



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА У
НОВОМ САДУ



мр Зоран Голубичић

**Пријемник мултистатичког радара
са конформном антеном и више
истовремених снопова
формираних FPGA процесорима**

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Нови Сад, 2014



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

КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, РБР:	
Идентификациони број, ИБР:	
Тип документације, ТД:	Монографска документација
Тип записа, ТЗ:	Текстуални штампани материјал
Врста рада, ВР:	Докторат
Аутор, АУ:	Мр Зоран Голубичић, дипл.инж.
Ментор, МН:	Проф. Др Миодраг Темеринац
Наслов рада, НР:	Пријемник мултистатичког радара са конформном антеном и више истовремених снопова формираних FPGA процесорима
Језик публикације, ЈП:	Српски
Језик извода, ЈИ:	Српски
Земља публиковања, ЗП:	Република Србија
Уже географско подручје, УГП:	Војводина
Година, ГО:	2014
Издавач, ИЗ:	Ауторски репринт
Место и адреса, МА:	Нови Сад, Трг Доситеја Обрадовића 6
Физички опис рада, ФО: (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	8 поглавља / 223 стране / 102 цитата / 4 табеле / 250 слика
Научна област, НО:	(2.03.) Електротехника, (2.09.) Рачунарство
Научна дисциплина, НД:	(2.03.07.) Телекомуникације, (2.09.01.009.) Обрада дигиталних сигнала
Предметна одредница/Кључне речи, ПО:	Дигитално формирање антенских снопова, мултистатички радар, FPGA, синхронизација предајника и пријемника, компресија сигнала, FFT
УДК	
Чува се, ЧУ:	У библиотеци Факултета техничких наука, Нови Сад
Важна напомена, ВН:	
Извод, ИЗ:	Основни допринос дисертације су дефинисани методи истовременог формирања више снопова код пријемника мултистатичког радара. Тиме иста пријемна антена прима сигнале из целе хемисфере уз појачања адекватна величини антене. Показано је да дефинисане методе, примењене на конформне антене омогућавају формирање више стотина снопова са само једним FPGA колом. Приказане су и могућности паралелне обраде оволиког броја примљених радарских сигнала. У пријемнику су обједињене функције претраживања простора и праћења циљева. Процењене су величине простора који се може покрити оваквим системом уз искључиву примену комерцијалне технологије. Дате су методе синхронизације предајника и пријемника. засноване на технологији ултраширокопојасних комуникација.
Датум прихватања теме, ДП:	
Датум одбране, ДО:	
Чланови комисије, КО:	Председник: Др Владимир Ковачевић, професор емеритус
	Члан: Др Бранислав Тодоровић, виши научни сарадник
	Члан: Др Алекса Зејак, научни саветник
	Члан: Др Бојан Зрнић, ванредни професор
	Члан, ментор: Др Миодраг Темеринац, редовни професор
	Потпис ментора



KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, ANO :	
Identification number, INO :	
Document type, DT :	Monographic publication
Type of record, TR :	Textual printed material
Contents code, CC :	PhD thesis
Author, AU :	Zoran Golubičić, MSc
Mentor, MN :	Prof. Miodrag Temerinac, PhD
Title, TI :	Multistatic Radar Receiver with Multibeam Conformal Antenna Based on FPGA Digital Beam Former .
Language of text, LT :	Serbian
Language of abstract, LA :	Serbian
Country of publication, CP :	Republic of Serbia
Locality of publication, LP :	Vojvodina
Publication year, PY :	2014
Publisher, PB :	Author's reprint
Publication place, PP :	Novi Sad, Dositeja Obradovića sq. 6
Physical description, PD : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	8 chapters / 223 pages / 102 references / 4 tables / 250 pictures
Scientific field, SF :	(2.03.) Electrical engineering and electronics, (2.09.) Computer sciences
Scientific discipline, SD :	(2.03.07.) Telecommunications, (2.09.01.009.) Digital signal processing
Subject/Key words, S/KW :	Digital beam forming, Multistatic radar, FPGA, Transmitter-Receiver synchronization, signal compression, FFT
UC	
Holding data, HD :	The Library of Faculty of Technical Sciences, Novi Sad, Serbia
Note, N :	
Abstract, AB :	Main contribution of this dissertation are the new digital beam forming methods, suitable for applicable in multibeam conformal antenna. These methods maintain antenna gain independently of beam positions in whole hemisphere, scanned by the radar. Few hundred beams could be formed by the only one FPGA. Parallel digital signal processing of these beams can be also performed by the only one FPGA. Functions of surveillance and tracking radar are joint in the one receiver. High accuracy in time and frequency synchronization between receiver and transmitter is enabled by UWB
Accepted by the Scientific Board on, ASB :	
Defended on, DE :	
Defended Board, DB :	President: _____
	Member: _____
	Member: _____
	Member: _____
	Member, Mentor: _____
	Menthor's sign

Садржај

СПИСАК СЛИКА	6
СПИСАК ТАБЕЛА	16
СПИСАК СКРАЋЕНИЦА	17
РЕЗИМЕ	19
1. УВОД	22
1.1 УТИЦАЈ ПОЛУПРОВОДНИЧКЕ ТЕХНОЛОГИЈЕ НА РАДАРСКУ ТЕХНИКУ	23
1.1.1. Високофреквенцијски појачавачи снаге.....	23
1.1.2 Малошумни појачавачи	25
1.1.3 Фреквенциски конвертори.....	26
1.1.4 Филтри.....	27
1.1.5 Претпојачавачи, појачавачи малих и средњих снага, појачавачи с напонски (струјно) контролисаним појачањем, диференцијални појачавачи и операциони појачавачи.....	27
1.1.6 Генератори радио-сигнала и сигнала локалног осцилатора	28
1.1.7 А/D и D/A конвертори	29
1.1.8 Процесори дигиталних сигнала	31
1.2 УТИЦАЈ РАЗВОЈА АНТЕНСКЕ ТЕОРИЈЕ И РЕАЛИЗАЦИЈЕ АНТЕНА НА РАДАРСКУ ТЕХНИКУ	35
1.3 УТИЦАЈ РАЗВОЈА ТЕОРИЈЕ ОБРАДЕ СИГНАЛА НА РАЗВОЈ РАДАРА	38
1.4 ИДЕНТИФИКАЦИЈА ПРОБЛЕМА И ПРЕДЛОГ РЕШАВАЊА.....	40
2.СИСТЕМСКЕ КАРАКТЕРИСТИКЕ БИСТАТИЧКОГ РАДАРА	42
2.1 Однос СИГНАЛ/ШУМ И РАДАРСКА ЈЕДНАЧИНА	42
2.2 РЕЗОЛУЦИЈА ПО РАСТОЈАЊУ	44
2.3 РЕЗОЛУЦИЈА ПО ДОПЛЕРОВОМ ПОМАКУ	46
2.4 РЕЗОЛУЦИЈА МУЛТИСТАТИЧКОГ РАДАРА.....	48
2.5 РАДАРСКА РЕФЛЕКСНА ПОВРШИНА	50
3. КОНФИГУРАЦИЈА МУЛТИСТАТИЧКОГ СИСТЕМА	57
3.1. РАСПОРЕД ПРЕДАЈНИКА И ПРИЈЕМНИКА.....	57
3.2 РАСТОЈАЊА ИЗМЕЂУ ПРЕДАЈНИКА И ПРИЈЕМНИКА	69
3.3 РЕАЛИЗАЦИЈА РЕАЛНИХ СИСТЕМА.....	71
3.4 МОДУЛАЦИЈА.....	73
3.5 Линк ЗА СИНХРОНИЗАЦИЈУ ПРЕДАЈНИКА И ПРИЈЕМНИКА	78
4. ИЗБОР АНТЕНСКОГ СИСТЕМА	80
4.1. ПРЕДАЈНИ АНТЕНСКИ ЕЛЕМЕНТИ.....	80
4.1.1. Широкопојасни антенски елемент предајника на UHF опсегу	81
4.1.2. Ускопојасни антенски елемент предајника на UHF опсегу.....	84
4.1.3 Ускопојасни антенски елемент предајника на L опсегу	86
4.1.4 Ускопојасни антенски елемент предајника на X опсегу.....	87
4.1.5 Линеарни предајни антенски низ на X опсегу.....	88
4.2 ПРИЈЕМНЕ АНТЕНЕ	90
4.2.1 Широкопојасна планарна антенска решетка на UHF опсегу	90
4.2.2 Ускопојасна планарна антенска решетка на UHF опсегу	98
4.2.3 Ускопојасна планарна антенска решетка на L опсегу.....	101
4.2.4 Конформна ускопојасна сферна антенске решетка на L опсегу	102
4.2.5 Сферна широкопојасна антенска решетка на L опсегу.....	106
4.2.6 Дводимензионални планарни антенски низови с формирањем снопова у једној равни	108
4.2.7 Једнодимензионални антенски низови с формирањем снопова у једној равни	111

5. ПРЕГЛЕД РАДИОФРЕКВЕНЦИЈСКИХ КОМПОНЕНАТА.....	120
5.1 ПРЕДАЈНИ ПОЈАЧАВАЧИ СНАГЕ	120
5.1.1. Појачавачи снаге на VHF/UHF опсегу	121
5.1.2. Појачавачи снаге на L опсегу	123
5.1.3. Појачавачи снаге на S опсегу	125
5.1.4. Појачавачи снаге на C, X и Ku опсегу	127
5.2 МАЛОШУМНИ ПОЈАЧАВАЧИ	128
5.3 КОНВЕРТОРИ ФРЕКВЕНЦИЈА.....	130
5.3.1 Предајни конвертори фреквенције	130
5.3.2. Пријемни конвертори фреквенције.....	132
5.4 ЛОКАЛНИ ОСЦИЛАТОРИ.....	134
5.5 ОСТАЛЕ КОМПОНЕНТЕ	136
6. ФОРМИРАЊЕ СНОПОВА И ДИГИТАЛНА ОБРАДА СИГНАЛА	137
6.1. ПАРАЛЕЛНО ФОРМИРАЊЕ ВИШЕ СНОПОВА	138
6.1.1 Серијски принцип формирања снопа	139
6.1.2 Паралелни принцип формирања снопа	139
6.1.3 Паралелна имплементација серијске конфигурације формирања више снопова код равних антена	143
6.1.4 Паралелна имплементација паралелне конфигурације формирања више снопова код равне антене	144
6.1.5 Серијска конфигурација формирања снопова конформних антена.....	146
6.1.6 Паралелна конфигурација формирања снопова у конформним антенама	147
6.1.7 Процена ресурса потребних за формирање снопова.....	148
6.1.7.1 Број множача потребних за формирање снопова серијским методом код равне антене	148
6.1.7.2 Број множача потребних за формирање снопова паралелним методом равне антене	148
6.1.7.3 Закључак и примери равних антена с више снопова.....	149
6.1.7.4 Број множача потребних за формирање снопова серијским методом код конформне антене	149
6.1.7.5 Број множача потребних за формирање снопова паралелним методом код конформне антене	151
6.1.7.6 Формирање снопова у једном FPGA колу.....	152
6.1.8 Конфигурација обраде сигнала линеарне фреквенцијске рампе.....	155
6.1.9 Формирање снопова код радара с ултраширокопојасним сигнаlima	156
6.2. КОМПРЕСОРИ СИГНАЛА	161
6.3. FFT АНАЛИЗА	162
6.3.1 Разрешавање једнозначности по даљини – однос компресора и FFT процесора	164
7. ПРИМЕР РЕАЛИЗАЦИЈЕ ПРИЈЕМНОГ НИЗА СА ИСТОВРЕМЕНИМ ФОРМИРАЊЕМ ВИШЕ СНОПОВА	166
7.1. СИСТЕМСКЕ КАРАКТЕРИСТИКЕ ЕКСПЕРИМЕНТАЛНОГ МОДЕЛА	168
7.1.1. Бистатички експериментални радар	171
7.2. РАДАРСКИ ПРЕДАЈНИК	172
7.3 РАДАРСКИ ПРИЈЕМНИК.....	179
7.4 ОБРАДЕ СИГНАЛА FPGA ПРОЦЕСОРИМА.....	185
7.5 РЕЗУЛТАТИ ДЕТЕКТОВАЊА И ПРАЋЕЊА ЦИЉА	193
8. ЗАКЉУЧАК.....	196
9. ЛИТЕРАТУРА.....	201
10. ПРИЛОГ	211

Списак слика

Слика 2.1. - Бистатички координатни систем.

Слика 2.2. - Криве константног односа сигнал/шум (oval of Cassini) код бистатичког радара.

Слика 2.3. - Елипса као крива константног растојања ($r_1+r_2=\text{const}$).

Слика 2.4. - Доплеров бистатички координатни систем.

Слика 2.5. - Криве константног Доплера за авионски бистатички радар

Слика 2.6. - Резолуционе ћелије при различитим бистатичким угловима у једној равни.

Слика 2.7. - Односи моностатичке и бистатичке радарске рефлексне површине бродова за различите бистатичке углове.

Слика 2.8. - Рефлексија од цилиндричног тела при различитим угловима предајног снопа у односу на ваљкasto тело (пуне црне линије) за различите углове између предајника и пријемника.

Слика 2.9. - Симулација бистатичке ефективне површине на моделу авиона

Слика 2.10. - Мерена рефлексна површина на борбеном авиону показује изразиту рефлексију при бистатичком углу од 180° у хоризонталној равни, независно од азимутног угла предајника

Слика 2.11. - Процењене ефективне радарске површине за неке типичне циљеве у ваздуху

Слика 2.12. - Процењене радарске рефлексне површине за Stealth авион F-117-A.

Слика 2.13. - Дијаграм зависности угла расејање и радарске рефлексне површине бистатичког радара од фреквенције (код рефлексије сигнала у правцу и смеру предајног сигнала)

Слика 3.1. - Структура шестоугаоне мултистатичке ћелије.

Слика 3.2. - Структура мултистатичких ћелија које покривају већу површину.

Слика 3.3. - Резолуција мултистатичког система у оквиру једне мултистатичке ћелије.

Слика 3.4. - Резолуција мултистатичког система у кооперацији са суседном мултистатичком ћелијом.

- Слика 3.5.** - Резолуција мултистатичког система у кооперацији с класичним моностатичким широкопојасним радаром.
- Слика 3.6.** - Принцип заштите објекта помоћу мултистатичке конфигурације.
- Слика 3.7.** - Принцип самозаштите предајника.
- Слика 3.8.** - Дијаграм зрачења предајника (црвена линија) и пријемни дијаграми зрачења (плава линија) у хоризонталној равни (иницијална идеја).
- Слика 3.9.** - Дијаграми зрачења предајне и пријемне антене у вертикалној равни (иницијална идеја).
- Слика 3.10.** - Правоугаона структура мултистатичке радарске ћелије.
- Слика 3.11.** - Формирање снопа сферном антенском решетком.
- Слика 3.12.** - Распоред снопова код планарног пријемног антенског низа.
- Слика 3.13.** - Позиције планарних антенских решетки у теменима шестоугаоне мултистатичке ћелије.
- Слика 3.14.** - Позиције планарних антенских решетки у теменима квадратне мултистатичке ћелије.
- Слика 3.15.** - Облици дијаграма зрачења формираних линеарним антенским низом.
- Слика 3.16.** - Покретна мултистатичка ћелија.
- Слика 3.17.** - Принципи аналогних делова радарског пријемника којим се детектује циљ линеарном фреквенцијском рампом.
- Слика 3.18.** - Компресија линеарне фреквенцијске рампе.
- Слика 3.19.** - Разлика између предајне и пријемне фреквенције при наизменичној фреквенцијској рампи.
- Слика 4.1.** - Модел укрштеног дипола коришћен у симулацији.
- Слика 4.2.** - Тродимензионални дијаграм зрачења укрштеног дипола с кружном поларизацијом.
- Слика 4.3.** - Појачање укрштених дипола – апсолутна вредност електричног поља.
- Слика 4.4.** - Појачање укрштених дипола – вредност електричног поља лево поларисаног таласа.
- Слика 4.5.** - Појачање укрштених дипола – вредност електричног поља десно поларисаног таласа.
- Слика 4.6.** - Појачање укрштених дипола – вредност кросполаризације.
- Слика 4.7.** - Patch антена с металном плочом у кружном прстену.

Слика 4.8. - Тродимензионални дијаграм зрачења patch антене.

Слика 4.9. - Појачање patch антене – апсолутна вредности електричног поља.

Слика 4.10. - Појачање patch антене – вредности електричног поља десно поларисаног таласа.

Слика 4.11. - Појачање patch антене – вредности електричног поља лево поларисаног таласа.

Слика 4.12. - Тродимензионални дијаграм зрачења patch антене на L опсегу.

Слика 4.13. - Појачање patch антене у нултој азимутној равни на L опсегу.

Слика 4.14. - Појачање ортогоналне поларизације patch антене у нултој азимутној равни на L опсегу.

Слика 4.15. - Појачање patch антене у азимутној равни од 90^0 на L опсегу.

Слика 4.16. - Симулациони модел patch антене на X опсегу.

Слика 4.17. - Тродимензионални дијаграм зрачења patch антене на 10 GHz.

Слика 4.19. - Тродимензионални дијаграм зрачења 32 линеарно постављене patch антене.

Слика 4.20. - Дводимензионални дијаграм зрачења 32 линеарно постављене patch антене у вертикалној равни.

Слика 4.21. - Дводимензионални дијаграм зрачења 32 линеарно постављене patch антене у хоризонталној равни.

Слика 4.22. - Антенска решетка укрштених дипола 4×4 .

Слика 4.23. - Тродимензионални дијаграм зрачења решетке укрштених дипола 4×4 , када су побуде антена синфазне.

Слика 4.24. - Појачање решетке 4×4 укрштених дипола у левој циркуларној поларизацији.

Слика 4.25. - Појачање решетке 4×4 укрштених дипола у десној циркуларној поларизацији.

Слика 4.26. - Тродимензионални дијаграм зрачења решетке 4×4 када прима сигнал из елевационог угла од 60^0 .

Слика 4.27. - Појачање антене у левој циркуларној поларизацији код решетке 4×4 , када се прима сигнал из елевационе равни од 60^0 и азимутне равни од 45^0 .

Слика 4.28. - Појачање антене у десној циркуларној поларизацији код решетке 4×4 , када се прима сигнал из елевационе равни од 60^0 и азимутне равни од 45^0 .

Слика 4.29. - Појачање антенске решетке 4×4 у елевационој равни од 60^0 у целом кругу азимута.

Слика 4.30. - Антенска решетка 6×6 укрштених дипола и њен тродимензионални дијаграм зрачења при нултом елевационом углу.

Слика 4.31. - Дводимензионални дијаграм зрачења антенске решетке 6×6 укрштених дипола при нултом елевационом углу у десној и левој циркуларној поларизацији.

Слика 4.32. - Тродимензионални дијаграм зрачења од 6×6 укрштених дипола у азимутној равни од 45^0 и дводимензионални дијаграм зрачења у елевационој равни од 60^0 .

Слика 4.33. - Појачање антене у левој и десној циркуларној поларизацији код решетке 6×6 укрштених дипола када се прима сигнал из азимутне равни од 45^0 .

Слика 4.34. - Антенска решетка 8×8 укрштених дипола и њен тродимензионални дијаграм зрачења при нултом елевационом углу.

Слика 4.35. - Дводимензионални дијаграм зрачења антенске решетке 8×8 укрштених дипола при нултом елевационом углу у десној и левој циркуларној поларизацији и однос кросполаризације.

Слика 4.36. - Тродимензионални дијаграм зрачења од 8×8 укрштених дипола у азимутној равни од 45^0 и дводимензионални дијаграм зрачења у елевационој равни од 60^0 и појачање антене у левој и десној циркуларној поларизацији код решетке 6×6 укрштених дипола када се прима сигнал из елевационе равни од 60^0 и азимутне равни од 45^0 .

Слика 4.37. - Тродимензионални дијаграм зрачења 6×6 укрштених дипола у елевационим равнима од 30^0 и 15^0 .

Слика 4.38. - Антенска решетка од 6×3 укрштених дипола која поседује исто појачање као и решетка 6×6 али само у уском опсегу азимутних равни и дводимензионални дијаграм зрачења антенске решетке од 6×3 укрштених дипола.

Слика 4.39. - Антенска решетка 4×4 patch антена и тродимензионални дијаграм зрачења.

Слика 4.40. - Дијаграм зрачења десне и леве циркуларне поларизације антенске решетке 4×4 patch антена при синфазној побуди елемената.

Слика 4.41. - Појачање антенске решетке 4×4 patch антена у азимутном и елевационом пресеку при пријему сигнала у под екстремно великом елевацијом.

Слика 4.42. - Појачање антенске решетке 4×4 patch антена у левој и десној поларизационој равни при пријему сигнала у екстремно великом елевационом равни.

Слика 4.43. - Дијаграм зрачења антенске решетке 4×4 patch антена при мањим елевационим угловима.

Слика 4.44. - Дијаграм зрачења антенске решетке 6×6 patch антена при синфазној побуди.

Слика 4.45. - Дијаграм зрачења антенске решетке 6×6 patch антена у азимутној и елевационој равни при елевационом углу од 60.⁰

Слика 4.46. - Дијаграм зрачења антенске решетке 8×8 patch антена при синфазној побуди.

Слика 4.47. - Дијаграм зрачења антенске решетке 8×8 patch антена у азимутној и елевационој равни при елевационом углу од 60.⁰

Слика 4.48. - Антенска решетка од 6×3 patch елемената која има исто појачање као и решетка 6×6, али само у уском опсегу азимутних равни.

Слика 4.49. - Тродимензионални и дводимензионални дијаграм зрачења антенске решетке 4×4 patch елемената на L опсегу при нултом елевационом углу.

Слика 4.50. - Тродимензионални и дводимензионални дијаграм зрачења антенске решетке 6×6 patch елемената на L опсегу при нултом елевационом углу.

Слика 4.51. - Тродимензионални и дводимензионални дијаграм зрачења антенске решетке 8×8 patch елемената на L опсегу при нултом елевационом углу.

Слика 4.52. - Принцип формирања снопа код конформне антене.

Слика 4.53. - Изглед конформне антене и модела за симулацију дијаграма зрачења.

Слика 4.54. - Тродимензионални и дводимензионални дијаграм зрачења конформне антене у оси изабраног скупа елемената.

Слика 4.55. - Дијаграм зрачења антене при померању снопа за различите углове у односу на осу од 90.⁰

Слика 4.56. - Симулација пада појачања једног троугла од 10 елемената при различитим угловима у односу на осу скупа елемената који формирају снап.

Слика 4.57. - Поједностављени модел укрштеног дипола на L опсегу и његов дијаграм зрачења.

Слика 4.58. - Тродимензионални дијаграми зрачења на 1,6 GHz, 1,3 GHz и 1,15 GHz.

Слика 4.59. - Тродимензионални и дводимензионални дијаграм зрачења у елевационом углу од 10^0 у односу на осу скупа елемената који формирају сноп.

Слика 4.60. - Једноставан модел антенске решетке с укрштеним диполима потпуно конформно распоређеним и модел употребљен у симулацији.

Слика 4.61. - Тродимензионални дијаграм зрачења при пријему сигнала у оси и при 23^0 у елевацији на 1,15 GHz (конформна широкопојасна решетка од 20 елемената).

Слика 4.62. - Тродимензионални дијаграм зрачења при пријему сигнала у оси и при 23^0 у елевацији на 1,575 GHz (конформна широкопојасна решетка од 20 елемената).

Слика 4.63. - Пример антенске решетке од 32×32 patch елемента и један синфазни линеарни низ (дијаграм зрачења дат у делу предајнику на сликама 4.19, 4.20 и 4.21).

Слика 4.64. - Формирање снопова антенске решетке у хоризонталној равни.

Слика 4.65. - Дводимензионални дијаграми снопова антенске решетке на X опсегу у хоризонталној равни.

Слика 4.66. - Дијаграм зрачења (линеарна компонента) простог дипола и комбинације 8 дипола.

Слика 4.67. - Дијаграм зрачења (ортогонална компонента) простог дипола и комбинације 8 дипола.

Слика 4.68. - Дводимензионални дијаграм зрачења 8 дипола.

Слика 4.69. - Дијаграм зрачења низа од 8 дипола при положају снопа од 13 степени.

Слика 4.70. - Дијаграм зрачења низа од 8 дипола при положају снопа од 40 степени.

Слика 4.71. - Дијаграм зрачења низа од 8 дипола при положају снопа од 55 степени.

Слика 4.72. - Дијаграм зрачења низа од 8 дипола при положају снопа од 63 степени.

Слика 4.73. - Дијаграм зрачења низа од 8 дипола при положају снопа од 70 степени.

Слика 4.74. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу нормалном на линију низа и површину антене.

Слика 4.75. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу линије низа.

Слика 4.76. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу 10^0 помереном у односу на нормалу на линију низа и површину антене.

Слика 4.77. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу 23^0 помереном у односу на нормалу на линију низа и површину антене.

Слика 4.78. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу 40^0 помереном у односу на нормалу на линију низа и површину антене.

Слика 4.79. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу 60° помереном у односу на нормалу на линију низа и површину антене.

Слика 4.80. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу 77° помереном у односу на нормалу на линију низа и површину антене.

Слика 4.81. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу када престаје нормалан рад антене и она почиње да прелази у режим зрачења у правцу низа.

Слика 4.82. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у равни купе са центром у центру низа и углом у односу на линију низа од 40° .

Слика 5.1. - Појачавач у класи АВ који појачава широкопојасни сигнал иако произвођач наводи у декларацији да је погодан само за ускопојасне сигнале.

Слика 5.2. - Предајник на VHF опсегу од 1 KW.

Слика 5.3. - RFHA1043 - 150 W GaN WIDE-BAND PULSED POWER AMPLIFIER.

Слика 5.4. - Комбинација 4:1 RFHA1043 80 W GaN WIDE-BAND POWER AMPLIFIER-а како би се добила континуална снага од 300 W у широком фреквенцијском опсегу.

Слика 5.5. - 250W Dorthy LDMOS појачавач за UMTS опсега, коришћен у базној станици.

Слика 5.6. - Ултраширокопојасни појачавач од 120 W у опсегу до 3,5 GHz са GaN транзистором.

Слика 5.7. - Фактор шума малошумног GaAs појачавач OMMIC који покрива опсег до 6 GHz у зависности од фреквенције.

Слика 5.8. - Фактор шума малошумног GaAs појачавача с дискретним транзистором који покрива опсег до 12 GHz.

Слика 5.9. - Нумерички IQ конвертор AD9788 фреквенције на VHF/UHF опсегу.

Слика 5.10. - Фазна карактеристика осцилатора с керамичким резонатором на фреквенцији 2 GHz.

Слика 5.11. - Фазна карактеристика осцилатора с диелектричним резонатором на фреквенцији 10 GHz.

Слика 6.1. - Основни елементи дигиталне обраде сигнала.

Слика 6.2. - Блок шема архитектуре серијског формирања више паралелних снопова.

Слика 6.3. - Блок шема архитектуре паралелног формирања више паралелних снопова.

Слика 6.6. - Принцип паралелног формирања снопа код конформне антене.

Слика 6.7. - Принцип паралелног формирања снопа код конформне антене.

Слика 6.8. - Принцип формирања 400 снопова једним FPGA колом. Сваки сноп је формиран са својих 100 зрачећих елемената изабраних међу 500 постојећих елемената.

Слика 6.9. - Принцип формирања снопова конформне антене с расподељеним FPGA колима мале снаге када се више снопова формира од више скупова сигнала с различитих елемената (лево) и када се формирају с једног скупа сигнала (десно).

Слика 6.10. - Блок шема архитектуре дигиталног процесора који обрађује сигнал линеарне фреквенцијске рампе.

Слика 6.11. - Блок шема архитектуре формирања више паралелних снопова широкопојасног сигнала.

Слика 6.12. - Блок шема архитектуре вишеканалних компресора,

Слика 6.13. - Веза између кола у коме су компресори сигнала и FFT процесори.

Слика 7.1. - Механичка конструкција конформне антене и реализован део пентагоналног модела.

Слика 7.2. - SAR-GPR радар монтиран на летећој платформи (врло сложена обрада обављена на једном Cyclon IV процесору).

Слика 7.3. - Блок шема мултистатичке конфигурације радара.

Слика 7.4. - Упрошћена блок шема тест модела.

Слика 7.5. - Радарски тест предајник.

Слика 7.6. - Синтезатор фреквенција, FPGA процесор, комуникациони предајник и радиофреквенцијски део радарског предајника.

Слика 7.7. - Предајник синхро-сигнала.

Слика 7.8. - Комуникациона примопредајна антена.

Слика 7.9. - Претпојачавач и појачавач снаге радарског сигнала.

Слика 7.10. -Претпојачавач снаге радарског сигнала.

Слика 7.11. - Појачавач снаге радарског сигнала.

Слика 7.12. - Радарска предајна антена.

Слика 7.13. - Реализовани модел антене радарског пријемника.

Слика 7.14. - Блок шема аналогног дела пријемника.

Слика 7.16. - Изглед блока напајања и генератора локалних осцилатора.

Слика 7.17. - Генерисање UHF радиофреквенцијског сигнала директно из FPGA процесора.

Слика 7.18. - Расподела FPGA процесора на тест антени.

Слика 7.19. - Расподела HSMC конектора на FPGA плочи.

Слика 7.20. - Изглед блока за формирање снопа.

Слика 7.21. - Везивање пријемних елемената, A/D конвертора и FPGA плоча на тест антени.

Слика 7.26. - Позиције пријемника и предајника и приближна траса лета авиона.

Слика 7.27. - Распоред спопова у експерименталном моделу (3 dB спотови снопова).

Слика П.1. - Основни модул (LDMOS транзистор) појачавача снаге на VHF опсегу NXP.

Слика П.2. - Основни модул (LDMOS транзистор) појачавача снаге на VHF опсегу Freescale.

Слика П.3. - Коаксијални сабирач снаге 10:1 на VHF опсегу.

Слика П.4. - Појачавачи на UHF опсегу са снагама од неколико десетина киловата нису мобилни и морају бити дубоко укопани у земљу.

Слика П.5. - Појачавач радара реализован помоћу LDMOS транзистора са снагама реда 500 W.

Слика П.6. - Појачавач на 1500 MHz, реализован помоћу LDMOS транзистора са снагама реда 300 W.

Слика П.7. - Појачавач на 1800 MHz, реализован помоћу LDMOS транзистора са снагама реда 350 W.

Слика П.8. - RFHA1020 280 W GaN WIDE-BAND PULSED POWER AMPLIFIER.

Слика П.9. - RFG1M20180 180 W GaN транзистор за опсег мобилних комуникација између 1,8 GHz и 2,2 GHz.

Слика П.10. - Карактеристике и штампана плоча транзистора BLS7G2729L(S)-350P 350 W LDMOS (импулсни транзистор S опсега).

Слика П.11. - 250 W LDMOS транзистор за ISM опсег.

Слика П.12. - 200 W LDMOS транзистор намењен за радаре S опсега.

Слика П.13. - Sumitomo (бивши Fujitsu, касније Eudyna) GaN појачавач излазне RF снаге од 100 W. Транзистор у пропусном опсегу има импедансу прилагођену на 50 Ω , тако да никакво накнадно прилагођење није потребно.

Слика П.14. - GaN појачавач за X опсег излазне RF снаге од 100 W фирме CREE . Транзистор у пропусном опсегу има прилагођену импедансу на 50 Ω тако да никакво накнадно прилагођење није потребно.

Слика П.15. - GaN појачавач за Ku опсег излазне RF снаге од 50 W фирме Toshiba Транзистор у пропусном опсегу има прилагођену импедансу на 50 Ω тако да никакво накнадно прилагођење није потребно.

Слика П.16. - GaAs појачавач за X опсег излазне RF снаге од 30 W фирме Toshiba.

Слика П.17. - GaAs појачавач за Ku опсег излазне RF снаге од 30 W фирме Toshiba.

Слика П.18. - Малошумни GaAs појачавач фирме OMMIC који покрива опсег до 6 GHz.

Слика П.19. - Фактор шума малошумног GaAs појачавача фирме OMMIC који покрива опсег од 5 GHz до 7 GHz.

Слика П.20. - Директни IQ конвертор фреквенције на X/Ku опсег (од 10 GHz до 16 GHz).

Слика П.21. - Директни IQ конвертор фреквенције наниже, на X/Ku опсег (од 10 GHz до 16 GHz).

Слика П.22. - Карактеристике фазног шума нискофреквенцијске референце.

Слика П.23. - Карактеристике референце од 50 MHz и 100 MHz.

Слика П.24. - Карактеристике умноженог VCXO од 100 MHz на 200 MHz и 400 MHz.

Слика П.25. - Метод генерисања фреквенције 10 GHz помоћу умножавања несинхронизованог VCXO фреквенције 100 MHz и карактеристике фазног шума сигнала на 10 GHz.

Списак табела

Табела 2.1. - Резултати симулације радарске рефлексне површине код тела неких референтних облика и поређење с моностатичком радарском рефлексном површином.

Табела 3.1. - Резултати упоредне анализе више панела.

Табела 7.1. - Параметри сниманог циља.

Табела ПТ.1 - Параметри GaN транзистора намењеног за примену у појачавачима снаге радара на L опсегу.

