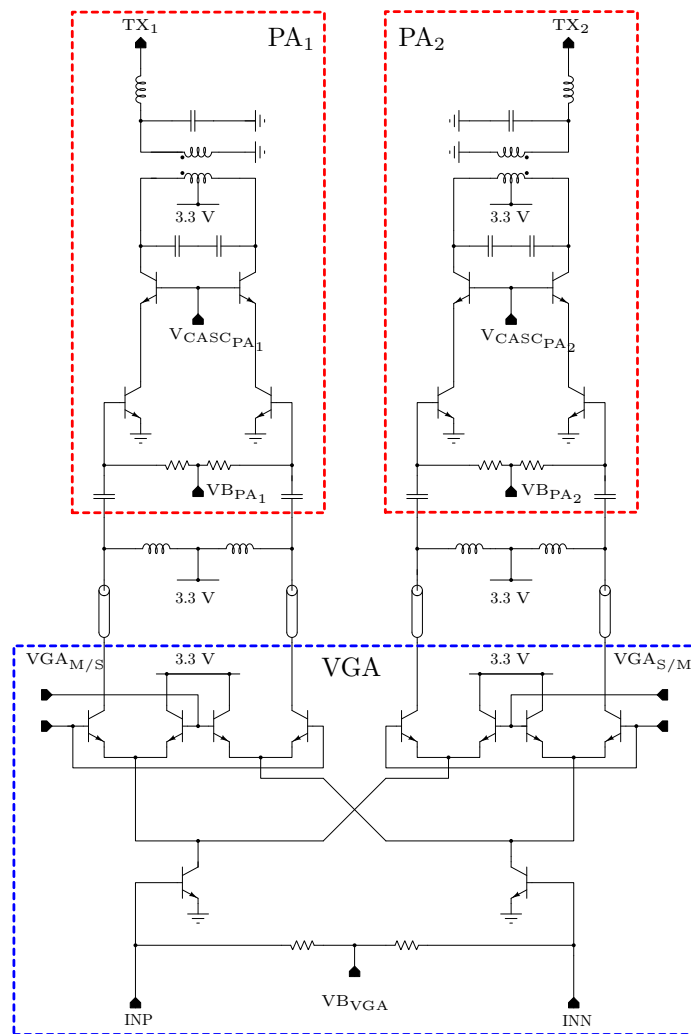
Слика 28: Излазна снага и појачање пријемника у милиметарском опсегу у зависности од нивоа улазне снаге.



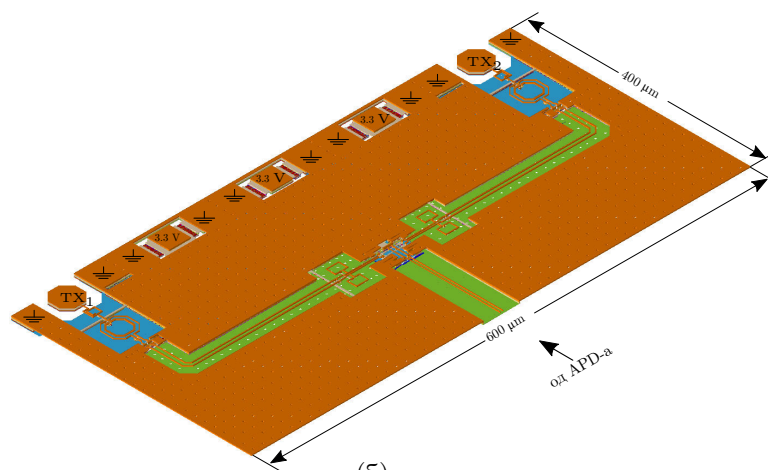
Слика 29: Појачање и фактор шума пријемника у милиметарском опсегу учестаности за различите учестаности локалног осцилатора.

## 4.2 Предајник

Максимални домет за све типове радара одређен је радарском једначином. Снага зрачења се за радарске системе скалира са четвртим степеном растојања, али на учестаностима које одговарају милиметарским таласима, велику снагу зрачења је прилично тешко генерисати. Главни фактори који доприносе губитку снаге на овим учестаностима су губици у водовима на чипу, умјерено прилагођење излаза потребно за високу излазну ефикасност и губитак усљед паковања [68], а осим наведених постоје и законска ограничења о нивоу емисије електромагнетског зрачења. Губици на чипу углавном зависе од коришћене технологије. BiCMOS процес који се користи за овај чип омогућава излазне степене велике снаге који могу да поднесу поменуте губитке. Међутим, пошто је систем намијењен примјенама у нелиценцираном опсегу од 60 GHz, излазна снага мора да задовољи ограничене нивое емисије снаге према ETSI [114]. Да би могли ефикасно да раде са различитим нивоима снаге, програмибилни канали предајника са промјенљивим појачањима су пожељни у савременим радарским системима, као и детектори снаге који се користе за праћење излазне снаге.



(a)

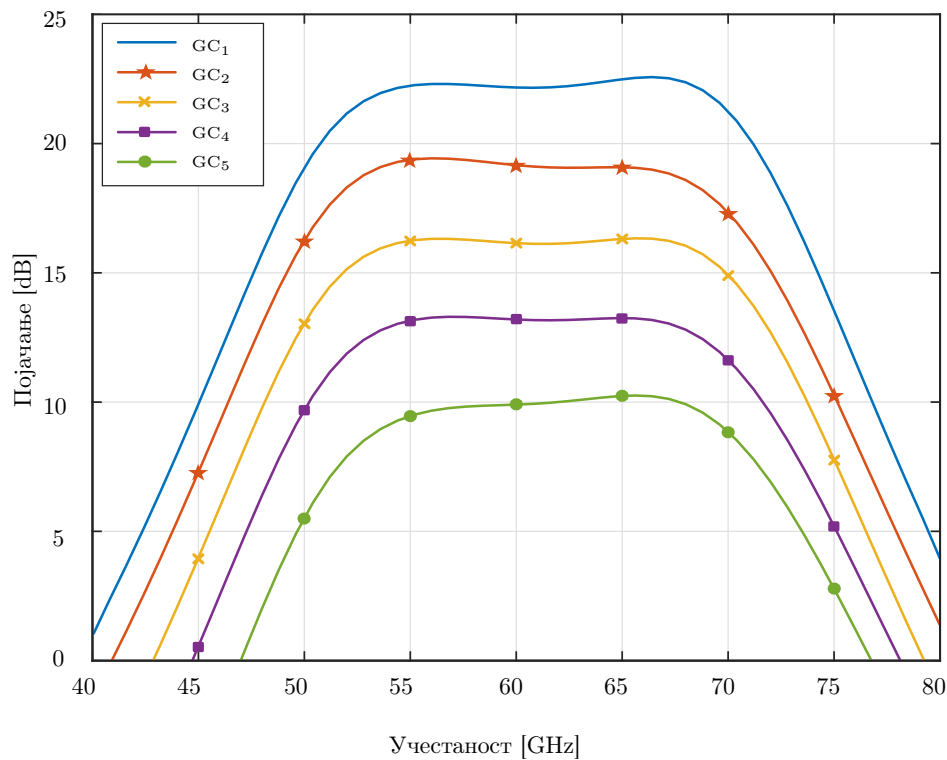


(б)

Слика 30: (а) Упрошћена шема предајника у TDM конфигурацији и (б) 3Д лејаут предајника у милиметарском опсегу.

#### 4.2.1 Појачавач са промјенљивим појачањем

Програмабилност појачања на ниским учестаностима може се постићи коришћењем програмабилних група отпорника и кондензатора у повратној спрези појачавача. Међутим, овај приступ је тежак за имплементацију на веома високим учестаностима због губитака, примарно паразитних отпорности и капацитивности и струја цурења прекидача који се користе за укључивање или искључивање изабраних грана повратне спреге. Још један проблем повезан са програмирањем појачања на високим учестаностима је значајна промјена улазне или излазне импедансе која се види из спољних блокова. Имајући ове чињенице на уму, програмабилност појачања се постиже контролом  $g_m$  унутар језгра појачавача са промјенљивим појачањем (енгл. *Variable Gain Amplifier* – VGA). Језгро VGA је Гилбертова ћелија са оптерећењем трансформатора, приказана на слици 30. Програмабилност се постиже управљањем струјом између напајања и излаза на транзисторима за мијешање, слично као у претходно објављеном раду [115]. VGA излаз је прилагођен са улазом појачавача снаге како би се испоручила максимална РФ снага на жељеном фреквентном опсегу. Намјенско коло за прилагођење описано у [68] се користи за контролу управљања струјом унутар једног канала, али и за пребацивање између двије ТХ путање. Опсег појачања VGA је пројектован да буде 13 dB са корацима од 3 dB. Симулирано појачање предајног ланца за 5 различитих, подједнако распоређених, подешавања VGA појачања је приказано на слици 31. Укупна потрошња струје VGA је 12 mA из напајања од 3,3 V за поставку VGA појачања од 8 dB.



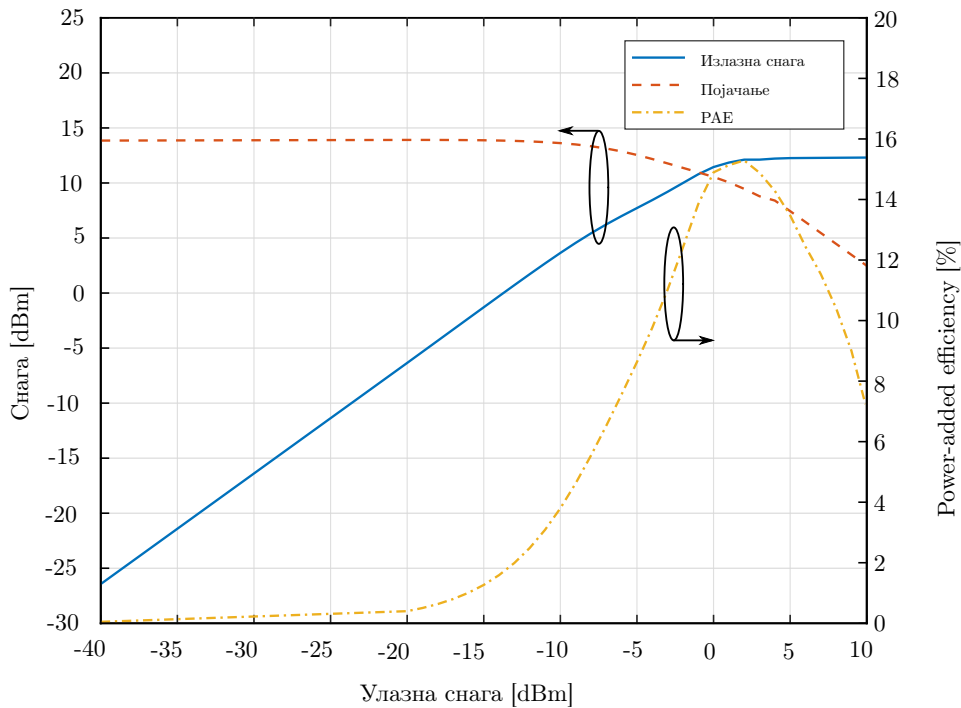
Слика 31: Појачање предајника за различита појачања промјенљивог појачавача.

#### 4.2.2 Појачавач снаге

Након што се обезбиједи контрола појачања, потребно је пројектовати појачавач снаге који треба да испоручи максималну снагу антени на штампаној плочи. Диференцијална каскодна топологија се користи да би се обезбиједила висока изолација, појачање и повећан опсег излазног напона [78]. Поједностављена шема предложеног појачавача снаге је означена на слици 30. Намјенско коло за поларизацију појачавача снаге преузето из [68] да би се омогућила компензација варијација процеса, напона напајања и температуре. Трансформатор на чипу се користи за трансформацију импедансе од  $50\text{-}\Omega$  до оптималне импедансе појачавача снаге, као и балун за конверзију у једнострану излаз. Ова структура на излазу појачавача снаге, као и мрежа за прилагођење између VGA и појачавача снаге, симулирана је коришћењем 2,5Д електромаг-

нетског симулатора. Обје мреже су оптимизоване за постизање максимално равне карактеристике појачања као што је приказано на слици 31.

Да би се омогућило откривање широког спектра препрека са различитим радарским попречним пресецима, појачавач снаге је пројектован да испоручи више од 12 dBm снаге на једностраном порту, као што се претпоставља у прорачуну буџета канала. Ова количина снаге је довољна да задовољи потребну снагу зрачења након губитка жица за повезивање и прелаза са паковања ка РСВ антени.

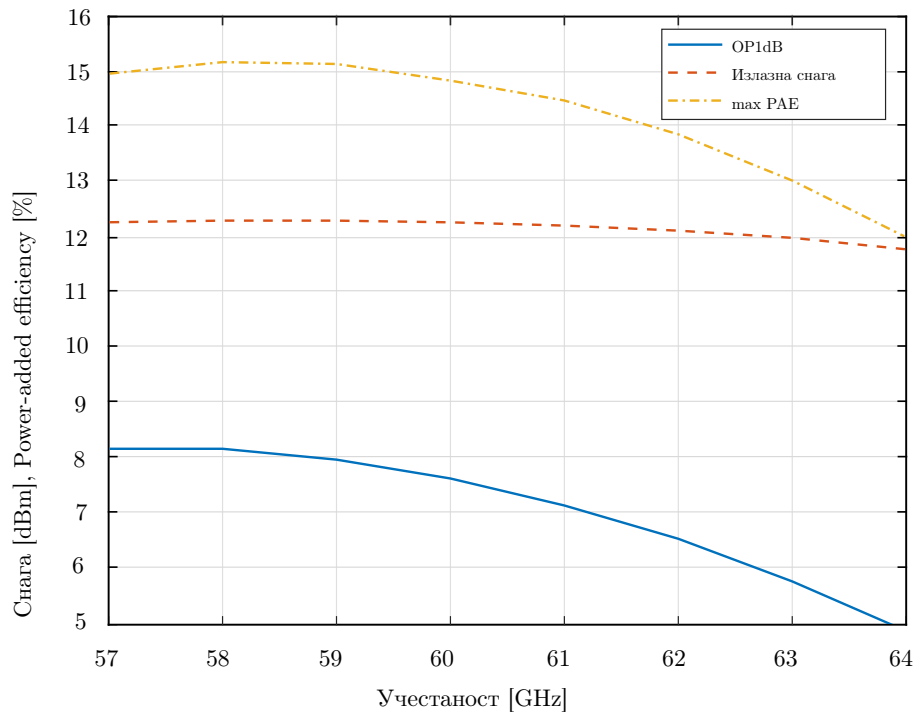


Слика 32: Параметри пројектованог појачавача снаге за велики сигнал.

Параметри пројектованог појачавача снаге за велики сигнал су приказани на слици 32. Испоручена излазна снага у засићењу је типично 12 dBm, док је  $OP_{1dB}$  реда величине 7 dBm на 61 GHz. Максимална ефикасност (енгл. *Power-Added Efficiency* - PAE) се јавља за ниво улазне снаге од 2 dBm и износи 15 %. Велики параметри сигнала комплетног ТХ ланца су такође верификовани за цио опсег учестаности од интереса, а главни резултати су приказани на слици



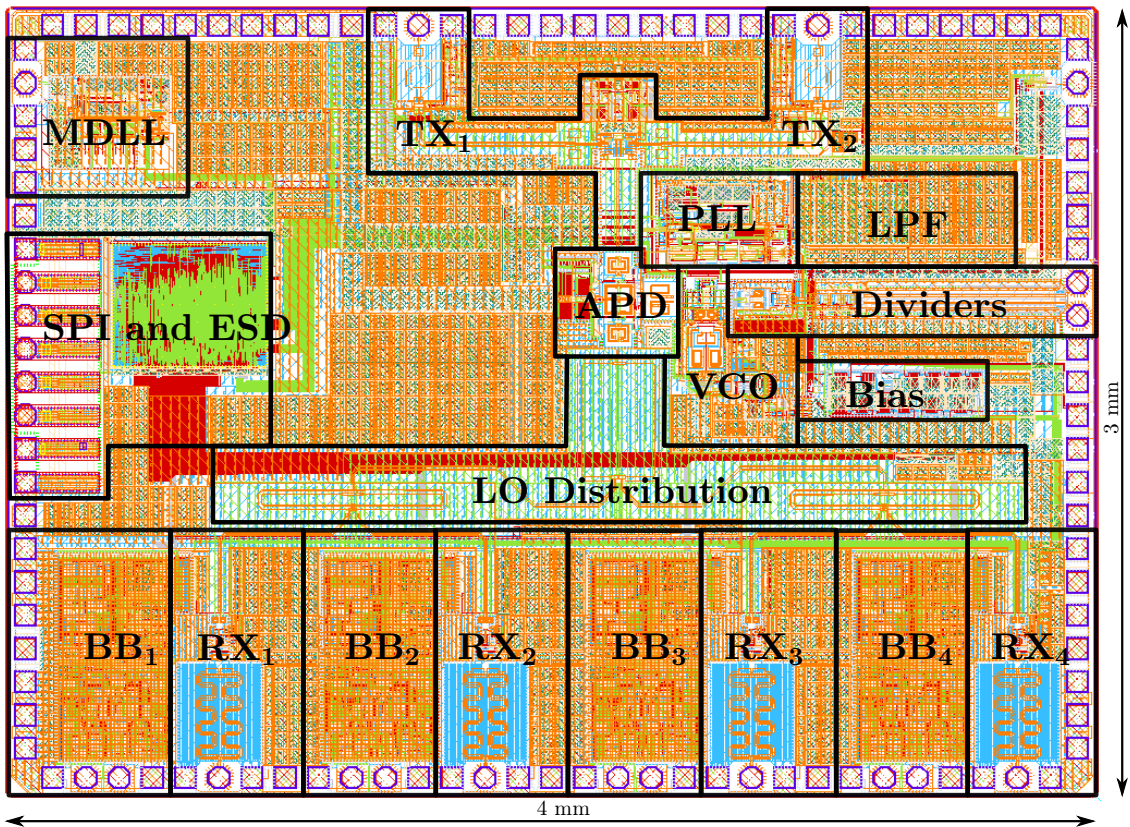
33. Показано је да је излазна снага засићења константна у пропусном опсегу од 7 GHz, док су вршни PAE и  $OP_{1dB}$  на вишим учестаностима једнаки 12 % и нешто испод 5 dBm, респективно.



Слика 33: Излазна снага и ефикасност предајног канала на различитим учестаностима.

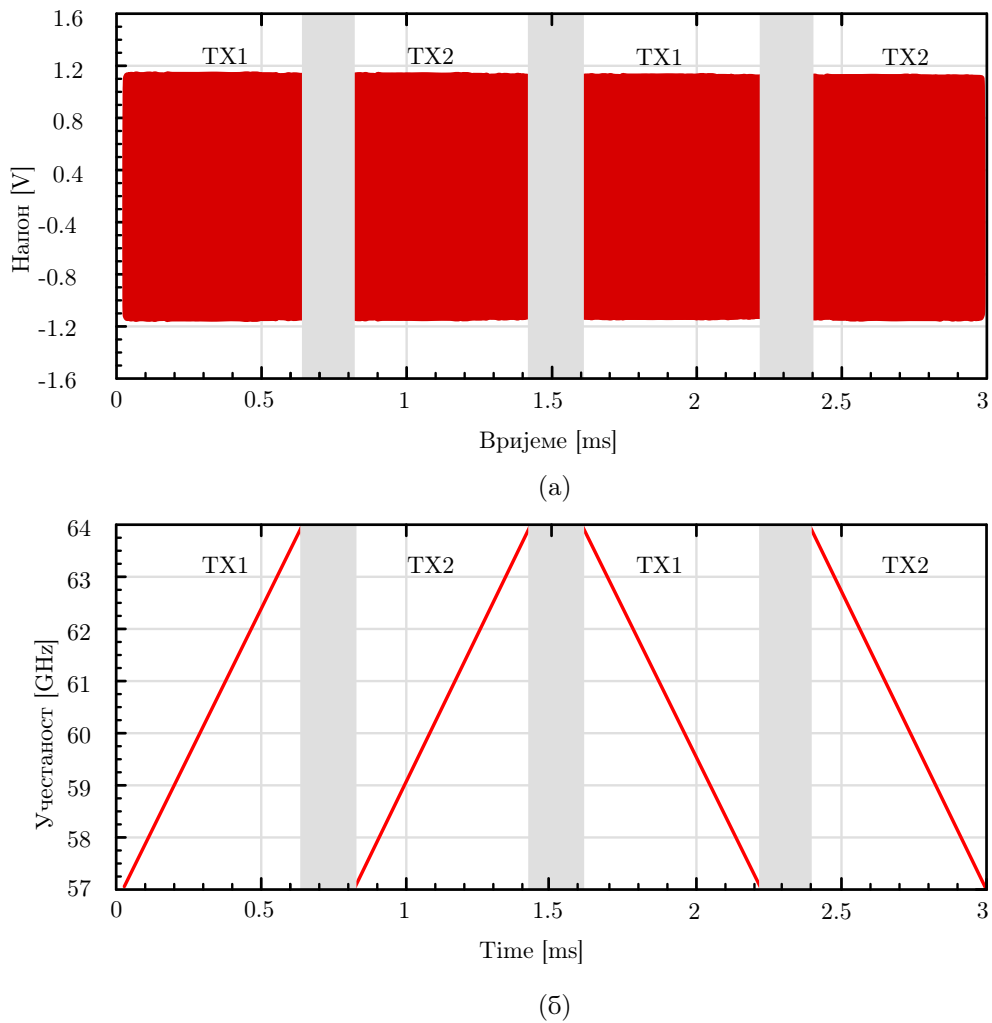
### 4.3 Поређење пројектованог примопредајника са *state-of-the-art* рјешењима

Представљени MIMO примопредајник је имплементиран у 130-nm SiGe:C BiCMOS технологији произвођача IHP [103], са хетероспојним биполарним транзисторима са  $f_T/f_{\max} = 240/330$  GHz са пет танких и два дебела алуминијумска слоја за повезивање. Лејаут примопредајника укључујући 106 I/O падова са обиљеженим кључним блоковима приказан је на слици 34.



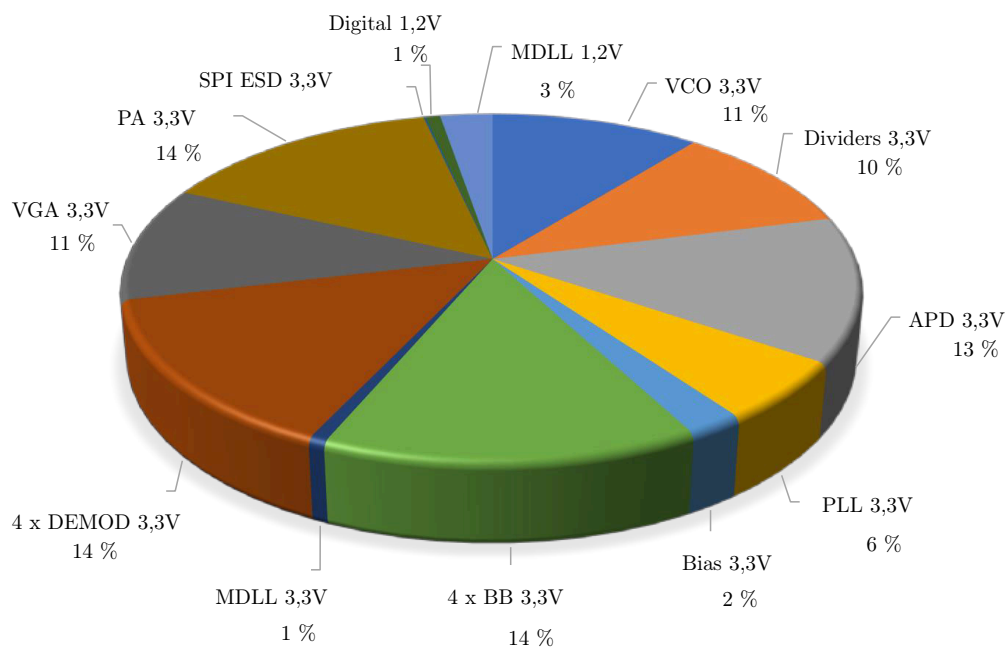
Слика 34: Лејаут пројектованог FMCW MIMO примопредајника.

Апликације кратког домета инхерентно имају кратко вријеме лета и стога захтијевају брзо пребацивање између предајника у TDM режиму рада, посебно у сценама које се брзо крећу. Прелазни таласни облици репрезентативне чирп секвенце су дати на слици 35.



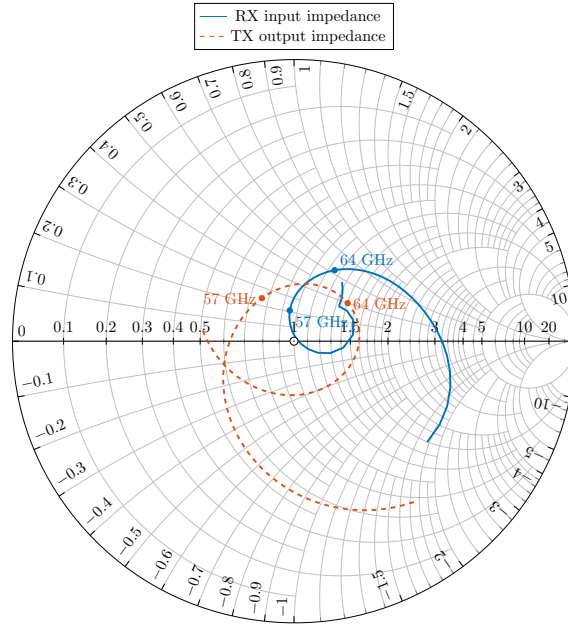
Слика 35: TDM режим рада предајника: (а) излазни сигнал и (б) модулисана учестаност излазног сигнала.

Симулирано вријеме пребацивања између два предајника који испоручују сигнале пропусног опсега од 7 GHz је 200  $\mu$ s, и ово вријеме се дешава у близини тачака преокрета које су бескорисне у дигиталној обради примљеног сигнала. Доприноси потрошњи енергије представљеног интегрисаног кола су приказани на слици 36.