Списак скраћеница

A/D	<i>Analog to Digital Converter</i>
ASIC	<i>Application Specific Integrated Circuits</i>
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
BB	<i>Base Band</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
CIC	<i>Cascaded Integrator Comb</i>
CW	<i>Continuous Wave</i>
D/A	<i>Digital to Analog Converter</i>
DDC	<i>Digital Down Conversion</i>
DDR	<i>Double Data Rate</i>
DDS	<i>Direct Digital Synthesis</i>
DRAM	<i>Dynamic RAM</i>
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
DSP48A	<i>XtremeDSP Slice</i>
ECL	<i>Emitter Coupled Logic</i>
EDA	<i>Electronic Design Automation</i>
EW	<i>Electronic Warfare</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FET	<i>Field effect transistor</i>
GaN	<i>Gallium-Nitride</i>
GaAs	<i>Gallium-Arsenide</i>
GPR	<i>Ground Penetration Radar</i>
GSM	<i>Global System for Mobile</i>
HDL	<i>Hardware Description Language</i>
HEMT	<i>High Electron Mobility Transistor</i>
HSMC	<i>High Speed Mezzanine Connector</i>
IF	<i>Intermediate Frequency</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transformation</i>

IRM	<i>Image Rejection Mixer</i>
LDMOS	<i>Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor</i>
LFM	<i>Linear Frequency Modulation</i>
LO	<i>Local oscillator</i>
LTE	<i>Long term evaluation</i>
LUT	<i>Look-Up Tables</i>
MAC	<i>Multiply and Accumulate</i>
MESFET	<i>Metal Semiconductor FET</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
NCO	<i>Numeric control oscillator</i>
PLD	<i>Programmable Logic Devices</i>
PLL	<i>Phase lock loop</i>
PN	<i>Pseudo Noise</i>
PRF	<i>Pulse Repetition Frequency</i>
PRI	<i>Pulse Repetition Interval</i>
PS	<i>Phase shifter</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
SAR	<i>Synthetic Aperture Radar</i>
SAW	<i>Surface Acoustic Wave</i>
SiGe	<i>Silicon- Germanium</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SRAM	<i>Static RAM</i>
SSB	<i>Side Single band</i>
S&H	<i>Sample and Hold</i>
T/R	<i>Transmit/Receive</i>
UHF	<i>Ultra-High Frequency</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication Systems</i>
VCO	<i>Voltage controlled oscillator</i>
VCXO	<i>Voltage Controlled Crystal Oscillator</i>
VHDL	<i>VHSIC Hardware Description Language</i>
VHF	<i>Very-High Frequency</i>

Резиме

Мотивација

Од почетка развоја радара за откривање и праћење циљева у ваздуху до данашњих дана привилегију њихове производње имају само технолошки најразвијеније земље. Битне компоненте које одређују овакав монопол јесу генератори високофреквенцијских сигнала велике снаге. Ове компоненте имају скоро искључиву примену у радарима и произвођачу је лако да контролише њихово тржиште. Остале компоненте радара су идентичне компонентама које се употребљавају у индустрији и расположивије су.

Аутора овог рада мотивисала је, између осталог, потреба да се пронађе алтернативни приступ реализацији радарског система који неће превише зависити од компонената мање доступних на тржишту. Примењена технологија мора бити употребљива у индустрији и телекомуникацијама. Због примене такве технологије и сигнал радара ће се мање разликовати од осталих телекомуникационих сигнала. Овакав приступ је могућ зато што је у последњих пола века теорија обраде сигнала напредовала, а цене електронских компонената за дигиталну обраду сигнала су, због њихове масовне употребе, значајно пале. Дакле, реализација оваквог система има и економско оправдање.

Намера аутора је да, користећи флексибилност и реконфигурабилност компонената за дигиталну обраду сигнала, пре свега FPGA кола, омогуће спајање функција осматрачког и аквизицијског радара, односно откривање и праћења циља с великом просторном резолуцијом. Архитектура система мора бити надградива, како у области софтвера тако и у области хардвера.

Поред примењивости у колима за обраду сигнала, FPGA кола су значајно повећала могућности рада телекомуникационих мрежа, пре свега рутирања сигнала. Стога је коришћење тих могућности аутору дало подстрек за решавање проблема синхронизације предајника и пријемника. Уз коришћење ових могућности FPGA кола, нестају потребе да све компоненте система буду стациониране на једном месту, односно оне могу бити (значајно) просторно удаљене једна од друге.

Допринос

Главни допринос рада представља ефикасно решење проблема истовременог формирања више пријемних снопова у пријемнику секундарног радара. Најважнији разлог због кога мултистатички радари нису више примењивани јесте сложеност процеса синхронизације рада предајника и пријемника. Процес синхронизације подразумева временску синхронизацију предајног сигнала с процесом одабирања и обраде у пријемнику, као и просторну синхронизацију предајног и пријемног снопа. Први тип синхронизације остварује се кроз успостављање широкопојасног комуникационог линка између предајника и пријемника. Други тип синхронизације остварује се на основу претраживања простора осветљеног предајником помоћу пријемног снопа (или осветљавањем само оног дела простора који се налази у просторном углу пријемника). Проблем с просторном синхронизацијом јесте то што се велико време троши на претраживање простора пријемним снопом. Ефикасно решење просторне синхронизације била би примена више пријемника који истовремено примају сигнале из осветљеног простора. Практична реализација овог решења није озбиљно разматрана (иако је била раније предложена [1]) због сложене хардверске реализације. У овом раду је дато решење тог проблема коришћењем FPGA кола за дигиталну обраду сигнала примљених фазном антенском решетком.

Аутор предлаже конфигурацију мултистатичког радарског система с максималним поједностављењем предајног система коме се смањују димензије и повећава мобилност. Док ради, предајник непрестано мења позицију тако да га је много теже лоцирати и уништити него класичан радар. Чак и кад бива уништен, страдају само стандардне компоненте које је лако заменити. Како током рада мобилни предајник непрестано мења позицију, дато је решење за непрекинуту временску синхронизацију предајника с пријемницима.

У овом раду установљава се просторни распоред пријемних станица у односу на предајну станицу, тако да је релевантан број пријемних станица постављен у правцу високе радарске рефлексивне површине бистатичког радара.

У раду је предложена и анализирана употреба континуалног модулисаног предајног сигнала. Континуални сигнал ширине спектра неколико десетина мегагерца теже се разликује од класичних мобилних телекомуникационих сигнала, и

притом није неопходно користити предајнике велика вршне снаге (могуће је употребити класичне предајнике мобилних комуникација) а несинхроне сметње могу се више потиснути него у систему с класичним импулсом.

Аутор је предложио неколико метода за формирање снопова и анализирао је могућности (предности и недостатке) појединих метода на основу расположивих ресурса FPGA кола.

У раду се решава проблем са осетљивошћу дугачких секвенци на вишезначност по даљини и на Доплеров фазни померај.

Предложене мултистатичке конфигурације базирају се на радарима релативно ниских фреквенција (али довољно високих да радарска рефлексна површина циљева од интереса уђе у оптичку зону, то јест не мења се с фреквенцијом) али широког фреквенцијског опсега радарског сигнала помоћу кога се остварује потребна резолуција по даљини. Усмереност радарских снопова служи само за остварење већег домета радара а не и за остварење резолуције по углу. Тростандарна резолуција се постиже мултистатичком конфигурацијом а не уским снопом (који је код радара ограничених димензија везан за рад радара на високим фреквенцијама – пример радара у носу авиона или ракете). Искоришћена је предност радарских система на земљи: они имају на располагању простор много већи него што имају системи инсталирани на авионима и пројектилима. Уз то је избегнута потреба за предајницима велике вршне снаге за које се зна да се користе једино у радарским системима или нуклеарним инсталацијама.

У раду је приказано реализовано решење бистатичког радарског система као основног корака ка реализације мултистатичке конфигурације. Приказани су резултати мерења на реалном моделу авиона Boeing 737 узлетелог с аеродромске писте.

1. Увод

Када је 1964. године у Совјетском Савезу конструисан први жиратрон, његов импулс трајања – реда десетина наносекунди – имао је неупоредиво већу снагу од свих постојећих микроталасних извора [2]. Одмах се родила идеја о томе да се примени као универзални радарски предајник велике снаге који би осветљавао велики простор. У тој замисли подразумевало се да се сигнали рефлектовани од циљева у ваздуху примају помоћу мреже пријемника са усмереним антенама. На основу разлике у времену пријема сигнала између више пријемника, било би могуће континуално одредити позицију циља, с тачношћу од неколико метара или чак испод метра. Жиратрон је омогућио генерисање великих снага на милиметарском таласном подручју и тако је био могућ пријем сигнала малом пријемном антенном или реализација пријемника с великим појачањем антене, односно узаним пријемним снопом и добром угловном селективношћу.

Ова идеја није остварена, а разлога је било много. Прво, средња снага (енергија) радарског сигнала жиратрона није значајно повећана већ је само повећана импулсна снага. Друго, слабљење милиметарских таласа кроз атмосферу много је веће него код нижих фреквенција. Треће, морали су се синхронизовати предајни и пријемни сноп и времена предаје и пријема сигнала. Помоћу тадашње технологије нису се могли једноставно реализовати комуникациони линкови између предајне и пријемне станице као и између самих пријемних станица. Четврто, рачунарски ресурси су били сведени на аналогне цевне рачунаре и не би могли да подрже брзо рачунање позиције циља чак и да су остварене комуникације између станица.

Без обзира на то што је сам жиратрон био скупа и комплексна справа, сама замисао је за то време била оправдана. Још увек су се као основна средства дејстава из ваздуха користили авиони. Пошто су летели на великим висинама, да би уништили предајник морали су прелазити огромна растојања на којима би се њихова позиција знала с тачношћу реда метра. Како би стално били под ватром средстава противваздухопловне одбране, имали би мале шансе да се приближе предајнику. У то време крстареће ракете нису постојале, а лет авиона на малим висинама и релативно малим брзинама био би врло опасан по посаду.

Мана читаве идеје била је немогућност лаког померања предајника јер је за његов рад потребно снажно магнетно поље, а такво магнетно поље у то време могло се генерисати само уз сложене криогене инсталације. Како је реализација самог предајника била скупа и сложена, није се могла очекивати велика производња. Жиратрон се ни дан-данас не производи серијски, премда се користи у неколико радара специјалне намене, посебно у онима за праћење балистичких ракета великог домета.

Напредак технологије у протеклих 50 година омогућио је решавање скоро свих проблема у имплементацији напред поменуте идеје. Чак је и развој магнетних материјала омогућио реализацију магнета са сталним магнетним пољем од неколико Т, што је довољно за рад жиратрона у областима испод 40 GHz. Највећа препрека реализацији идеје сада је постао сам жиратрон: пошто се не може серијски производити, његова цена није прихватљива за ширу примену. Основна идеја је данас остварива уз помоћ полупроводничке технологије.

1.1 Утицај полупроводничке технологије на радарску технику

Напредак полупроводничке технологије у последњих пола века донео је потпуно нови поглед на решења у радарској техници као и много ширу примену радара од искључиво војних. Под овим се подразумева напредак како у аналогној тако и у дигиталној електроници. Промене у аналогној електроници пре свега подразумевају повећању брзина рада импулсних и линеарних компонената. Велики напредак је остварен и у погледу снага с којима компоненте раде. Дигиталне компоненте су, поред брзина рада, постале много савршеније у смислу интеграције и програмабилности. Примери компонената кључних за реализацију дистрибуираног радарског система дати су у следећим одељцима.

1.1.1. Високофреквенцијски појачавачи снаге

Од проналаска транзистора до данас, полупроводничка технологија водила је борбу за одузимање примата цевним појачавачима и у томе је релативно успевала. Тај успех је остварен на фреквенцијама реда до 10 GHz.

Прву примену у микроталасној области нашли су силицијумски биполарни транзистори. Остварене су снаге и до неколико стотина W на фреквенцијама реда од 2 GHz до 3 GHz. Силицијумски биполарни транзистори снаге никада нису прешли S опсег. Предајници на C опсегу и вишим опсезима прављени су умножавањем фреквенција на S опсегу врло ефикасним умножавачима с малим фактором умножавања (најчешће 3). Такви су радиорелејни уређаји фирме Teletra, где је снага од 5 W на 7,5 GHz добијена умножавањем сигнала снаге 20 W на 2,5 GHz. Нелинеарни процес умножавања фреквенције није представљао проблем телекомуникационим уређајима код којих је била примењена ускопојасна фреквенцијска модулација.

Озбиљнији напредак у области микроталаса остварен је тек кад је уведена GaAs технологија у реализацију снажних MESFET-ова. Такође је и литографија израде транзистора напредовала, тако да су се почели правити транзистори са све краћим каналима. Транзистори на L и S опсегу достигли су снаге од неколико стотина W, док су транзистори на C, X и Ku опсегу достигли снаге до 100 W. Велике снаге на вишим опсезима омогућене су увођењем AlGaAs P-HEMT технологија – када су добијене снаге до 10 W на фреквенцијама до 40 GHz. За сада је то граница у простору фреквенција – снага која се доста дуго држи неизмењена.

Један од разлога што се та граница тешко пробија јесте и увођење GaN технологије; многи произвођачи су се концентрисали на развој транзистора у овој технологији. Остварене су снаге реда 100 W на X опсегу, али на вишим опсезима није запажен већи напредак. На L, S и C опсегу достигнуте су снаге од неколико стотина W. Главна предност GaN-а у односу на AlGaAs јесте то што GaN лакше подноси високе температуре. Транзистори реализовани у GaN технологији имају већу излазну и улазну импедансу од (иначе врло мале) излазне импедансе силицијумских LDMOS FET-ова те се лакше прилагођавају на импедансе потрошача у широком опсегу фреквенција.

Силицијумска LDMOS технологија привремено је одузела примат GaAs технологијама у области L и S опсега јер су с њом оствариве снаге реда неколико стотина W (у импулсима и до KW). На VHF и UHF опсегу добијене су снаге реда KW у континуалном раду. GaN технологија је компензовала предност LDMOS технологија на L и S опсегу али уз неупоредиво више цене транзистора.

1.1.2 Малошумни појачавачи

Првобитни малошумни појачавачи имали су сличне карактеристике као цеви с прогресивним таласом и то само на нижим фреквенцијама (L и S) опсега. Разлог је било то што су се малошумни појачавачи заснивали на уобичајеној силицијумској технологији која није омогућавала рад на вишим фреквенцијама. Фактори шума ових појачавача кретали су се између 3 и 4 dB.

Прави напредак у снижавању фактора шума донео је пороналазак GaAs FET транзистора, када су фактори шума на фреквенцијама до 10 GHz износили око 1 dB. С даљим развојем дошло се до израде транзистора у технологији GaAlAs, чиме је остварен фактор шума са вредностима испод 1 dB на фреквенцијама од преко 30 GHz. За фреквенције изнад Ka опсега почели су да се употребљавају InP FET транзистори који су омогућили факторе шума између 1 dB до 2 dB на фреквенцијама реда до 100 GHz. Криогено хлађени транзистори су постигли нивое фактора шума испод 0,5 dB на овим фреквенцијама. Велика трка у развоју појачавача ниског фактора шума водила се међу произвођачима мобилних телефона те су тако постигнути фактори шума реда 0,5 dB у опсегу од 700 MHz до 4 GHz.

Због тога што је MESFET GaAs (InP) технологија била неотпорна на електростатичке ефекте, произвођачи су покушали да развију транзисторе на бази GaAs HBT биполарне технологије. Постигнута је отпорност на електростатички потенцијал, али фактори шума су били за ред виши од транзистора на бази GaAs технологије. Ова технологија се, због релативно ниске цене, почела користити у колима за чије функционисање није био неопходан низак фактор шума (фреквенцијски конвертори, IF појачавачи...) и у колима појачавача снаге коришћеним у мобилним терминалима.

Због високе цене процеса производње GaAs компонената индустрија је била приморана да се врати силицијумској технологији. Као аргумент у корист силицијумске технологије појавила се SiGe технологија. Развијала се у два правца – један је базиран на биполарној технологији а други на CMOS технологији. И једна и друга технологија је, због ниске цене производње, доживела примену и на фреквенцијама од преко 100 GHz. Нажалост, расположиве снаге нису велике а и фактор шума је много инфериорнији од онога код GaAs и InP транзистора. Ова

технологија је главну примену нашла у аналогном процесирању сигнала (међуфреквенцијски појачавачи, активни модулатори и конвертори фреквенција). Оствариви фактори шума на милиметарским таласима су реда од 3 dB до 4 dB. Иако инфериорни у погледу снаге и фактора шума, ови појачавачи су доживели широке примене нарочито у серијски произвођеним компонентама – у мобилним телекомуникацијама, за радаре у аутомобилској индустрији, идентификационе картице и слично. Посебно је популарна мала потрошња CMOS кола тако да их корисници лако прихватају.

1.1.3 Фреквенциски конвертори

У почетку развоја микроталасне технике фреквенцијски конвертори, реализовани као мешачи са силицијумским Шотки диодама инкорпорираним у таласоводе, били су сложени склопови. Касније су хибридни спрежници и делитељи снаге рађени у микрострип технологији а диоде су паковане у минијатурна кућишта или чак употребљаване у виду *die* кристала. Њихове димензије су постале занемариве. Брзина рада диода као и импедансе инверзно поларисаних диода добијале су све веће вредности тако да су се смањивали губици при конверзији фреквенције. Пасивне конверторе фреквенције почели су замењивати активни конвертори у облику Gilbert-ове ћелије. Најпре су направљени CMOS конвертори за потребе мобилне телефоније (заједно с HBT колима) а онда су начињене и Gilbert-ове ћелије за потребе сателитских телекомуникација до 20 GHz. Развијана су кола у SiGe и GaAs технологији. Зависно од уграђених појачавачких, склопова ови конвертори могу бити субхармонијски (фреквенција LO осцилатора је неколико пута нижа од фреквенције RF сигнала) или могу имати појачање улазног или излазног сигнала. Данас се у интегрисаним колима скоро искључиво користе конвертори фреквенција у облику SSB модулатора или IRM мешача, тако да се симетрични опсег потискује пре евентуалног филтрирања сигнала аналогним филтрима. На фреквенцијама преко 20 GHz скоро да се само примењују једноструко или двоструко балансирани мешачи са Шотки диодама.

1.1.4 Филтри

Да би се повећала осетљивост пријемника, неопходно је да између антене и малошумног појачавача не стоји никакав елемент који би проузроковао слабљење сигнала и повећао фактор шума пријемника, односно самањео његову осетљивост. С друге стране, потребно је ограничити пропусни опсег пријемника тако да шум и интерференције не доведу пријемни ланац у засићења. То значи да се после појачања малошумним појачавачем од 20 dB до 30 dB, примљени и појачани шум морају филтрирати филтром пропусником опсега. На VHF, UHF, L и S опсегу могуће је употребити SAW филтре различитих пропусних опсега и различитих централних фреквенција. Слабљења ових филтара не прелазе 3 dB. Филтри су мали и компактни.

Захваљујући брзом развоју рачунара, односно нумеричких метода, реализација таласоводних филтара, употребљивих на вишим фреквенцијама, знатно је олакшана. Употребом диелектрика у таласоводима, димензије филтара су се смањиле а и нумерички методи су толико напредовали да могу подржати адекватну симулацију филтара с диелектрицима [3, 4]. На основу амплитудских и фазних карактеристика филтара могуће је симулирати и понашање сигнала, односно дисторзије које сигнал претрпи пролазећи кроз филтар. Неки симулатори (CST) [5] већ имају уграђене Wizard-е за временску симулацију што је иначе јако корисно код анализе антена које раде са широкопојасним сигнаима (веома кратког импулса у односу на периоду носиоца).

1.1.5 Претпојачавачи, појачавачи малих и средњих снага, појачавачи с напонски (струјно) контролисаним појачањем, диференцијални појачавачи и операциони појачавачи

Овај део полупроводничке технологије се најбрже развијао јер су потребе за овим склоповима биле највеће. У уређаје је уграђивано много оваквих кола да би се надокнадили губици у процесу аналогне обраде (рецимо губици у филтрима или фреквенцијским конверторима). У првим годинама примене дигиталне обраде сигнала динамика аналогно дигиталних конвертора је била мала па су се нивои сигнала потребни за рад аналогно дигиталних конвертора у линеарном режиму подешавали у појачавачима с контролисаним појачањем. Како су се појављивали све

бржи медији за пренос сигнала, увидело се да су на интерференције много мање осетљиви диференцијално вођени сигнали него несиметрични водови. Због тога су развијени диференцијални појачавачи или брзи операциони појачавачи. Иако не могу генерисати велике излазне снаге и мале факторе шума, ови елементи се увелико примењују на местима где генерисана максимална снага и минимални фактор шума нису нарочито значајни, већ је неопходно надокнадити губитке у примопредајном ланцу.

1.1.6 Генератори радио-сигнала и сигнала локалног осцилатора

Стабилни генератори радио-фреквенција у почетку су били засновани на директном умножавању сигнала кристалног осцилатора. Како су се радне фреквенције повећавале, било је све теже очистити крајњи сигнал од паразитних продуката процеса умножавања фреквенције. Као решење се наметнуо филтар на бази фазне петље (PLL). Компарација фазе и фреквенције вршила се на излазној фреквенцији осцилатора. Осцилатор који је осциловао на радној фреквенцији мешао је свој сигнал с продуктом насталим умножавања стабилног сигнала кристалног осцилатора и разлика фазе је модулисала излазни осцилатор док се не постигне стабилна вредност фреквенције и фазе. Поређење фаза и модулација осцилатора на излазној фреквенцији вршила се мешачима са Шотки диодама (као брзим) али је модулациона карактеристика била врло нелинеарна. Подешавање фреквенције обавља се модулацијом основног кварцног осцилатора. Иако је девијација фреквенције мала, она се шири у процесу умножавања. Осцилатор на излазној фреквенцији мора да прати промене (умножене) фреквенције кристалног осцилатора те се то мора узети у обзир приликом одређивања параметара фазне петље, односно њен пропусни опсег мора се проширити. Проширивањем пропусног опсега фазне петље смањује се филтрирање паразитних продуката те је потребно наћи компромис.

Ова сложена шема се значајно поједноставила захваљујући развоју брзих (ECL) делитеља фреквенције. Фреквенција излазног осцилатора се делила до фреквенције стабилног осцилатора и поређење фазе и фреквенције се вршило на фреквенцији основног осцилатора. Даљим развојем фракционих делитеља добила се могућност генерисања фреквенција које нису цели мултипли основне фреквенције.

Међутим, остали су проблеми с паразитним продуктима и брзином фреквенцијске модулације.

Проблем је решен тек пошто су реализована DDS и FPGA кола високог такта. Тада је постало могуће генерисати модулисани сигнал на вишој међуфреквенцији и подићи га (путем SSB модулятора) на излазну фреквенцију. Локални осцилатор представљао би једну једину фреквенцију а сва фреквенцијска мобилност била би остварена помоћу DDS и FPGA кола. Код генерисања једне фреквенције није тешко оптимизовати фазне петље које омогућавају осцилатору на излазној фреквенцији добар фазни шум и добро филтрирање паразитних продуката.

1.1.7 A/D и D/A конвертори

A/D и D/A конвертори представљају прелаз између аналогне и дигиталне обраде сигнала. И физички се састоје од два дела: кола за узорковање сигнала и аналогно меморисање и самог кола за трансформацију аналогне вредности у дигитални низ. Први склоп дефинише пропусни опсег конвертора (време за које сигнал постигне квазиконстантну вредност која ће бити меморисана) а други брзину трансформације, то јест брзину (фреквенцију) којом се дигиталне речи појављују на излазним пиновима конвертора. Пропусни опсег конвертора је далеко већи него брзина којом се могу читати одбирци. Ова особина је изузетно важна приликом пододабирања сигнала. Пропусни опсег мора бити већи од максималне фреквенције сигнала који се одабира а брзина конверзије већа од брзине одабирања.

Конвертори су пратили пут развоја система за обраду података. У почетку (70-их и 80-их година) достизали су брзине до неколико десетина MHz и били ограничени на 8 излазних бита, односно 256 кванта. Касније се повећавала и брзина одабирања и пропусни опсег. Број бита брзих конвертора данас се креће између 12 и 16. Брзина одабирања силицијумских конвертора достиже вредности и до 3 Gsample/sec, док се за посебне намене користе и конвертори израђени у GaAs технологији који достижу брзине одабирања од неколико десетина Gsample/sec. При оваквим брзинама излазни дигитални сигнали (бити) морају се водити диференцијалним линијама што повећава број излазних пинова. Да би избегли повећање броја излазних пинова, произвођачи су увели нови DDR (енгл. double data

rate) стандард у коме се меша паралелно и серијско слање битова. Тако се нулти и први бит шаљу серијски преко два (диференцијална) пина, трећи и четврти бит се шаљу преко друга два (диференцијална) пина итд. Да би се при тако великој брзини олакшао пријем сигнала, сами конвертори генеришу синхроне тактове с подацима који се могу употребити у дигиталним пријемницима, било да су FPGA или DSP уређаји. Произвођачи FPGA уређаја већ имају готове потпрограме (CORE или MEGAFUNCTION) спремне да примају овако кодоване сигнале.

Брзине директних D/A конвертора достигле су вредности до 600 MHz и више, но произвођачи су схватили да је често неопходно дигитализовати сигнале мањег спектра али високе фреквенције носилаца [6]. Због тога се скоро као стандард D/A конвертора високих излазних фреквенција појавио конвертор с дигиталном конверзијом фреквенције ка вишим учестаностима. I и Q сигнали из основног опсега, у D/A конвертору, најпре се пуштају кроз дигиталне интерполационе филтре где постају „одабрани“, с фреквенцијама и до 16 пута вишим од оригиналне фреквенције одабирања. Са истом фреквенцијом (и до 16 пута вишом) комплексни сигнал локалног осцилатора генерише се путем DDS метода. Помоћу нумеричких комплексних мешача добија се сигнал на међуфреквенцији од неколико стотина MHz, који се код неких кола D/A конвертора води на нови интерполациони филтер. С тог филтра (када брзине дигиталних одбирака достигну неколико Gsample/sec) сигнал се претвара у аналогни. Сама интегрисана кола поседују и велику реконфигурабилност и помоћне D/A конверторе малих брзина којима се компензују дебаланси у аналогним Gilbert-овим ћелијама и врши синхронизација са осталим конверторима путем обичних импулса или PN секвенцом. Конвертори поседују своје генераторе такта, а они се могу синхронизовати на податке који се шаљу с FPGA кола или се могу синхронизовати на такт послат из FPGA кола као и на независан такт.

Усавршавањем технологије A/D и D/A конвертора, граница између аналогне и дигиталне обраде помера се све ближе антени.

1.1.8 Процесори дигиталних сигнала

Развој дигиталне технологије, уз смањење цене, пресудно је утицао на архитектуру нових радарских система. Све више функција које су у радарима извршаване аналогно, почеле су да се извршавају дигитално – резултат су биле побољшане перформансе и већа флексибилност. При томе треба одвојити онај део аналогне обраде који је само као начин извршавања неке функције добио дигитални облик од самог процесирања сигнала. Неке аналогне функције, рецимо конверзија фреквенције, добиле су нумеричку форму захваљујући реализацији локалних осцилатора у форми нумеричких осцилатора (неки их називају нумерички контролисани осцилатори – NCO – мада ти осцилатори нису само нумерички контролисани већ су њихов излаз бројеви), конвертора фреквенције у форми нумеричких множача, аналогних филтара у форми дигиталних филтара итд. На пример, радарима који раде на VHF опсегу довољно је на улазне прикључке A/D конвертора прикључити антену с малешумним појачавачем и филтром пропусником опсега и осталу обраду оставити дигиталним склоповима, при чему ће неки симулирати функције аналогне обраде а неки процесирати сигнал. Дигитална електроника ће нумерички генерисати сигнал на излазној фреквенцији тако да ће D/A конвертори само конвертовати нумеричку форму у излазни сигнал. Сигнал треба само појачати у појачавачу снаге и довести на антену.

На вишим фреквенцијама овакав сценарио није могућ. То се нарочито односи на пријемник. Пријемник може да се примењује на овај начин само до фреквенције пропусног опсега S&N кола, односно пропусног опсега A/D конвертора. Сам предајник би (уз одређена ограничења) могао да се представи само помоћу дигиталног генератора сигнала и појачавача снаге (макар до фреквенција реда 10 GHz) али A/D конвертори (бар они што се налазе у серијској производњи) још увек немају толико велики пропусни опсег да би могли да пододабирају примљени сигнал на тако високим фреквенцијама. Проблем је наравно S&N коло које би требало да има уске импулсе одабирања, реда неколико пикосекунди. Предајни сигнал се може генерисати комбинацијом нула и јединица на, рецимо, 20 Gbit/s брзом оптичком излазу, али мора се имати у виду да је тада једина могућа модулација BPSK.

На вишим фреквенцијама још увек је уобичајени блок дијаграм пријемника радарског система онај који садржи две аналогне фреквенцијске конверзије или више њих. У аналогном делу се раније смештао и компресор сигнала пошто се компресија везивала за линеарну фреквенцијску рампу (*chirp*) и остваривана је аналогном дисперзивном линијом с линеарно зависним кашњењем од фреквенције (познате SAW линије на литијум-ниобату). Улаз у аналогно дигиталне конверторе оствариван је генерисањем I и Q компоненте у основном опсегу помоћу класичног I и Q демодулатора. Овај метод је имао предност над новим методом пододабирања јер је пропусни опсег нискофреквенцијског филтра ужи па теже долази до засићења A/D конвертора шумом а и несинхроне сметње су значајно ослабљене пре уласка у A/D конвертор. Мана овог метода је то што је из радарског сигнала тешко елиминисати једносмерну компоненту која је продукт мешања фреквенције локалног осцилатора са самом собом.

У новијим архитектурама фреквенцијска конверзија уобичајено се врши самим поступком одабирања сигнала и спуштањем тог сигнала у основни опсег помоћу нумерички контролисаних осцилатора и нумеричких мешача. Како је фреквенција одабирања у том случају још увек много већа од минималне фреквенције одабирања, користи се позната комбинација филтара CIC, CFIR, PFIR како би се сигнал довео на минималну брзину одабирања погодну за његову обраду.

При класичном пододабирању користи се аналогно спуштање фреквенције сигнала на фреквенцију испод пропусног опсега A/D конвертора, али тако да нова централна фреквенција задовољи услов пододабирања. Тада A/D конвертори одабирају сигнал с минималном фреквенцијом која некад може бити довољно ниска да се сигнал серијализује и серијски уведе у процесор. Ово је врло важно за рад антенских решетки јер сигнал са сваког елемента антене треба увести у процесор, а број улазних пинова процесора може бити ограничен.

Процес одабирања брзих сигнала и дигиталне конверзије фреквенције у основни опсег обједињен је у DDC (*Digital Down Conversion*) колима. Како су брзине FPGA кола расле, тако се и све већи број функција DDC кола реализовао у FPGA процесорима, а и сами произвођачи FPGA кола су понудили софтверске алатке за имплементацију DDC функција. Једина преостала функција ван FPGA кола остала је A/D конверзија и стога интегрисана DDC кола практично нестају.

Иако сами FPGA процесори, због своје реконфигурабилности и могућности оптимизације паралелне и серијске обраде, представљају оптималне платформе за обраду радарског сигнала, као решења могу се користити и друге платформе (углавном секвенцијалне), повезане тако да паралелно врше поједине функције обраде. Једно решење представља коришћење паралелних процесора опште намене. Више процесора опште намене повезани су у врло брзу комуникациону мрежу. Мада се користи мноштво веома брзих кола, повезаних брзим сабирницама, примена ових кола је врло проблематична. Распоређивање делова обраде и временска синхронизација налазе се под контролом оперативног система и преводиоца програмског језика високог нивоа (најчешће C или C++) тако да се синхрона обрада може гарантовати само за ускопојасне радарске сигнале.

За неке једноставније функције мултистатичког система могу се користити наменски дигитални процесори сигнала (DSP) или чак савремени микроконтролери. То је нарочито важно за предајни систем. Како предајни систем најчешће нема функције обраде сигнала, довољно је да се предајна секвенца смести у меморију и да је микроконтролер ишчитава и шаље на предајни модулатор. Потребно је да предајник пријемницима (по телекомуникационим линковима) пошаље секвенцу или импулс на основу кога се одређује почетак предајне секвенце и евентуално обави неке контролне функције. Савремени микроконтролери имају низ функција које су раније били привилегија дигиталних процесора сигнала – од хардверских множача до неколико паралелних језгара. Имају уграђене хардверске PHY нивое за комуникације путем Ethernet комуникације или драјвере за прикључак DDRAM меморије. Поседују аритметичке блокове способне за FFT анализу и сличне сложене операције. Микроконтролери су неупоредиво доступнији од DSP или FPGA кола.

Постоји јака тенденција да се функције DSP и микроконтролера имплементирају у FPGA чипове, чиме би FPGA чипови (поред процесора опште намене) остали једини процесори сигнала на тржишту. Сами произвођачи FPGA кола имају софтверске алатке за имплементацију микроконтролера у FPGA коло, а функција DSP процесора се одржава једино захваљујући програмским алаткама које омогућавају програмирање на вишим програмским језицима. Једину препреку процесу одумирања микроконтролера чини цена FPGA кола, релативно висока кад се упореди с ценама микроконтролера па и развојног софтвера. Проблем је такође и

монополистички положај произвођача FPGA кола, односно расположивост производа, те се може очекивати да ће индустрија микроконтролера опстати још дуго.

Упоредо с развојем програмабилног хардвера развијале су се софтверске алатке за програмирање FPGA кола – HDL (*Hardware Description Language*). Најпознатије су VHDL (*VHSIC Hardware Description Language*) и *Verilog*. Друге софтверске алатке преводе овај опис хардвера на вишем нивоу у датотеку која дефинише конфигурацију FPGA процесора. Датотека с описом конфигурације смешта се у FLASH меморију, одакле програм за конфигурирање меморије успоставља везе у самом чипу.

FPGA чипови надмашују класичне DSP процесоре и процесоре опште намене по томе што је у њиховом хардверу могуће конфигурирати и до неколико хиљада аритметичких јединица које могу радити паралелно, док је у другима тај број ограничен на један (или на мали број). Приступ подацима у процесорима опште намене или у DSP процесорима везан је за употребу фиксног *bus*-а, док се у FPGA процесорима линије везе програмирају према потреби. Оптимално коришћење FPGA кола подразумева употребу његових ресурса до 90%. Потребно је тако распоредити ресурсе да они раде са што већим брзинама (тактом) како би се поред паралелног процесирања максимално искористиле и секвенцијалне процедуре. Да би се то постигло неопходно је знати и дигиталну електронику и то како се логички пројектује систем. Познавање технологије израде кола и његове детаљније архитектуре пожељно је мада не и неопходно (у већини случајева). FPGA кола се програмирају зависно од фамилије и генерације чипова те је потребно познавати архитектуру сваког чипа који се програмира. Како се врло често појављују нове генерације чипова старе се често не могу наћи на тржишту, а то отежава одржавање уређаја. Приликом замене старих чипова новим и савршенијим ваља променити програм (бар у делу који се односи на распоред улазно-излазних пинова).

Постоји илузија да се проблеми с програмирањем FPGA кола могу решити применом принципа програмирања на вишим програмским језицима – писањем кодова у VHDL-у или Verilog-у – без познавања архитектуре процесора и алгоритама за обраду радарског сигнала. Овакав приступ доводи до неоптимизованог коришћења ресурса и несинхроног процесирања сигнала. Тако

настају велики проблеми у корекцијама алгоритама и исправљању грешака. Пример је ситуација када преводилац распореди извршавање неких функција секвенцијално (тако да се обаве пре друге паралелне операције), а онда ресурси који су обавили процес „чекају“ на завршетак неког паралелног процеса. Овакви и слични недостаци уочљиви су када се користе софтверске алатке за симулацију рада FPGA процесора.