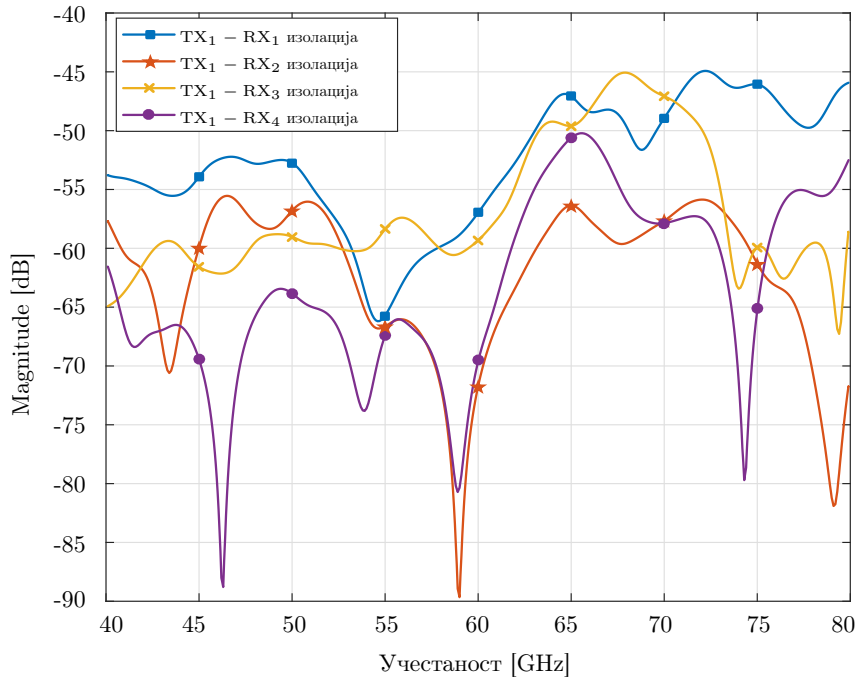


Слика 36: Расподјела потрошње по напонским доменима.

Пренос снаге између чипа и штампане плоче је још један веома изазован инжењерски проблем на учестаностима које одговарају милиметарском таласном опсегу. Из претходног искуства са чиповима за уградњу на штампану плочу помоћу жица за бондовање, одлучено је да једностране стопице за TX и RX антене треба да буду усклађени са  $50 \Omega$ , док ће се ефекат жица за повезивање узети у обзир у процесу пројектовања РСВ антене. Пуноталасна 3Д симулација на нивоу чипа је урађена коришћењем симулатора HFSS да би се провјерила импеданса на овим портovima, као и да се процијени електромагнетска спрега између предајника и пријемника. Добијени резултати су приказани на слици 37 и слици 38, респективно.



Слика 37: Улазна импеданса пријемника и излазна импеданса предајника нормализоване на  $50 \Omega$ .



Слика 38: Изолација између предајника и пријемника.

Једнострани улази и излази су усклађени са  $50\text{-}\Omega$  антенама за фреквентни

опсег 40–80 GHz, а одговарајуће криве  $S$ -параметара се савијају око центра Смитовог дијаграма на слици 37. Пошто се прилагођење на чипу врши под претпоставком да је импеданса од 50  $\Omega$  у референтној равни која се налази на стопицама, дизајн паковања и антена на штампаној плочи треба пажљиво да се спроведе. Природа индуктивних веза, као и варијација њихове дужине због непрецизности процеса, захтијевају широкопојасну компензацију како би се спријечиле нежељене рефлексије и губитак снаге према антенама. Изолација између пријемника и предајника је боља од  $-45$  dB у опсегу од преко 40 GHz, што је много већа вриједност од циљаних  $-13$  dB изведених из симулације линеарности ланца пријемника.

Табела 2 даје преглед перформанси објављених најновијих 60-GHz MIMO FMCW радарских примопредајника, укључујући резултате симулација предложеног примопредајника. Рад [86] је први MIMO радарски примопредајник на 60 GHz икада објављен. Занимљива модуларна рјешења су описана у [116] и [117]. Примопредајник описан у [116] има већи виртуелни низ формиран од 4-каналног пријемника са једним чипом и 4-каналног предајника, али му је такође потребан екстерни извор високе учестаностима и кондиционирање демодулисаних сигнала у основном опсегу учестаности. Рјешење описано у [117] користи одвојене 4-каналне пријемнике и 4-каналне предајнике као одвојене чипове, који су монтирани на исту штампану плочу док користе заједничку дистрибуцију сигнала локалног осцилатора. Такав приступ омогућава формирање великих виртуелних низова, али ово рјешење доноси линеарно повећање потрошње енергије што може резултовати проблемима са одвођењем топлоте. FDM метода имплементирана коришћењем бинарног модулатора са помјерањем фазе (*Binary phase-shift keying* - BPSK) представљена је у [91]. Овај рад такође користи 2 Д антенски низ који омогућава мјерење угла и по азимуту и по елевацији. CMOS рјешење без интегрисаног PLL-а у [94]

Табела 2: Преглед *state-of-the-art* примопредајника у милиметарском опсегу учестаности до 100 GHz и поређење са пројектованим примопредајником.

Референца	Nasr 2016	Ozturk 2019	Forstén 2020 <sup>a</sup>	Ng 2019	Rimmelspacher 2020	Dandri 2021	Пројектовани примопредајник <sup>b</sup>
Технолошки процес	350-nm SiGe	130-nm SiGe	130-nm SiGe	130-nm SiGe	28-nm CMOS	45-nm CMOS	130-nm SiGe
Број TX/RX канала	2TX 4RX	4TX 4RX	4TX 8RX	2TX 4RX	2TX 3RX	3TX 4RX	2TX 4RX
Угаона резолуција	14,32°	7,5°	3,5°	28,6° - по азимуту 57,3° - по елевацији	19,1°	5,625°	14,32°
Ниво интеграције	Спољашњи PLL и BB	Спољашњи PLL и BB	Спољашњи PLL	Спољашњи PLL	Спољашњи PLL	Потпуно интегрисан	Потпуно интегрисан
Опсег учестаности [GHz]	57-64	55,5-64,8	57-64	57-64	57-64	57-64 <sup>c</sup>	57-64
Фазни шум @1 MHz offset [dBc/Hz]	-105 <sup>d</sup>	N/A	N/A	N/A	-93 <sup>d</sup>	-93	-80
Појачање пријемника [dB] <sup>e</sup>	19	18	14-20	24	77	60	77
NF <sub>SSB</sub> пријемника [dB]	9,5	9	6,5	9,8	15	12,5	13
P <sub>1dB</sub> пријемника [dBm]	-8,5	-17	-24	-12	N/A	-14	-12,39
P <sub>sat</sub> предајника [dBm]	4	12,5	10	11,5	10	11,8	12
Потрошња [mW]	990	1122	10164	1400	478	3100	930
Величина чипа [mm <sup>2</sup> ]	20,25	5,17	61,69	8,84	7,45	225 <sup>f</sup>	12

<sup>a</sup> Раздвојени предајни и пријемни чипови

<sup>b</sup> Резултати симулација

<sup>c</sup> Максимални пропусни опсег од 4-GHz за један чип

<sup>d</sup> Спољашњи дискретни PLL

<sup>e</sup> Појачање од RF улаза до излаза нискофреквенцијског дијела пријемника

<sup>f</sup> Величина паковања

показује најмању објављену потрошњу енергије од 480 mW. Радарски примопредајник са антенама у паковању описаним у [82] показује највиши ниво интеграције, истовремено подржавајући каскадно повезивање више чипова у огромне ММО низове кроз синхронизацију сигнала локалног осцилатора. Обиље имплементираних функција недвосмислено је постојало на рачун велике потрошње енергије. Међутим, овај примопредајник може да обезбиди само 4-GHz пропусног опсега у оквиру једног покривања, што посљедично резултира скромном просторном резолуцијом. Примопредајник који је развијен и описан у оквиру ове дисертације је фокусиран на потпуно интегрисани примопредајник који циља јефтине апликације кратког домета. Интеграција високог нивоа издваја представљено рјешење међу првих пет конкурената из табеле 2 без значајне разлике у перформансама, док по габаритима пружа много мање интегрисано коло са знатно нижом потрошњом енергије у поређењу са [82]. Представљени примопредајник карактерише потпуно интегрисани фракциони- $N$  PLL са FMCW генератором који подржава до 16 различитих и потпуно програмабилних шаблона рампе.



## 5 MIMO предајник за аутомобилске радаре

Аутомобилска индустрија не само да је била покретач за масовни развој и производњу интегрисаних радарских сензора, већ је до данас остала главна покретачка индустрија која усмјерава њихов даљи развој [20], иако је дошло до преливања ове технологије и у остале индустријске секторе.

Рудиментарни радарски сензор са једним предајником и једним пријемником, није у стању да разликује више објеката који имају једнаке вриједности релативне брзине и налазе се на истим растојањима, али под различитим угловима од сензора. Због тога је неопходно више виртуелних пријемника да би се постигло разликовање циљева по углу. Иако се то може постићи са само једним предајником и више пријемника распоређених у конфигурацији фазног низа [118], да би се ефикасно искористио одређени број доступних антена, вишеструки предајници се такође користе за добијање знатно бројнијих и већих виртуелних антенских низова који могу дати бољу угаону резолуцију. Дакле, у радарима са више улаза и више излаза, пријемници и предајници често долазе у одређеном броју канала интегрисаних заједно. За разлику од пријемника који су континуирано активни, рад предајника је често временски мултиплексиран, као што је објашњено у анализи из поглавља 2.

Док одређени број радарских предајника може истовремено да зрачи у режиму формирања снопа, у таквим случајевима они генерално захтијевају намјенске помјераче фазе у сваком предајном каналу који омогућавају управљање дијаграмом зрачења антенског система. Оваквим приступом се повећава укупна снага, а самим тим и максимални домет детекције за фиксни радарски попречни пресјек мете, али се и додатно компликује архитектура предајника.

С друге стране, у MIMO режиму рада са временским мултиплексирањем [119], у сваком тренутку је активан само један предајник. Ово ублажава потребу за финим фазним помјерањем и прецизно издвајање угаоног положаја објекта пребацује у домен дигиталне обраде сигнала [20]. У овом поглављу су дати резултати пројектовања реконфигурабилног предајног канала за аутомобилске радаре претходно објављеног у [71] одакле су и преузети најзначајнији резултати и закључци.

Једна од кључних компоненти унутар било ког бежичног система је свакако предајник који се састоји од појачавача снаге, кола за контролу појачања и детекције снаге на чипу који често користе динамичку контролу поларизације [95] чиме се компензује утицај варијације процеса, напона напајања и температуре, те обезбјеђује рад у оквиру дозвољених захтјева за ниво емисије снаге. Чињеница да је појачавач снаге директно прикључен на предајну антену чини га кључним градивним елементом унутар радара као цјелине [120]. Наиме, ако је излазни сигнал појачавача снаге изобличен или слаб, не може се повратити ни у једној од каснијих фаза обраде. Потрага за оптималним подешавањем међу мноштвом међусобно зависних параметара предајника као што су пропусни опсег, појачање, излазна снага, ефикасност и компресија/линеарност сигнала, који би задовољили строге захтјеве, чини истраживање пројектовања предајника итеративним и прилично захтјевним инжењерским задатком.

Континуирано прекидање и максимално повећање фреквенције осциловања биполарних транзистора учинили су BiCMOS идеалном технологијом за аутомобилске радаре и бежичне системе велике брзине уопште, барем из инжењерске перспективе. Већа транскондуктанса по струји поларизације, изазвана експоненцијалном зависношћу излазне струје од улазног напона, уз веће напоне пробоја, главне су технолошке карактеристике које говоре у прилог

биполарним транзисторима у односу на CMOS транзисторе са ефектом поља [66].

## 5.1 Пројектовање предајника за аутомобилски опсег

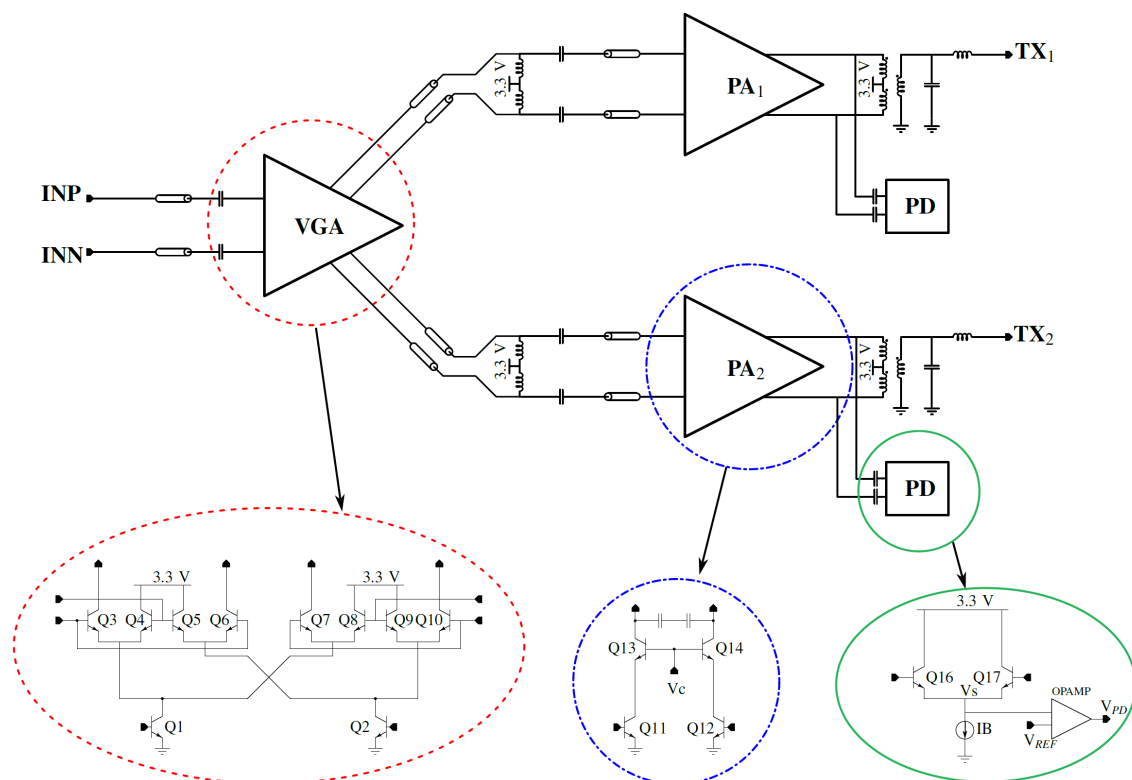
Најчешћи системски приступ за анализу и пројектовање интегрисаних радарских система почиње са одређивањем потребне израчене снаге за одређени опсег. Ово се обично ради користећи радарску једначину [89], гдје се примљена снага која потиче од рефлексије са мете на растојању  $R$  рачуна као:

$$P_{RX} = \frac{\sigma G_{TX} G_{RX} \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L_{ATM}} P_{TX} = k P_{TX}, \quad (18)$$

гдје је  $P_{TX}$  снага предајника,  $G_{TX}$  и  $G_{RX}$  су појачања антена на TX и RX, респективно,  $\sigma$  је радарски пресјек мете, док је  $L_{ATM}$  фактор слабљења атмосфере који износи око 0,5 dB/km на 77 GHz [89]. Из радарске једначине је очигледно да је примљена снага директно пропорционална предајној снази, са  $k$  као константом пропорционалности. Ако је типична вриједност  $\sigma$  за аутомобил око 10 m<sup>2</sup> [65], а појачање антене је реда 11 dBi [68], можемо анализирати неопходни ниво сигнала на предајнику. Претходни радови [65, 76, 89] наводе типичне вриједности примљене снаге у опсегу од  $-130$  dBm до  $-120$  dBm што одговара  $P_{TX}$  од 12 dBm за растојања реда 20 m. Ова вриједност предајне снаге се користи као спецификација за канал предајника представљен у овом поглављу.

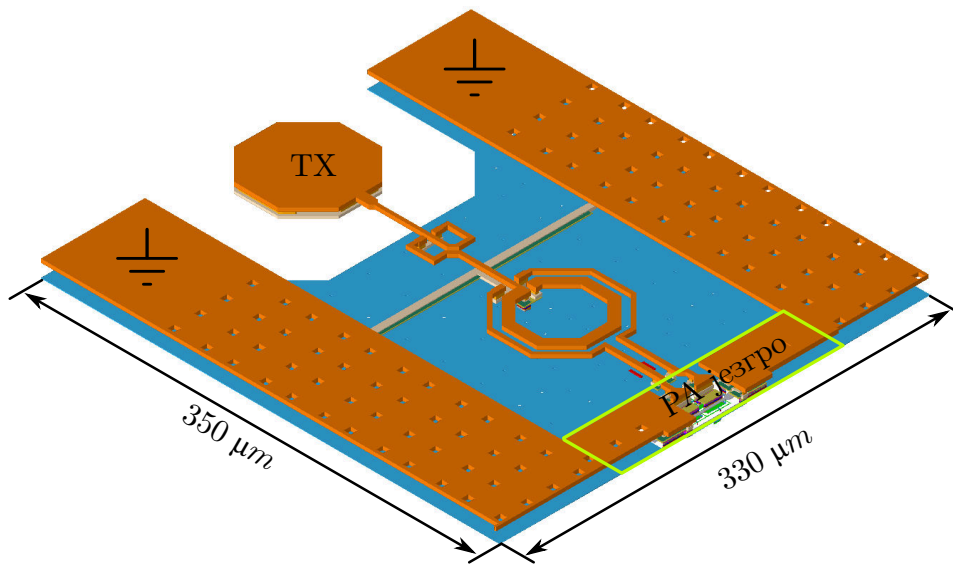
Како би се изборили са густим урбаним сценама са више објеката, излазна снага мора бити довољно висока, мора бити правилно надгледана и опционо промјенљива. Ове три карактеристике биле су главне спецификације у поступку пројектовања предложеног ланца предајника. Двобитна контрола подржава временско мултиплексирање излаза омогућавајући један излаз

предајника у исто вријеме у оба двострука и четворострука предајна канала. Мултиплексирање по времену такође олакшава пројектовање предајника на милиметарским таласима због одсуства интерференције са сусједним каналима. Поједностављени блок дијаграм на нивоу кола предложеног предајника са двоструким излазом приказан је на слици 39.

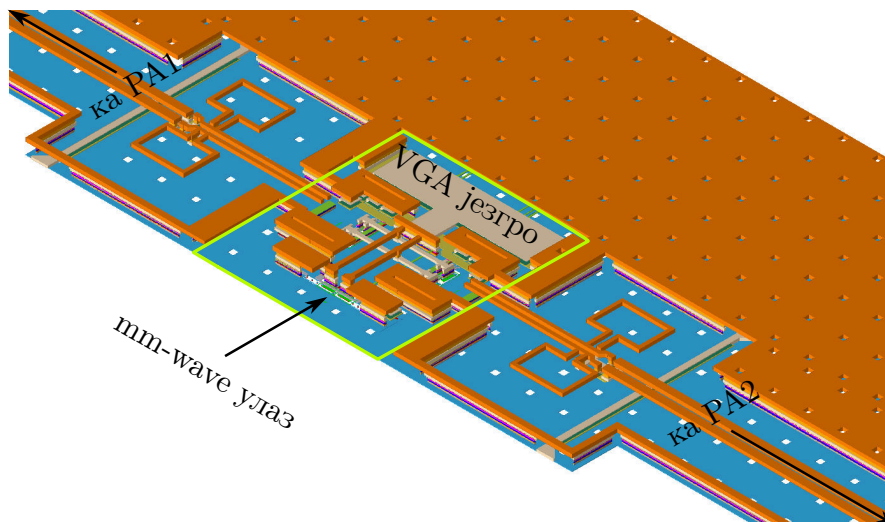


Слика 39: Блок дијаграм предложеног двоканалног МИМО предајника за аутомобилски опсег.

Потпуно диференцијални улаз предајника прилагођен је на импедансу од  $100 \Omega$  и може се лако интегрисати са остатком система на штампаној плочи израђеној на супстрату компатибилним за милиметарски таласни опсег. Релативно високо напајање од  $3,3 \text{ V}$  омогућава употребу каскодне топологије кола како за VGA тако и за PA, осигуравајући високе нивое излазне снаге и побољшавајући изолацију улаза. Детаљи лејаута пројектованог предајног канала су приказани на слици 40.



(a)



(б)

Слика 40: 3Д изглед једног канала: (а) појачавача снаге, и такође (б) детаљи језгра VGA.

## 5.2 Појачавач са промјењивим појачањем

Појачавач са промјењивим појачањем је имплементиран као модификована двоструко балансирана Гилбертова ћелија [107] са посебним дигитално контролисаним поларизацијом [68], која контролише пут сигнала *current steering* техником. Контролни напон се примјењује на базе транзистора Q3-Q6, и подешава усмјеравање струје кроз Q3/Q4 транзисторе са заједничком базом. Таква контрола дефинише промјену проводности каскодних транзистора и укупно појачање VGA. Промјена појачања се врши кроз пет корака од по 1,5 dB.

## 5.3 Појачавач снаге

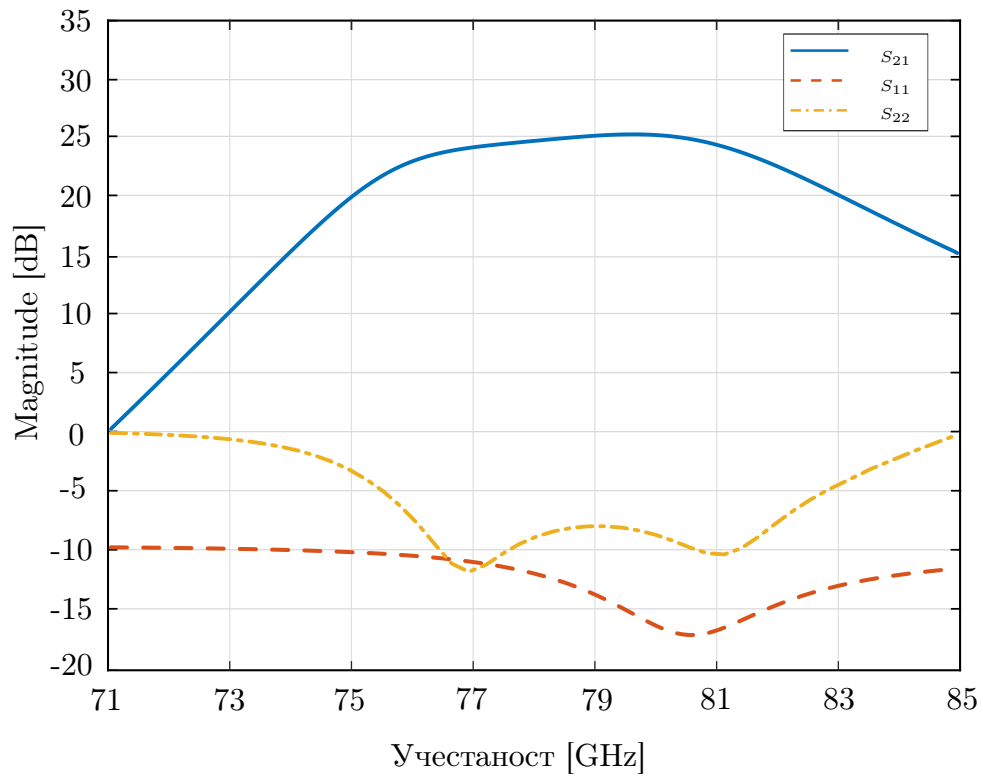
Иза претходно описаног појачавача са промјенљивим појачањем слиједи псеудо-диференцијални каскодни појачавач снаге. Да би се одржала довољна ширина пропусног опсега од 5 GHz и одржало приближно константно појачање у опсегу, мреже за прилагођење између VGA и појачавача снаге, као и излазни балун, захтијевају пажљиву оптимизацију. Значајна оптимизација распореда се извршава на језгру појачавача снаге да би се минимизирала индуктивност базе у каскодним транзисторима која може изазвати проблеме стабилности. Излазни балун се такође оптимизује како би трансформисао излазну импедансу од 50  $\Omega$  у оптималну импедансу оптерећења појачавача снаге, дефинисану из *load-pull* анализе. Излазна мрежа за прилагођење заједно са GSG стопицама за повезивање је потпуно електромагнетски симулирана. 3D изглед физичке имплементације појачавача снаге и VGA приказани су на слици 40.

## 5.4 Детектор снаге

Детектор снаге је капацитивно спрегнут са излазом сваког језгра појачавача снаге, као што је представљено на слици 39. Улазни диференцијални пар Q16-Q17 детектора снаге на заједничком емиторском чвору,  $V_S$ , производи сигнал пропорционалан квадрату улазног сигнала. Даље филтрирање и појачавање се врши једноставним колом на бази операционог појачавача које генерише  $V_{RD}$  сигнал који је пропорционалан нивоу улазне снаге.

## 5.5 Резултати симулација

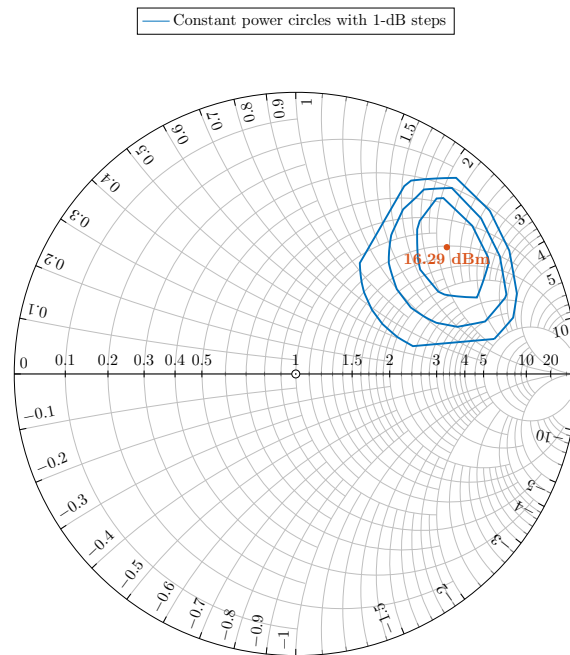
Предајник представљен у овом поглављу је имплементиран користећи стандардну 130 nm SiGe:C BiCMOS технологију са  $f_T/f_{\max} = 240/330$  GHz. Структуре које воде сигнале у милиметарском таласном опсегу су имплементирани у горња два метална слоја и симулиране коришћењем 2,5 Д планарног електромагнетског симулатора. Перформанси предајника у аутомобилском опсегу за мали сигнал су приказани на слици 41. Карактеристика појачања за мали сигнал има малу варијацију у опсегу од интереса што је постигнуто истовременом оптимизацијом мрежа за прилагођење.



Слика 41: Перформансе предложеног предајника за мале сигнале.