1.2 Утицај развоја антенске теорије и реализације антена на радарску технику

У почетку развоја радарске технике (док су радари још радили на нижим фреквенцијама реда неколико десетина MHz) антене су се реализовале као жичане структуре, односно као антенски низови дипола или монопола [7]. С повећањем фреквенција радара, као доминантне антенске структуре наметнуле су се параболичне рефлекторске антене чији су облици зависили од намене радара [8]. Антене с параболичним рефлекторима су претраживале простор тако што су се механички померале. Антене са смањеном ширином снопа у једној или две равни намењиване су за осматрачке или нишанске радаре. Помоћу облика рефлектора као и примарног радијатора, делимично се подешавао ниво бочних листова. Антенски системи су се састојали од низа истих или различитих антена, намењених за осматрање, аквизицију или нишањење. Овакво решење је одговарало тадашњем радиофреквенцијском хардверу који се базирао на предајним цевима велике снаге (и великих димензија) и пријемницима реализованим у цевној или дискретној транзисторској технологији. Дигитална обрада сигнала још није била развијена.

Значајан корак унапред у развоју радарских антена представљало је увођење у употребу антенских решетки које су се састојале од мреже примарних радијатора са слабо усмереним дијаграмом зрачења, а које су биле постављене (једна у односу на другу) на растојањима између половине и једне таласне дужине. Амплитудска расподела енергије зрачене (примане) појединим елементима може се подешавати тако да се ниво бочних листова може спуштати и до -50 dB у односу на главни лист. Ове антене су користиле исту радиотехнологију као параболичне антене. Међукорак су биле комбинације низова

слабо усмерених радијатора и параболичних рефлектора. Обично су радијатори били поређани у један линеарни низ који је осветљавао параболични рефлектор. Тиме је низ обликовао (најчешће сужавао и минимизовао бочне листове) дијаграм зрачења у равни низа а параболични рефлектор у ортогоналној равни.

Из комбинације линеарног низа радијатора и параболичног рефлектора настао је радар с померањем снопа у једној равни без механичког померања антене. Коришћене су механички променљиве линије за кашњење, од којих је најпознатија Фостеров скенер. Радари с линеарно померивим сноповима примењени су у радарима за откривање позиције лансирања балистичких пројектила (Cimbelin) или нишанским радарима (ракетни систем НЕВА који позицију циља одређује с два ортогонално померива снопа). Овакви системи су могли да покрију много већи опсег углова, уз велико појачање антене, него моноимпулсни нишански радарима који су били примењиви и код класичне параболичне рефлекторске антене. Механички подесиве линије за кашњење готово да немају ограничења у пропусном опсегу рада (осим *cut-off* фреквенција таласовода) и могу се примењивати код широкопојасних сигнала. Покушаји да се нађе електронски еквивалент тих линија до данас се обављају само у лабораторијама.

Следећи корак у развоју радарских антена била је реализација електронски померивих снопова [9]. Електронски помериви снопови (без механичког померања појединих делова антене) засновани су на апроксимацији важећој за ускопојасне сигнале, што значи да је кашњење сигнала између два зрачења елемента у времену еквивалентно одређеном фазном померају између њих. Дакле, уместо гломазних механички подесивих линија за кашњење треба употребити електронске помераче фазе. Први померачи фазе реализовани су у помоћу феритних елемената заснованих на Фарадејевој ротацији [10]. Зависно од магнетног поља у коме се нађу, ови померачи су померали фазу за различит угао. Потом је реализована и дискретна верзија с много стабилнијим карактеристикама, где се фаза померала помоћу укључивања и искључивања појединих феритних (серијски постављених) елемената с константним фазним померајем. Феритни елементи су изабрани зато јер су могли да померају фазу врло снажних сигнала уз минималне губитке. Сигнал велике снаге из снажне електронске цеви расподељиван је по антенској решетки а на улазу

(излазу) зрачећих елемената налазио се феритни фазни померач. Губици од неколико делова децибела нису били значајни за предајник, али су ти губици значајно повећавали фактор шума пријемника и смањивали његову осетљивост. Поред тога, брзина којом се могао померати сноп (због велике индуктивности калема електромагнета) била је ограничена на ред милисекунди. Како радар ради интегришући снагу рефлектовану од циља, потребно је да сноп довољно дуго осветљава циљ (буде у једној позицији) тако да времена реда милисекунде не морају бити мана овакве конфигурације. Занимљиву верзију овакве технологије представљају и рефлектне антене, то јест антене с рефлектором чија је површина састављена од елемената који рефлектују сигнал с електронски контролисаном фазом. Наведена технологија је позната као технологија пасивног електронског померања снопа (*PESA – Passive Electronic Scanning Antenna*).

У претходним решењима подразумевано се да је примопредајник користио један снажни предајник и један пријемник. После смањења и појевтињења полупроводника промењена је архитектура радарских антена и пријемника. Најпре се закључило како је, због цене и димензија малошумних компонената (мале снаге), могуће уградити у поменуте антенске решетка пријемни појачавач за сваки зрачећи елемент те су се губици у мрежама за напајање компензовали и фактори шума пријемног дела антене смањили се од уобичајених 9 dB – 10 dB на 3 dB. Губици у феритном фазном померачу и диплексеру (T/R прекидачу или циркулатору) нису могли бити компензовани. Оваква антена је још увек носила назив PESA или хибридна антена.

Дефинитивни напредак у развоју радарских антена настао је када је полупроводничка технологија омогућила велику и релативно јевтину производњу појачавача снага реда од неколико W до неколико десетина W па чак и до 100 W на X опсегу, а реда KW на VHF i UHF опсегу. Тада је било могуће сваком зрачећем елементу придружити T/R елемент који се могао уметнути између фазног померача и самог зрачећег елемента и тако су се губици које је уносио фазни померач елиминисали. T/R елемент се састојао од предајног појачавача, малошумног појачавача и T/R прекидача или циркулатора. Једини губици које је предајни појачавач морао надокнађивати јесу губици у T/R прекидачу или циркулатору, и једино ови елементи негативно утичу на фактор шума пријемног система. У оваквој

конфигурацији фактор шума пријемног система смањено се на вредности између 1 dB и 2 dB. Премештање фазног померача испред T/R елемента омогућило је његов рад у режиму малих сигнала. Такав фазни померач се може реализовати у полупроводничкој технологији, што омогућава велике брзине померања снопа – реда неколико микросекунди. Главни проблем у оваквој конфигурацији било је хлађење појачавача – то је делом решено применом GaN технологије. Оваква конфигурација је позната као *AESA* – *Active Electronic Scan Array* антена.

1.3 Утицај развоја теорије обраде сигнала на развој радара

Најзначајнији елементи у обради радарских сигнала су дигитални компресори сигнала. Они омогућавају компресију примљене енергије у снагу пријемног импулса, то јест обезбеђују однос сигнал/шум потребан за правилно одлучивање и у случајевима када је вршна снага радарског предајника мала. Дигитални компресори компримују сигнал који се може састојати од различитих облика бинарних или полифазних секвенци. Секвенце могу бити с константном амплитудом или вишенивошке. Типичан проблем код компресије сигнала јесте појава бочних лобова. Овај проблем се решава избором облика секвенце која има ниске бочне лобове као и комбинацијом различитих секвенци [11]. Наиме, свака секвенца након компресије повећава однос сигнал/шум на излазу компресора (има добитак) за $10\log N(\text{dB})$, где је N дужина секвенце. За секвенце исте дужине аутокорељација у нули иста је (добитак је исти), само је расподела бочних лобова другачија. Ако се изабере секвенце чији се бочни лобови поништавају (имају супротан знак) добиће се мањи бочни лобови него у оригиналној секвенци. Све то се значајно компликује када се у пријемној секвенци појави Доплеров померај. Тада је потребно употребити банку филтара прилагођених на различите Доплерове фреквенције или изабрати секвенце неосетљиве на Доплерове помераје [12]. У том правцу се у последњих 30 година значајно развијала теорија секвенци и прилагођених и раздешених филтара. Ова теорија се углавном односила на секвенце чије је трајање износило само мали део периоде Доплерове фреквенције, то јест сматрало се да примљени подимпулси имају константну амплитуду и фазу у оквиру једне секвенце али да се фаза подимпулса мења од секвенце до секвенце. Обављен је мањи број анализа дугачких секвенце од којих

свака траје неколико периода Доплерове фреквенције. Таква решења су карактеристична за телекомуникационе континуалне сигнале где су проблеми лако решиви анализом сигнала ван реалног времена, слањем преамбула или сличним методом. Радари обично примају сигнале од некооперативних циљева те је потребно применити много сложеније методе да би се превазишао проблем због непознавања Доплерове фреквенције. Проблем се може додатно искомпликовати ако је спектар сигнала широк (рецимо, сигнал спектра од 150 MHz до 450 MHz имао би и Доплерове помаке у односу 1 напрема 3). Начињена су парцијална решења и за овакве проблеме, али само у теорији [13] – генерално решење не постоји.

Успех у борби против великих Доплерових помераја био је неопходан за рад авионских радара. Авион који би летео близу 3 Маха и коме би у сусрет долазио сличан авион (на фреквенцији од 10 GHz) примао би сигнал Доплерове фреквенције од 130 KHz. Период Доплерове фреквенције износио би 8 us. То значи да би предајни импулс морао да се понавља сваких 4 us или чешће. То би даље проузроковало проблеме с једнозначношћу одређивања позиције циља па су развијени методи за разрешавање овог проблема. Класично мењање периоде понављања импулса није било задовољавајуће при овако високим Доплеровим фреквенцијама.

Битан теоријски напредак подстакло је дефинисање брзе Фуријеове трансформације (FFT). Брза Фуријеова трансформација је омогућила кохерентну интеграцију сигнала рефлектованих од циља, без обзира на Доплерову фреквенцију којом су модулисани примљени импулси. Овим методом не само да је повећана брзина обраде сигнала већ су значајно смањени захтевани нумерички ресурси процесорских машина. Омогућена је истовремена детекција растојања радара од циља и брзине кретања циља. Главни проблем код радара је остала меморија у коју је потребно смештати одбирке из различитих резолуционих ћелија пошто се брза Фуријеова трансформација мора обавити за све резолуционе ћелије.

Напредак је постигнут и у адаптивним методима за обликовање дијаграма зрачења. Посебно су развијени методи за одбрану радара од намерних или ненамерних сметњи. Постављањем нула у дијаграму зрачења, могуће је значајно елиминисати пријем сигнала из одређеног правца. Направљени су адаптивни

алгоритми који за кратко време могу генерисати коефицијенте којима се максимизира однос сигнал/шум [15].

Теоријски напредак је остварен и при обради радарских података, односно детектованих сигнала. Засновани су теоријски методи за мапирање терена помоћу синтетизовања сигнала примљених с радара постављених на покретне платформе – *SAR Synthetic Aperture Radar*. Такође су начињени методи за детекцију циљева у дубини земље *GPR – Ground Penetration Radar* [16] и за друге радаре посебних намена.

Бржи теоријски напредак у области бистатичких и мултистатичких радарских система почео је након сазнања да су овакви системи отпорнији на контрамере *Stealth* технологија али и да се могу остварити извесни добици који су већ раније уочени у области мобилне телефоније применом ММО конфигурација базних станица [17].

1.4 Идентификација проблема и предлог решавања

Када се упореде мултистатички и моностатички радар, показује се основна мана мултистатичког радара: он ће радити уколико се успостави синхронизација предајног сигнала и сигнала локалних осцилатора пријемника, што је први проблем, и положаја (угла) предајног и пријемног снопа, а то је други проблем. Први проблем се решава слањем предајног сигнала пријемнику преко неке усмерене везе познатог кашњења, док је решавање другог много сложеније. Решавање другог проблема, предложено у овом раду, засновано је на примени антенских решетки које истовремено примају рефлектоване сигнале од циља из више праваца.

С друге стране проблем с моностатичким радарима јесте њихова неотпорност на противелектронске мере, укључујући и уништавање радара противрадарским пројектилима. Срж тог проблема су цена и расположивост радарских предајника. Сврха предложеног метода је значајно смањивање вероватноће уништавања предајника, што се постиже његовим мобилношћу и једноставном конструкцијом. Чак и ако буде уништен, лако га је заменити и то не кошта много.

Посебан проблем представља специфичност спектра радарског сигнала. Захваљујући специфичном спектру радарски сигнали лако разликују од телекомуникационих сигнала. Мултистатички радар омогућава рад предајника у континуалном режиму сигнала тако да га је теже издвојити из спектра осталих сигнала.

Моностатички радар имају смањену осетљивост пријемника због рада с предајницима велике снаге. Како је увек потребно изоловати јак сигнал предајника од улаза у пријемник, на улазу у антену ваља поставити неки елемент за изолацију пријемника од предајника. Као изолациони елементи се користе циркулатори и лимитери који уносе слабљења испред малошумног појачавача. Тиме повећавају фактор шума пријемника. У мултистатичком пријемнику малошумни појачавач везује се директно за антену тако да он одређује фактор шума целог пријемника, односно његову осетљивост.

У раду ће се анализирати колики се домет радара може остварити уз предложене методе, какви су антенски, радио и процесорски системи неопходни да би се остварио процењени домет и колика се резолуција таквог система може остварити.

Антенски систем ће се анализирати симулацијом појединих антенских елемената, односно решетки. Симулација ће бити обављена 3D електромагнетским симулаторима како би се добила што тачнија слика појачања антенских низова у одређеним правцима.

Радио-подсистем ће бити анализиран аналитички јер ће се у њему користити компоненте с аналитички дефинисаном функцијом преноса

Процесорски систем, реализован помоћу FPGA кола, анализираће се алаткама за њихов развој у које спадају компајлери написаног кода, односно имплементација алгорита за процену заузетости ресурса.

2. Системске карактеристике бистатичког радара

2.1 Однос сигнал/шум и радарска једначина

Домент мултистатичког радарског система дефинисан је бистатичком радарском једначином [18].

$$\left(R_{tr-tg}R_{rx-tg}\right)_{max} = \sqrt{\frac{P_{tr}G_{tr}G_{rx}\lambda^2\sigma_B F_{tr}^2 F_{rx}^2}{(4\pi)^3 k T_s B_N F_{tx} \left(\frac{S}{N}\right)_{min} L_{tr} L_{rx}}} \quad [2.1]$$

где је

R_{tr-tg} – растојање између предајника и циља

R_{rx-tg} – растојање између пријемника и циља

P_{tr} – средња снага предајника

G_{tr} – појачање предајне антене

G_{rx} – појачање пријемне антене

λ – таласна дужина

σ_B – ефективна рефлексна површина циља

F_{tr} – фактор пропагације трансмисионог снопа

F_{rx} – фактор пропагације пријемног снопа

k – Болцманова константа

T_s – температура у $^{\circ}\text{K}$

B_N – еквивалентни фреквенцијски опсег шума пре одлучивања

F_{tx} – фактор шума комплетног пријемника

$(S/N)_{min}$ – минимални однос сигнал/шум на улазу склопа за одлучивање за задату вероватноћу детекције и вероватноћу лажног аларма.

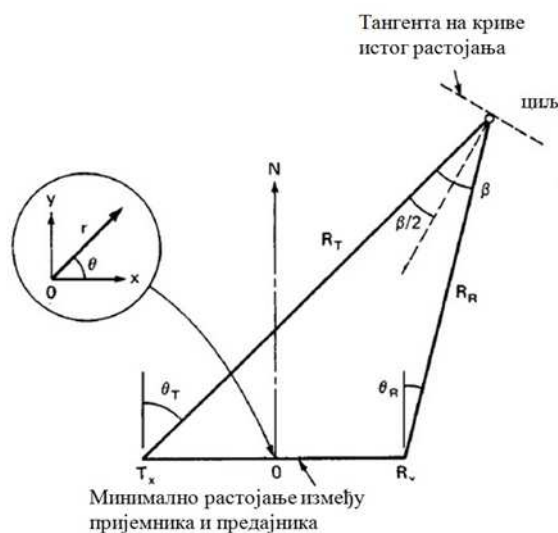
L_{tr} – фактор губитака услед пропагације сигнала од предајника до циља

L_{rx} – фактор губитака услед пропагације сигнала од циља до пријемника

Овај израз се може написати и у облику

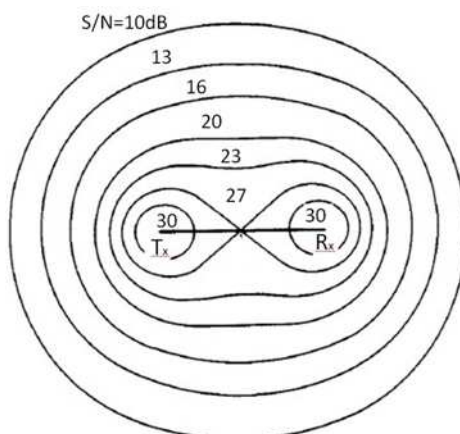
$$\left(\frac{S}{N}\right)_{min} = \frac{P_{tr}G_{tr}G_{rx}\lambda^2\sigma_B F_{tr}^2 F_{rx}^2}{(4\pi)^3 kT_S B_N (R_{tr-tg} R_{tx-tg})_{max}^2 F_{tx} L_{tr} L_{rx}} \quad [2.2]$$

где је експлицитно дат однос сигнал/шум за одређену позицију предајника, пријемника и циља. Та позиција се најчешће представља у бистатичком координатном систему приказаном на следећој слици.



Слика 2.1. - Бистатички координатни систем.

У овом систему се могу приказати и криве у којима је однос сигнал/шум константан. Тај дијаграм дат је на следећој слици. У тродимензионалном простору овај дијаграм је осно симетричан око осе $R_x - T_x$.



Слика 2.2. - Криве константног односа сигнал/шум (oval of Cassini) код бистатичког радара.

Приказане криве се добијају на основу релације [19]

$$\frac{S}{N} = \frac{k}{(R_{tx-tg}R_{rx-tg})^2} \quad [2.3]$$

где се константа k добија према обрасцу

$$k = \frac{P_{tr}G_{tr}G_{rx}\lambda^2\sigma_B F_{tr}^2 F_{rx}^2}{(4\pi)^3 k T_s B_N F_{tx} L_{tr} L_{rx}} \quad [2.4]$$

У поларном координатном систему овај систем кривих може се приказати као

$$(R_{tr-tg}R_{rx-tg})^2 = (r^2 + L^2/4)^2 - r^2 L^2 \cos^2 \Theta \quad [2.5]$$

где је L најкраће растојање између предајника и пријемника. За случај са слике изабрано је да је $k=30L$.

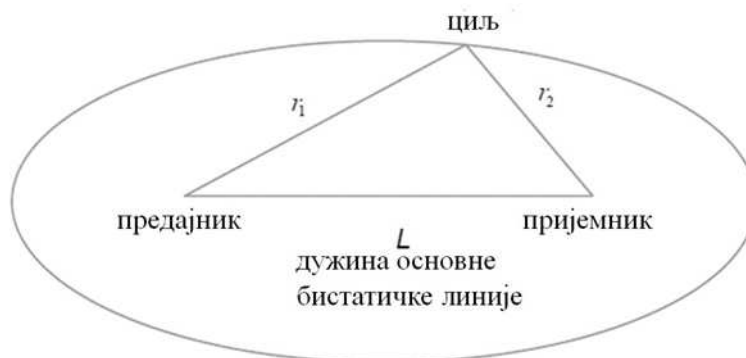
2.2 Резолуција по растојању

Криве константног односа сигнал/шум не поклапају се с кривама константног растојања

$$R_{tr-tg-rx} = R_{tr-tg} + R_{rx-tg} \quad [2.6]$$

које су битне ради процене резолуције бистатичког радара.

Криве константног растојања су концентричне елипсе, као што је приказано на следећој слици.



Слика 2.3. - Елипса као крива константног растојања ($r_1+r_2=const$).

Резолуција по растојању може се дефинисати као растојање између две блиске криве константног растојања, мерено дуж осе нормалне на тангенте тих кривих (елипси). Апроксимативно, ово се растојање може представити као

$$\Delta R = \frac{c\tau}{2\cos\frac{\beta}{2}} \quad [2.7]$$

где је c брзина светлости, τ трајање компримованог импулса, а β угао приказан на слици 2.1. Однос сигнал/шум дуж контуре константног растојања мења се према обрасцу

$$\frac{S}{N_{isorange}} = \frac{4k(1+\cos\beta)^2}{(R_{tr-tg-rx}^2 - L^2)^2} \quad [2.8]$$

Релација показује следеће: што су криве ближе најкраћој линији између предајника и пријемника, однос сигнал/шум се више мења дуж криве константног растојања. За све криве је максимални однос сигнал/шум у ексцентритетима – у тачкама које се добијају пресеком криве и праве на којој лежи линија најкраћег растојања. Тада је $\beta=0$ односно $\cos\beta=1$. Међутим, минимални однос сигнал/шум опада како се прилази линији минималног растојања, то јест када угао β прилази вредности од 180^0 , односно $\cos\beta$ вредности од -1 . Примера ради, када однос L и R_{tr-tg}

r_x достигне вредност од 0,95 тада се максимални и минимални однос сигнал/шум мењају 100 пута, односно за 20 dB.

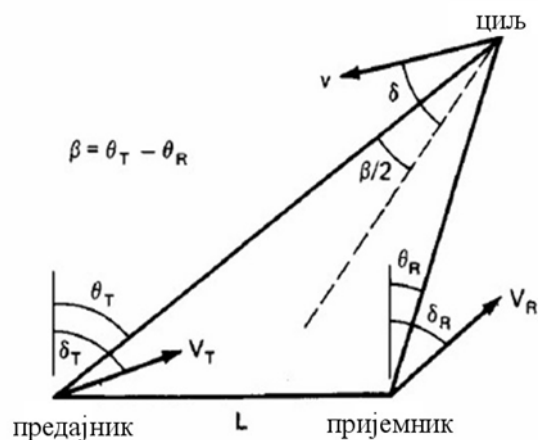
Сам бистатички радар одређује растојање циља од пријемника на основу релације

$$R_{rx-tg} = \frac{R_{tr-tg-rx}^2 - L^2}{2(R_{tr-tg-rx} - L \sin \theta_{rx})} \quad [2.9]$$

где је θ_{rx} угао приказан на слици 2.1. Пријемник може да измери $R_{tr-tg-rx}$ с високом резолуцијом уколико је радарски сигнал довољно узак, то јест кад радарски сигнал има широки спектар и циљ се не налази у областима где је угао β близу 180°. Пријемник може одредити растојање L с великом тачношћу. Проблематично је одређивање угла пријемном антенном – посебно на ниским фреквенцијама. Да би се добила велика тачност по углу, потребно је да пријемна антена има димензије стотину пута веће од таласне дужине или да је пријемни сигнал таквог нивоа да обезбеђује велики однос сигнал/шум на улазу пријемника. Да би се у мултистатичком радару избегао рад с великим пријемним антенама и јаким пријемним сигналом, овај проблем се решава триангулацијом циља, што значи да метод није зависан од прецизности мерења угла.

2.3 Резолуција по Доплеровом помаку

За одређивање Доплеровог помака потребно је имати у виду не само брзину већ и позицију циља [20] у бистатичком Доплеровом координатном систему (приказан на слици 2.4).



Слика 2.4. - Доплеров бистатички координатни систем.

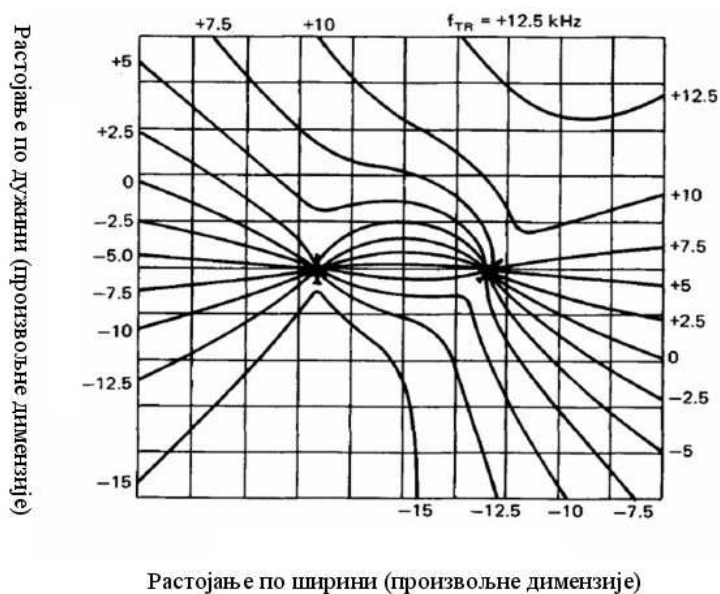
За стационарне случајеве, када се предајник и пријемник не крећу, Доплерова фреквенција у пријемнику може се добити из израза

$$f_{drx} = \frac{2vcos\left(\frac{\beta}{2}\right)cos(\delta)}{\lambda} \quad [2.10]$$

Када је циљ стационаран а предајник и пријемник се крећу, тада се вредност Доплеровог помераја у пријемнику може добити на основу релације

$$f_{drx} = \frac{v_{tx}cos(\delta_t - \theta_t)}{\lambda} + \frac{v_{rx}cos(\delta_r - \theta_r)}{\lambda} \quad [2.11]$$

где су углови δ_T , δ_R , θ_T и θ_R те брзине v_{tx} и v_{rx} приказани на слици 2.4. У случају када се крећу и предајник и пријемник и циљ, потребно је као брзине користити релативне брзине предајника и пријемника у односу на циљ. Криве константног Доплеровог помераја зависе од много фактора и врло су сложеног облика [21]. На следећој слици приказан је пример изодоплер кривих у дводимензионалној равни за случај да су брзине предајника и пријемника у односу на циљ 250 m/s, да су углови брзине предајника и пријемника 00 и 450 а да је таласна дужина 3 cm (такви су радари на авионима који прате циљ на земљи).



Слика 2.5. - Криве константног Доплера за авионски бистатички радар

Како су криве константног Доплеровог помераја врло сложене и зависне од много фактора, то се резолуција по Доплеровом померају не може аналитички одредити. Одређивање позиције и брзине циља на основу података добијених мултистатичким радаром обавља се нумеричким прорачунима.

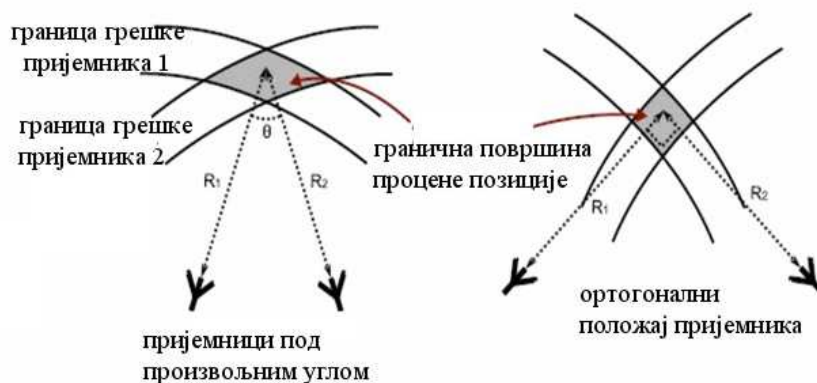
2.4 Резолуција мултистатичког радара

Резолуција бистатичког система по даљини зависи од ширине спектра радарског сигнала, али пошто су криве исте даљине (односно истог кашњења предајног сигнала до пријемника) елипсоиди, то резолуција по углу зависи од ширине дијаграма зрачења пријемне антене и односа сигнал/шум на пријему [22].

$$\theta_{rez} = \frac{\theta_{3dB}}{\sqrt{\frac{S}{N}}} \quad [2.12]$$

Ова резолуција је недовољна за тачно одређивање позиције циља, те се стога се у мултистатичком радару примењује принцип триангулације. При томе се мора узети у обзир да су растојања између предајника и пријемника самерљива с њиховим

растојањем од циља и да углови под којима се секу елипсоиди константног растојања нису екстремно мали или велики. У том случају ће резолуција по координатама паралелним тангентама елипсоида бити неколико пута већа од резолуције по координати нормалној на елипсоид. У дводимензионалној равни којој припада нормала на елипсоид, пресек елипсоида изгледаће као на слици 2.6.



Слика 2.6. - Резолуционе ћелије при различитим бистатичким угловима у једној равни.

Израчунавање резолуције у три димензије обавља се нумерички, тако што се за одређену позицију циља у простору одреде растојања до предајника и до појединих пријемника. Затим се свако растојање до пријемника сабере с растојањем до предајника и добије се еквиливантни збир за сваки пар пријемника с предајником. На ову вредност се додаје и одузима вредност $\sigma/2$, где је $\tau=1/B$ а B спектрална ширина сигнала, и добијају се границе резолуционе ћелије по даљини. Затим се у простору око тачке где се испитује резолуција формира коцка подељена на много елемента (ситнијих коцки) за које се испитује да ли припадају резолуционој ћелији или не припадају, то јест да ли је збир њиховог растојање од предајника и пријемника у овину почетне вредности $\pm \sigma/2$. Уколико елемент коцке улази у опсег резолуционе ћелије, испитује се да ли његове координате имају неки минимум или максимум у некој оси координатног система. На основу вредности пронађених максимума или минимума процењују се димензије ћелије по све три ортогоналне осе.

Резолуција по Доплеру израчунава се сличним MATLAB програмом. Полази се од претпоставке да су координате циља познате. Мерењем Доплеровог помераја на

пријемнику добијају се вредности према обрасцу 2.10. Дељењем ове вредности са $(\lambda/2)\cos(\beta/2)$ добија се вредност $v\mathbf{n}_x$ за сваки од x пријемника. Вектор \mathbf{v} добија се сабирањем три измерене вредности брзина у три пријемника. Бирају се она три пријемника који са циљем граде координатни систем што сличнији ортогоналном. Вектор \mathbf{v} даље је једнак

$$\mathbf{v} = v_1\mathbf{n}_1 + v_2\mathbf{n}_2 + v_3\mathbf{n}_3 \quad [2.13]$$

где су v_1 , v_2 , v_3 измерене вредности брзина нормиране факторима $(\lambda/2)\cos(\beta/2)$. Резолуција се добија тако што се за вредности v_1 , v_2 , v_3 узимају две суседне вредности брзина (фреквенција) које се могу раздвојити FFT анализом и за дату позицију циља израчунају се нове апсолутне вредности брзине. При томе се мора водити рачуна да се и мерење просторних параметара (p_x и β) врши с резолуцијом која је одређена резолуцијом по даљини.

Пошто је резолуција по Доплеру зависна од много параметара (пре свега од координата циља и правца његовог лета), то за табелирни приступ потребно је много меморије па се резолуција мора рачунати у реалном времену. Уз претпоставку да се брзина не може значајно мењати у времену интеграције сигнала (максимално до 30 ms), то остаје увек довољно времена да програм заврши израчунавање пре него ли се брзина промени више од резолуционе вредности.

Како намера аутора није одређивање параметара циља из мерених вредности, већ мерење тих вредности с потребном тачношћу, аутор се даље не удубљује у ову проблематику.

2.5 Радарска рефлексна површина

Радарска рефлексна површина циља (у случају авиона или сличног пројектила) у литератури је углавном анализирана у хоризонталној равни, односно у равни лета објекта [23]. Таква анализа произлази из претпоставке да се радар налази на много већој даљини од циља него што је висинска разлика између радара и самог циља. У складу с тим су се развијале технике смањивања радарске рефлексне површине авиона или ракете. Технике су се базирале на облику физичких површина (авиона

или ракете) које би рефлектовале што мањи део енергије у правцу радара или апсорбовале ту енергију и претварале је у топлоту. Како податке о радарској рефлексној површини држе у тајности и армије и произвођачи авиона, подаци из литературе не могу се сматрати поузданим. Једно је сигурно: произвођачи авиона желе да смање радарску рефлексну површину у предњој зони летилица док је у зонама са бочних страна летилица овај циљ мање значајан и много теже га је достићи. Нарочито је тешко учинити летлице „невидљивим“ уколико се радар налазе непосредно испод летилица или при малим угловима у односу на вертикалну осу. Тај закључак је потврђен симулацијама и мерењима објављеним у [24, 25, 26]

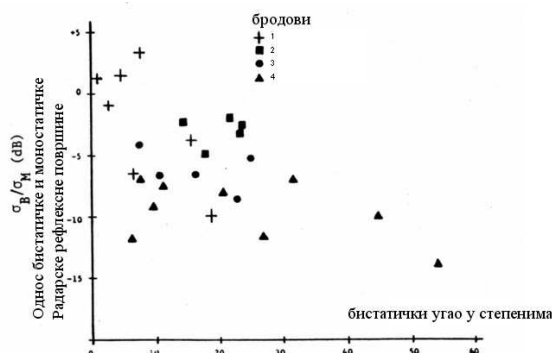
Резултати симулација и прорачуна радарске рефлексне површине за поједина референтна тела у оптичком опсегу учестаности наведени су у табели 2.1.

Поред угла под којим радар детектује авион, радарска рефлексна површина зависи и од радне фреквенције и ширине спектра радарског сигнала. У публикованим чланцима [27] показује се да је „невидљивост“ летилица ограничена у HF, VHF, UHF па чак и L опсегу фреквенција. Произвођачи „невидљивих“ летилица тврде да ови подаци нису нарочито значајни [28] јер су радарски системи базирани на овим фреквенцијама осматрачког типа а да је ефекат „невидљивости“ важан за опсеге C, X, Ku и више на којима су засновани радар за навођење противавионских средстава.

Табела 2.1. - Резултати симулације радарске рефлексне површине код тела неких референтних облика и поређење с моностатичком радарском рефлексном површином

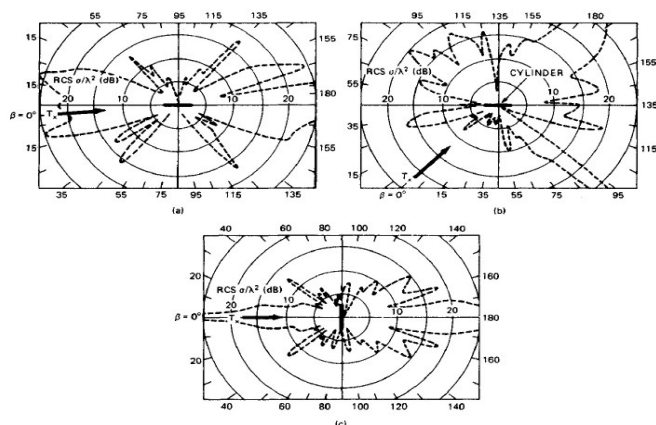
геометрија	једначина	Моностатичка Радарска рефлексна површина	Бистатичка Радарска рефлексна површина
Лопта	$x^2 + y^2 + z^2 = r^2$	πr^2	πr^2
Елипсоид	$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} + \frac{z^2}{c^2} = 1$	-	$\pi \frac{a^2 b^2}{c^2} \frac{4}{(1 + \cos \beta) + \frac{b^2}{c^2} (1 - \cos \beta)}$
Издужена сфера	$\frac{x^2 + y^2}{b^2} + \frac{z^2}{a^2} = 1$	$\pi \frac{b^2}{a^2}$	$\pi \frac{b^4}{c^2} \frac{4}{(1 + \cos \beta) + \frac{b^2}{c^2} (1 - \cos \beta)}$
Параболоид	$z = -4p(x^2 + y^2)$	$4\pi p^2$	$\frac{16\pi p^2}{(1 + \cos \beta)^2}$
Лучни конус	$\alpha = \frac{1}{2}$ угао конуса L - дужина	$\frac{\lambda^2 \tan^4 \alpha}{16\pi}$	$\frac{\lambda^2 \tan^4 \alpha [1 - \tan^2 \alpha \tan^2(\beta/2)]^{-3}}{16\pi \cos^8(\beta/2)}$ $(0 \leq \beta \leq (\pi - 2\alpha))$ $\frac{\pi L^2 [\sin(\beta/2) - \cos \alpha]}{4 \sin^2 \alpha \sin(\beta/2)}$ $((\pi - 2\alpha) \leq \beta \leq \pi)$

На следећој слици виде се односи моностатичких и бистатичких радарских рефлексијских површина мерених на бродовима при различитим бистатичким угловима. Предајни снопа је упадао с бочних страна бродова.