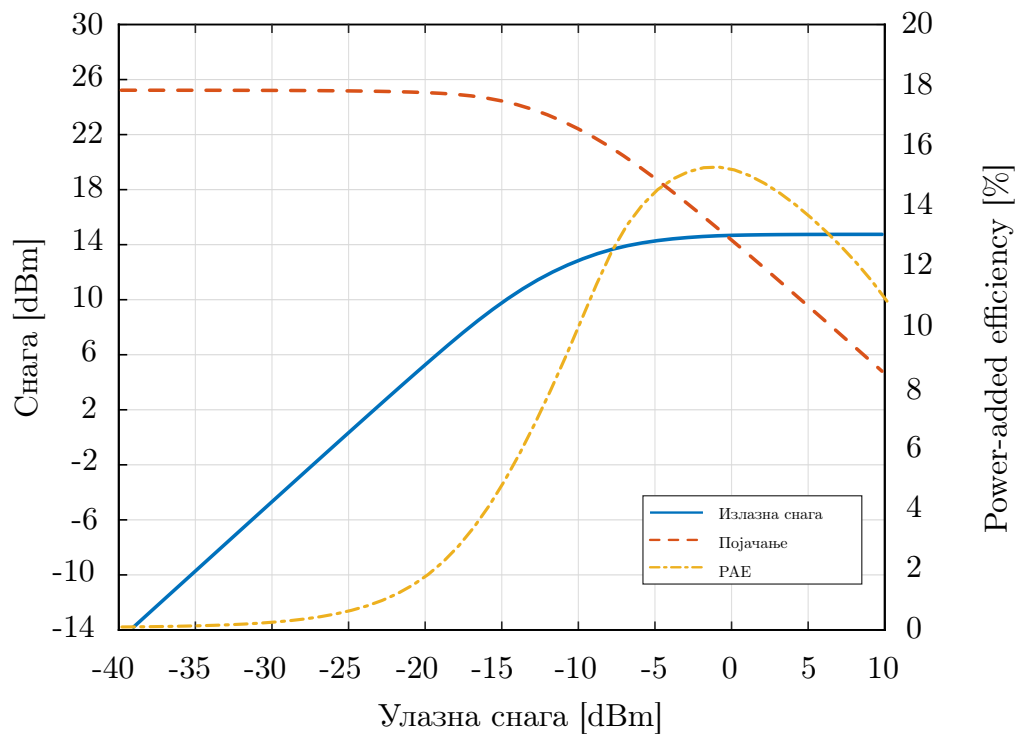
Оптимална импеданса оптерећења пројектованог појачавача снаге неопходна за испоруку максималне излазне снаге приказана је на слици 42.



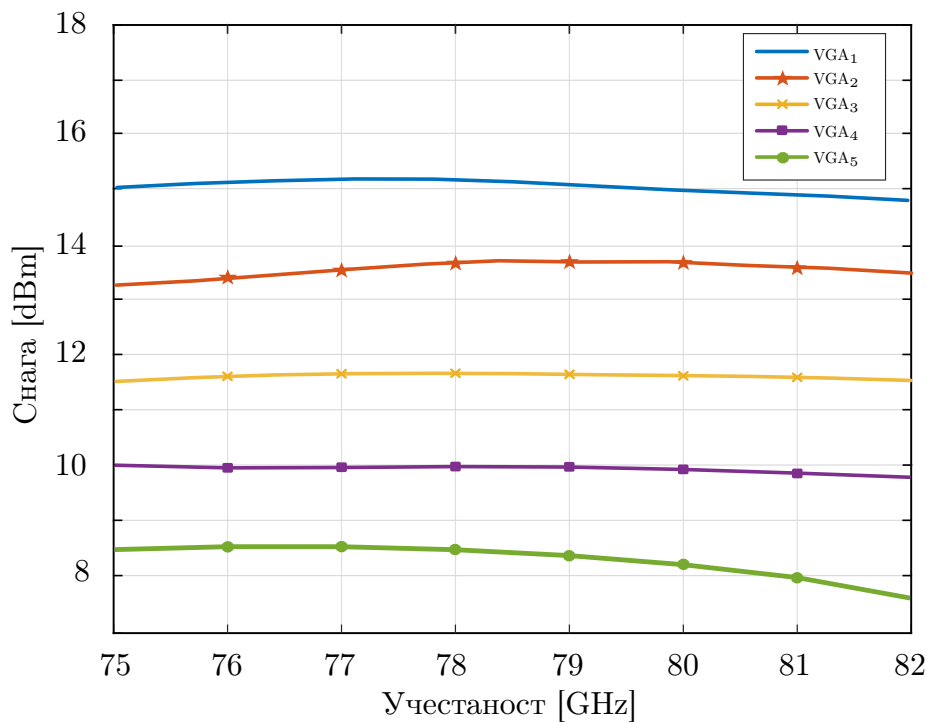


Слика 42: Кругови константне снаге на размацама од 1 dB добијени из *load-pull* симулације.

Пројектовани појачавач омогућава рад система на великим растојањима испоруком високе излазне снаге од 15,12 dBm, са тачком компресије излаза од 11,93 dBm. Дизајн такође има високу вриједност PAE од 15%. Резултати симулација из нелинеарне *harmonic balance* анализе великих сигнала приказани су на слици 43. Скалирање излазне снаге је омогућено контролом VGA, покривајући опсег од 7 dB како је приказано на слици 44.

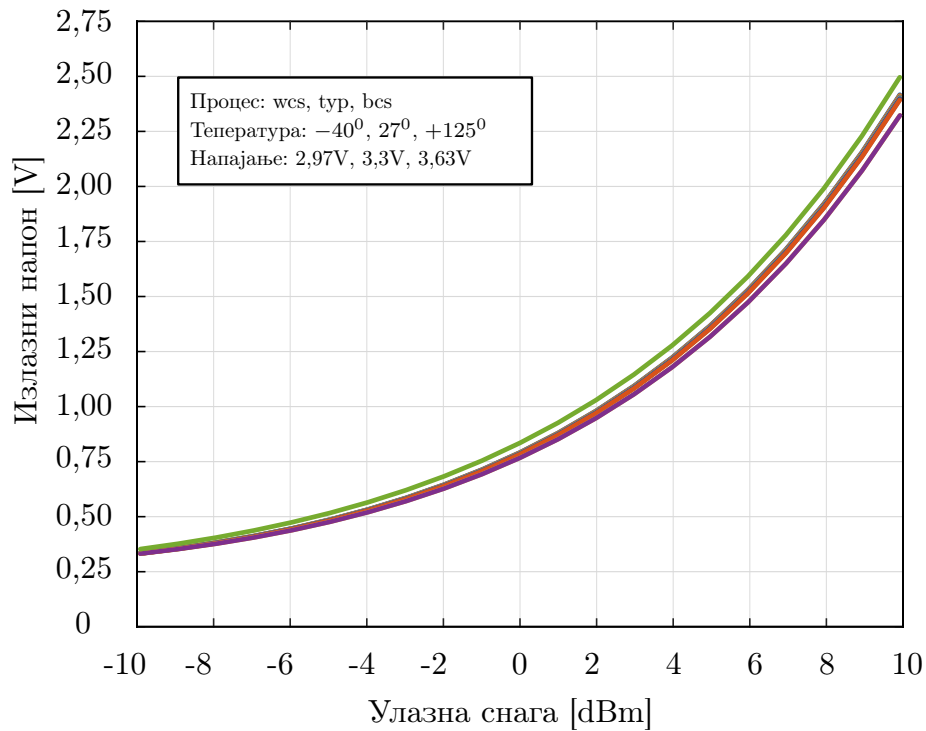


Слика 43: Перформансе великог сигнала једноканалног предајника.

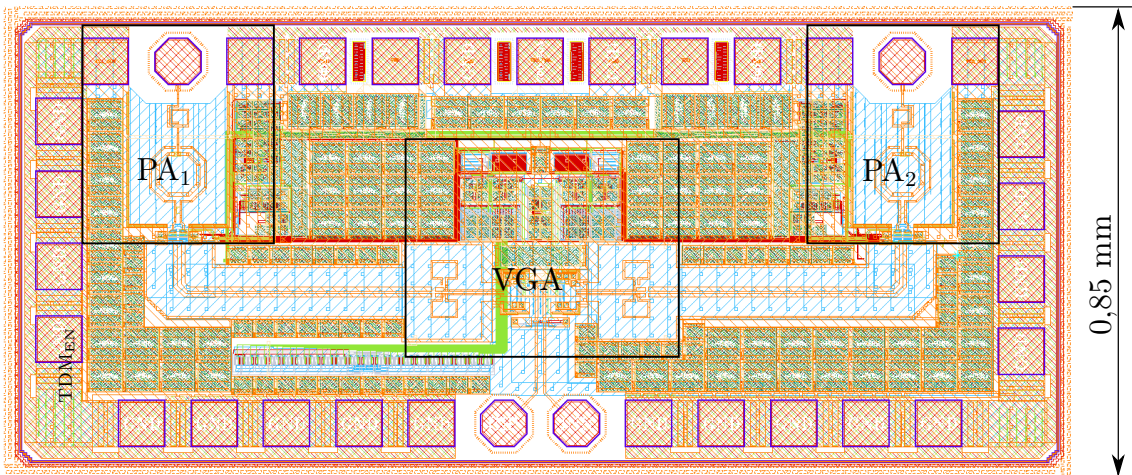


Слика 44: Скалирање излазне снаге у опсегу учестаности од интереса за различите VGA поставке појачања.

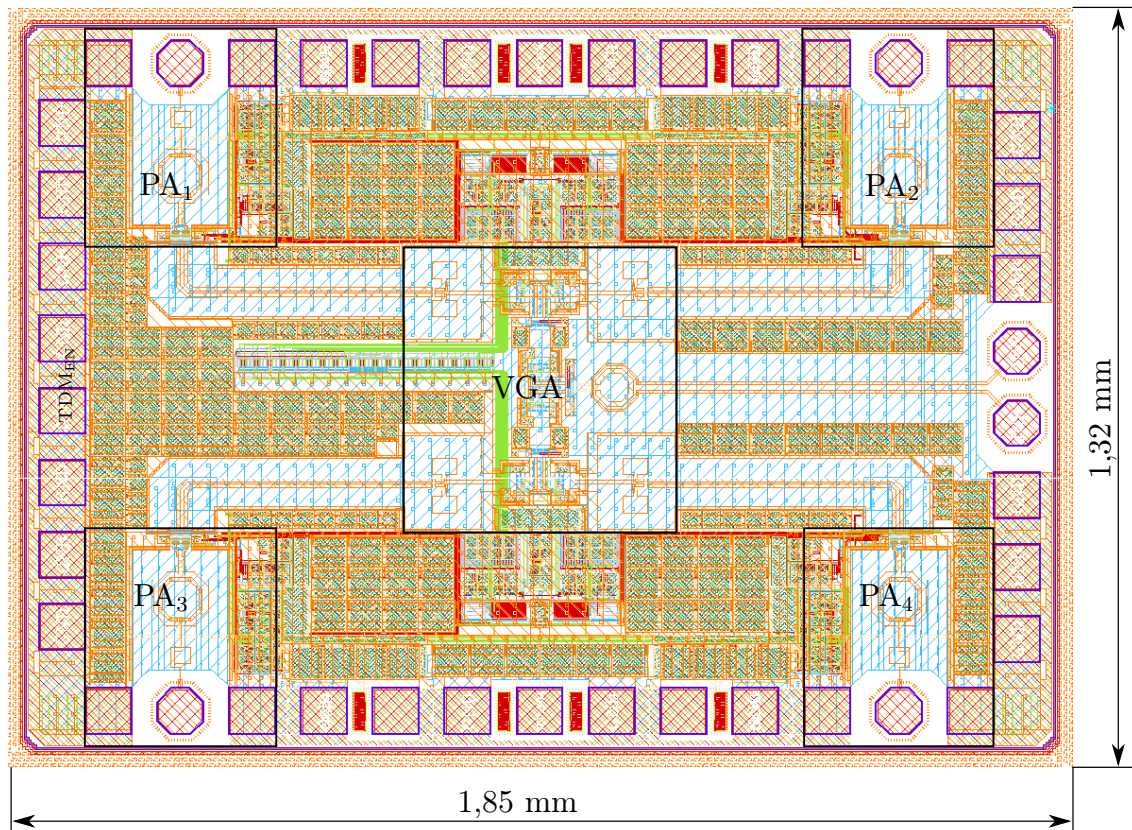
Карактеристика детектора снаге за типичан опсег улазне снаге од  $-10$  до  $+10$  dBm и отпорност на варијације процеса, напона и температуре су симулиране и резултати су приказани на слици 45.



Слика 45: Изразни напон детектора снаге у односу на улазну снагу и у различитим PVT условима.



(a)



(б)

Слика 46: Цјелокупан распоред чипа предложеног предајника на 79 GHz у (а) двоканалној и (б) четвороканалној конфигурацији.

Преглед и поређење са MIMO предајницима на 79 GHz из литературе су

Табела 3: Преглед ММО радарских предајника у милиметарском таласном опсегу за примјене у аутомобилској индустрији.