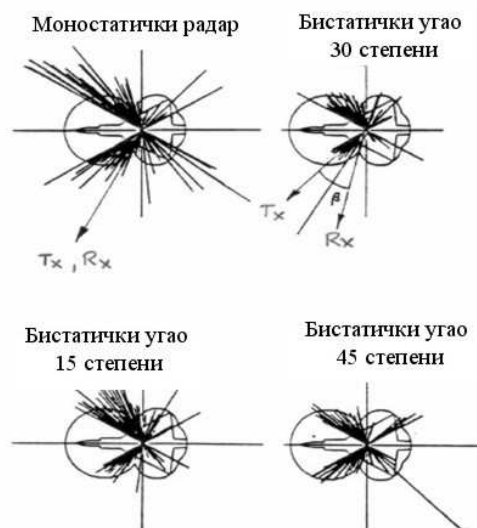
Слика 2.7. - Односи моностатичке и бистатичке радарске рефлексне површине бродова за различите бистатичке углове.

На мереним радарским рефлексијским површинама посебан ефекат се постиже код рефлексије сигнала у правцу (и смеру) предајног сигнала (енгл. *forward scatter*). Приказани су резултати за неколико случајева с различитим фреквенцијама и димензијама циља. Један резултат, дат у [23], приказује рефлексију од ваљкастог тела димензија $16 \times 1,85\text{cm}$. Види се да је рефлексија посебно ефикасна при углу предајног сигнала од 45° .



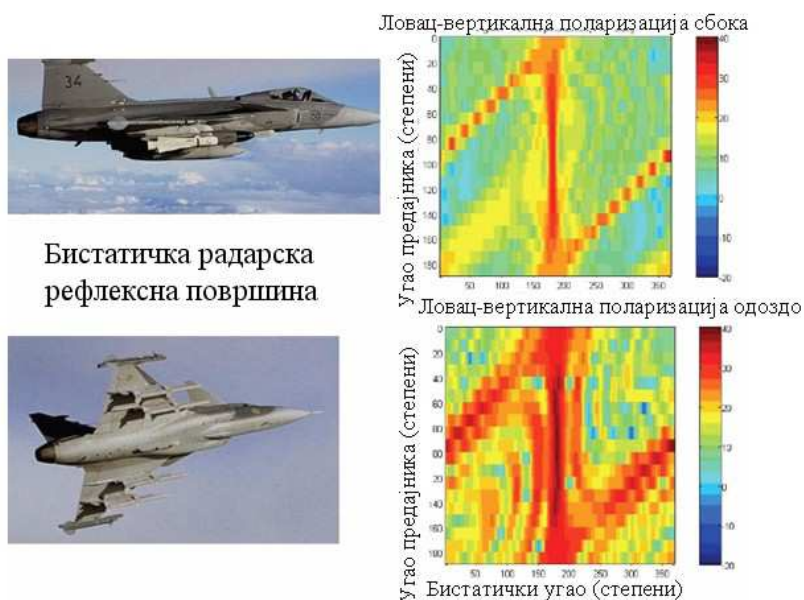
Слика 2.8. - Рефлексија од цилиндричног тела при различитим угловима предајног снопа у односу на ваљкасто тело (пуне црне линије) за различите углове између предајника и пријемника.

Резултати су потврђени симулацијама на моделу авиона. Приказани су следећи резултати.



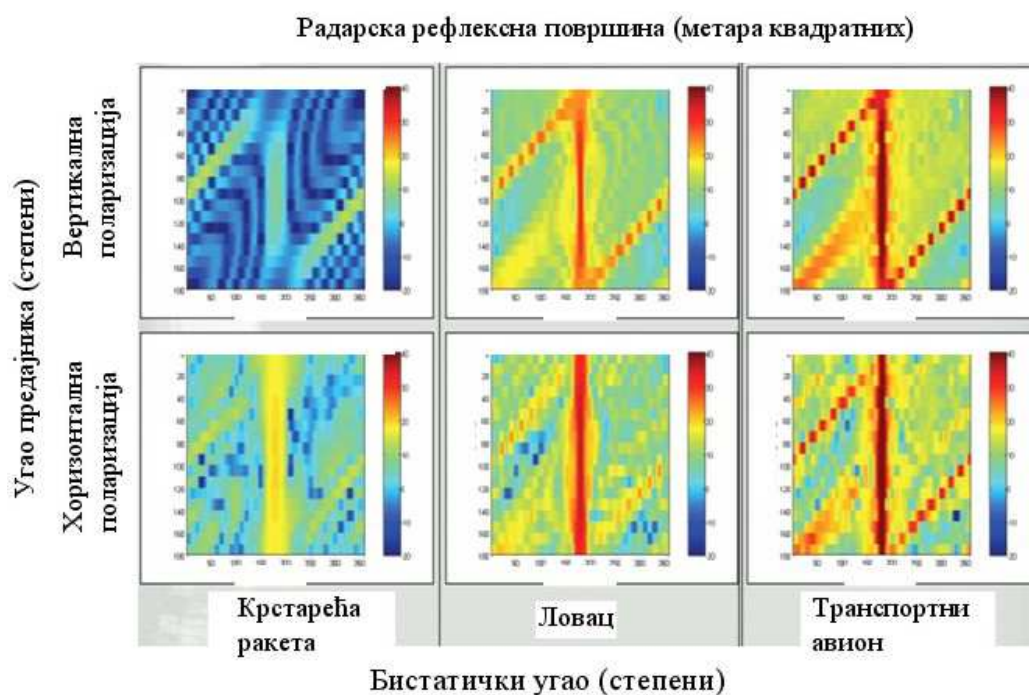
Слика 2.9. - Симулација бистатичке ефективне површине на моделу авиона

На следећој слици приказани су резултати мерења рефлексних површина борбеног авиона. Резултати су дати као релативне вредности.



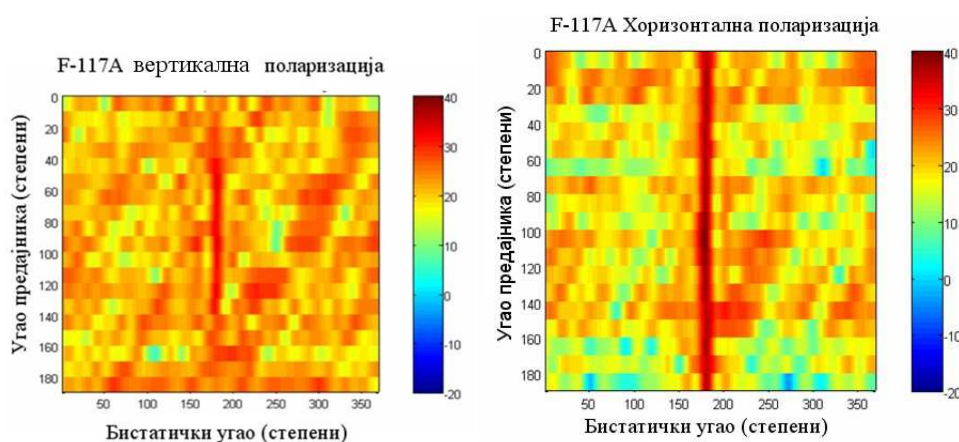
Слика 2.10. - Мерења рефлексна површина на борбеном авиону показује изразиту рефлксију при бистатичком углу од 180^0 у хоризонталној равни, независно од азимутног угла предајника

Слика 2.11 показује релативну промену радарске рефлексне површине три различита циља у ваздуху – крстареће ракете, борбеног авиона и транспортног авиона. Очигледно је да је за бистатички угао од 180 степени радарска рефлексна површина максимална, без обзира на угао предајног снопа.



Слика 2.11. - Процењене ефективне радарске површине за неке типичне циљеве у ваздуху

На слици 2.12 дати су подаци за авион са смањеном радарском површином [29].



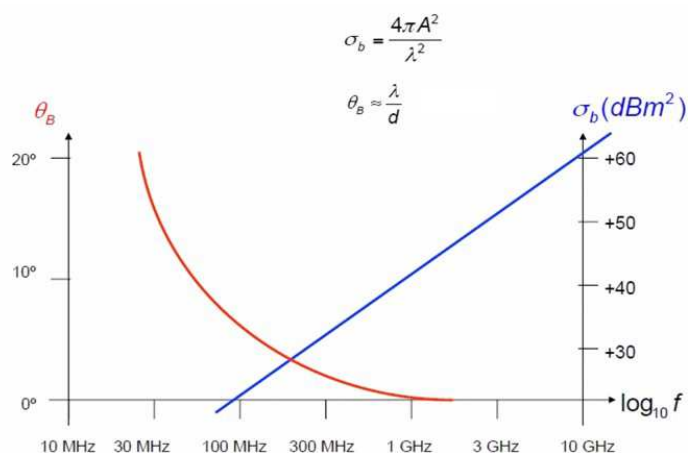
Слика 2.12. - Процењене радарске рефлексне површине за *Stealth* авион F-117-A.

Како је рефлексија сигнала у правцу и смеру предајног сигнала показала најбоље особине у погледу радарске рефлексне површине, она је посебно испитивана и утврђене су следеће релације за кружно тело површине A и пречника d . Изрази за радарску рефлексну површину и 3 dB ширина угла дати су у 2.14 и 2.15.

$$\sigma_b = \frac{4\pi A^2}{\lambda^2} \text{ за } A \sim \lambda, \quad \sigma_b = \text{const} \text{ за } A \gg \lambda \quad [2.14]$$

$$\theta_{scatt} \sim \frac{\lambda}{d} \quad [2.15]$$

Због оваквих односа (за велика тела) форсира се рад на ниским фреквенцијама јер је обично $A \gg \lambda$. Дијаграм зависности ефективне рефлексне површине (за мала тела) и угла расејања дат је на следећој слици.



Слика 2.13. - Дијаграм зависности угла расејање и радарске рефлексне површине бистатичког радара од фреквенције (код рефлексије сигнала у правцу и смеру предајног сигнала)

У литератури се могу наћи и модели за радарску рефлексну површину клатера у многим условима. Посебно су развијени модели за клатер земље и клатер мора, клатер бистатичког радара стационарне и покретне платформе, клатер урбане средине и ненасељених простора. Модели углавном приказују зависност клатера од бистатичког угла. Како је главни циљ аутора рада анализа и синтеза мултистатичког система који минимизује снагу зрачења према земљи и чије пријемне антене такође

минимизују бочне лобове према земљи, то се проблем с клатером у раду неће посебно разматрати. Реализовани модел није детектовао ефекат клатера иако је направљен само део пријемне антене. Комплетна антена би требало да боље потискује клатер од реализованог модела јер има ужи главни лоб дијаграма зрачења и боље потискивање бочних лобова.

3. Конфигурација мултистатичког система

У литератури се под појмом мултистатички систем подразумевају системи с једним предајником и више пријемника, с једним пријемником [30] и више предајника [31], с мрежом моностатичких и квазимоностатичких радара [32] или радари засновани на више реконфигурабилних парова пријемних и предајних антена (MIMO конфигурација) [33]. При томе су анализирани различити просторни распореди предајника и пријемника [34, 34, 36]. Ове анализе дају оптималан распоред предајника и пријемника са становишта покривања простора и просторне резолуције. Пошто се не узимају у обзир реалне конфигурације терена, резултати ових истраживања могу бити само добре смернице за одређивање распореда предајника и пријемника у реалним условима.

3.1. Распоред предајника и пријемника

Под појмом архитектура мултистатичког радара у овом раду ће се подразумевати систем који се састоји од једног квазиомнидирекционог предајника и више усмерених пријемника с великим бројем пријемних снопова. Распоред пријемника и предајника у простору чини хелијску структуру, сличну хелијама у мобилним комуникационим системима. Дакле, пријемници су распоређени по угловима правилног шестоугла или четвороугла у чијем центру се налази предајник. Наравно, ово је само прва апроксимација положаја предајника и пријемника, пошто у природним условима није могућ идеалан размештај станица. Да би се остварила синхронизација рада предајника и пријемника [37], предајник мора имати константну везу с пријемницима и како су њихове апсолутне позиције познате то ово одступање није нарочито битно. Одступање од идеалне структуре је и корисно због тога што је непријатељу тешко да одреди положај пријемника – наиме, они не зраче електромагнетску енергију. Предајник зрачи енергију али у широком опсегу углова

тако да је густина електромагнетске енергије по јединици површине значајно смањена него код класичног радара са усмереном антенном. Будући да је систем мултистатички, предајник практично ради у континуалном режиму па је његова вршна снага знатно мања од снаге класичног импулсног радара. Да би радар имао потребну резолуцију, спектар сигнала је много шири него код класичног радара којим се постиже иста резолуција. Пошто је дијаграм зрачења предајника тако обликован да не зрачи значајну енергију преко 60° елевационог угла у односу на зенит, систем за откривање предајника мора детектовати врло малу енергију с велике удаљености. Уза све то, предајник зрачи сигнал релативно малом антенном на ниским фреквенцијама што му омогућава мобилност у току рада.

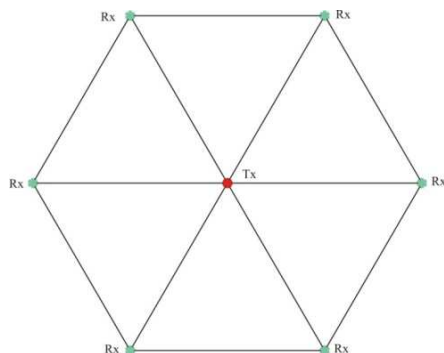
Мана овакве архитектуре је могућност тачног одређивања позиције предајника помоћу пријемника у космосу због широког дијаграма зрачења предајне антене. Да би се предајник одбранио, потребно је на релативно блиском растојању поставити сличне предајнике (ометаче) чији сигнал ће пријемници елиминисати прилагођеним филтром а који ће померити тачку извора сигнала коју (триангулацијом) одређују сателитски пријемници. Друга мера заштите је то што се, захваљујући хелијској структури, предајници међусобно штите. Пројектил упућен ка конкретном предајнику не може бити детектован на основу сигнала емитованог с тог предајника јер је радарска рефлексна површина с предње стране пројектила превише мала да би рефлектована енергија од пројектила била довољна да се може издвојити из шума. Међутим, суседни предајници у том случају осветљавају циљ с бочних страна, где је радарска рефлексна површина пројектила довољна да сигнали рефлектовани с те стране буду детектовани – тада пријемници могу да одреде координате циља и предузму мере за његово уништење.

На основу концепција међусобне заштите предајника одређује се оптимални фреквенцијски опсег у коме би требало да раде предложени радарски системи. Да би се избегла „невидљивост” летилице потребно је употребити ниже фреквенције, а да би однос величине циља (минимално реда 2 m) и таласне дужине задовољио услове о оптичком режиму рефлексије потребно је да таласна дужина износи око 0,2 m, односно 1,5 GHz. Овај закључак важи под условом да се предајник брани од уништења. Али уколико се као предајник користи јевтини VHF или UHF појачавач онда његово уништавање и није битно јер се тренутно може заменити новим – а уз то

3. Конфигурација мултистатичког система

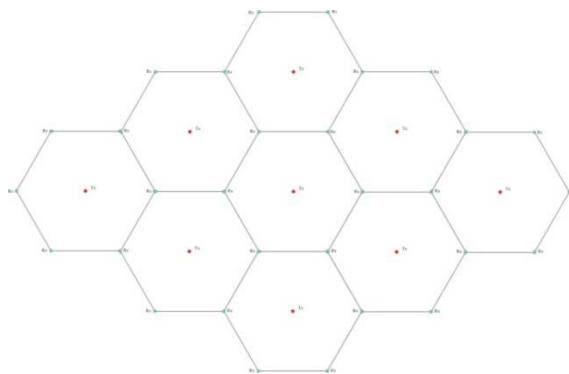
пројектил који га уништава кошта неколико хиљада пута више од самог тог предајника.

На следећој слици види се распоред предајника и пријемних станица у шестоугаоној радарској ћелији.



Слика 3.1. - Структура шестоугаоне мултистатичке ћелије.

Да би се покрила већа територија, мултистатичке ћелије се повезују као ћелије у мобилним телекомуникационим системима – принцип је приказан на следећој слици.

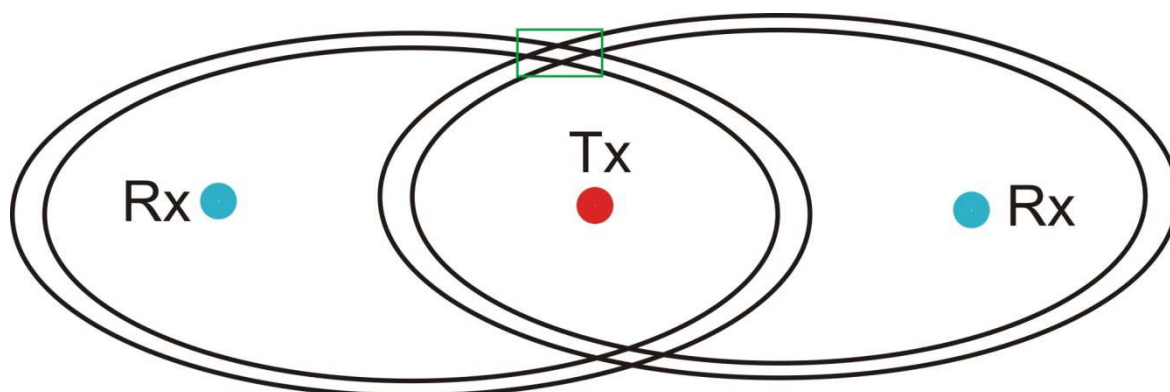


Слика 3.2. - Структура мултистатичких ћелија које покривају већу површину.

Овакав распоред омогућује сваком пријемнику да прима сигнале с три предајне станице. Ова могућност је неопходна за рад пријемника у квазибистатичком режиму рада (када су пријемник, предајник и циљ постављени у

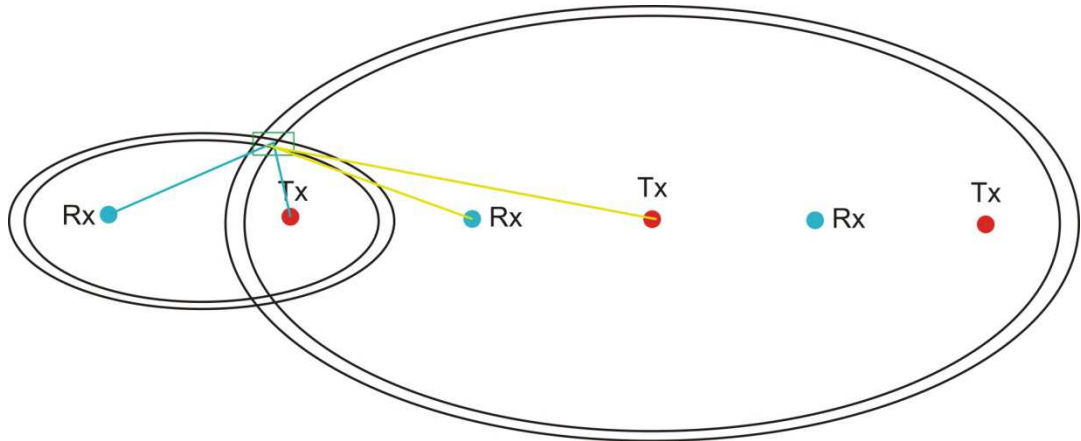
оквиру једне уске елипсе – скоро на истој линији). Из података о бистатичкој радарској рефлексној површини (презентовани су у претходном поглављу) јасно је да она у већини случајева достиже свој максимум у квазибистатичком положају предајника и пријемника и у положају у коме је циљ изнад основне линије бистатичког радара. Када је циљ изнад основне линије бистатичког радара, систем има високу резолуцију по висини али малу по хоризонталним координатама. У квазибистатичком положају циља систем има добру резолуцију у хоризонталном правцу али лошу по вертикалној равни. Због тога се као алтернатива лоцирању циља, за одређивање висине циља и његову детекцију може користити мултистатичка конфигурација, а за одређивање хоризонталних координата може се користити моностатички дводимензионални радар са широким спектром сигнала, који је довољно удаљен од средстава за лансирање противрадарских пројектила (слике 3.3, 3.4 и 3.5). Утицај различитих конфигурација на резолуцију мултистатичког система описан је у [38, 39] док су у [40] дати и експлицитни изрази за поједине конфигурације.

На основу комбинације сигнала разних предајника у мултистатичкој конфигурацији је могуће увек примити сигнал који се рефлектовао с бочне стране пројектила (када је ефективне рефлексна површина циља већа) а с које га је предајник и илуминирао. Тиме систем повећава вероватноћу детекције нисколетећих пројектила. Принцип заштите објеката и самозаштите предајника приказан је на сликама 3.6 и 3.7.

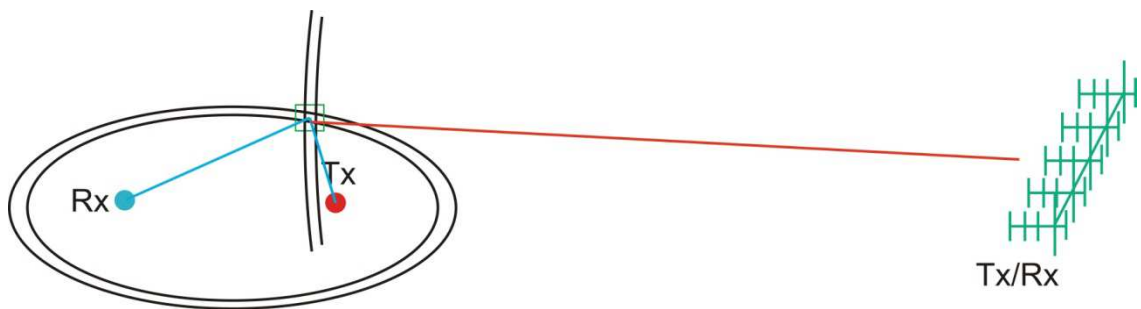


Слика 3.3. - Резолуција мултистатичког система у оквиру једне мултистатичке ћелије.

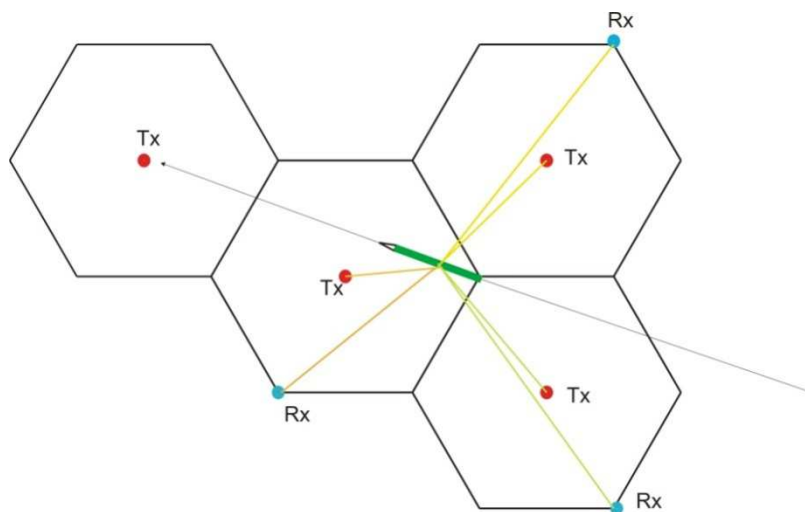
3. Конфигурација мултистатичког система



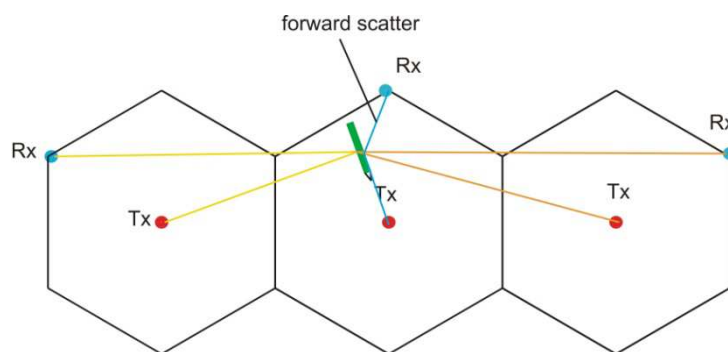
Слика 3.4. - Резолуција мултистатичког система у кооперацији са суседном мултистатичком хелијом.



Слика 3.5. - Резолуција мултистатичког система у кооперацији с класичним моностатичким широкопојасним радаром.



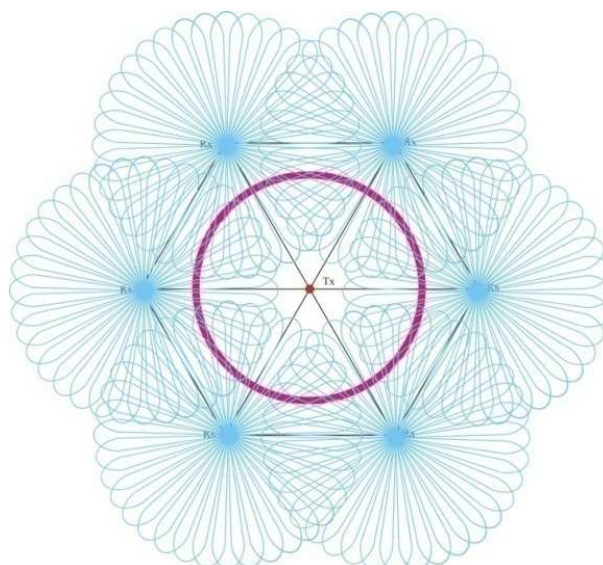
Слика 3.6. - Принцип заштите објекта помоћу мултистатичке конфигурације.



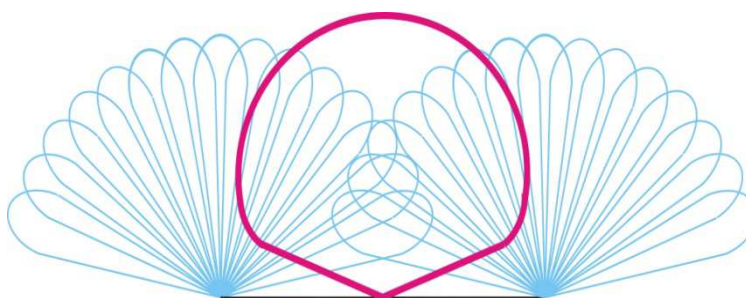
Слика 3.7. - Принцип самозаштите предајника.

Идеални пријемник би имао снопове распоређене по целој полусфери. Али кад се има у виду велики број пријемних станица, реализација оваквих пријемника је нерационална из економских разлога. У раду се полази од претпоставке да не постоје економска ограничења (како би се објаснио принцип функционисања предложене структуре) а затим се разматрају последице поједностављења пријемника у моделу за тестирање.

Распоред пријемних снопова (приказаних плавом бојом) и предајног снопа (приказан црвеном бојом) у оквиру једне ћелије (идеалног пријемника) у хоризонталној и вертикалној равни дат је на следеће две слике.



Слика 3.8. - Дијаграм зрачења предајника (црвена линија) и пријемни дијаграми зрачења (плава линија) у хоризонталној равни (иницијална идеја).

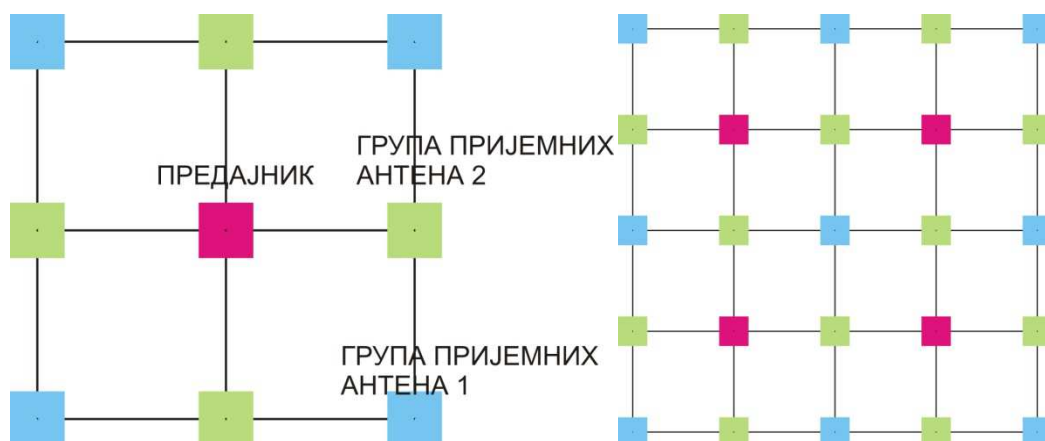


Слика 3.9. - Дијаграми зрачења предајне и пријемне антене у вертикалној равни (иницијална идеја).

Уколико је то неопходно због структуре терена или других разлога, мултистатички систем се може остварити и преко једноставних правоугаоних структура приказаних на следећој слици. При томе се пријемни елементи могу поставити у угловима квадрата (плаве тачке), на средини његових страница (зелене тачке) или у оба скупа тачака. Наравно, не очекује се да пријемне станице буду стриктно постављене у наведеним тачкама. Недостатак ове конфигурације је тај што су пријемници у угловима квадрата на већем растојању од предајника него што је то случај с пријемницима на срединама страница квадрата. У конфигурацији где нема пријемника на срединама страница квадрата обезбеђена је подједнака удаљеност пријемника од предајника Тада је сваки пријемник окружен са четири подједнако

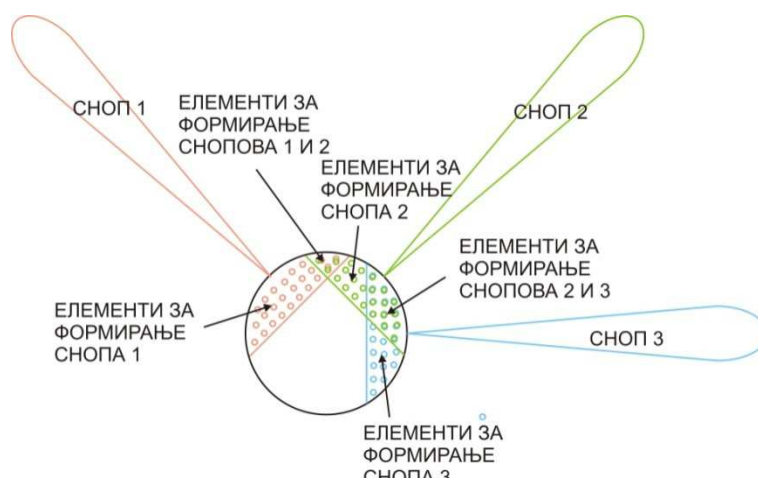
3. Конфигурација мултистатичког система

удаљена предајника, односно сваки предајник са четири подједнако удаљена пријемника. Тачке представљају само апроксимативне позиције, а у пракси се растојање између свих антена мери радио даљинометрима [41] и у прорачунима позиције циља узимају се стварна растојања предајника од пријемника и међусобна растојања пријемника.



Слика 3.10 - Правоугаона структура мултистатичке радарске ћелије.

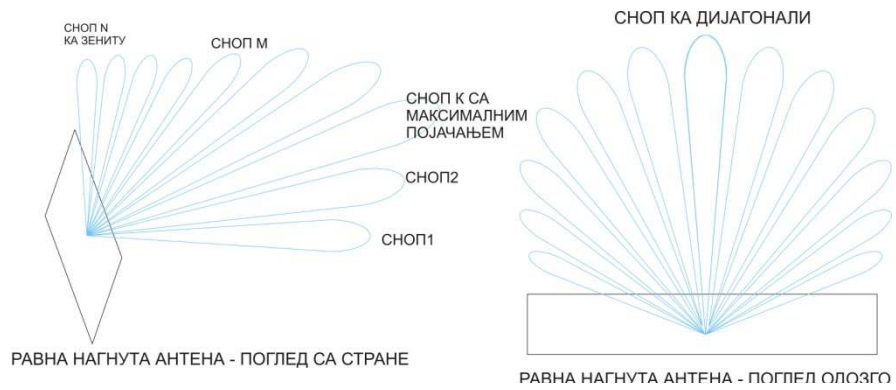
Снопови се могу формирати помоћу конформних или равних антенских решетки [42, 43]. Логично је претпоставити да је за формирање снопова са истим појачањем најбоље искористити сферну антенску решетку. У процесу формирања снопа учествује скуп елемената с антенске решетки који могу без већих губитака примати сигнал из жељеног правца. Блок (функционална) шема је приказана на следећој слици.



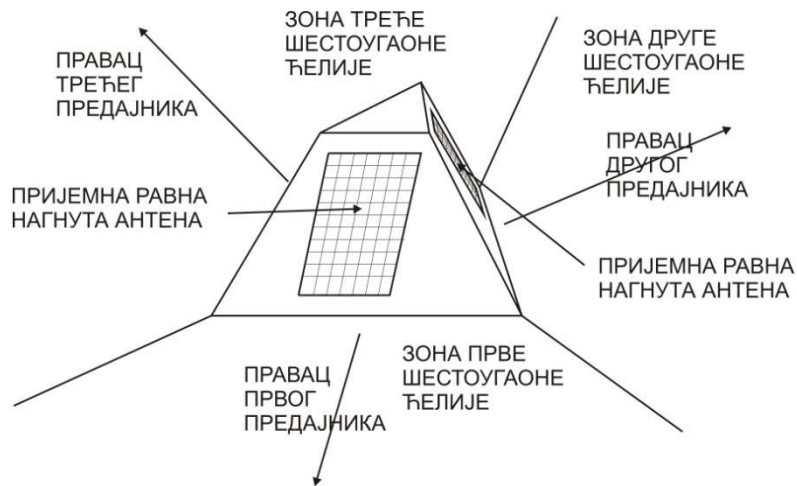
Слика 3.11. - Формирање снопа сферном антенском решетком.