Референца	Опсег учестаности [GHz]	Број предајних ланаца	Врста формирања снопа	Технологија	Појачање [dB]	$P_{\text{sat}}$ [dBm]	$P_{\text{DD}}$ [mW] <sup>a</sup>	Величина [mm <sup>2</sup> ]
Hsiao 2016 [65]	75–86	2ТХ	Дигитални	65-nm CMOS	25	13,7	336	1,76 <sup>b</sup>
Jia 2016 [76]	76,92–78,85	1ТХ	Аналогни	65-nm CMOS	N/A	13	175	0,23 <sup>b</sup>
Fujibayashi 2017 [95]	76–81	2ТХ	Дигитални	130-nm SiGe	30	15–18	1200	2 <sup>b</sup>
Guemandi 2017 [93]	76–81	2ТХ	Дигитални	28-nm CMOS	N/A	8,5	252	0,2 <sup>b</sup>
Ginsburg 2018 [88]	76–81	3ТХ	Хибридни	45-nm CMOS	N/A	10,8	N/A	1,4 <sup>b</sup>
Giannini 2019 [92]	77/79	12ТХ	Дигитални	28-nm CMOS	N/A	19,6	N/A	N/A
Mushtaq 2019 [90]	74–84	4ТХ	Дигитални	130-nm SiGe	N/A	N/A	N/A	1,2 <sup>b</sup>
Ma 2019 [89]	76–81	2ТХ	Дигитални	65-nm CMOS	N/A	13,4	154,5	1,22
Arai 2021 [87]	76–81	3ТХ	Дигитални	40-nm CMOS	N/A	14,1	N/A	N/A
Dandu 2021 [82]	76–81	3ТХ	Хибридни	45-nm CMOS	N/A	12,1	N/A	1,4 <sup>b</sup>
Овај рад	76–81	2ТХ	Дигитални	130-nm SiGe	25	15,12	265	1,57 <sup>c</sup>

<sup>a</sup> Потрошња појединачног предајника    <sup>b</sup> Процијeњено    <sup>c</sup> Двоканални са површинама

приказани у Табели 3. Цјелокупни распореди лејаута предајника на 79 GHz у конфигурацији са два и четири излаза су дати на слици 46 (а) и (б), респективно. Укупна површина рјешења са два излаза је  $1,85 \times 0,85 \text{ mm}^2$ , док четвороканална имплементација заузима  $1,85 \times 1,32 \text{ mm}^2$ . Укупна потрошња снаге имплементираниог једноканалног предајника је отприлике 265 mW.

## 6 Закључак

У овој дисертацији су представљени резултати истраживања у области интегрисаних радарских примопредајника кратког домета, са посебним акцентом на развој интегрисаних примопредајника у милиметарском таласном опсегу. Коришћење BiCMOS технологије са HBT транзисторима значајно је унаприједило перформансе система, смањивши шум и повећавши укупну ефикасност и поузданост. Такође су детаљно анализирани изазови при пројектовању савремених радарских система, укључујући ограничења у угаоној резолуцији и сложеност интеграције вишеканалних система, и представљени су закључци и рјешења која су развијена током овог истраживања. Резултати мјерења претходних генерација чипова развијених током истраживања у оквиру докторских студија су такође представљени у оквиру поглавља 3 и показују континуирани напредак и унапређење перформанси FMCW радарских система.

У поглављу 4 дат је детаљан преглед MIMO радарских примопредајника на једном чипу који раде у V и W опсезима пројектованих за потребе потрошачке електронике, аутомобилске индустрије и *imaging* система. Анализа ранијих рјешења довела је до квалитативне студије компромиса, чији су резултати, изведени у поглављу 2, коришћени за дефинисање спецификација на нивоу система. Посебан допринос ове анализе је преглед примјена FMCW радарских система кратког домета. Ове јединствене карактеристике су имплементиране у потпуно интегрисани 2TX–4RX MIMO примопредајник који омогућава угаону резолуцију мању од 15°. Описани примопредајник има пот-



пуно интегрисану фазно синхронисану петљу, високоефикасне програмабилне предајнике који раде у TDM режиму и посебне пријемнике оптимизоване за DBF MIMO примјене у радарима кратког домета. Пројектовани примопредајник заузима површину од  $4 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$  укључујући стопице за повезивање и троши укупно 930 mW. Подржан је рад предајника у TDM режиму, при чему сваки канал испоручује приближно 12 dBm излазне снаге. Пријемник има појачање од 77 dB, укључујући потпуно програмабилни нискофреквенцијски канал, док је фактор шума једног бока мањи од 13 dB у жељеном фреквентном опсегу. Линеарност пријемника на улазу је боља од -13 dBm, док је изолација предајника од пријемника на нивоу чипа боља од 45 dB.

У поглављу 5 је дат приједлог пројектовања програмабилног предајног канала који се може конфигурисати за рад са два или четири MIMO предајника за аутомобилске примјене. Квалитет детекције објеката директно зависи од предајника који мора испунити различите међусобно опречне захтјеве, као што су висока излазна снага и добра линеарност, оба у цијелом опсегу учестаности од интереса. Осим тога, пошто се често користи низ таквих предајника у MIMO радарском систему како би се постигла диференцијација по углу, ефикасност предајника и ниска дисипација такође су параметри од значаја. У овом поглављу је приказано пројектовање SiGe BiCMOS аутомобилског радарског предајника који се лако може користити у конфигурацији са више излаза како би подржавао режим временског мултиплексирања. Имплементирани су потпуно двоструки и четвороструки низови предајника, и показано је да са подршком одговарајућег појачавача са промјенљивим појачањем и детектора снаге, појачавач снаге може постићи перформансе које су упоредиве са тренутним најсавременијим рјешењима.

Даљи наставак развоја радарских сензора кретаће се у два најзначајнија правца – повећање степена интеграције на уштрб перформанси, а у сврху



масовне примјене радарских сензора у свим уређајима, и оптимизација појединачних перформанси у циљу прилагођења хардверске платформе конкретној области примјене. У првом случају се очекују даље скалирање и интеграција комплетних радарских система, укључујући антене и примопредајнике који ће радити у милиметарском таласном опсегу, али се нарочито велики напредак очекује у интеграцији претходних РФ компонената заједно са комплексним блоковима за дигиталну обраду сигнала. То ће укључивати не само интегрисане процесоре опште намјене већ и посебно прилагођене хардверске акцелераторе на истом чипу. Ово скалирање ће захтијевати прелазак на комерцијално најисплативије CMOS процесоре што ће неминовно довести до масовне производње и пада цијене уређаја који користе ове системе. У зависности од конкретне примјене, биће потребно оптимизовати појединачне перформансе постојећих система, као што су излазна снага, шум или потрошња. Ипак, са растућом потребом за системима са проширеном реалношћу и нарочито стријемљењу аутомобилске индустрије за потпуно аутономним возилима, потреба за врхунским перформансама, нарочито у смислу резолуције радарских система, доводи до потражње за даљим истраживањем и помјерањем граница у овој области. За овакве технолошке пробоје и даље ће бити потребно развијати и оптимизовати компоненте и кола која ће прелазити полако у домен терахерца. Пројектовање кола на овако високим учестаностима и са захтјевима које доносе будуће примјене, ослања се на исте инжењерске принципе, технике и алате који су коришћени приликом пројектовања кола представљених у овој тези, па резултати и доприноси ове тезе могу бити добра полазна основа за даљи рад у овој области.

## Литература

- [1] H. Hertz, “Ueber sehr schnelle electrische schwingungen,” *Annalen der Physik*, vol. 267, no. 7, pp. 421–448, 1887. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/andp.18872670707>
- [2] C. Huelsmeyer, “Wireless transmitting and receiving mechanism for electric waves,” US Patent 810150, 1904. [Online]. Available: <https://patents.google.com/patent/US810150A>
- [3] E. Appleton, “Wireless studies of the ionosphere,” *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 71, p. 642 – 650, 10 1932.
- [4] R. M. Page, *The Origin of Radar*. Hassell Street Press, 2021, 2021.
- [5] M. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, 3rd ed. McGraw-Hill, 2002.
- [6] “Robert Watson-Watt, Wiki page,” доступно на следећој адреси: [https://en.wikipedia.org/wiki/Robert\\_Watson-Watt](https://en.wikipedia.org/wiki/Robert_Watson-Watt), приступљено: 24. април 2024.
- [7] “Chain Home радарски систем,” доступно на следећој адреси: [https://en.wikipedia.org/wiki/Chain\\_Home](https://en.wikipedia.org/wiki/Chain_Home), приступљено: 24. април 2024.
- [8] “AN/APS20 радарски систем,” доступно на следећој адреси: <https://en.wikipedia.org/wiki/AN/APS-20>, приступљено: 24. април 2024.
- [9] “Airborne Interception, Mark IV радарски систем,” доступно на следећој адреси: [https://en.wikipedia.org/wiki/AI\\_Mark\\_IV\\_radar](https://en.wikipedia.org/wiki/AI_Mark_IV_radar), приступљено: 24. април 2024.

- [10] “Ракетни систем С-500,” доступно на следећој адреси: [https://en.wikipedia.org/wiki/S-500\\_missile\\_system](https://en.wikipedia.org/wiki/S-500_missile_system), приступљено: 24. април 2024.
- [11] “Ракетни систем Патриот,” доступно на следећој адреси: [https://en.wikipedia.org/wiki/MIM-104\\_Patriot](https://en.wikipedia.org/wiki/MIM-104_Patriot), приступљено: 24. април 2024.
- [12] “All-round vision for self-driving cars,” доступно на следећој адреси: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Figura-.png>, приступљено: 24. април 2024.
- [13] E. Guizzo, “How Google’s Self-Driving Car Works,” *IEEE Spectrum Online*, vol. 18, Oct. 2011.
- [14] A. Vahidi and A. Eskandarian, “Research Advances in Intelligent Collision Avoidance and Adaptive Cruise Control,” *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 4, no. 3, pp. 143–153, Sep. 2003.
- [15] K. M. Strohm, H. L. Bloecher, R. Schneider, and J. Wenger, “Development of Future Short Range Radar Technology,” in *Proceedings of European Radar Conference*, Oct. 2005, pp. 165–168.
- [16] J. Wenger, “Automotive Radar - Status and Perspectives,” in *Proceedings of IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, Oct. 2005, pp. 21–24.
- [17] J. Ziegler *et al.*, “Making Bertha Drive - An Autonomous Journey on a Historic Route,” *IEEE Intelligent Transportation Systems Magazine*, vol. 6, no. 2, pp. 8–20, Summer 2014.
- [18] G. Robert, “Radar detector for pre-impact airbag triggering,” US Patent 6097332, Aug. 2000. [Online]. Available: <https://www.google.com/patents/US6097332>

- [19] S. M. Patole, M. Torlak, D. Wang, and M. Ali, “Automotive Radars: A Review of Signal Processing Techniques,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 34, no. 2, pp. 22–35, Mar. 2017.
- [20] C. Waldschmidt, J. Hasch, and W. Menzel, “Automotive Radar — From First Efforts to Future Systems,” *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 1, no. 1, pp. 135–148, 2021.
- [21] J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel, T. Zwick, R. Weigel, and C. Waldschmidt, “Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 3, pp. 845–860, 2012.
- [22] H. Meinel and J. Dickmann, “Automotive Radar: From Its Origin to Future Directions,” *Microwave Journal*, vol. 56, pp. 24–40, Sep. 2013.
- [23] H. H. Meinel, “Evolving Automotive Radar - From the Very Beginnings Into the Future,” in *Proceedings of European Conference on Antennas and Propagation*, Apr. 2014, pp. 3107–3114.
- [24] A. Babakhani, X. Guan, A. Komijani, A. Natarajan, and A. Hajimiri, “A 77-GHz phased-array transceiver with on-chip antennas in silicon: Receiver and antennas,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 12, pp. 2795–2806, Dec. 2006.
- [25] D. Tasovac, V. Mihajlović, V. Branković, **D. Krčum**, and I. Milosavljević, “Millimeter-wave sensor system for parking assistance,” US Patent US10502826B2, Dec. 2019. [Online]. Available: <https://patents.google.com/patent/US10502826B2>
- [26] V. Branković, D. Grujić, P. Jovanović, V. Mihajlović, M. Savić, and

- D. Tasovac, "Mm-wave radar driver fatigue sensor apparatus," US Patent US9862271B2, Jan. 2018. [Online]. Available: <https://www.google.com/patents/US9862271B2>
- [27] V. Branković, M. Savić, D. Tasovac, D. Grujić, V. Mihajlović, and P. Jovanović, "Millimetre-wave seat occupation radar sensor," US Patent US9865150B2, Jan. 2018. [Online]. Available: <https://www.google.com/patents/US9865150B2>
- [28] "Euro NCAP - 2025 Roadmap, IN PURSUIT OF VISION ZERO," доступно на следећој адреси: <https://cdn.euroncap.com/media/30700/euroncap-roadmap-2025-v4.pdf>, приступљено: 24. април 2024.
- [29] "International organization for standardisation - ISO," доступно на следећој адреси: <https://www.iso.org/home.html>, приступљено: 24. април 2024.
- [30] "Society of Automotive Engineers - SAE," доступно на следећој адреси: <https://www.sae.org>, приступљено: 24. април 2024.
- [31] S. Abouzaid, T. Jaeschke, S. Kueppers, J. Barowski, and N. Pohl, "Deep Learning-Based Material Characterization Using FMCW Radar With Open-Set Recognition Technique," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2023.
- [32] V. Mihajlović, V. Branković, **D. Krčum**, I. Milosavljević, D. Tasovac, M. Paraušić, and Đ. Glavonjić, "Millimeter-wave radar sensor system for gesture and movement analysis," US Patent US10928499B2, Feb. 2021. [Online]. Available: <https://patents.google.com/patent/US10928499B2>
- [33] M. Savić, V. Branković, D. Tasovac, D. Grujić, V. Mihajlović, and P. Jovanović, "Mm-wave radar vital signs detection apparatus and method