Овако формиран сноп употребљив је и у шестоуганој и у квадратној ћелији. Уколико се користи равна пријемна антена онда се у угловима ћелије мора поставити скуп од више решетки поређаних у облику засечене пирамиде. На следећој слици види се распоред снопова који се могу генерисати равном антенном. Равна антена мора бити окренута у правцу који захтева максимално појачање пријемне антене (најчешће у правцу највеће дијагонале ћелије). Зато се у структури са шестоугаоним ћелијама морају употребљавати тростране пирамиде а у квадратним структурама могућа је употреба четвоространих пирамида. Равне антенске решетке у облику четворостране пирамиде примају сигнал под мањим угловима у односу на осу антене па самим тим имају и веће појачање при највећим угловима у односу ту осу (ортогоналну на раван антене). Равне антене су погодније са становишта прорачуна фаза којима се формира сноп, али формирање снопа мора се остварити помоћу више зрачећих елемената. Чак и употреба два (или евентуално три) панела истовремено не значи да се може добити веће појачање од оног са истим бројем елемената распоређених у сферни низ.

3. Конфигурација мултистатичког система

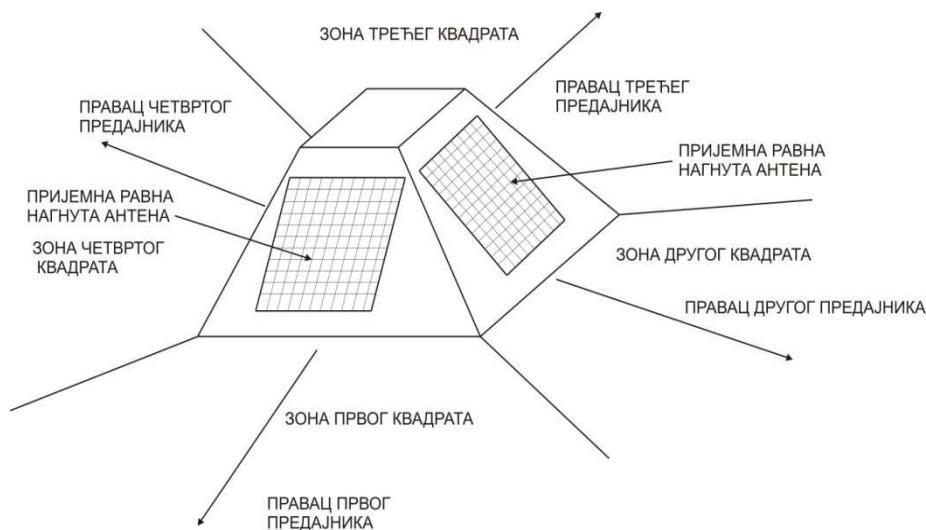


Слика 3.12. - Распоред снопова код планарног пријемног антенског низа.



Слика 3.13. - Позиције планарних антенских решетки у теменима шестоугаоне мултистатичке ћелије.

3. Конфигурација мултистатичког система



Слика 3.14. - Позиције планарних антенских решетки у теменима квадратне мултистатичке ћелије.

Следећа табела приказује под коликим максималним углом је потребно примати сигнале равним антенама да би се покрила цела хемисфера.

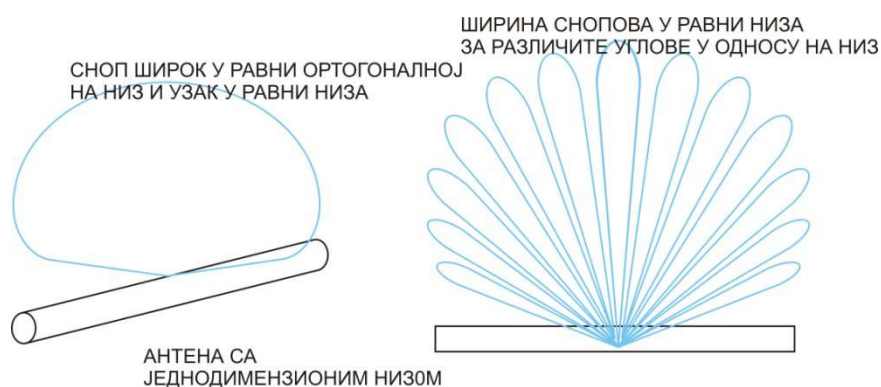
Табела 3.1. - Резултати упоредне анализе више панела

N ^o панела	3	4	5	6
N ^o панела окренутих према зениту	0	0	1	1
Угао који нормала на панел захвата према зениту (°)	63°	55°	72°	69°
Максимални угао под којим панел мора да прими сигнал	63°	55°	47°	41°

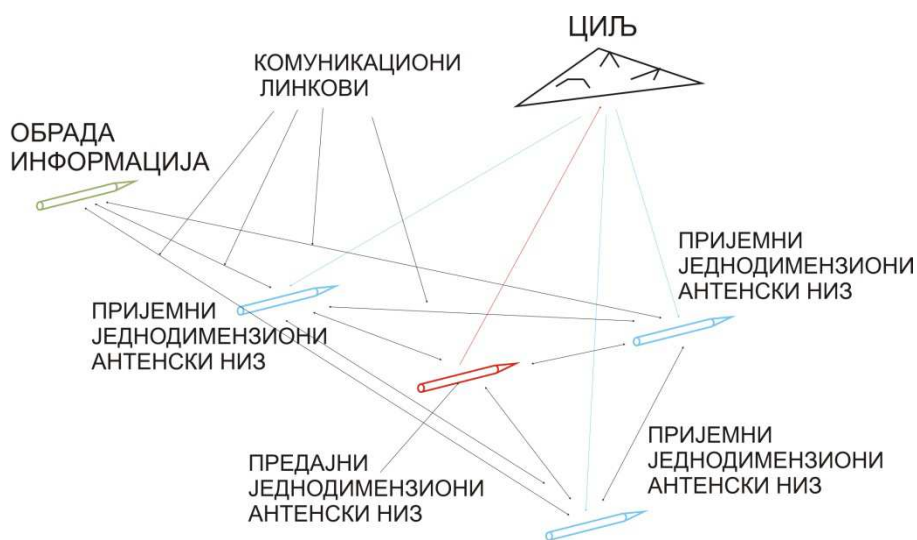
Уколико растојања између предајника и пријемника то дозвољавају и ако је снага предајника довољна за детекцију циља, уместо планарних антенских решетки на угловима мултистатичке ћелије могу се поставити и једнодимензионални антенски низови нагнути у односу на осу зенита тако да сноп с највећим појачањем буде окренут под истим углом као и код планарне решетке. Тада једнодимензионални низ има много уских снопова у елевационој равни тако да они покривају углове између 20 и 90 степени у елевацији, а који су толико широки у азимутној равни да они својом ширином покривају мултистатичку ћелију гледану из темена (120 степени за шестоугаону ћелију и 90 степени за квадратну ћелију). Једнодимензионални низови се могу користити и на телима летилица или пројектила, где могу примати сигнале из различитих праваца. Они су међусобно

3. Конфигурација мултистатичког система

повезани комуникационим линковима и представљају покретну мултистатичку ћелију (приказана на слици 3.16). Произвођачи опреме за електронско ратовање (детекцију радара и његово ометање – пример је италијанска фирма *Electronica*) управо се баве брзим линковима за трансфер података између летилица опремљених EW системима. У следећем поглављу је показан и пример када се погодним фазним ставовима линеарни низ може конфигурисати тако да представља *end fire* антену, односно може примати и сигнале који долазе с једне од страна линије низа.



Слика 3.15. - Облици дијаграма зрачења формираних линеарним антенским низом.



Слика 3.16. - Покретна мултистатичка ћелија.

Захваљујући високој интеграцији FPGA кола могуће је сваки пријемни сноп третирати као посебан пријемник. Због тога је архитектура пријемника подељена на

два нивоа. Први ниво чини обрада сигнала усмерена ка формирању више пријемних снопова, а други ниво чини сама обрада сигнала примљеног конкретним снопом.

3.2 Растојања између предајника и пријемника

У реализацији предложених структура најважнија су следећа питања: колике ове ћелије могу бити и колика се резолуција система може остварити уз примену ових ћелија. За рачунање ових величина у случају моностатичког радара постоје програми и процедуре [44] које се уз извесне модификације могу применити и код неких бистатичких радара.

На сликама од 3.3 до 3.7 види се да највеће растојање у хоризонталној равни на коме циљ може бити удаљен од предајника и пријемника износи $3a$ и $2a$ (или $2a$ и $3a$), где је a дужина странице шестоугла, односно просечно растојање између предајника и пријемника. Оваква растојања су потребна када се циљ прати предајником и пријемником из ћелије суседне оној изнад које се налази циљ (слике 3.4, 3.6 и 3.7). Под претпоставком да се циљ налази на висини која је реда a , однос сигнал/шум у најгорем случају може се написати

$$\frac{S}{N} = \frac{P_{tr}G_{tr}G_{rx}\lambda^2\sigma_B F_{tr}^2 F_{tx}^2}{(4\pi)^3 kT_S B_N F_{tx} 50a^4 L_{tr}L_{tx}} \quad [3.1]$$

одакле се за добија израз за a као

$$a = \sqrt[4]{\frac{P_{tr}G_{tr}G_{rx}\lambda^2\sigma_B F_{tr}^2 F_{tx}^2}{(4\pi)^3 kT_S B_N F_{tx} \left(\frac{S}{N}\right) 50L_{tr}L_{tx}}} \quad [3.2]$$

До бројке 50 дошло се применом следећих формула

$$\begin{aligned} R_{tx-tg}^2 &= (2a)^2 + a^2 = 5a^2 \\ R_{tx-tg}^2 &= (3a)^2 + a^2 = 10a^2 \\ R_{tx-tg}^2 R_{rx-tg}^2 &= 50a^4 \end{aligned} \quad [3.3]$$

3. Конфигурација мултистатичког система

Под претпоставком да је снага предајника 300 W (типична снага једне LTE базне станице), појачање антенског система 26 dB (збир појачање предајне и пријемне антене у правцу циља), таласна дужина 20 cm, ефективна рефлексна површина 1 m², ефективни пропусни опсег система 50 Hz, потребан однос сигнал/шум 6 dB и фактор шума пријемника 1 dB, за вредност a се добија $a=15$ km. Овај податак се може узети као оријентациона вредност за прорачун величине ћелије јер се и циљеви крећу до сличних висина, то јест тачна је претпоставка о приближно истој вредности основне бистатичке линије и висине циља. Како је растојање између предајника и пријемника 15 km и како је максимална висина циља такође 15 km, максимално растојање између циља и пријемника у оквиру ћелије може бити

$$R_{rx-tg} = \sqrt{30km^2 + 15km^2} = 33.6km \quad [3.4]$$

Растојање предајника од циља у том случају је

$$R_{tx-tg} = \sqrt{15km^2 + 15km^2} = 21.15km \quad [3.5]$$

Њихов производ износи 713 km², што одговара домету моностатичког радара од 26,7 km. Четврти степен овог растојања износи $5 \cdot 10^{17}$, што је значајна величина при одређивању односа сигнал/шум, односно при одређивању потребне снаге предајника и појачања пријемне антене. Наиме, радарска једначина моностатичког радара и бистатичког радара разликују се само по томе што у имениоцу једначине моностатичког радара фигурише R^4 а у једначини бистатичког радара $(R_{tx-tg}R_{rx-tg})^2$. Једначине такође имају другачији фактор σ који представља ефективну рефлексну површину циља, али ова величина је статистичког карактера тако да је врло тешко унети њене тачне вредности у радарску једначину. У случају одређивања растојања циља од предајника и пријемника када је циљ изван ћелије, растојања се могу рачунати као

$$R_{tx-tg} = \sqrt{30km^2 + 15km^2} = 33.6km$$

$$R_{rx-tg} = \sqrt{45km^2 + 15km^2} = 44.7km \quad [3.6]$$

Њихов производ износи 1502 km², што одговара домету моностатичког радара од 38,8 km. Четврти степен овог растојања износи $22,5 \cdot 10^{17}$. То значи да је

минимални однос сигнал/шум у пријемнику који детектује циљ у оквиру ћелије за 6,5 dB већи од минималног односа сигнал/шум који има сигнал рефлектован од истог циља из суседне ћелије. Овај податак се мора узети у обзир приликом одлучивања о томе који се подаци користе за одређивање позиције циља јер резолуција система (поред ширине спектра радарског сигнала) зависи и од односа сигнал/шум што фаворизује мерење у оквиру ћелије. Највеће растојање циља, од предајника и пријемника истовремено, не мора увек да проузрокује најмањи однос сигнал/шум. У радарску једначину потребно је увести и појачање антена, односно њихов дијаграм зрачења. Предајна антена, као апроксимација омнидирекционе антене, не сме имати варијације у дијаграму зрачења у угловима азимута – требало би да има највеће појачање у елевационим угловима између 45° и 60° . Нажалост, просте омнидирекционе антене имају максимално појачање у зениту (0° елевације). Најједноставнији примери су циркуларна *patch* антена и антена с укрштеним диполима – код којих појачање при елевационом углу од 60° пада за 6 dB у односу на максимално појачање (елевациони угао од 0°). Како се пријемна антена реализује у облику антенске решетке, флексибилност у креирању њеног дијаграма зрачења је неупоредиво већа него код пројектовања предајне антене. Због тога се пријемна антена пројектује тако да својим дијаграмом зрачења надокнади губитке у дијаграму зрачења предајне антене.

Изнета анализа се односи на систем реализован на L опсегу, где су таласне дужине и растојања између елемената довољно мали да се може пројектовати конформна антена прихватљивих димензија. На VHF и UHF опсегу постоје физичка ограничења због великих димензија антена, тако да се у овим системима губи део флексибилности у подешавању дијаграма зрачења. Ипак, ред величине ћелије мултистатичког система остаје исти, а то ће се показати у наставку рада.

3.3 Реализација реалних система

3. Конфигурација мултистатичког система

Претходно анализирани систем представља идеалну конфигурацију мултистатичког система. Да би се анализирани систем реализовао потребно је да пријемник има појачање око 25 dB, што се постиже ширином снопа (симетричним у обе равни) од око 8° . То значи да је за покривање полусфере потребно близу 400 снопова. Само формирање 400 снопова помоћу исто толико пријемних елемената код равне антене захтевало би пет FPGA процесора типа Stratix V или Virtex 7 (доказ је дат у шестом поглављу). Исто толико (и више) таквих процесора било би неопходно за обраду сигнала примљених кроз 400 снопова. Предност описане конфигурације била би тренутна детекција циља, ма где се он налазио у оквиру домета система, као и непрестано одређивање његове позиције с великом резолуцијом (практично, биле би спојене функције осматрачког, аквизицијског и нишанског радара). Међутим, кад се има у виду пречник једне мултистатичке ћелије од 30 km, за покривање веће територије било би потребно много пријемних станица. У том случају цена и смањена могућност набавке процесорских компоненти могу онемогућити реализацију оваквог система.

Први ниво релаксације захтева огледа се у томе да се број истовремено формираних снопова сведе у границе од неколико десетина. Овим бројем пријемних снопова (уз одржавање појачања пријемне антене) не може се истовремено покрити цела полусфера него само део ње. Како се позиција снопова може брзо (електронски) мењати, пријемна антена може у кратком времену (реда неколико десетина секунде) претражити целу хемисферу. Уколико детектује циљеве у неким сноповима, пријемни систем може издвојити одређени број снопова за праћење циљева а остали снопови могу наставити претраживање простора (хемисфере). Време за претраживање комплетног простора сада се повећава на

$$T_{\text{са праћењем}} = T_{\text{без праћења}} \frac{N_{\text{укупан број снопова}}}{N_{\text{укупан број снопова}} - N_{\text{број снопова који прате циљ}}} \quad [3.7]$$

Тиме су у пријемној антени раздвојене функције осматрачког и нишанског радара, али за то није био потребан никакав додатни хардвер – раздвајање функција извршено је софтверски. Довољан је један FPGA процесора из претходно наведених класа или на више процесора мањих нумеричких и логичких капацитета.

Главни недостатак оваквог система још увек није отклоњен: зрачење предајника није ефикасно пошто предајник углавном осветљава празан простор без циља. Уколико би се потребна брзина претраживања простора попела с неколико

делова секунде на неколико секунди, онда би се уместо омнидирекционог предајника могао употребити предајник с конусно спиралним претраживањем и уским предајним снопом. Тада снопови пријемне антене (њих има неколико десетина) морају примати сигнале рефлектоване од циљева који се налазе у осветљеном делу простора, то јест мора се успоставити синхронизација између предајног снопа и скупа пријемних снопова. У овом случају се осматрачка и нишанска функција радара не могу остварити истим хардвером. За праћење циљева потребна је још једна предајна антена с механичким померањем или више таквих антена. Приликом укључивања предајне антене за праћење циља, у пријемнику би се један снап додељивао праћеном циљу. Примена оваквог система има оправдања у случају да предајник велике средње снаге није на располагању. На пример, један предајник од 300 W може се заменити предајником од 3 W и антенom с појачањем од 20 dB.

Даље поједностављење система водило би чисто механичким решењима с великим антенама, сложеним механизмима за њихово померање и великим временима откривања циља.

Реално решење базирано на доступним компонентама умерене цене, базирано је на јединственом предајнику и неколико десетина формираних снопова у пријемнику.

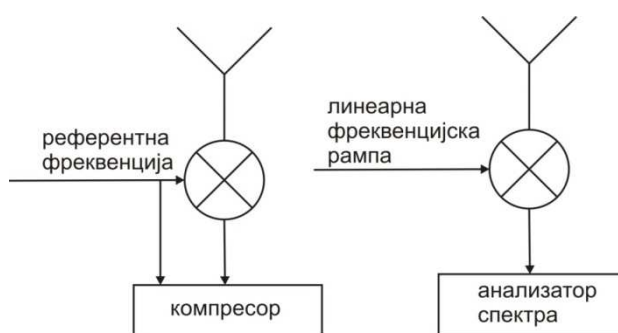
3.4 Модулација

Да би се максимално искористила енергија коју предајник може генерисати, као оптимални режим рада радара намеће се режим с континуалним зрачењем [45, 46, 47]. У режиму с континуалним зрачењем углавном се користе два облика радарског сигнала: линеарно фреквенцијски модулисани сигнал или дигитално модулисани псеудослучајни сигнал – најчешће сигнал константне амвелопе како би се одржала максимална ефикасност предајника.

Код оба типа модулације потребно је решити проблем с утицајем Доплеровог помераја на једнозначност детекције по растојању. Код линеарне фреквенцијске рампе познат је следећи ефекат: фреквенција рефлектованог сигнала садржи податке о даљини и брзини циља али они се не могу одвојити један од другог на основу

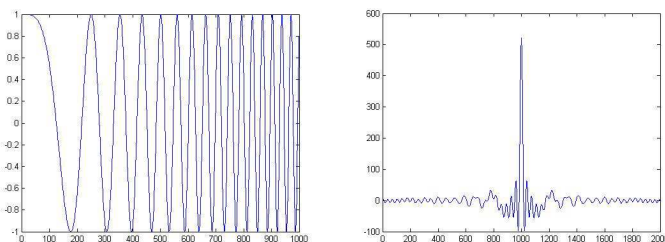
једног мерења. Код модулације сигнала псеудослучајном секвенцом потребно је да временска дужина секвенце буде много краћа од максималне периоде Доплерове фреквенције. У супротном, неће моћи да се оствари процес компресије импулса.

Компресија сигнала с линеарном фреквенцијском рампом може се вршити помоћу класичног дигиталног FIR филтра код кога коефицијенти одговарају одбирцима линеарне фреквенцијске рампе (одабране по Никвистовом критеријуму) или на основу фреквенцијске анализе разлике између предајне и пријемне фреквенције. У другом случају избегава се компресија сигнала (што се мора надокнадити FFT анализом у много више тачака), али је неопходна сложенија синхронизација предајног и пријемног канала. Међутим, проблем осетљивости сигнала на Доплеров помак је лако решив. У фреквенцији примљеног сигнала налазе се информације о удаљености циља и његовој брзини. Да би се информација о удаљености циља одвојила од информације о брзини, ваља извршити два мерења: једно при узлазној фреквенцијској рампи, а друго при силазној рампи. Како је при узлазној рампи фреквенција рефлектованог сигнала једнака збиру фреквенција које потичу од позиције циља и његове брзине, а при силазној рампи једнака разлици ове две фреквенције, то се, уз знање о томе колики су збир и разлика рефлектованих фреквенција при силазној и узлазној рампи, могу раздвојити подаци о удаљености и брзини циља. На следећој слици је приказана конфигурација пријемника који обрађује сигнал једним или другим методом.



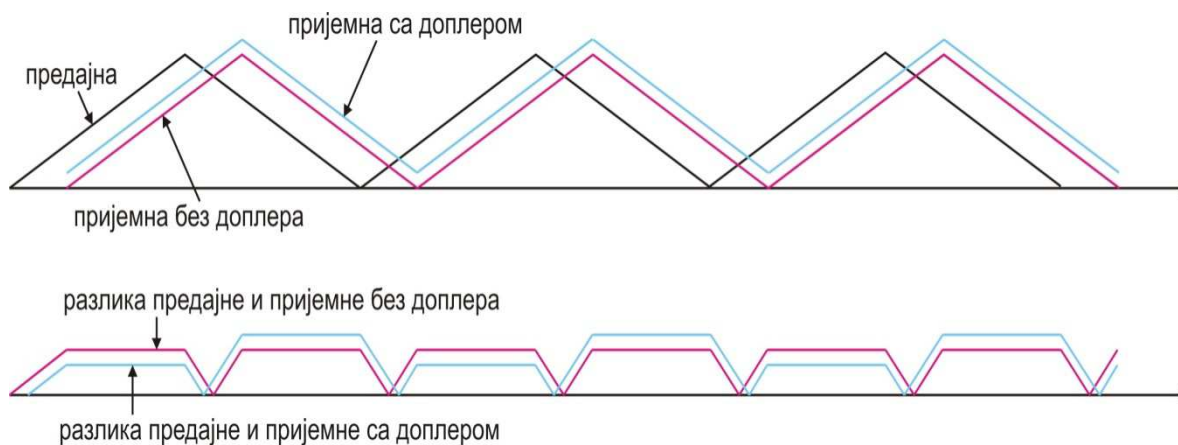
Слика 3.17. - Принципи аналогних делова радарског пријемника којим се детектује циљ линеарном фреквенцијском рампом.

Предајни сигнал и компримовани пријемни сигнал линеарне фреквенцијске рампе у временском домену изгледају као на слици.



Слика 3.18. - Компресија линеарне фреквенцијске рампе.

На следећој слици је приказан принцип одређивања даљине и брзине циља код сигнала линеарне фреквенцијске рампе.



Слика 3.19. - Разлика између предајне и пријемне фреквенције при наизменичној фреквенцијској рампи.

Потребна ширина спектра пријемника с линеарном фреквенцијском рампом, односно промена фреквенције предајника одређена је резолуцијом по растојању. Уколико је потребна резолуција, на пример 30 m, тада је потребно да промена фреквенције износи 10 MHz. Ради једнозначности одређивања растојања потребно је ту промену остварити у максималном времену проласка сигнала од предајника до пријемника. За максимално растојање од 60 km то време би износило 200 μ s. Како се сигнал одабира са 20 Msample/s то ће се у том периоду одабрати 4000 одбирака. За екстракцију сигнала из шума био би потребан компресор са 2000 тапова. Коефицијенти у компресору су одбирци линеарне фреквенцијске рампе односно за реализацију филтра је потребан велики број множача. Како су множачи основни

ресурс у формирању снопова компресију сигнала линеарне фреквенцијске рампе треба избећи.

Уколико би се примљени сигнал избијао са предајним фреквенцијску рампу би требало продужити (на период кохерентне интеграције) а одржати њен нагиб (како би се у колима за обраду могла добити максимална пријемна фреквенција као и у претходном случају, односно како би се одржала резолуција система). Како сигнал мења фреквенцију у току $200 \mu\text{s}$ за 10 MHz то значи да би у току 10 ms (половина времена које циљ проведе у једној резолуционој ћелији) морао да промени фреквенцију 500 MHz . Процесор сигнала би и даље примао сигнал фреквенције до 10 MHz . Потребно би било урадити FFT анализу у 200000 тачака.

Сигнал модулисан псеудослучајном секвенцом посебно је осетљив на Доплеров померај. Уколико је дужина секвенце приближно једнака периоду Доплерове фреквенције, у процесу компресије сигнала може настати одузимање сигнала (због промењене фаза) уместо сабирања. У радарима с континуалним зрачењем дужина секвенце је одређена максималним растојањем предајник – циљ – пријемник. Дужина секвенце (у времену и простору) треба да буде већа од поменутог пута како би се избегла двозначност растојања. Пример може бити квазибистатички радар са 30 km домета на $1,5 \text{ GHz}$. Сигнал пређе овај пут за $200 \mu\text{s}$. Ако је максимална радијална брзина летилице око 500 m/s , тада Доплерова фреквенција износи 5 kHz , односно њен период је тачно $200 \mu\text{s}$. Оваквим односом дужине трајања секвенце и Доплеровог помака напон на излазу из компресора сигнала може бити нула, односно циљ се не може издвојити из шума.

Овај проблем се решава на два начина. Први је примена кратких секвенци различите дужине. Како овај метод решава проблем, најбоље се уочава када се посматра сигнал на излазу из компресора. Сигнали рефлектовани од циља се на излазу компресора појављују као импулси чија је периода понављања једнака трајању секвенце. Уколико се примене секвенце различите периоде, на излазу компресора добијају се импулси различитих периода понављања што је еквивалентно *stager*-ованом сигналу. Дужине секвенци треба да садрже један заједнички фактор (најмањи заједнички делилац); он, заједно с бројем који показује колико пута је тај фактор садржан у секвенци, одређују једнозначност удаљености циља од пријемника, односно предајника. Може се узети пример дистанце од 56 km

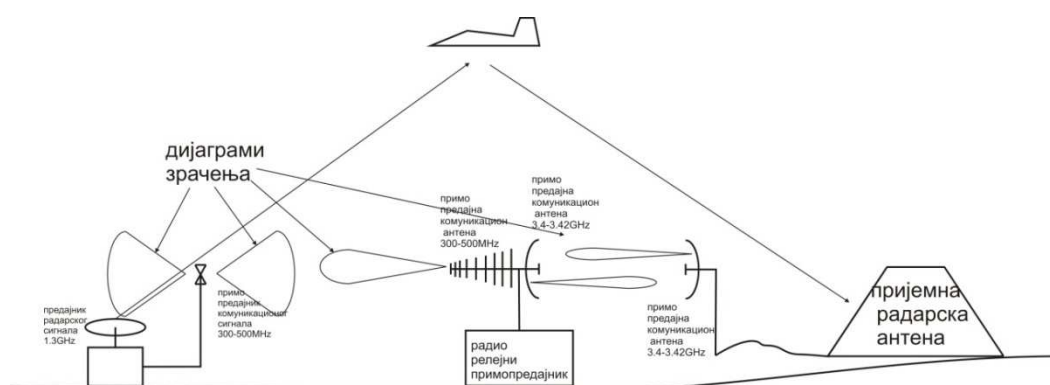
издељене на 5600 ћелија од по 10 m. Ако уместо секвенце од 5600 подимпулса буду употребљене секвенце од 700 и 800 подимпулса (НЗД је 100) једнозначност се неће променити а краће секвенце неће ући у зону трајања периоде Доплерове фреквенције. Ово се плаћа двоструким временом обраде и FFT обрадом већег броја одбирака.

Други метод се заснива на примени раздешених филтара по Доплеру. Примљени сигнали се спуштају у основни опсег локалним осцилаторима чије су фреквенције померене у односу на предајну. Да би се одредио број осцилатора (који се иначе лако реализују у FPGA колима) могућа су два приступа. Један подразумева да број осцилатора буде такав да максимална периода Доплеровог помака буде неколико пута већа од дужине трајања секвенце. На пример, ако секвенца траје 200 μ s (5 KHz), минимална периода Доплерове фреквенције треба да буде краћа од 2 ms (10 пута). То значи да је потребно користити осцилаторе чије се фреквенција не разликују више од 500 Hz. Како је при фреквенцији радара од 1,5 GHz и радијалним брзинама од 500 m/s Доплерова фреквенција +/-5 KHz, то је потребно генерисати 20 осцилатора с фреквенцијама удаљеним по 500 Hz. Кад се примени овај метод, сигурно је да се фаза носиоца неће много променити у оквиру једне секвенце – то значи да је минималан број одбирака по резолуционој ћелији који се мора подвргнути FFT анализи једнак количнику укупног времена интеграције и времена трајања секвенце. Ако је време интеграције, рецимо, 12,8 ms а секвенца траје 0,2 ms, потребно је вршити FFT анализу у 64 тачке.

Да би се потпуно избегла FFT анализа, поребно је обезбедити да се фаза сигнала не мења у периоду неколико пута дужем од времена интеграције. Ако је време интеграције сигнала реда 10 ms, то је потребно обезбедити стабилну фазу од бар 100 ms. Следи да се мора обезбедити банка осцилатора на растојању од 10 Hz. Како је при фреквенцији радара од 1,5 GHz и радијалним брзинама од 500 m/s Доплерова фреквенција +/-5 KHz, то је потребно генерисати 1000 осцилатора с фреквенцијама удаљеним по 10 Hz. Колико је овај захват реалан, зависи од интерне меморије FPGA кола пошто се осцилатори углавном реализују коришћењем *look-up* табела. У овом случају током интеграције потребно је (у оквиру сваке резолуционе ћелије) само акумулирати излазе с компресора сигнала.

3.5 Линк за синхронизацију предајника и пријемника

Позиција линка за синхронизацију предајника и пријемника приказана је на следећој слици. Радарски предајник поседује широкопојасну комуникациону антену која има омнидирекциони дијаграм зрачења у азимутној равни и ужи дијаграм зрачења у елевационој равни. Линкови намењени појединим пријемним станицама комуницирају с предајном антеном преко слабо усмерене широкопојасне антене. У релејној станици се конвертује фреквенцијски опсег ка микроталасним учестаностима и помоћу микроталасних линкова се повезују сигнали из пријемне и предајне радарске антене.



Слика 3.20. - Сценарио линка између пријемника и предајника.

Да би се обезбедила синхронизација предајника с пријемником, потребно је користити исту фреквенцијску референцу и синхронизовати тренутак предаје сигнала.

Предајник шаље референтни синусоидални сигнал (на пример, реда 500 MHz). У тај сигнал може (рецимо, путем BPSK модулације) бити утиснут податак о реалној географској позицији предајника. Овај податак предајник може добити преко локалног система или преко неког сателитског навигационог система [48]. На пријемним странама (укључујући и релејне станице) налази се референтни осцилатор са сопственим добрим фазним шумом (пример 100 MHz VCXO умножен 10 пута) који се синхронизује на (двоструку) фреквенцију носиоца референтног сигнала из радарског предајника (она се добија из Костасове петље, приликом демодулације BPSK сигнала).

3. Конфигурација мултистатичког система

Сигнал почетка слања импулса (узак импулс широког спектра од 300 MHz до 450 MHz) шаље се као посебан импулс или као PN секвенца.

Да би пријемник могао знати када је почела да се шаље радарска секвенца или импулс, потребно је одредити кашњење у преносном линку. Овај поступак сваки пријемник обавља тако што пошаље своју секвенцу кроз линк и чека (активни) ехо од радарског предајника. Линковски пријемник у радарском предајнику демодулише импулс и после коначног и познатог кашњења шаље (у истом или другом фреквенцијском опсегу) регенерисан импулс ка радарском пријемнику. Линковски пријемник у радарском пријемнику детектује примљени сигнал и рачуна кашњење. Кашњење се одређује с резолуцијом за ред величине (преко 10 пута) бољом од резолуције радарског импулса, тако да се не може појавити смицање у тренуцима одабирања радарског сигнала.

4. Избор антенског система

Антенски систем мултистатичког радара састоји се од антенског система предајника и антенског система пријемника.

Антену предајника чини један зрачећи елемент који треба да има што шири дијаграм зрачења како би осветљавао што већи део полусфере. При томе постоји ограничење у појачању предајне антене при малим елевационим угловима, мерено од хоризонта. Предајна антена треба да зрачи тако да што мањи део израчене енергије стигне директним путем до пријемне антене.

Антенски систем пријемника може представљати један зрачећи елемент или више њих повезаних у антенску решетку. Пријемници с једним елементом имају мало појачање и морају бити постављени релативно близу предајника. Положај пријемне антене с једним елементом мора бити такав да збир појачања предајне и пријемне антене мора имати приближно исту вредност у простору осматрања циљева. Исто правило важи и за антенске решетке, с тим што оне поседују веће појачање па се могу више удаљити од предајне антене.

У наредним одељцима приказане су симулације појединих антенских елемената и низова како би се добио увид у ред величине остваривих појачања појединих антенских система као и у облика дијаграма зрачења појединих решења.

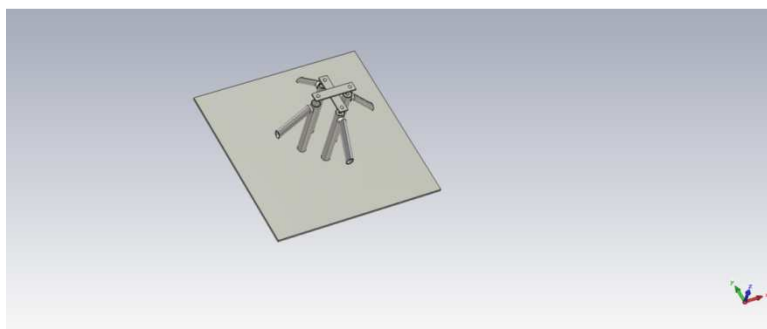
4.1. Предајни антенски елементи

Особине које карактеришу зрачећи елемент, поред појачања и дијаграма зрачења, јесу поларизација и широкопојасност антене. Под широкопојасношћу се подразумева да антена има приближно исти дијаграм зрачења у целом свом опсегу рада и да у том опсегу одржава приближно исти (мали) коефицијент стојећег таласа на улазним прикључцима. Добра поларизација антене треба да одржи добар (велики) фактор кросполаризације у широком опсегу углова у оквиру главног листа и у широком фреквенцијском опсегу. У раду су анализирани предајни елементи за широкопојасни рад и ускопојасни рад радарског система. Широкопојасни рад биће

анализиран само на VHF/UHF опсегу, јер су само на тим опсезима апсолутне ширине спектра толике да FPGA кола подржавају анализу широкопојасног сигнала. На пример, сигнал спектралне ширине од 100 MHz представља широкопојасни сигнал за фреквенцију носиоца од 300 MHz али не и за фреквенцију носиоца од 3 GHz.

4.1.1. Широкопојасни антенски елемент предајника на UHF опсегу

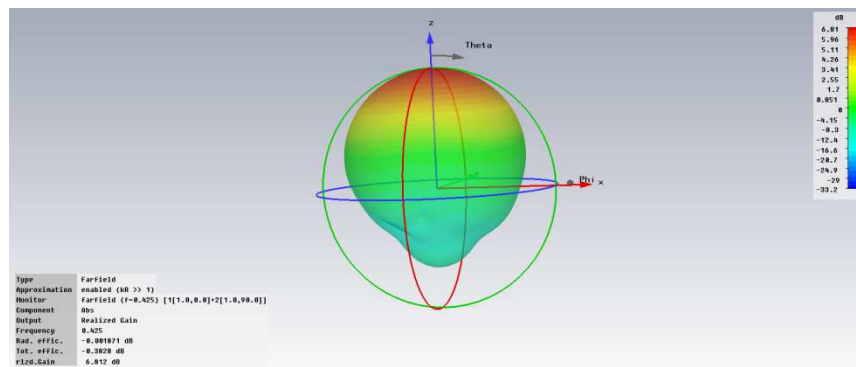
Као основни елемент предајника на VHF/UHF опсегу у многим радарима за рано упозоравање па чак и у неким радарима инсталираним у космосу користи се верзија укрштених дипола приказана на слици 4.1. На слици је дат модел који се користи у електромагнетској 3D симулацији; фотографије дипола објављене су у [49]. Примери примене ових елемената могу се наћи код радара за рано упозоравање какви су Cobra Dane (USA) и Вороњеж (Русија).



Слика 4.1. - Модел укрштеног дипола коришћен у симулацији.

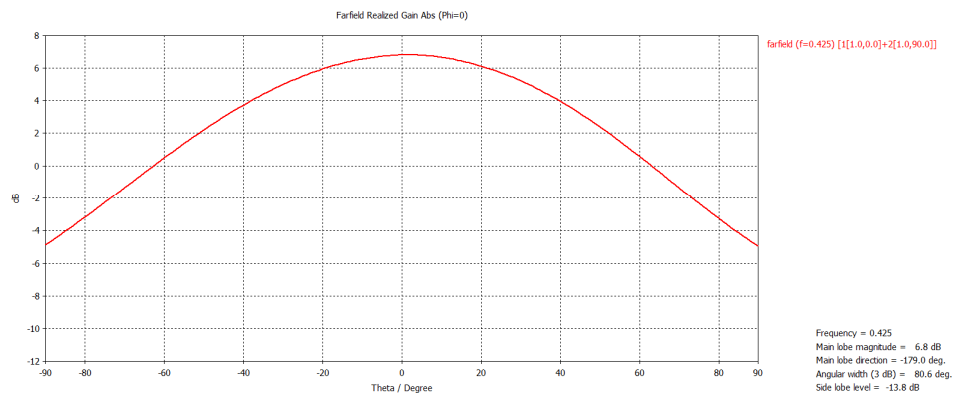
Дипол са задње стране има два прикључка за две линеарне поларизације, а квадратурном побудом се могу добити кружне поларизације. На слици 4.2 приказан је тродимензионални дијаграм зрачења добијен 3D електромагнетским симулатором. У раду се (због остављања могућности да предајник буде мобилан док функционише) разматра искључиво рад антенског система с кружном поларизацијом. Рад с линеарном поларизацијом компликовао би формирање снопа [50].

4. Избор антенског система

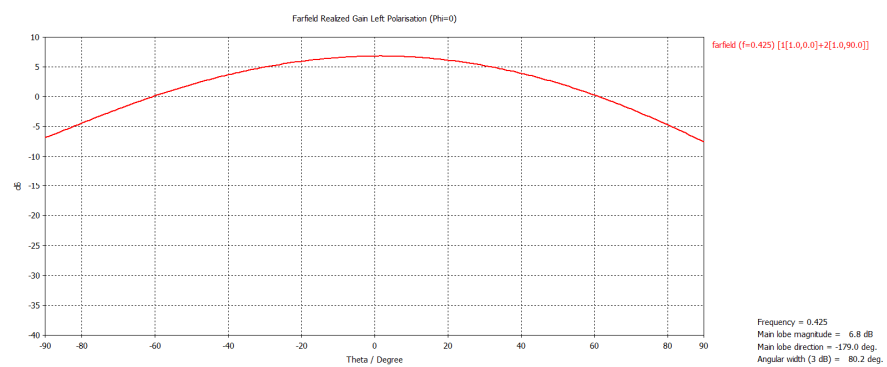


Слика 4.2. - Тродимензионални дијаграм зрачења укритеног дипола с кружном поларизацијом.

Дијаграми зрачења у појединим пресецима приказани су на сликама од 3. до 6.

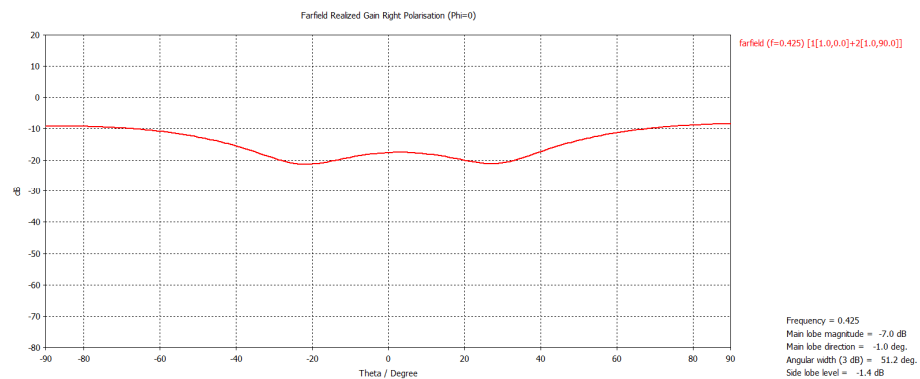


Слика 4.3. - Појачање укритених дипола – апсолутна вредност електричног поља.

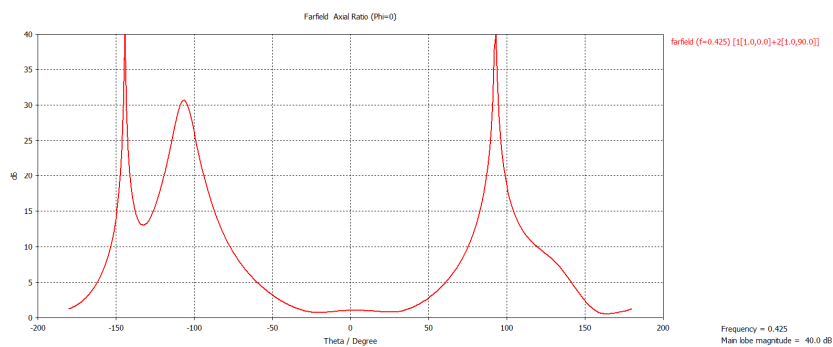


Слика 4.4. - Појачање укритених дипола – вредност електричног поља лево поларисаног таласа.

4. Избор антенског система



Слика 4.5. - Појачање укрштених дипола – вредност електричног поља десно поларисаног таласа.

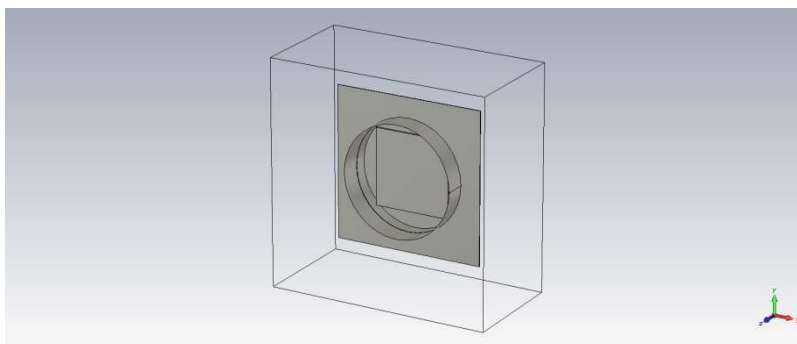


Слика 4.6. - Појачање укрштених дипола – вредност кросполаризације.

На претходним сликама приказани су резултати дијаграма зрачења у нултој азимутној равни. Како је дијаграм зрачења симетричан (што се види из његове тродимензионалне слике), то су дијаграми врло слични и у осталим азимутним равнима. За овај рад је битно да је максимално појачање оваквог дипола око 6,8 dBi и да оно пада с углом елевације, тако да на 60^0 пада на 0 dBi. Скоро све поље је концентрисано у лево поларисаном таласу до угла од 60^0 . Дипол се, дакле, може користити у опсегу елевационих угла до 60^0 . Симулације су потврдиле да је дипол широкопојасан јер се практично исте карактеристике одржавају у опсегу од 400 MHz до 450 MHz а уочена је незнатна деградација карактеристика од 375 MHz до 475 MHz.

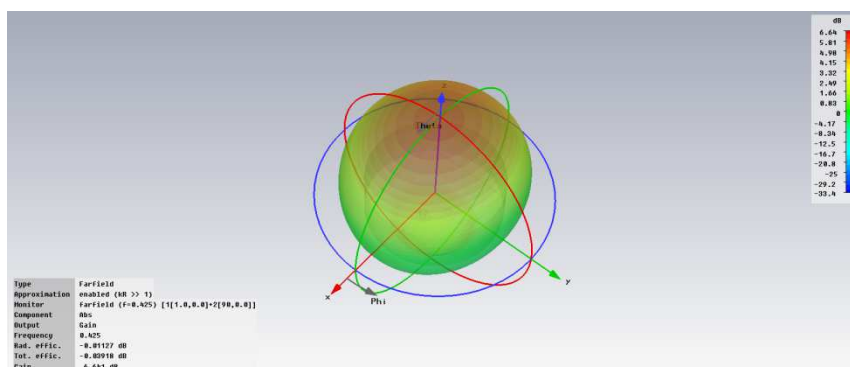
4.1.2. Ускопојасни антенски елемент предајника на UHF опсегу

Ускопојасни антенски елементи имају једноставнију конструкцију од широкопојасних елемената, могу да остваре слична појачања на централној фреквенцији и бољу кросполаризацију. Најједноставнији елементи су они који се реализују помоћу *patch* антена. Један такав елемент приказан је на слици 7 [51].



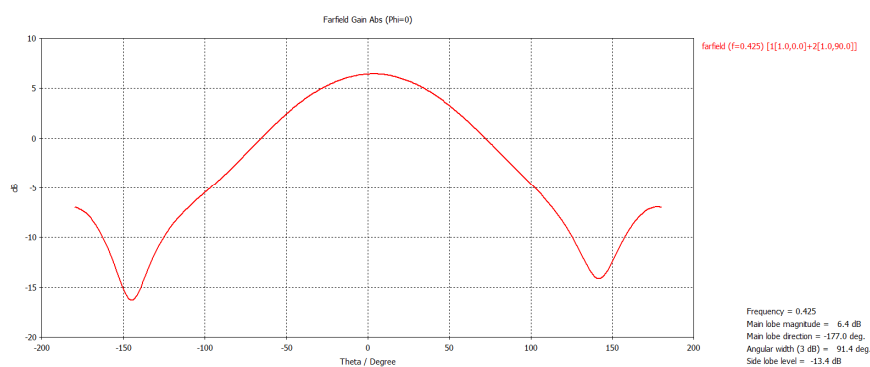
Слика 4.7. - *Patch* антена с металном плочом у кружном прстену.

Класична *patch* антена постављена је у прстен којим се побољшава симетричност дијаграма зрачења. Прстен је користан и за изолацију антенских елемената у антенској решетки, то јест он смањује спрезање између зрачећих елемената. Тродимензионални дијаграм зрачења приказан је на слици 4.8.

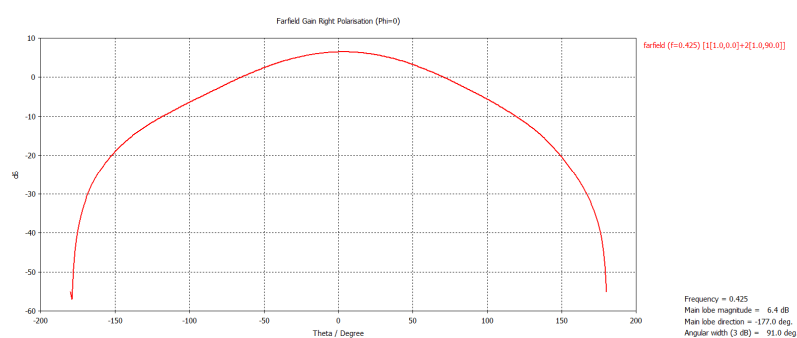


Слика 4.8. - Тродимензионални дијаграм зрачења *patch* антене.

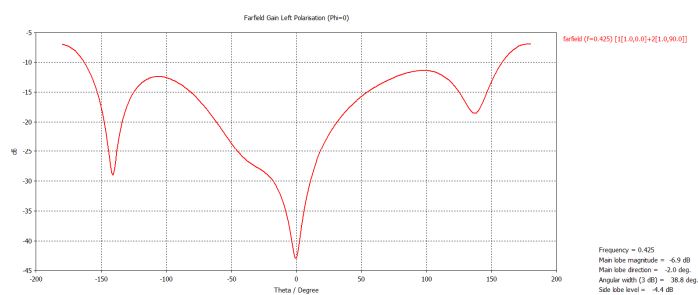
4. Избор антенског система



Слика 4.9. - Појачање patch антене – апсолутна вредности електричног поља.



Слика 4.10. - Појачање patch антене – вредности електричног поља десно поларисаног таласа.

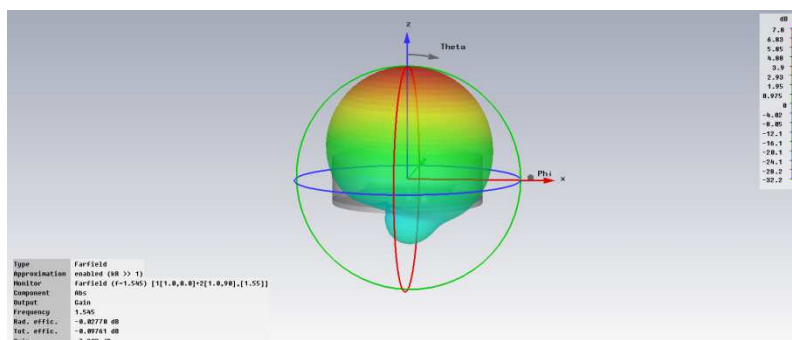


Слика 4.11. - Појачање patch антене – вредности електричног поља лево поларисаног таласа.

С дијаграма зрачења јасно се види да је ускопојасна антена употребљива и до елевационог угла од 70^0 и да у целом том опсегу одржава бољу кросполаризацију од широкопојасне антене.

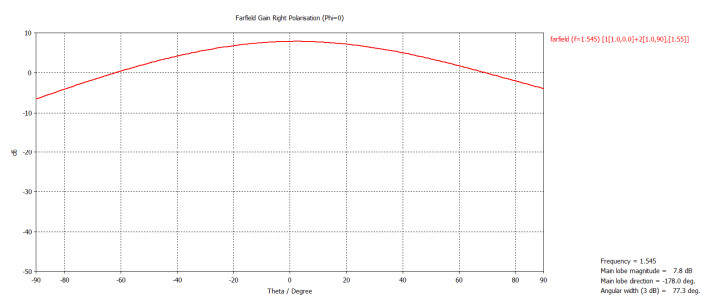
4.1.3 Ускопојасни антенски елемент предајника на L опсегу

Иста *patch* антена промењених димензија употребљива је и на L опсегу. Њен тродимензионални дијаграм зрачења дат је слици 4.12.

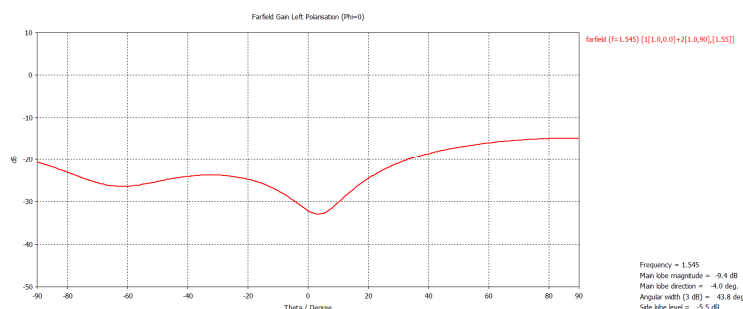


Слика 4.12. - Тродимензионални дијаграм зрачења *patch* антене на L опсегу.

Дводимензионални дијаграми зрачења приказани су на сликама 4.13 и 4.14.



Слика 4.13. - Појачање *patch* антене у нултој азимутној равни на L опсегу.

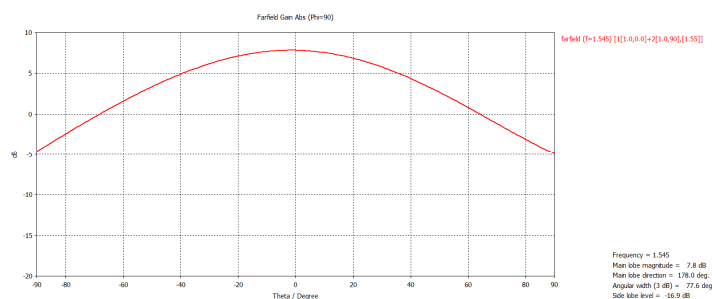


Слика 4.14. - Појачање ортогоналне поларизације *patch* антене у нултој азимутној равни на L опсегу.

Као што се види с дијаграма, појачање је за 1,5 dBi веће од оног на UHF опсегу али дијаграм зрачења показује благу несиметрију. Кросполаризација је врло добра и

4. Избор антенског система

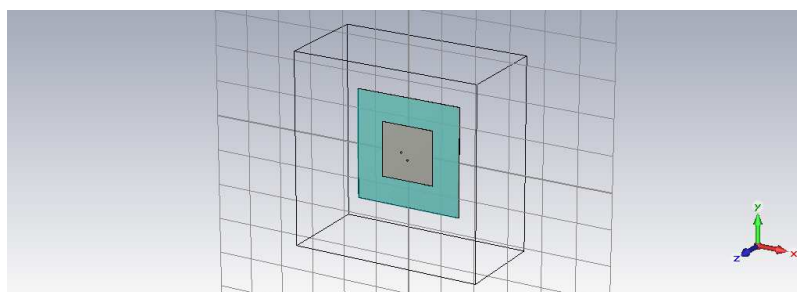
при највећим елевационим угловима. Нешто симетричнији дијаграм зрачења добија се у ортогоналној азимутној равни (слика 4.15), али је општи закључак да и на овом опсегу појачање на 60° износи 0 dBi.



Слика 4.15. - Појачање *patch* антене у азимутној равни од 90° на *L* опсегу.

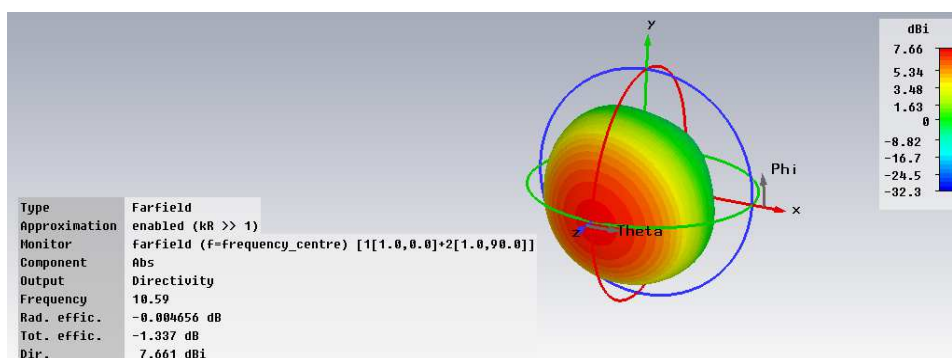
4.1.4 Ускопојасни антенски елемент предајника на *X* опсегу

На слици 4.16 види се *patch* антена на меком супстрату, прилагођена за рад на фреквенцији 10 GHz. Намењена је за рад с кружно поларисаним таласима.



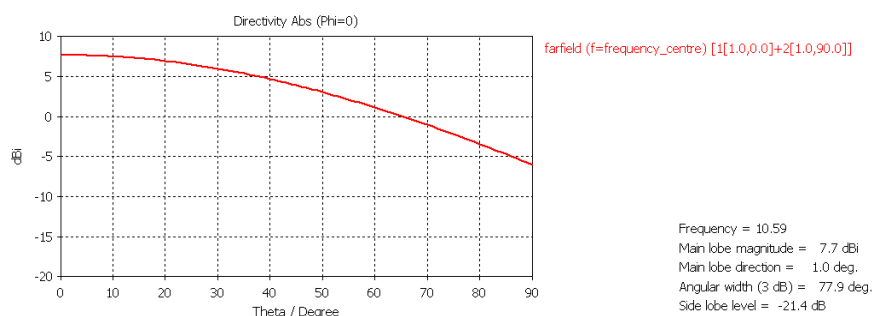
Слика 4.16. - Симулациони модел *patch* антене на *X* опсегу.

Тродимензионални дијаграм зрачења приказан је на слици 4.17.



Слика 4.17. - Тродимензионални дијаграм зрачења patch антене на 10 GHz.

Дијаграм зрачења у нултој азимутној равни дат је на слици 4.18. Види се да појачање антене са 7,66 dBi пада на 0 dBi на елевационом углу од 65° . Како је дијаграм зрачења симетричан по углу азимута, приказан је дводимензионални дијаграм само у нултој азимутној равни.



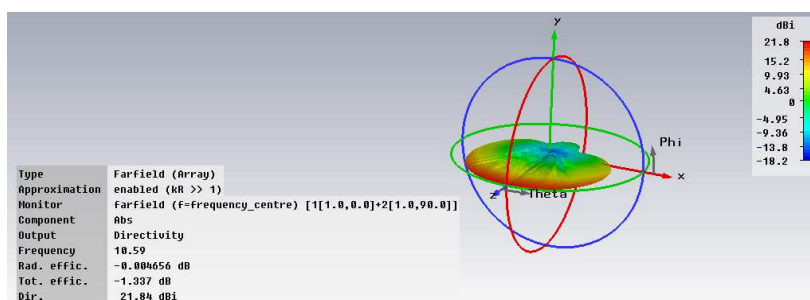
Слика 4.18. - Пад појачања patch антене на 10 GHz у нултој азимутној равни.

4.1.5 Линеарни предајни антенски низ на X опсегу

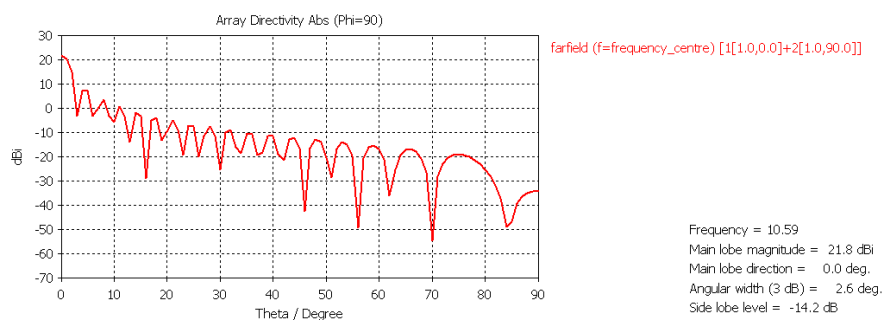
На вишим фреквенцијама слабљење услед мале таласне дужине може се компензовати великим појачањем пријемних антена чије би физичке димензије биле реда величине антена на нижим фреквенцијама али које би имале неупоредиво више зрачећих елемената и морале би имати неупоредиво више (уских) снопова од антена на нижим фреквенцијама [52, 53]. За формирање много снопова с много зрачећих елемената била би неопходна процесорска снага која далеко премашује процесорске снаге данашњих FPGA кола. Због тога се процес формирања снопа на високим фреквенцијама може реално остварити само на једнодимензионалним антенским низовима [54]. У једнодимензионалном систему с више снопова предајник може бити реализован као линеарни низ који има широк дијаграм зрачења у једној равни и

4. Избор антенског система

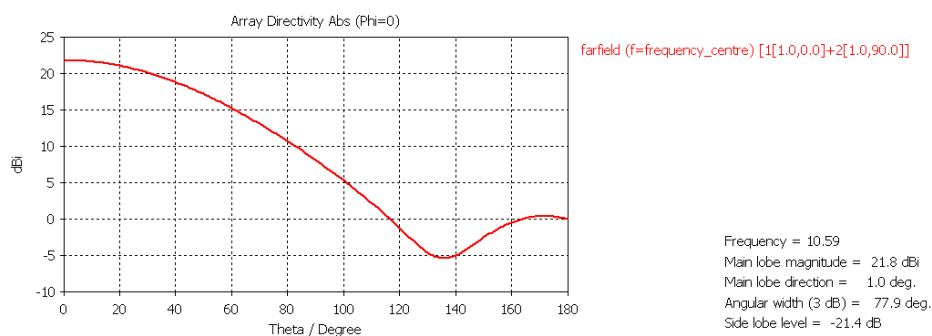
узак дијаграм зрачења у ортогоналној равни. Дијаграм зрачења 32 линеарно поређане *patch* антене на 10 GHz дат је на слици 4.19. На сликама 4.20 и 4.21 приказани су дводимензионални дијаграми зрачења овог низа у два ортогоналним равнима. С дијаграма се види да појачање оваквог предајног низа пада са 21,8 dBi на 18 dBi при углу азимута од 45^0 те на 15 dBi при углу азимута од 60^0 .



Слика 4.19. - Тродимензионални дијаграм зрачења 32 линеарно постављене *patch* антене.



Слика 4.20. - Дводимензионални дијаграм зрачења 32 линеарно постављене *patch* антене у вертикалној равни.



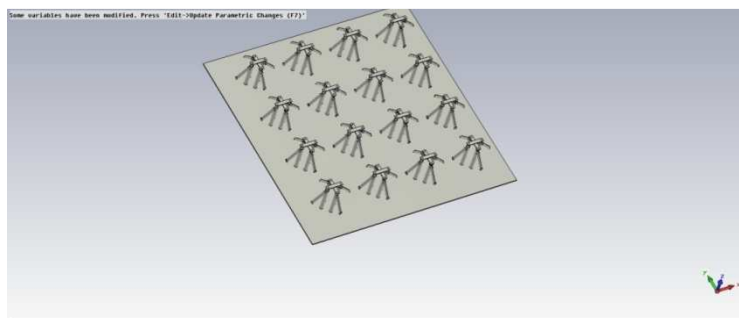
Слика 4.21. - Дводимензионални дијаграм зрачења 32 линеарно постављене *patch* антене у хоризонталној равни.

4.2 Пријемне антене

Основна разлика између пријемних и предајних антена јесте то што пријемне антене морају имати много веће појачање од предајних. Пријемни антенски елементи морају имати исту поларизацију као и предајна антена. Снопови антене се формирају на дигиталном нивоу. Приказ могућих решења пружиће увид у реално остварива појачања антенских низова и решетки. Број елемената треба минимизовати јер, да би се формирао сноп, сигнал са сваког зрачећег елемента мора бити анализиран.

4.2.1 Широкопојасна планарна антенска решетка на UHF опсегу

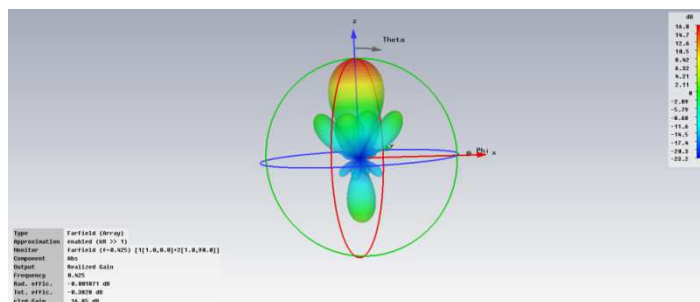
Широкопојасна антенска решетка на UHF опсегу састоји се од укрштених дипола поређаних у решетку (слика 4.22).



Слика 4.22. - Антенска решетка укрштених дипола 4×4.

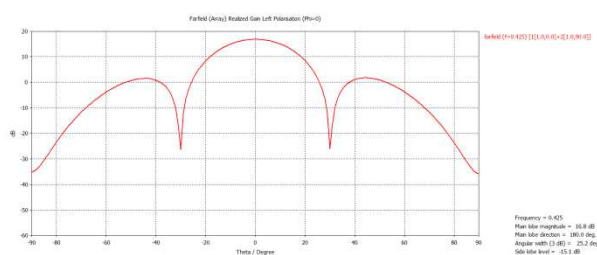
Тродимензионални дијаграм зрачења приказан је на слици 4.23.

4. Избор антенског система

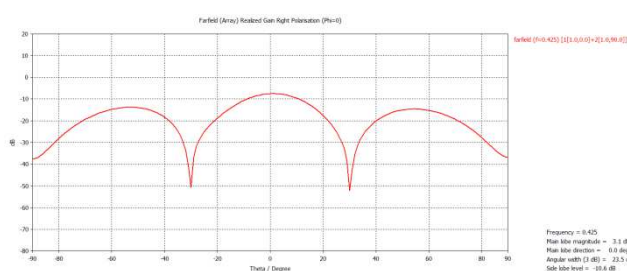


Слика 4.23. - Тродимензионални дијаграм зрачења решетке укрштених дипола 4×4 , када су побуде антена синфазне.

Са слике се види да је максимално појачање решетке 16,8 dBi. Дводимензионални дијаграм зрачења за обе поларизације дат је на сликама 4.24. и 4.25.



Слика 4.24. - Појачање решетке 4×4 укрштених дипола у левој циркуларној поларизацији.

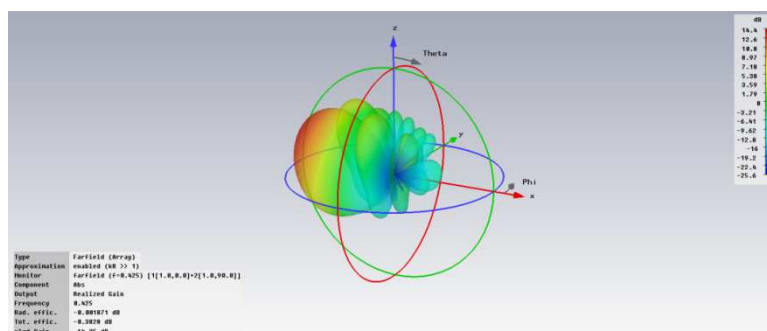


Слика 4.25. - Појачање решетке 4×4 укрштених дипола у десној циркуларној поларизацији.

Са слика се види да је однос леве и десне поларизације преко 20 dB у опсегу углова од $\pm 20^\circ$. Главни лист десне поларизације од 3,1 dBi је на елевационом углу од 180° , што се уочава и на тродимензионалном дијаграму зрачења.

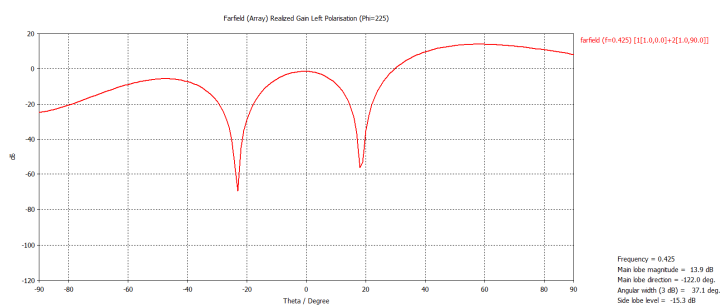
4. Избор антенског система

Да би се сигнали који долазе из правца с елевационим углом од 60^0 примили с највећим појачањем антене, потребно је сигнале који су примљени на појединим елементима помножити одговарајућим коефицијентима. Дијаграм зрачења се тада значајно деформише али максимум дијаграма налази се у одговарајућој елевационој равни. Слика 4.26. приказује тродимензионални дијаграм зрачења за овај случај.



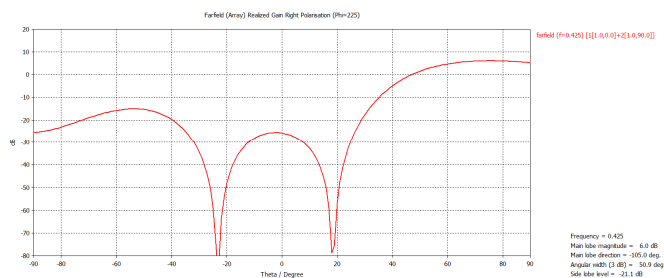
Слика 4.26. - Тродимензионални дијаграм зрачења решетке 4×4 када прима сигнал из елевационог угла од 60^0 .

Симулиран је дијаграм зрачења за азимутни угао од 45^0 . Да би се сноп померио у азимутну раван од 45^0 потребно је у побуде елемената увести помераје фазе по обе ортогоналне осе којима је дефинисана раван у којој лежи антена. То је сложенији случај од случаја када се сноп налази у азимутним равнима од 0^0 или 90^0 јер је у последња два случаја у ствари реч о једnodимензионалном померању снопа. Види се да је појачање спало на 14,4 dBi. На сликама 4.27 и 4.28 дат је дводимензионални дијаграм зрачења у левој и десној поларизационој равни.



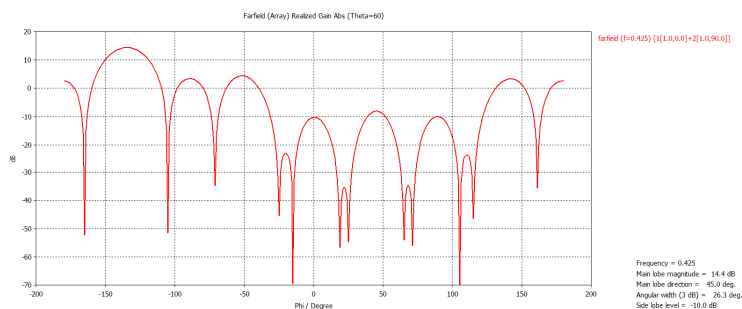
Слика 4.27. - Појачање антене у левој циркуларној поларизацији код решетке 4×4 , када се прима сигнал из елевационе равни од 60^0 и азимутне равни од 45^0 .