- 
- of operation,” WO Patent App. PCT/RS2015/000011, Nov. 2015. [Online]. Available: <https://www.google.rs/patents/WO2015174879A1>
- [34] D. Tasovac, D. Grujić, V. Mihajlović, P. Jovanović, and M. Savić, “Apparatus and operation method for visually impaired,” WO Patent App. PCT/RS2013/000006, Oct. 2014. [Online]. Available: <https://www.google.rs/patents/WO2014168499A1>
- [35] P. Stockel, P. Wallrath, R. Herschel, and N. Pohl, “Detection and Monitoring of People in Collapsed Buildings Using a Rotating Radar on a UAV,” *IEEE Transactions on Radar Systems*, vol. 2, pp. 13–23, 2024.
- [36] S. Abouzaid, L. Nothelle, T. Jaeschke, and N. Pohl, “Fine Hand Gesture Recognition Using D-band FMCW Radar,” in *2023 20th European Radar Conference (EuRAD)*, 2023, pp. 246–249.
- [37] Y. Sun, T. Fei, X. Li, A. Warnecke, E. Warsitz, and N. Pohl, “Real-Time Radar-Based Gesture Detection and Recognition Built in an Edge-Computing Platform,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, no. 18, pp. 10 706–10 716, 2020.
- [38] N. Kern, V. Janoudi, D. Schwarz, and C. Waldschmidt, “High-Resolution 2D MIMO Radars for Traffic Gesture Recognition,” in *2023 IEEE International Radar Conference (RADAR)*, 2023, pp. 1–6.
- [39] D. Schwarz, T. Grebner, and C. Waldschmidt, “Imaging Performance of 79 GHz MIMO Radars: High-Resolution 4D Snapshots, Grid Maps, and SAR,” in *2023 20th European Radar Conference (EuRAD)*, 2023, pp. 254–257.
- [40] S. H. Abouzaid, W. A. Ahmad, T. F. Eibert, and H. J. Ng, “Vital Signs Monitoring Using Pseudo-Random Noise Coded Doppler Radar with Delta–

- Sigma Modulation,” *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 14, no. 11, pp. 1778–1787, 2020.
- [41] P. Stockel, P. Wallrath, R. Herschel, and N. Pohl, “Interference Free Vital Sign Extraction with Radar Using a Signal Fusion Approach,” in *2023 20th European Radar Conference (EuRAD)*, 2023, pp. 310–313.
- [42] “What are millimeter waves - everythingRF editorial team.” доступно на следећој адреси: <https://www.everythingrf.com/community/what-are-millimeter-waves>, приступљено: 24. април 2024.
- [43] D. Grujić, “Metodi projektovanja monolitnih mikrotalasnih integrisanih kola predviđenih za rad sa signalima učestanosti oko 60 GHz.” Doktorska disertacija, Univerzitet u Beogradu, 2014.
- [44] G. Hueber and A. Niknejad, *Millimeter-Wave Circuits for 5G and Radar*. Cambridge University Press, 2019.
- [45] A. M. Niknejad and H. Hashemi, *mm-Wave Silicon Technology*, 1st ed. Springer, 2008.
- [46] A. M. Niknejad, *Electromagnetics for High-Speed Analog and Digital Communication Circuits*. Cambridge University Press, 2007.
- [47] D. Simic, K. Guo, and P. Reynaert, “A 420-GHz Sub-5- $\mu\text{m}$  Range Resolution TX–RX Phase Imaging System in 40-nm CMOS Technology,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 56, no. 12, pp. 3827–3839, 2021.
- [48] X. Yi, C. Wang, X. Chen, J. Wang, J. Grajal, and R. Han, “A 220-to-320-GHz FMCW Radar in 65-nm CMOS Using a Frequency-Comb Architecture,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 56, no. 2, pp. 327–339, 2021.

- [49] J. Grzyb, K. Statnikov, N. Sarmah, B. Heinemann, and U. R. Pfeiffer, “A 210–270-GHz Circularly Polarized FMCW Radar With a Single-Lens-Coupled SiGe HBT Chip,” *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 6, no. 6, pp. 771–783, 2016.
- [50] A. Mostajeran, S. M. Naghavi, M. Emadi, S. Samala, B. P. Ginsburg, M. Aseeri, and E. Afshari, “A High-Resolution 220-GHz Ultra-Wideband Fully Integrated ISAR Imaging System,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 1, pp. 429–442, 2019.
- [51] S. M. Hossein Naghavi, S. Seyedabbaszadehesfahlani, F. Khoeini, A. Cathelin, and E. Afshari, “A 250 GHz Autodyne FMCW Radar in 55nm BiCMOS with Micrometer Range Resolution,” in *2021 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, vol. 64, 2021, pp. 320–322.
- [52] W. A. Ahmad, M. Kucharski, A. Ergintav, S. Abouzaid, J. Wessel, H. J. Ng, and D. Kissinger, “Multimode W-Band and D-Band MIMO Scalable Radar Platform,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 1, pp. 1036–1047, 2021.
- [53] T. Jaeschke, S. Kueppers, N. Pohl, and J. Barowski, “Calibrated and Frequency Traceable D-band FMCW Radar for VNA-Like S-Parameter Measurements,” in *2022 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, 2022, pp. 64–67.
- [54] J. Barnum, “The Challenges Of Process Control On FinFETs And FD-SOI,” 2018. [Online]. Available: <https://semiengineering.com/the-challenges-of-process-control-on-finfets-and-fd-soi>
- [55] “Leibniz Institute for High Performance Microelectronics - SiGe BiCMOS and Silicon Photonics Technologies,” доступно на следећој адреси: <https://>



- 
- [www.ihp-microelectronics.com/services/research-and-prototyping-service/mpw-prototyping-service/sigec-bicmos-technologies](http://www.ihp-microelectronics.com/services/research-and-prototyping-service/mpw-prototyping-service/sigec-bicmos-technologies), приступљено: 24. април 2024.
- [56] “Layer stack of a 130nm BiCMOS wafer.” доступно на следећој адреси: <https://www.ihp-microelectronics.com/research/technologies-for-smart-systems/research-groups/high-performance-si-technologies>, приступљено: 24. април 2024.
- [57] *Single-Chip 76-to-81 GHz Automotive Radar Sensor Integrating MCU and Hardware Accelerator*, Texas Instruments, May 2017.
- [58] “Texas Instruments single-chip 60-GHz to 64-GHz intelligent mmwave sensor integrating processing capability,” доступно на следећој адреси: <https://www.ti.com/product/IWR6843>, приступљено: 24. април 2024.
- [59] “TEF810x Fully-Integrated 77 GHz Radar Transceiver,” доступно на следећој адреси: <https://www.nxp.com/products/radio-frequency/radar-transceivers-and-socs/tef810x-fully-integrated-77-ghz-radar-transceiver:TEF810X>, приступљено: 24. април 2024.
- [60] B. Razavi, *RF Microelectronics*, 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall Press, 2011.
- [61] H. Darabi, *Radio Frequency Integrated Circuits and Systems*, 2nd ed. Cambridge University Press, 2020.
- [62] S. Voinigescu, *High-Frequency Integrated Circuits*, ser. The Cambridge RF and Microwave Engineering Series. Cambridge University Press, 2013.

- [63] R. A. Hastings, *The Art of Analog Layout*, 2nd ed. Pearson Prentice Hall, 2006.
- [64] B. Welp, S. Hansen, G. Briese, S. Küppers, S. Thomas, C. Bredendiek, and N. Pohl, “Versatile Dual-Receiver 94-GHz FMCW Radar System With High Output Power and 26-GHz Tuning Range for High Distance Applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 3, pp. 1195–1211, 2020.
- [65] Y. Hsiao *et al.*, “A 77-GHz 2T6R Transceiver With Injection-Lock Frequency Sextupler Using 65-nm CMOS for Automotive Radar System Application,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 10, pp. 3031–3048, 2016.
- [66] V. Milovanović, “Advanced breakdown modeling for solid-state circuit design,” PhD dissertation, Delft University of Technology, the Netherlands, 7 2010.
- [67] I. M. Milosavljević, D. P. Glavonjić, **D. P. Krčum**, S. P. Jovanović, V. R. Mihajlović, and V. M. Milovanović, “A 55–64-GHz Fully Integrated Miniaturized FMCW Radar Sensor Module for Short-Range Applications,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 10, pp. 677–679, 2019.
- [68] I. M. Milosavljević, **D. P. Krčum**, D. P. Glavonjić, S. P. Jovanović, V. R. Mihajlović, D. M. Tasovac, and V. M. Milovanović, “A SiGe Highly Integrated FMCW Transmitter Module With a 59.5–70.5-GHz Single Sweep Cover,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 9, pp. 4121–4133, 2018.

- [69] I. Milosavljević, D. Glavonjić, **D. Krčum**, L. Saranovac, and V. Milovanović, “A highly linear and fully-integrated FMCW synthesizer for 60 GHz radar applications with 7 GHz bandwidth,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 90, no. 3, pp. 591–604, 2017.
- [70] I. M. Milosavljević, D. P. Glavonjić, **D. P. Krčum**, D. Tasovac, L. Saranovac, and V. Milovanović, “An FMCW fractional-N PLL-based synthesizer for integrated 79 GHz automotive radar sensors,” in *IEEE EUROCON 2017 -17th International Conference on Smart Technologies*, 2017, pp. 265–270.
- [71] **Krčum, Dušan**, Đ. Glavonjić, I. Milosavljević, and V. Milovanović, “A 130-nm 76–81-GHz SiGe TDM MIMO Radar Transmitter Array for Automotive Applications,” in *IEEE EUROCON 2021 - 19th International Conference on Smart Technologies*, 2021, pp. 55–59.
- [72] **Krčum, Dušan**, Đ. Glavonjić, V. Mihajlović, L. Saranovac, V. Milovanović, and I. Milosavljević, “A fully integrated 2TX–4RX 60-GHz FMCW radar transceiver for short-range applications,” *International Journal of Electronics*, vol. 110, 04 2022.
- [73] C. A. Doppler, *Über das farbige Licht der Doppelsterne und einiger anderer Gestirne des Himmels - Versuch einer das Bradley’sche Aberrations-Theorem als integrirenden Theil in sich schliessenden allgemeineren Theorie*. Borrosch & André, Prague, 1842.
- [74] I. M. Milosavljević, “Sintetizator učestanosti za integrisane FMCW radarske senzore u milimetarskom talasnom opsegu,” Doktorska disertacija, Univerzitet u Beogradu, 2019.

- 
- [75] A. Natarajan, A. Komijani, X. Guan, A. Babakhani, and A. Hajimiri, “A 77-GHz Phased-Array Transceiver With On-Chip Antennas in Silicon: Transmitter and Local LO-Path Phase Shifting,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 12, pp. 2807–2819, 2006.
- [76] H. Jia, L. Kuang, W. Zhu, Z. Wang, F. Ma, Z. Wang, and B. Chi, “A 77 GHz Frequency Doubling Two-Path Phased-Array FMCW Transceiver for Automotive Radar,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, no. 10, pp. 2299–2311, 2016.
- [77] F. Golcuk, T. Kanar, and G. M. Rebeiz, “A 90–100-GHz  $4 \times 4$  SiGe BiCMOS Polarimetric Transmit/Receive Phased Array With Simultaneous Receive-Beams Capabilities,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 8, pp. 3099–3114, 2013.
- [78] A. Townley *et al.*, “A 94-GHz 4TX–4RX Phased-Array FMCW Radar Transceiver With Antenna-in-Package,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 52, no. 5, pp. 1245–1259, 2017.
- [79] A. Valdes-Garcia *et al.*, “A fully-integrated dual-polarization 16-element W-band phased-array transceiver in sige bicmos,” in *2013 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, 2013, pp. 375–378.
- [80] P. Peng, P. Chen, C. Kao, Y. Chen, and J. Lee, “A 94 GHz 3D Image Radar Engine With 4TX/4RX Beamforming Scan Technique in 65 nm CMOS Technology,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, no. 3, pp. 656–668, 2015.
- [81] B. Welp, A. Meusling, K. Aufinger, and N. Pohl, “A Mixed-Mode Beamforming Radar Transmitter MMIC Utilizing Novel Ultrawideband IQ-

- Generation Techniques in SiGe BiCMOS,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 6, pp. 2604–2617, 2018.
- [82] K. Dandu *et al.*, “High-Performance and Small Form-Factor mm-Wave CMOS Radars for Automotive and Industrial Sensing in 76-to-81GHz and 57-to-64GHz Bands,” in *2021 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, vol. 64, 2021, pp. 39–41.
- [83] A. Hassanien and S. A. Vorobyov, “Phased-MIMO Radar: A Tradeoff Between Phased-Array and MIMO Radars,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 6, pp. 3137–3151, 2010.
- [84] J. J. M. de Wit, W. L. van Rossum, and A. J. de Jong, “Orthogonal waveforms for FMCW MIMO radar,” in *2011 IEEE RadarCon (RADAR)*, 2011, pp. 686–691.
- [85] R. Feger, C. Wagner, S. Schuster, S. Scheiblhofer, H. Jager, and A. Stelzer, “A 77-GHz FMCW MIMO Radar Based on an SiGe Single-Chip Transceiver,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 5, pp. 1020–1035, 2009.
- [86] I. Nasr *et al.*, “A Highly Integrated 60 GHz 6-Channel Transceiver With Antenna in Package for Smart Sensing and Short-Range Communications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, no. 9, pp. 2066–2076, 2016.
- [87] T. Arai *et al.*, “A 77-GHz 8RX3TX Transceiver for 250-m Long-Range Automotive Radar in 40-nm CMOS Technology,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2021.
- [88] B. P. Ginsburg *et al.*, “A multimode 76-to-81GHz automotive radar