4. Избор антенског система



Слика 4.28. - Појачање антене у десној циркуларној поларизацији код решетке 4×4 , када се прима сигнал из елевационе равни од 60° и азимутне равни од 45° .

Види се да однос поља у левој и десној циркуларној поларизацији при елевационом углу од 60° износи само 10 dB. Због тога што појачање у ортогоналној равни није занемариво, појачање у левој циркуларној поларизацији је изгубило 0,5 dB у односу на максимално појачање поља. На слици 4.29. дато је појачање по азимутној равни за константну елевациону раван од 60° .

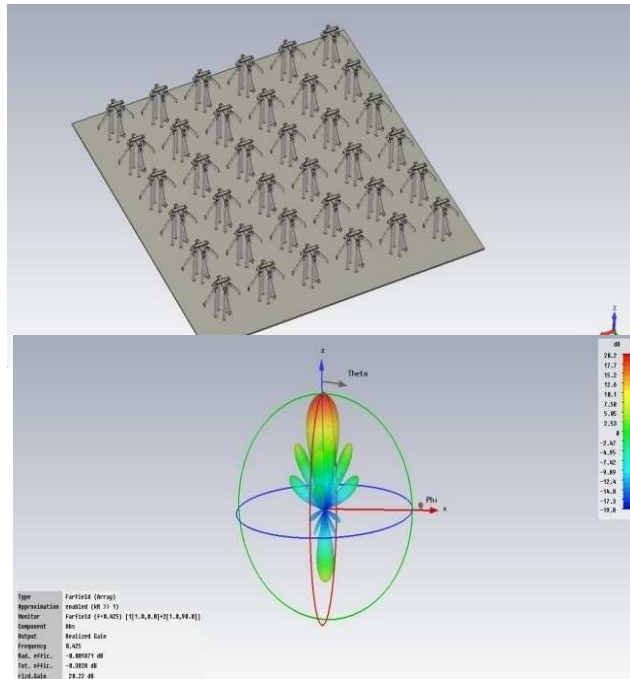


Слика 4.29. - Појачање антенске решетке 4×4 у елевационој равни од 60° у целом кругу азимута.

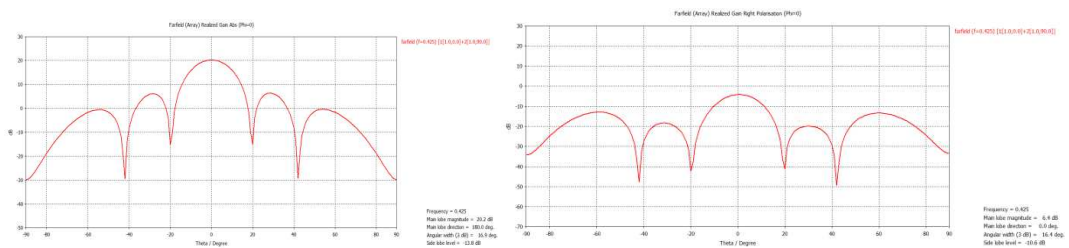
Горњи дијаграми нису само важни да би се проценио домет радара већ и да би се могла проценити угловна резолуција с којом ће се формирати пријемни снопови.

Сличне симулације извршене су и за низове 6×6 и 8×8 елемената. На следећим сликама приказани су дијаграми зрачења који одговарају решетки 6×6 елемената.

4. Избор антенског система

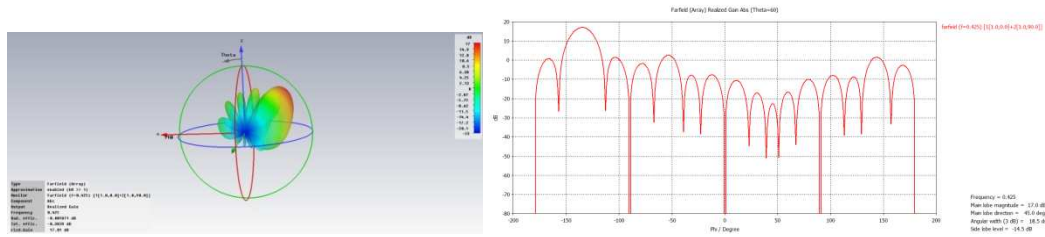


Слика 4.30. - Антенска решетка 6×6 укрштених дипола и њен тродимензионални дијаграм зрачења при нултом елевационом углу.

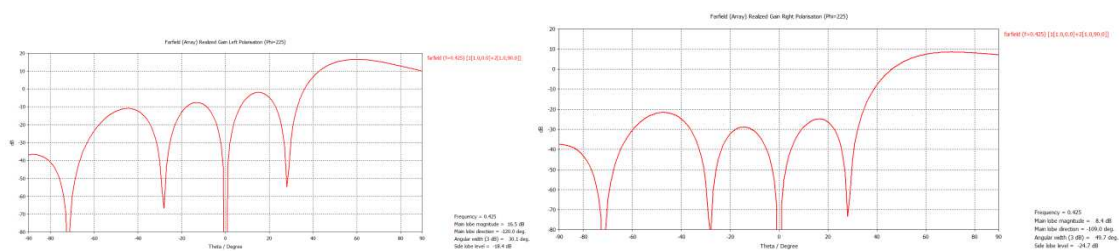


Слика 4.31. - Дводимензионални дијаграм зрачења антенске решетке 6×6 укрштених дипола при нултом елевационом углу у десној и левој циркуларној поларизацији.

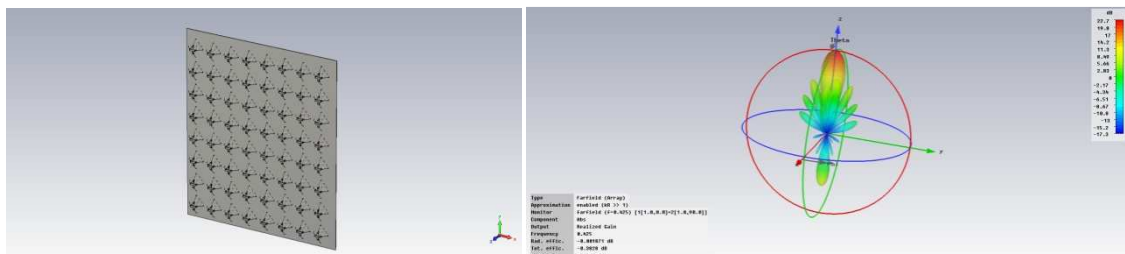
4. Избор антенског система



Слика 4.32. - Тродимензионални дијаграм зрачења од 6×6 укрштених дипола у азимутној равни од 45° и дводимензионални дијаграм зрачења у елевационој равни од 60° .

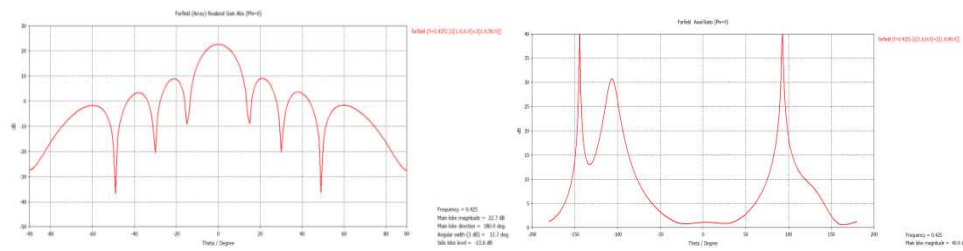


Слика 4.33. - Појачање антене у левој и десној циркуларној поларизацији код решетке 6×6 укрштених дипола када се прима сигнал из азимутне равни од 45° .

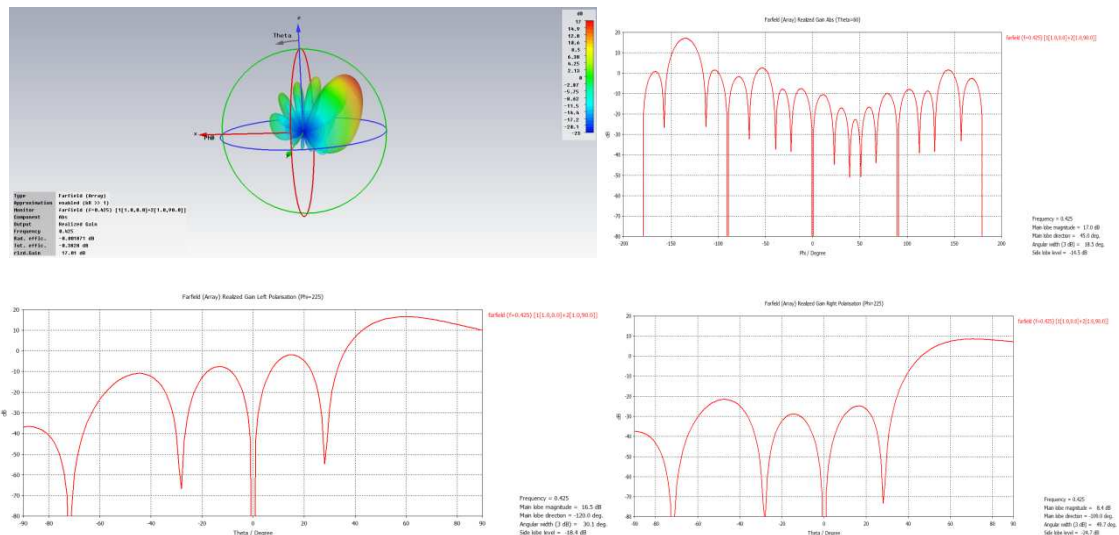


Слика 4.34. - Антенска решетка 8×8 укрштених дипола и њен тродимензионални дијаграм зрачења при нултом елевационом углу.

4. Избор антенског система



Слика 4.35. - Дводимензионални дијаграм зрачења антенске решетке 8×8 укрштених дипола при нултом елевационом углу у десној и левој циркуларној поларизацији и однос кросполаризације.

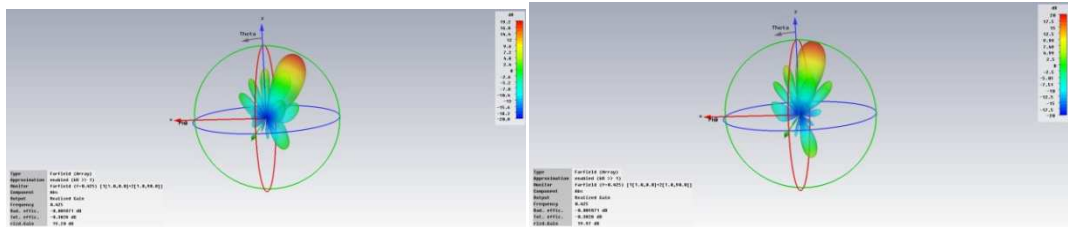


Слика 4.36. - Тродимензионални дијаграм зрачења од 8×8 укрштених дипола у азимутној равни од 45° и дводимензионални дијаграм зрачења у елевационој равни од 60° и појачање антене у левој и десној циркуларној поларизацији код решетке 6×6 укрштених дипола када се прима сигнал из елевационе равни од 60° и азимутне равни од 45° .

Претходни дијаграми показују да се пад појачања антенских решетке повећава са повећањем решетке и да се добра кросполаризација не може одржати на великим елевационим угловима. Такође је показана драстична деформација снопа и његово проширење у елевационој равни док се ширина снопа у азимутној равни одржава приближно константном и при великим елевационим угловима.

4. Избор антенског система

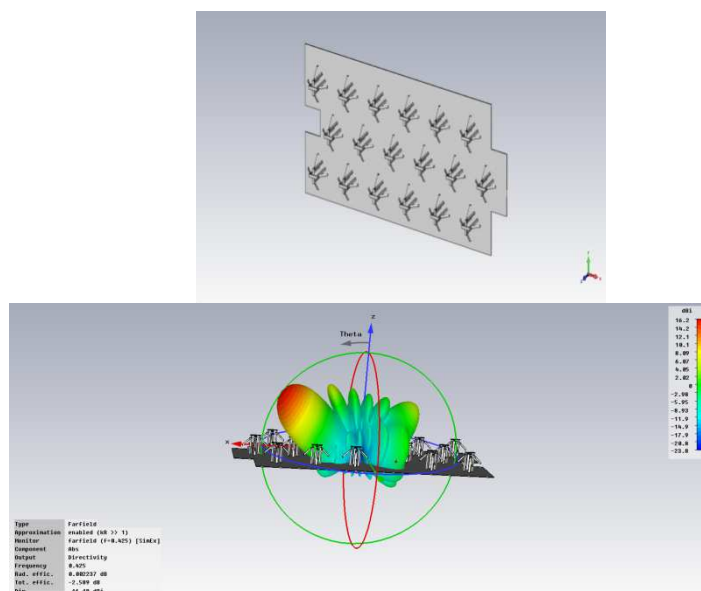
Тродимензионални дијаграми зрачења за два елевациона угла антенске решетке 6×6 који нису на екстремним вредностима од 60^0 и 0^0 приказани су на следећој слици.



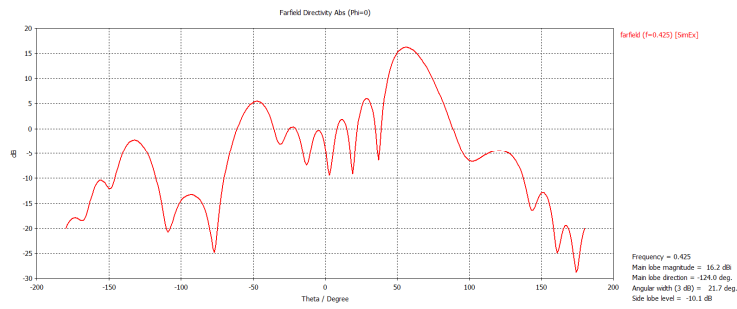
Слика 4.37. - Тродимензионални дијаграм зрачења 6×6 укритених дипола у елевационим равнинама од 30^0 и 15^0 .

Слика 4.37 показује да при средњим елевационим угловима не долази до велике деформације снопа.

Поред правилних антенских решетки ради обликовања дијаграма зрачења могу се употребити и другачији облици решетке као овај приказан на слици 4.38. Она са мање елемената одржава појачање у уском опсегу азимутних равни а поседују и мање бочне листове и мања изобличења снопа у елевационој равни.



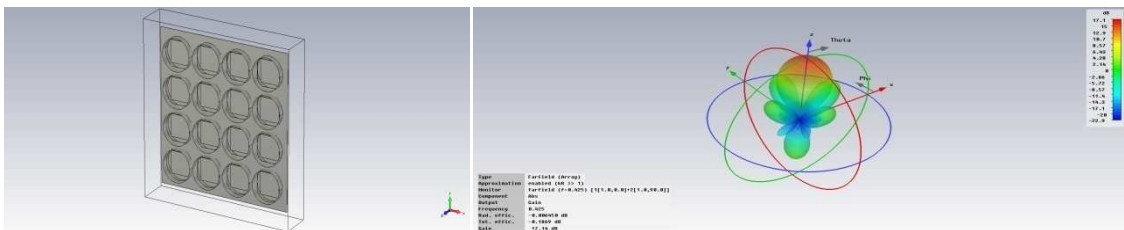
4. Избор антенског система



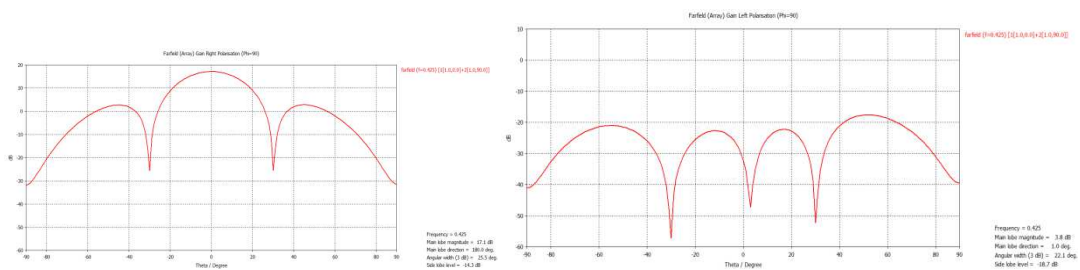
Слика 4.38. - Антенска решетка од 6×3 укрштених дипола која поседује исто појачање као и решетка 6×6 али само у уском опсегу азимутних равни и дводимензионални дијаграм зрачења антенске решетке од 6×3 укрштених дипола.

4.2.2 Ускопојасна планарна антенска решетка на UHF опсегу

Сличне резултате показује симулација антенске решетке састављене од низа ускопојасних елемената.

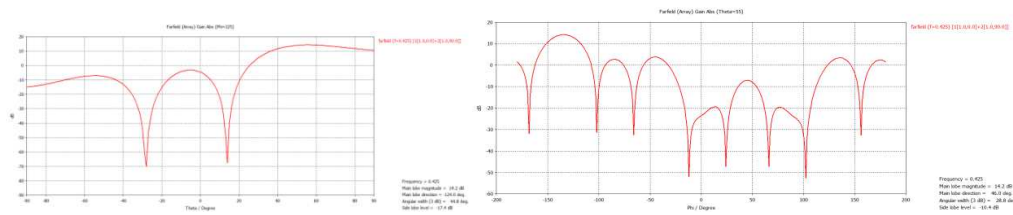


Слика 4.39. - Антенска решетка 4×4 patch антена и тродимензионални дијаграм зрачења.

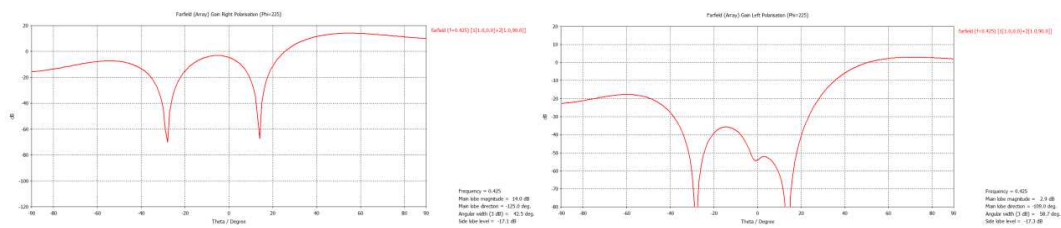


Слика 4.40. - Дијаграм зрачења десне и леве циркуларне поларизације антенске решетке 4×4 patch антена при синфазној побуди елемената.

4. Избор антенског система

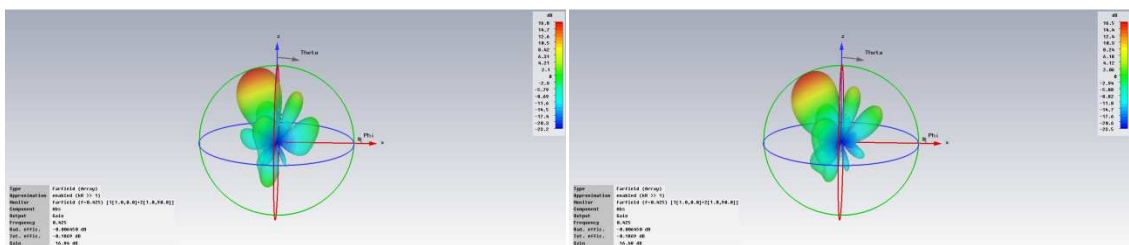


Слика 4.41. - Појачање антенске решетке 4×4 patch антена у азимутном и елевационом пресеку при пријему сигнала у под екстремно великом елевацијом.



Слика 4.42. - Појачање антенске решетке 4×4 patch антена у левој и десној поларизационој равни при пријему сигнала у екстремно великом елевационом равни.

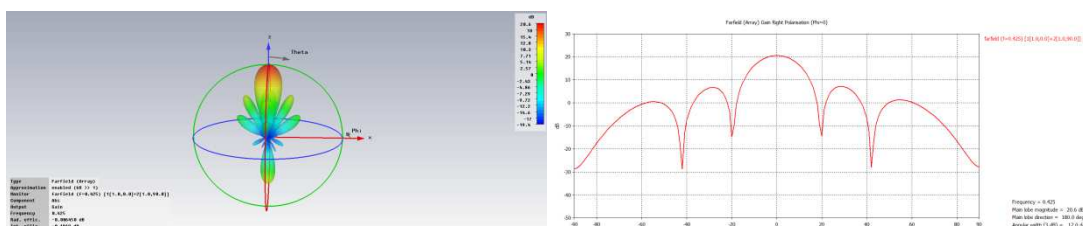
С горњих слика види се да зрачећи елементи и решетка имају добру кросполаризацију при пријему сигнала у нултом елевационом углу, али она се у широком углу зрачења драстично погоршава при пријему сигнала у екстремним елевационим угловима. Деформације снопа на мањим елевационим угловима значајно је мања. На следећим сликама приказани су тродимензионални дијаграми за мање елевационе углове.



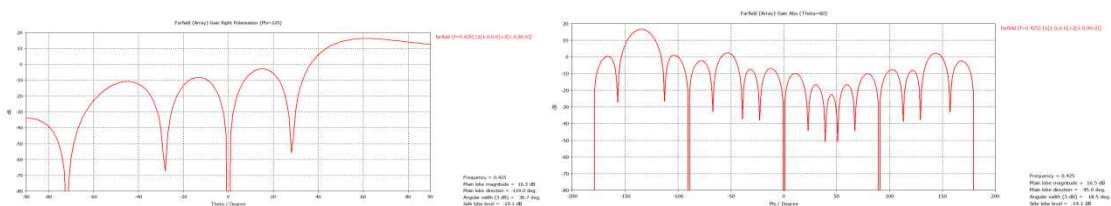
Слика 4.43. - Дијаграм зрачења антенске решетке 4×4 patch антена при мањим елевационим угловима.

На следећим сликама су приказане најбитније карактеристике дијаграма зрачења антенских решетке 6×6 и 8×8 .

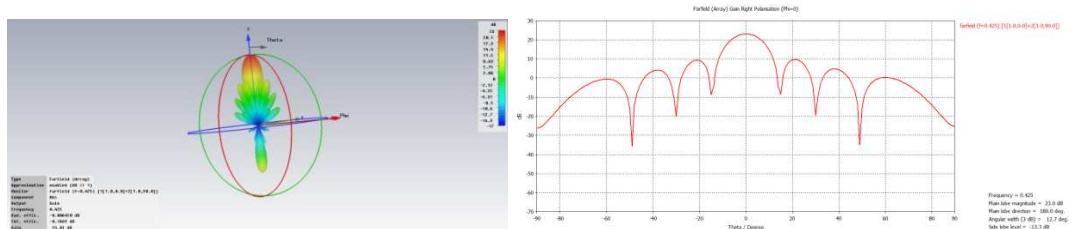
4. Избор антенског система



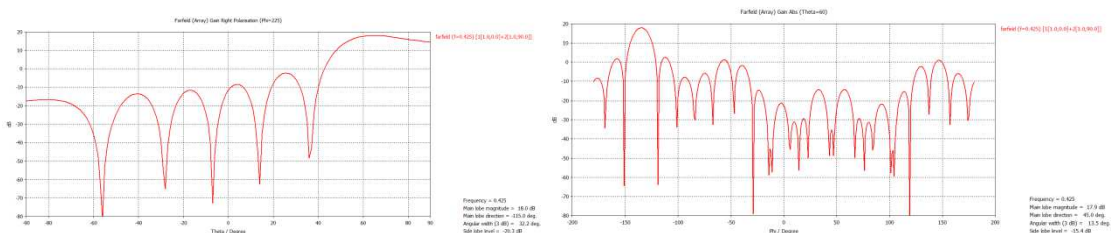
Слика 4.44. - Дијаграм зрачења антенске решетке 6×6 patch антена при синфазној побуди.



Слика 4.45. - Дијаграм зрачења антенске решетке 6×6 patch антена у азимутној и елевационој равни при елевационом углу од 60.0°



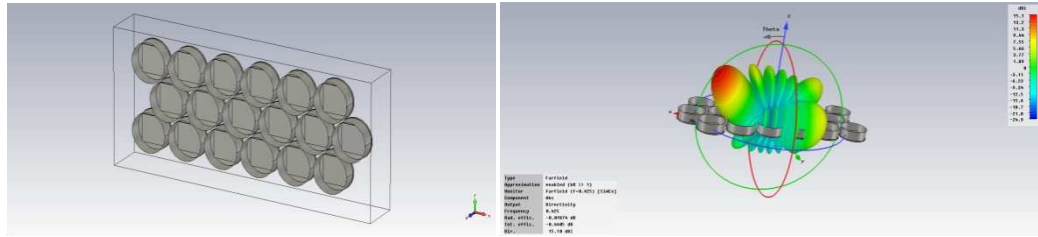
Слика 4.46. - Дијаграм зрачења антенске решетке 8×8 patch антена при синфазној побуди.



Слика 4.47. - Дијаграм зрачења антенске решетке 8×8 patch антена у азимутној и елевационој равни при елевационом углу од 60.0°

И код ускопојасних patch антена могу се побољшати дијаграми зрачења уколико се измени распоред елемената или реализују несиметричне решетке. Дијаграм зрачења решетке од 6×3 patch антена приказан је на слици.

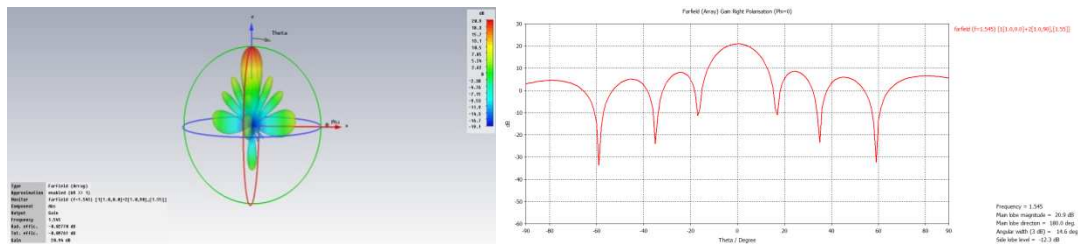
4. Избор антенског система



Слика 4.48. - Антенска решетка од 6×3 patch елемената која има исто појачање као и решетка 6×6 , али само у уском опсегу азимутних равни.

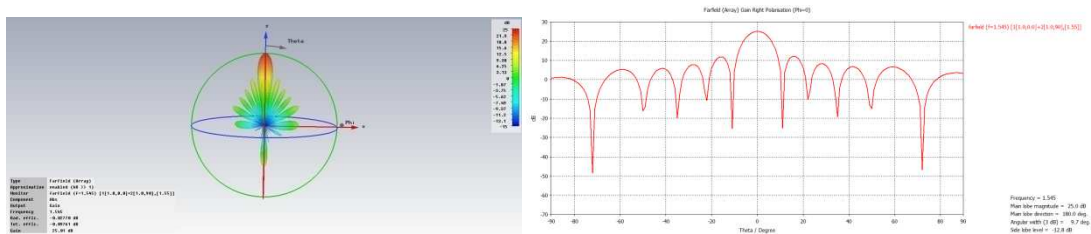
4.2.3 Ускопојасна планарна антенска решетка на L опсегу

Резултати симулације антенске решетке на L опсегу показују исто понашање решетке као и на UHF опсегу, с тим што решетке имају веће појачање.

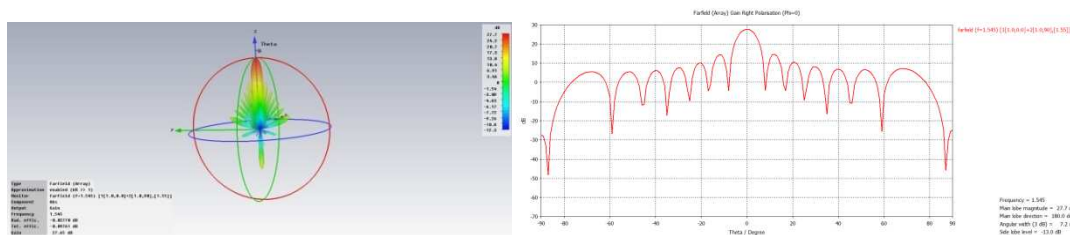


Слика 4.49. - Тродимензионални и дводимензионални дијаграм зрачења антенске решетке 4×4 patch елемената на L опсегу при нултом елевационом углу.

Пад појачања антенске решетке пропорционалан је оном на UHF опсегу тако да га нећемо овде приказивати. Приказана су још и појачања антенских решетки 6×6 елемената и 8×8 елемената.



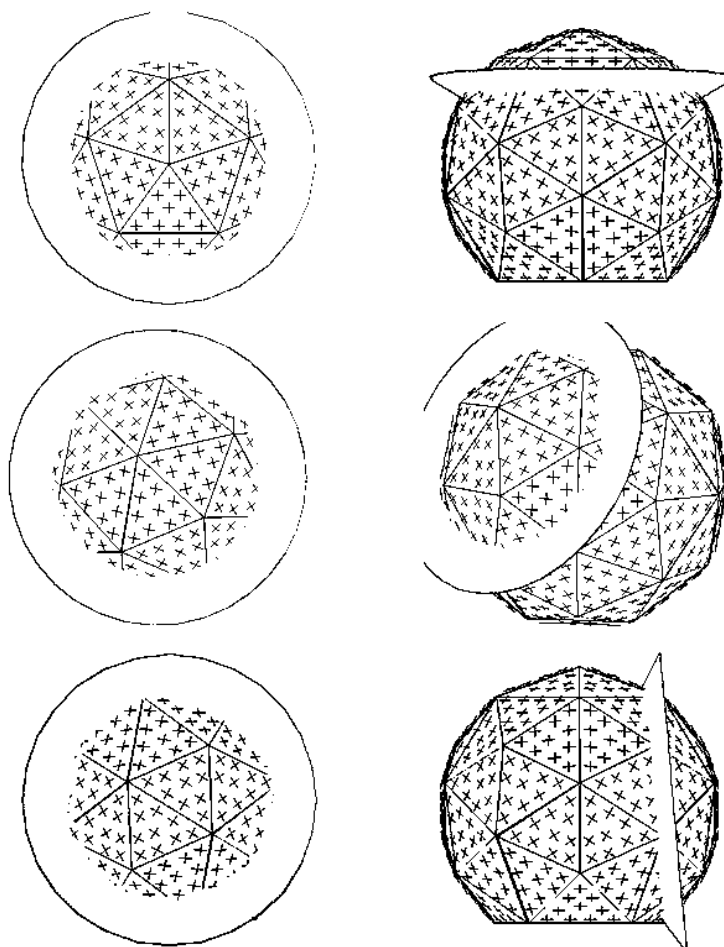
Слика 4.50. - Тродимензионални и дводимензионални дијаграм зрачења антенске решетке 6×6 patch елемената на L опсегу при нултом елевационом углу.



Слика 4.51. - Тродимензионални и дводимензионални дијаграм зрачења антенске решетке 8×8 patch елемената на L опсегу при нултом елевационом углу.

4.2.4 Конформна ускопојасна сферна антенске решетка на L опсегу

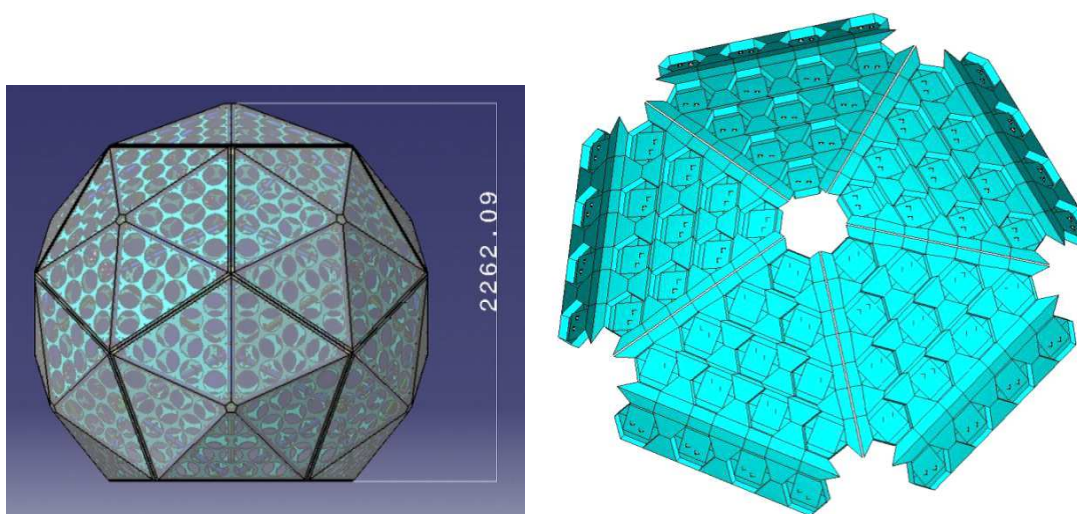
Димензије антена на L и S опсегу дозвољавају реализацију конформних решетки [55]. Конформне антенске решетки могу бити састављене од низа равних антенских решетки које су међусобно поређане под неким угловима (реализација у облику зарубљене пирамиде) или у облицима када сваки елемент стоји под одређеним углом у односу на суседне (укрштени диполи или *patch* елементи поређани по површини лопте). Прво решење подразумева веће губитке (уколико се сигнал прима само једном равном антенском решетком) или веће димензије решетки и већи број елемената антене који учествују у формирању снопа (ако се сноп формира помоћу више равних антенских решетки). Сферна конфигурација може се апроксимирати комбинацијом механичког померања антене и електронског формирања снопа при малим елевационим угловима [56, 57]. Тиме се у сферној конфигурацији постиже формирање снопова с малим губицима, независно од елевационог угла. Појачање сферне антене може се апроксимирати појачањем равне антенске решетки умањеним за 2 dBi – 3 dBi јер елементи на ободу скупа елемената који формира сноп „виде“ правац снопа под својим великим елевационим углом. У раду су приказани резултати пуне тродимензионалне симулације. Принцип формирања снопа дат је на следећој слици. Као зрачећи елементи се користе *patch* антене приказане у претходним поглављима.