- 
- transceiver with autonomous monitoring,” in *2018 IEEE International Solid - State Circuits Conference - (ISSCC)*, 2018, pp. 158–160.
- [89] T. Ma *et al.*, “A CMOS 76–81-GHz 2-TX 3-RX FMCW Radar Transceiver Based on Mixed-Mode PLL Chirp Generator,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 55, no. 2, pp. 233–248, 2020.
- [90] A. Mushtaq, W. Winkler, and D. Kissinger, “A 79-GHz Scalable FMCW MIMO Automotive Radar Transceiver Architecture with Injection-Locked Synchronization,” in *2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2019, pp. 690–693.
- [91] H. J. Ng, R. Hasan, and D. Kissinger, “A Scalable Four-Channel Frequency-Division Multiplexing MIMO Radar Utilizing Single-Sideband Delta-Sigma Modulation,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 11, pp. 4578–4590, 2019.
- [92] V. Giannini *et al.*, “A 192-Virtual-Receiver 77/79GHz GMSK Code-Domain MIMO Radar System-on-Chip,” in *2019 IEEE International Solid- State Circuits Conference - (ISSCC)*, 2019, pp. 164–166.
- [93] D. Guermandi *et al.*, “A 79-GHz  $2 \times 2$  MIMO PMCW Radar SoC in 28-nm CMOS,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 52, no. 10, pp. 2613–2626, 2017.
- [94] J. Rimmelpacher, R. Ciocoveanu, G. Steffan, M. Bassi, and V. Issakov, “Low Power Low Phase Noise 60 GHz Multichannel Transceiver in 28 nm CMOS for Radar Applications,” in *2020 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, 2020, pp. 19–22.
- [95] T. Fujibayashi, Y. Takeda, W. Wang, Y. Yeh, W. Stapelbroek, S. Takeuchi,
-

- and B. Floyd, "A 76- to 81-GHz Multi-Channel Radar Transceiver," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 52, no. 9, pp. 2226–2241, 2017.
- [96] H. Darabi, *Radio Frequency Integrated Circuits and Systems*. Cambridge University Press, 2015.
- [97] Y. Kao and T. Chu, "A Direct-Sampling Pulsed Time-of-Flight Radar With Frequency-Defined Vernier Digital-to-Time Converter in 65 nm CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, no. 11, pp. 2665–2677, 2015.
- [98] D. Obradović, D. Glavonjić, **D. Krčum**, V. Mihajlović, and I. Milosavljević, "A Highly Programmable 60-dB Gain Analog Baseband Circuit with DC-Offset Cancellation for Short-Range FMCW Radar Applications," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2020.
- [99] "Novelic," доступно на следећој адреси: <https://www.novelic.com/>, приступљено: 24. април 2024.
- [100] I. M. Milosavljević, **D. P. Krčum**, and L. V. Saranovac, "Design and analysis of differential passive circuits for I/Q generation in 60 GHz integrated circuits," *Informacije MIDE M - Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials*, vol. 46, no. 3, pp. 120–129, 2016.
- [101] D. Obradović, M. Čabrilo, I. Milosavljević, **D. Krčum**, and V. Mihajlović, "A 250–800-MHz Multiplying DLL for Reference Frequency Generation with Improved Phase Noise," in *IEEE EUROCON 2019 -18th International Conference on Smart Technologies*, 2019.
- [102] M. S. Stojanović, Đ. P. Glavonjić, I. M. Milosavljević, **D. P. Krčum**, and V. R. Mihajlović, "Impact of Phase Noise on Frequency Estimation of FM Signals," in *2019 27th Telecommunications Forum (TELFOR)*, 2019, pp. 1–4.

- [103] H. Rucker *et al.*, “A 0.13 um SiGe BiCMOS Technology Featuring  $f_T/f_{\max}$  of 240/330 GHz and Gate Delays Below 3 ps,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 9, pp. 1678–1686, 2010.
- [104] “Keysight - PathWave momentum,” доступно на следећој адреси: <https://www.keysight.com/us/en/product/W3031E/pathwave-momentum.html>, приступљено: 24. април 2024.
- [105] A. Ali, J. Yun, F. Giannini, H. J. Ng, D. Kissinger, and P. Colantonio, “168-195 GHz Power Amplifier With Output Power Larger Than 18 dBm in BiCMOS Technology,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 79 299–79 309, 2020.
- [106] “Federal Communications Commission, FCC-CIRC1707-07, Washington, DC, USA, 2017.” доступно на следећој адреси: <https://docs.fcc.gov/public/attachments/DOC-345476A1.pdf>, приступљено: 24. април 2024.
- [107] B. Gilbert, “A new wide-band amplifier technique,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 3, no. 4, pp. 353–365, 1968.
- [108] H. Veenstra, G. Hurkx, D. van Goor, H. Brekelmans, and J. Long, “Analyses and design of bias circuits tolerating output voltages above  $BV_{\text{sub CEO}}$ ,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 10, pp. 2008–2018, 2005.
- [109] “Cascade microtech infinity i67 coaxial probe,” доступно на следећој адреси: <https://www.formfactor.com/product/probes/infinity/infinity-probe/>, приступљено: 24. април 2024.
- [110] S. Kang, J. Chien, and A. M. Niknejad, “A 100 GHz phase-locked loop in 0.13 um SiGe BiCMOS process,” in *2011 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2011, pp. 1–4.



- [111] E. H. Colpitts, “Oscillation generator,” US Patent US1624537A, 1904. [Online]. Available: <https://patents.google.com/patent/US1624537A>
- [112] E. Wilkinson, “An N-Way Hybrid Power Divider,” *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 8, no. 1, pp. 116–118, 1960.
- [113] S. K. Reynolds, “A 60-GHz superheterodyne downconversion mixer in silicon-germanium bipolar technology,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 11, pp. 2065–2068, 2004.
- [114] “European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Short Range Devices; Transport and Traffic Telematics (TTT); Short Range Radar Equipment Operating in the 77 GHz to 81 GHz Band; Harmonised Standard Covering the Essential Requirements of Article 3.2 of Directive 2014/53/EU, ETSI EN 302 264, Sophia Antipolis, France, 2017.”
- [115] M. Tiebout *et al.*, “Low Power Wideband Receiver and Transmitter Chipset for mm-Wave Imaging in SiGe Bipolar Technology,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 5, pp. 1175–1184, 2012.
- [116] E. Öztürk, U. Yodprasit, D. Kissinger, W. Winkler, and W. Debski, “A Master/Slave 55.5 – 64.8 GHz 4x4 FMCW Radar Transceiver in 130 nm SiGe BiCMOS for Massive MIMO Applications,” in *2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2019, pp. 683–686.
- [117] H. Forstén, T. Kiuru, M. Hirvonen, M. Varonen, and M. Kaynak, “Scalable 60 GHz FMCW Frequency-Division Multiplexing MIMO Radar,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 7, pp. 2845–2855, 2020.
- [118] G. Hakobyan and B. Yang, “High-performance automotive radar: A review

- of signal processing algorithms and modulation schemes,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 36, no. 5, pp. 32–44, 2019.
- [119] S. Hamidi, M.-R. Nezhad-Ahmadi, and S. Safavi-Naeini, “TDM based virtual FMCW MIMO radar imaging at 79 GHz,” in *Proceedings of the 18<sup>th</sup> International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, 2018, pp. 1–2.
- [120] U. R. Pfeiffer and D. Goren, “A 20 dBm fully-integrated 60 GHz SiGe power amplifier with automatic level control,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 7, pp. 1455–1463, 2007.

## Биографија аутора

Душан П. Крчум рођен је 29.05.1989. у Сарајеву, СФР Југославија. Основну школу „Дапо Павичић“ у Херцег Новом, завршава 2004. године са одличним успјехом и као носилац дипломе „Луча“. Четрнаесту београдску гимназију завршава 2008. године као носилац „Вукове“ дипломе и као Ђак генерације. Током основног и средњошколског образовања учесник бројних Регионалних и Републичких такмичења са завидним успјехом. Током средњошколског образовања полазник Центра за Таленте 2 у области Физика са освојеним трећим мјестом на Републичком такмичењу и смотри научноистраживачких радова. Полазник семинара Физике и Примењене физике и електронике у Научноистраживачкој станици Петница.

Електротехнички факултет Универзитета у Београду уписује 2008. године гдје се опредјељује за Одсек за електронику. Током студирања има објављена три рада као аутор или коаутор на међународној конференцији Infoteh на Јахорини у студентској секцији. Стручну праксу у трајању од 6 мјесеци обавља у испостави њемачке фирме TES Electronic Solutions GmbH у Београду у склопу које ради на дипломском раду на тему „Пројектовање CMOS bandgap извора референтног напона помоћу програмског пакета Cadence“. Дипломски рад успјешно брани 2012. године и одмах потом уписује Мастер академске студије на матичном одсеку. Образовање фокусира на област аналогних и РФ интегрисаних кола, као и микроталасну технику и електронику. Мастер рад на тему „Системска анализа FMCW радара“ успјешно брани 2014. године. Током мастер студија као аутор или коаутор је 2 рада на међународној конференцији Small Systems Simulation Symposium 2014.

Докторске академске студије на модулу за електронику Електротехничког факултета Универзитета у Београду уписује 2015. године. Положио је све испите са просјечном оцјеном 10,00. Одобрена му је израда докторске дисертације под насловом „Примопредајник за потпуно интегрисане радарске сензоре у милиметарском таласном опсегу“.

У стални радни однос ступа 2013. године у тада новоосновану фирму NovelIC Microsystems d.o.o. која почиње развој интегрисаног радарског сензора на учестаности око 60 GHz. У току рада у овој фирми пролази све инжењерске позиције, од јуниора, инжењера развоја, сениор инжењера развоја, вође пројекта до вође тима. Успјешно ради и руководи на пројектима израде аналогних, mmWave и микроталасних интегрисаних кола за сензорске, комуникационе и радарске системе. 2021. године његов тим прераста у spin-off компанију Nirsen матичне фирме, која преузима све активности везане за пројектовање аналогних, РФ и mmWave интегрисаних кола. 2022. године постаје извршни директор Nirsen-а. За вријеме докторских студија аутор или коаутор је осам радова у међународним часописима, осам радова на међународним конференцијама и два међународна патента, углавном из области mmWave интегрисаних кола. Рецензент је неколико водећих међународних часописа из уже научне области.

## Изјава о ауторству

Име и презиме аутора Душан Крчум

Број индекса 2015/5021

### Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

**Примопредајник за потпуно интегрисане радарске сензоре у милиметарском таласном опсегу**

- резултат сопственог истраживачког рада;
- да дисертација у целини ни у деловима није била предложена за стицање друге дипломе према студијским програмима других високошколских установа;
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио/ла интелектуалну својину других лица.

**Потпис аутора**

У Београду, 24.04.2024.

  
\_\_\_\_\_

## Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора \_\_\_\_\_ Душан Крчум \_\_\_\_\_

Број индекса \_\_\_\_\_ 2015/5021 \_\_\_\_\_

Студијски програм \_\_\_\_\_ Електроника \_\_\_\_\_

Наслов рада \_\_\_\_\_ Примопредајник за потпуно интегрисане радарске сензоре у  
милиметарском таласном опсегу \_\_\_\_\_

Ментор \_\_\_\_\_ др Лазар Сарановац, редовни професор \_\_\_\_\_

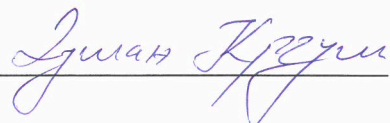
Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла ради похрањена у **Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског назива доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

**Потпис аутора**

У Београду, 24.04.2024.

  
\_\_\_\_\_

## Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

### **Примопредајник за потпуно интегрисане радарске сензоре у милиметарском таласном опсегу**

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

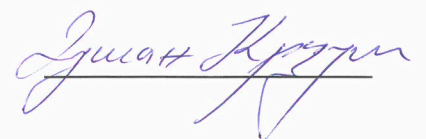
Моју докторску дисертацију похрањену у Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду и доступну у отвореном приступу могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство (CC BY)
2. Ауторство – некомерцијално (CC BY-NC)
3. Ауторство – некомерцијално – без прерада (CC BY-NC-ND)
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима (CC BY-NC-SA)
5. Ауторство – без прерада (CC BY-ND)
6. Ауторство – делити под истим условима (CC BY-SA)

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци.  
Кратак опис лиценци је саставни део ове изјаве).

**Потпис аутора**

У Београду, 24.04.2024.



1. **Ауторство.** Дозвољава се умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.

2. **Ауторство – некомерцијално.** Дозвољава се умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.

3. **Ауторство – некомерцијално – без прерада.** Дозвољава се умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.

4. **Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима.** Дозвољава се умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.

5. **Ауторство – без прерада.** Дозвољава се умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.

6. **Ауторство – делити под истим условима.** Дозвољава се умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.