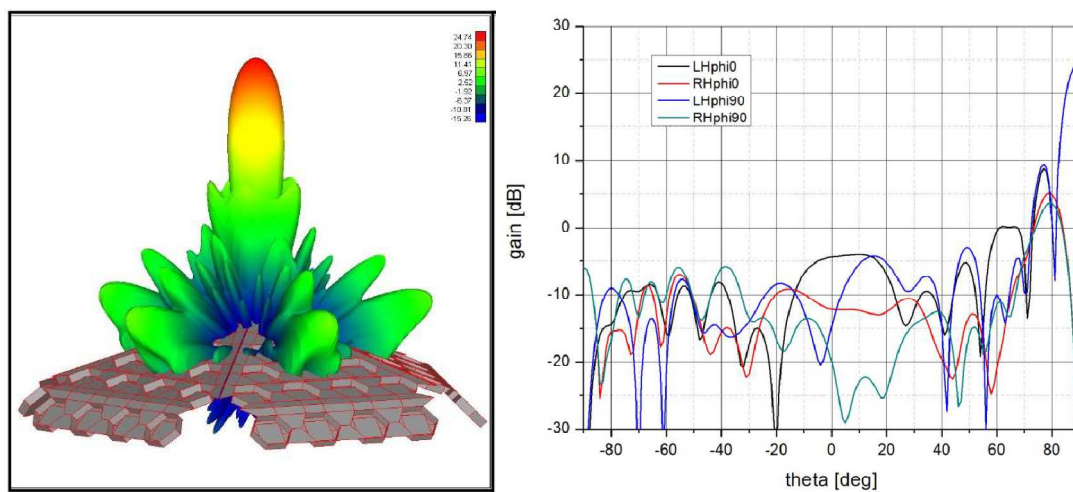
Слика 4.52. - Принцип формирања снопа код конформне антене.

Приказана антена апроксимира сферни облик комбинацијом малих троугластих планарних решетки. У формирању једног снопа учествује неколико троуглова и елементи с неких троуглова по ободу. Зависно од тога који скуп елемената се одабере, формираће се сноп у одређеном смеру. Како је одабир елемената дискретан, за континуално формирање снопова потребно је применити и електронску корекцију, то јест одабрани скуп елемената мора бити у стању да формира електронске снопове у опсегу 15^0 око централне осе. На следећој слици приказан је скуп од 64 елемента који формирају један скуп снопова. Такође је дат тродимензионални дијаграм зрачења таквог скупа.

4. Избор антенског система

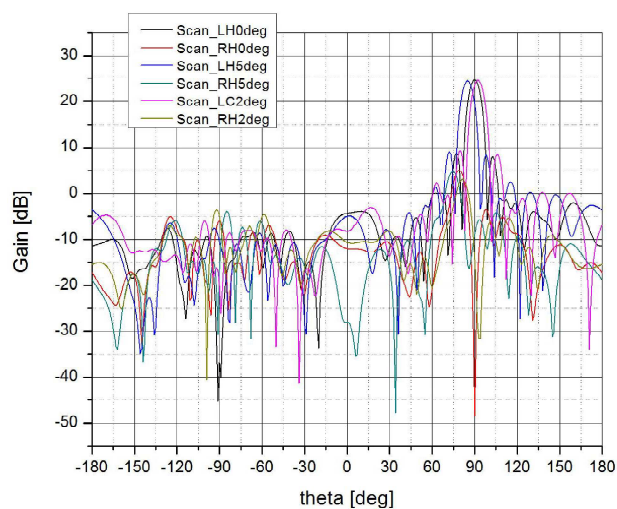


Слика 4.53. - Изглед конформне антене и модела за симулацију дијаграма зрачења.

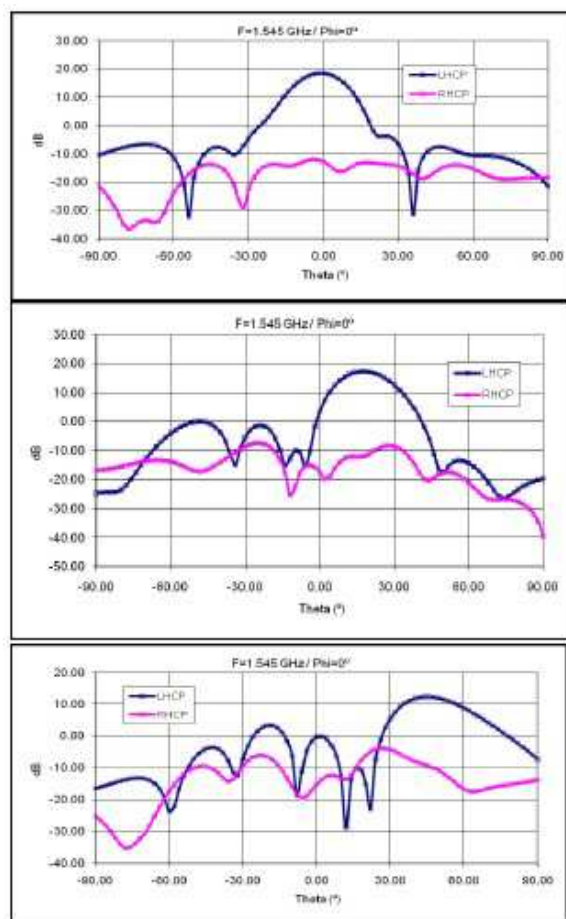


Слика 4.54. - Тродимензионални и дводимензионални дијаграм зрачења конформне антене у оси изабраног скупа елемената.

4. Избор антенског система



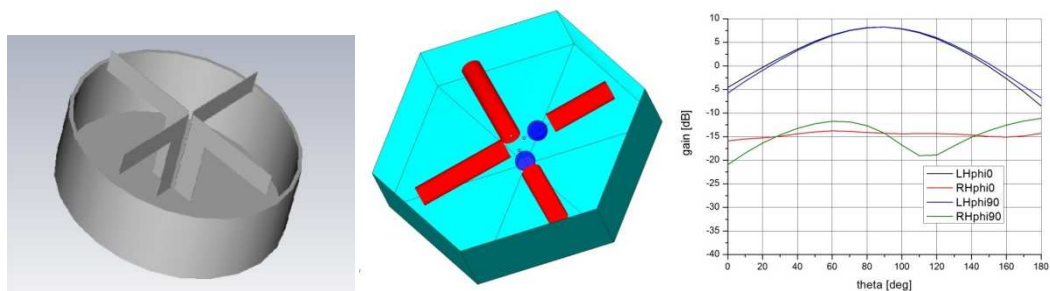
Слика 4.55. - Дијаграм зрачења антене при померању снопа за различите углове у односу на осу од 90.0°



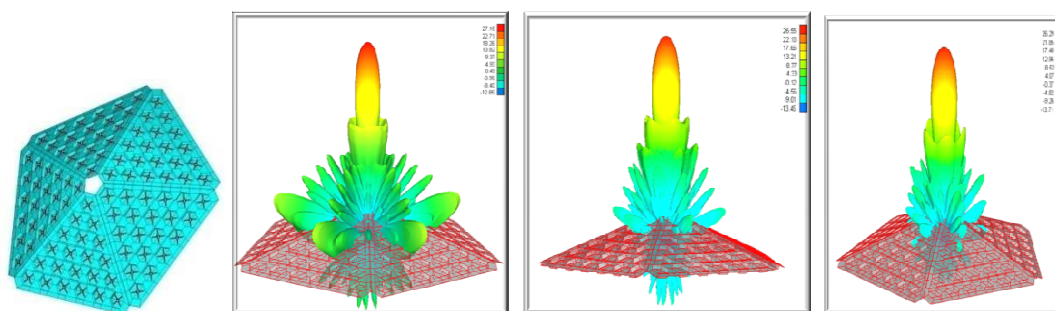
Слика 4.56. - Симулација пада појачања једног троугла од 10 елемената при различитим угловима у односу на осу скупа елемената који формирају сноп.

4.2.5 Сферна широкопојасна антенска решетка на L опсегу

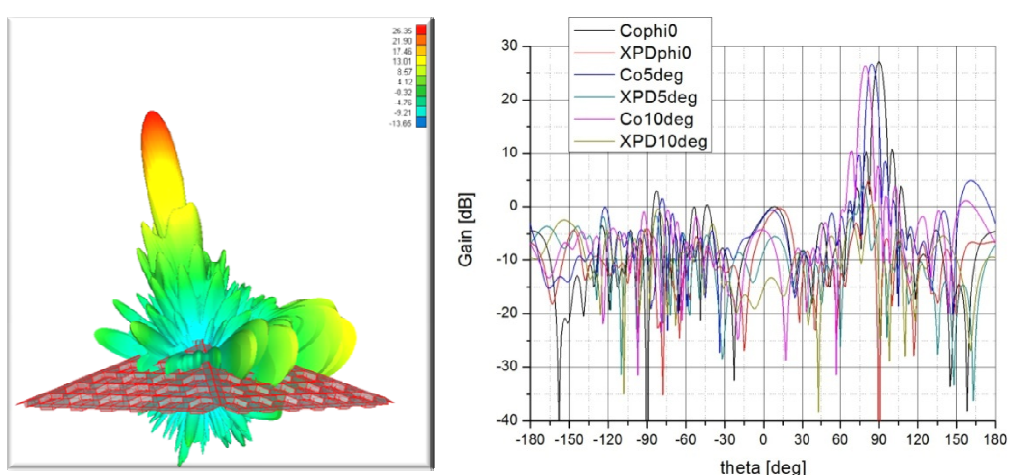
Широкопојасна конформна антена добија се када се *patch* антене у претходној конфигурацији замене укрштеним диполима (приказано на следећој слици).



Слика 4.57. - Поједностављени модел укрштеног дипола на L опсегу и његов дијаграм зрачења.



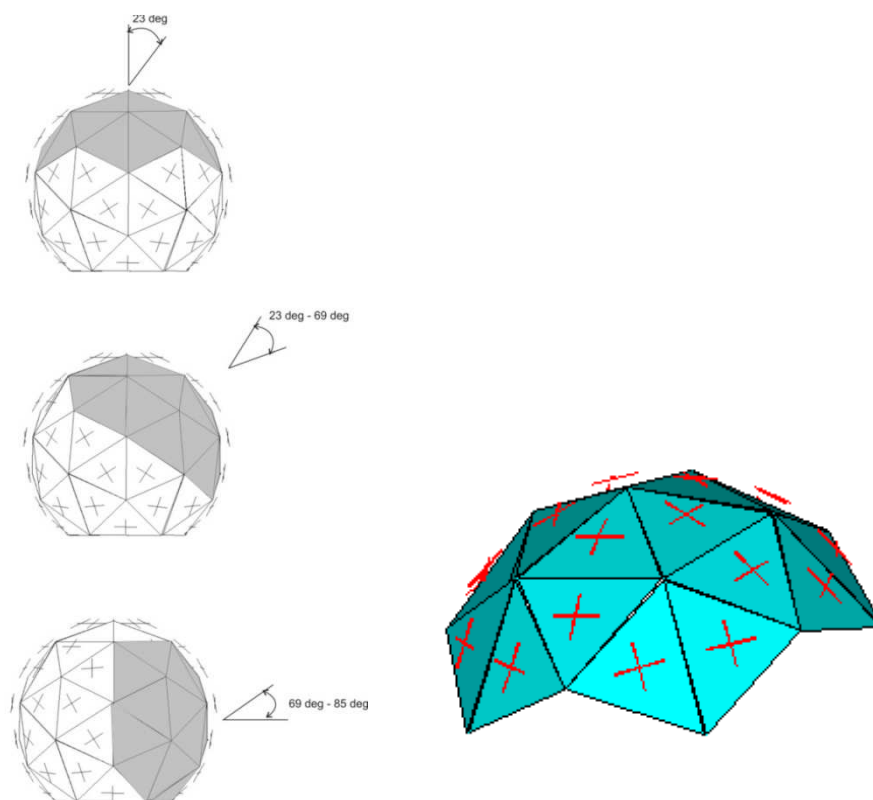
Слика 4.58. - Тродимензионални дијаграми зрачења на 1,6 GHz, 1,3 GHz и 1,15 GHz.



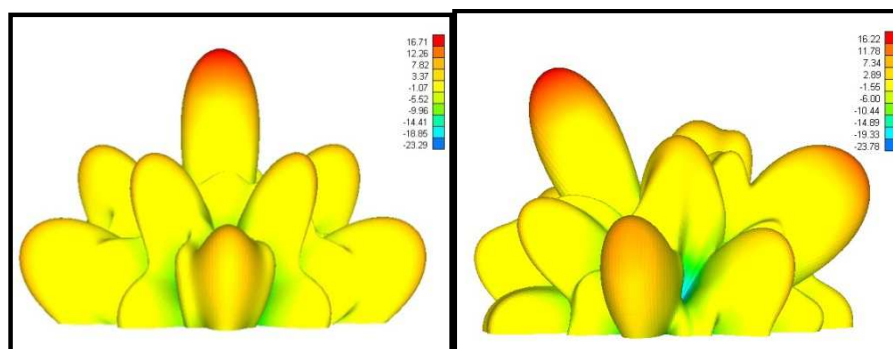
Слика 4.59. - Тродимензионални и дводимензионални дијаграм зрачења у елевационом углу од 10^0 у односу на осу скупа елемената који формирају спон.

4. Избор антенског система

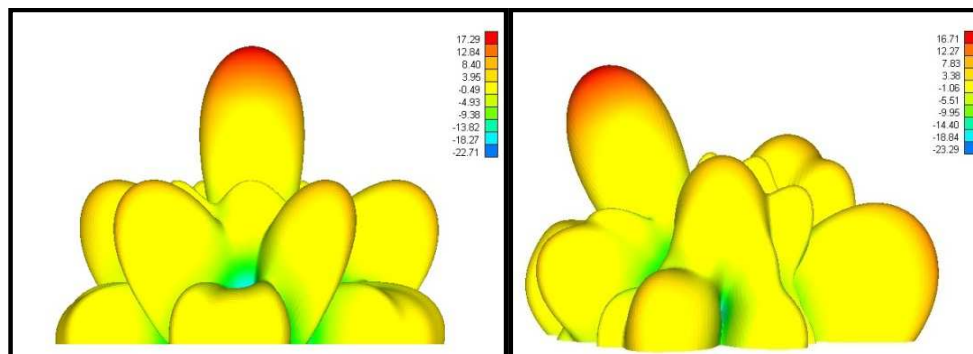
Претходни дијаграми се односе на релативно велику квазисферну антену где је сфера апроксимирана троугаоним планарним структурама. Следеће симулације обављане су на моделу мање антене где нема планарне структуре, то јест где је апроксимација сфере скоро идеална.



Слика 4.60. - Једноставан модел антенске решетке с укрштеним диполима потпуно конформно распоређеним и модел употребљен у симулацији.



Слика 4.61. - Тродимензионални дијаграм зрачења при пријему сигнала у оси и при 23° у елевацији на 1,15 GHz (конформна широкопојасна решетка од 20 елемената).



Слика 4.62. - Тродимензионални дијаграм зрачења при пријему сигнала у оси и при 23° у елевацији на 1,575 GHz (конформна широкопојасна решетка од 20 елемената).

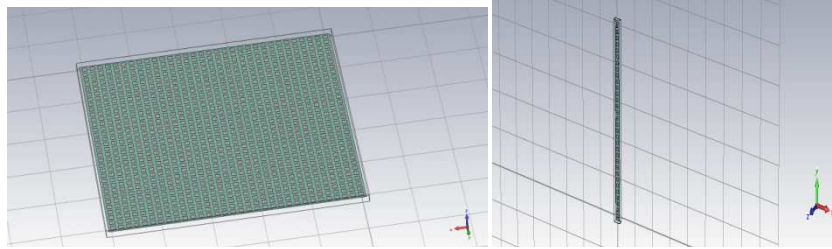
Због релативно малог угла у елевацији под којим антене примају сигнал дозвољено је размакнути зрачеће елементе довољно далеко да би се добило додатно појачање.

4.2.6 Дводимензионални планарни антенски низови с формирањем снопова у једној равни

Антенски низови се деле на праве антенске низове, где су елементи поређани у низ, и антенске решетке с формирањем више снопова у једној равни. У задњем случају линеарни низ у ортогоналној равни може се сматрати једним елементом линеарног низа у равни у којој се формирају снопови [58, 59, 60].

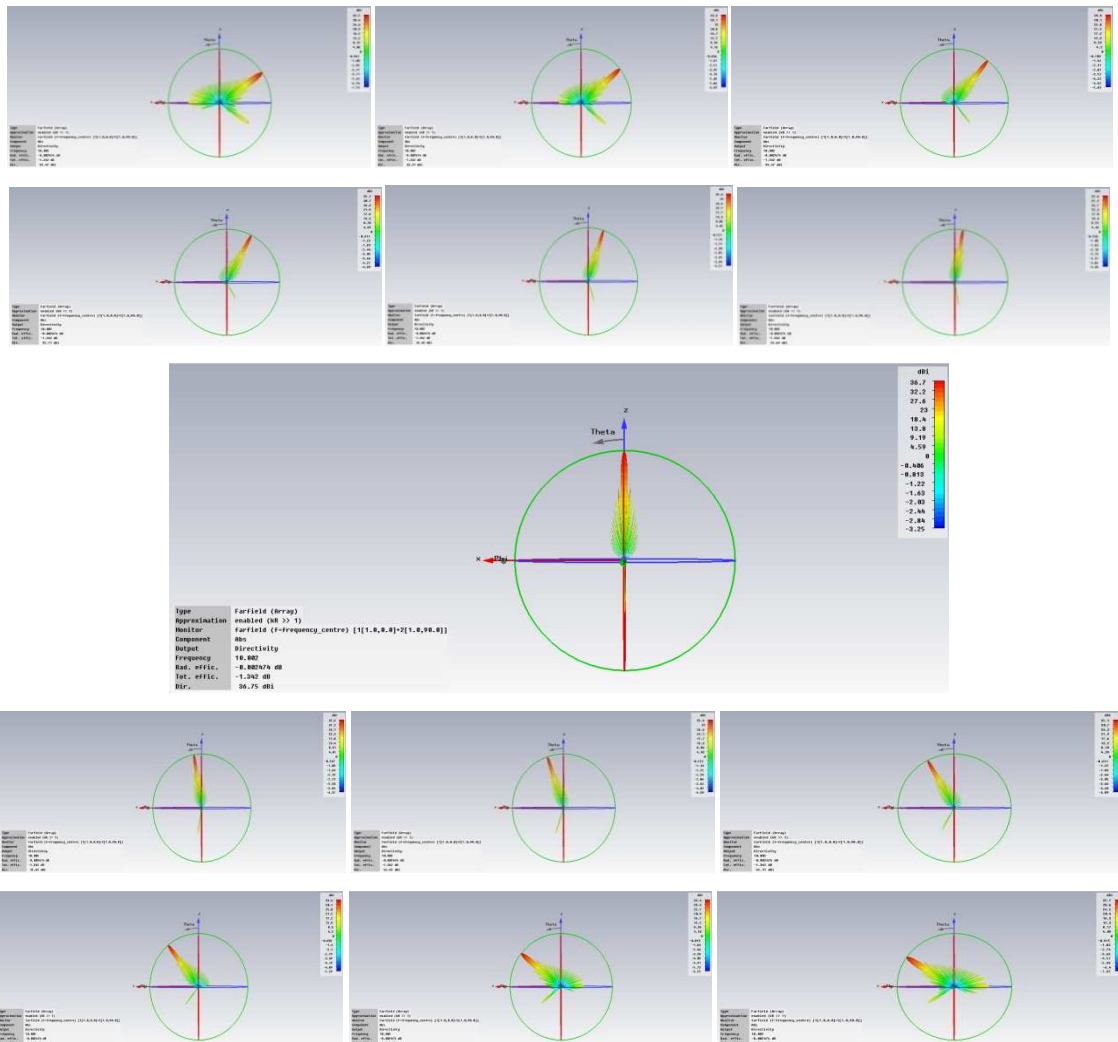
Пример овакве антенске решетке која ради на X опсегу приказан је на слици 4.63.

4. Избор антенског система



Слика 4.63. - Пример антенске решетке од 32×32 patch елемента и један синфазни линеарни низ (дијаграм зрачења дат у делу опредејнику на сликама 4.19, 4.20 и 4.21).

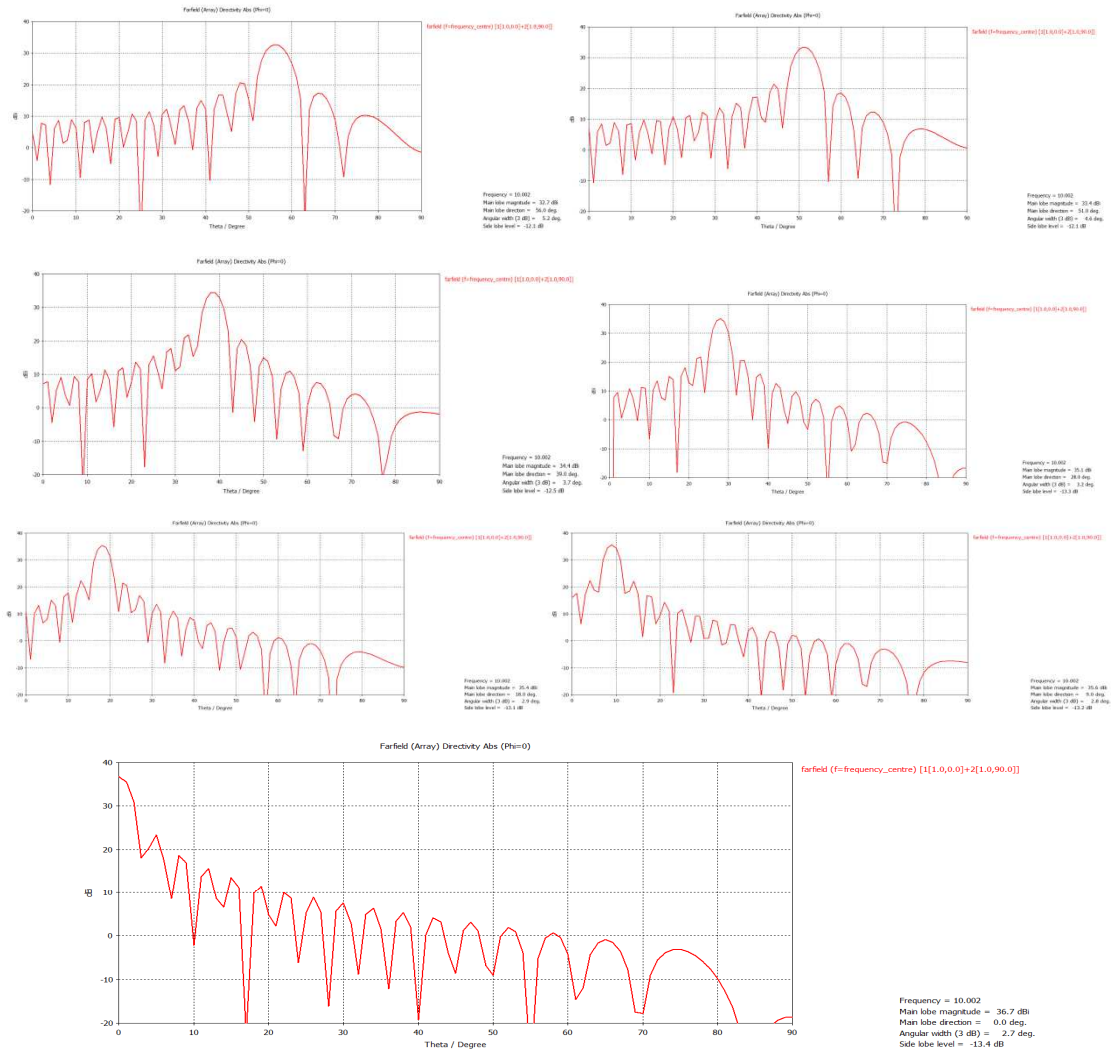
Дијаграми зрачења могућих снопова у азимутној равни дати су су на следећим сликама.



Слика 4.64. - Формирање снопова антенске решетке у хоризонталној равни.

4. Избор антенског система

Снопови који примају сигнале под угловима $\pm 60^\circ$ имају појачање од 32,5 dBi, док је максимално појачање 36,5 dBi. Да би се могла одредити потребна резолуција у формирању снопова користи се дводимензионални дијаграм зрачења за одређене азимутне углове.



Слика 4.65. - Дводимензионални дијаграми снопова антенске решетке на X опсегу у хоризонталној равни.

На основу горњег дијаграма види се да би снап требало формирати на свака 2° угла у азимуту.

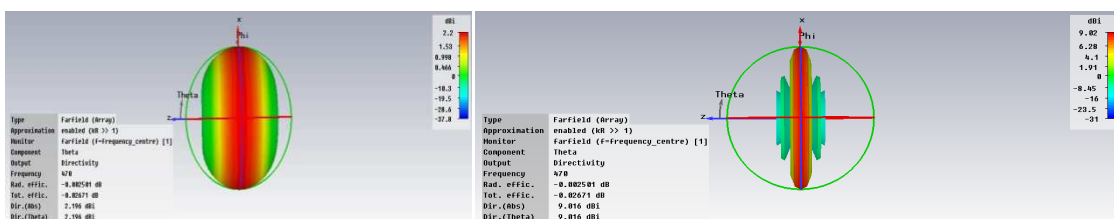
Уколико би се сваки скуп вертикално постављених елемената напајао серијски тада би побуда сваког од тих елемената имала другачију фазу при различитим

4. Избор антенског система

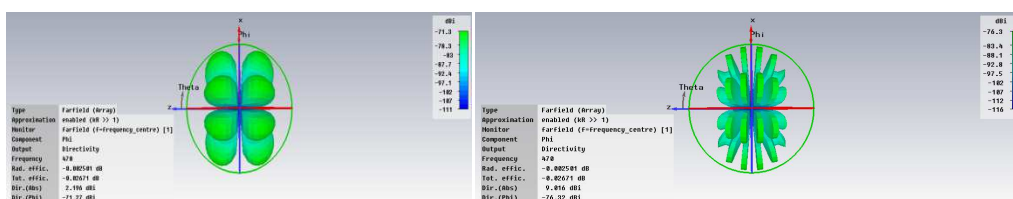
фреквенцијама. Тада би се приликом промене фреквенције рада радара скуп снопова (расподељених по азимутној равни) померао у елевацији [61].

4.2.7 Једнодимензионални антенски низови с формирањем снопова у једној равни

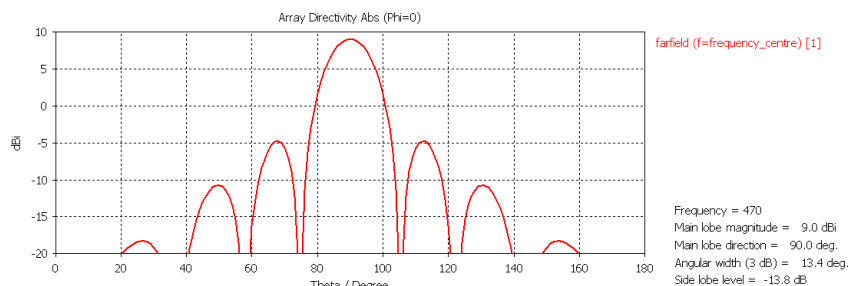
Најпростији низ састављен је од дипола који су постављени у низу, тако да је спрезање између њих најмање, то јест сваки дипол је постављен у нули електричног и магнетског поља осталих дипола. Једна реализација је приказана у [62]. Дијаграм зрачења једног дипола и низа од 8 дипола представљени су на следећим сликама.



Слика 4.66. - Дијаграм зрачења (линеарна компонента) простог дипола и комбинације 8 дипола.



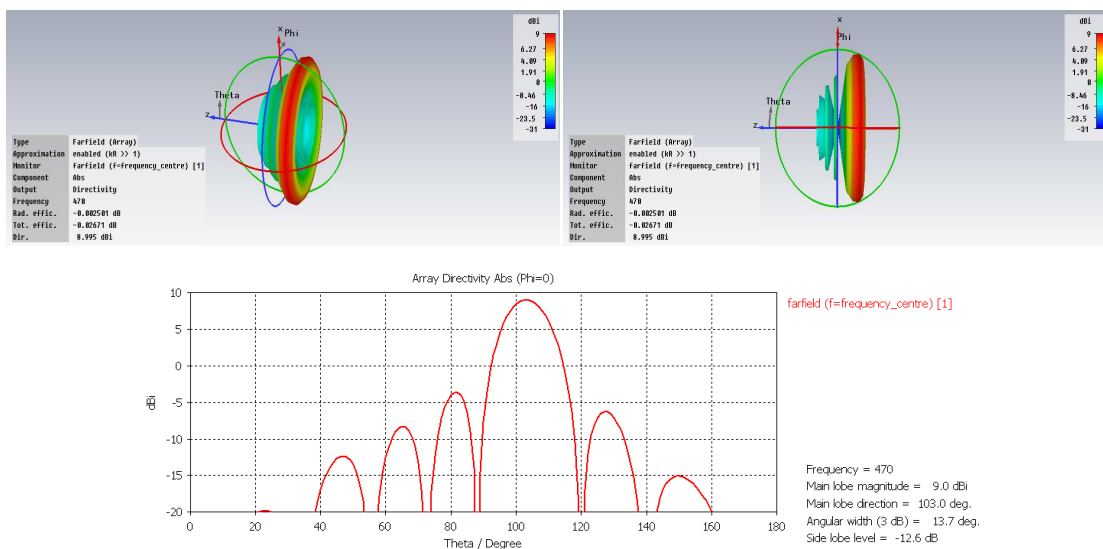
Слика 4.67. - Дијаграм зрачења (ортогонална компонента) простог дипола и комбинације 8 дипола.



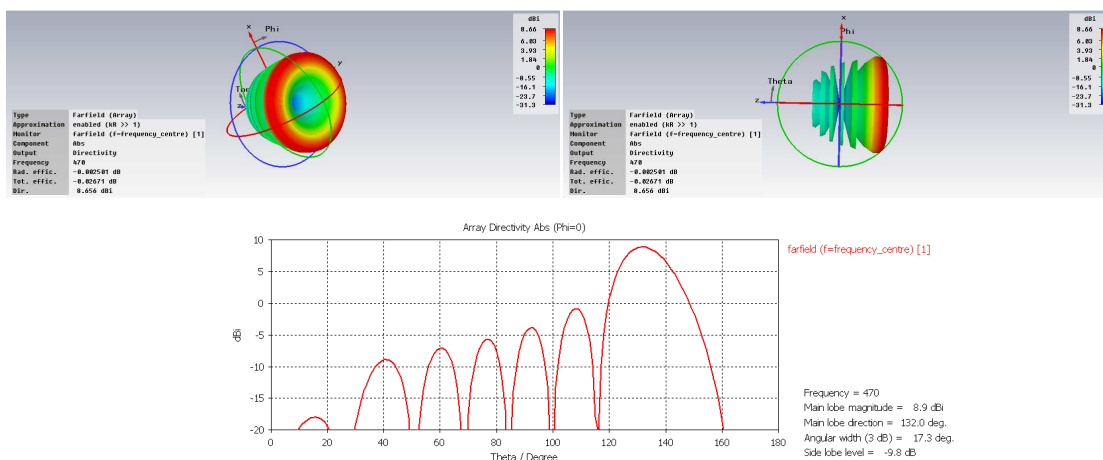
Слика 4.68. - Дводимензионални дијаграм зрачења 8 дипола.

4. Избор антенског система

На следећим сликама дати су дијаграми зрачења када антена прима сигнале из различитих праваца.

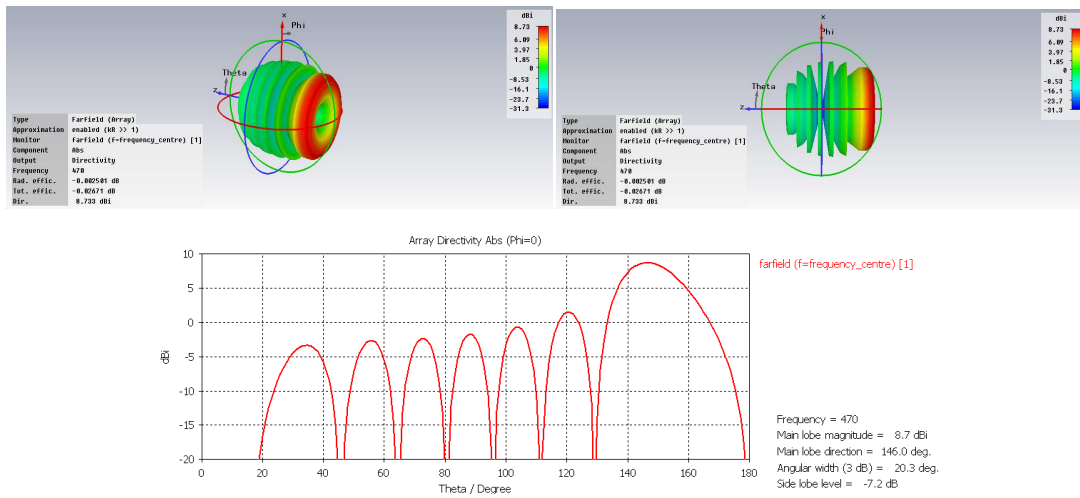


Слика 4.69. - Дијаграм зрачења низа од 8 дипола при положају снопа од 13 степени.

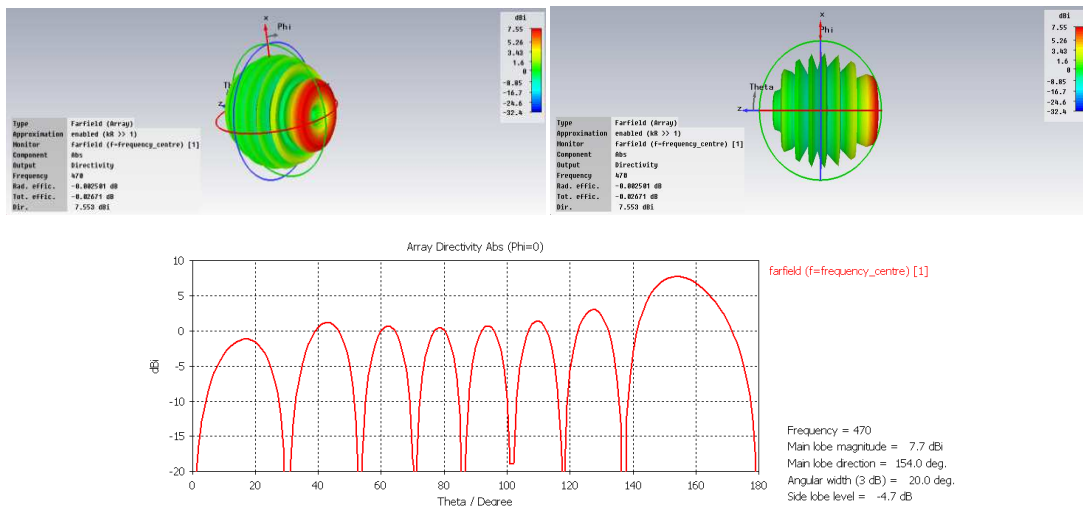


Слика 4.70. - Дијаграм зрачења низа од 8 дипола при положају снопа од 40 степени.

4. Избор антенског система

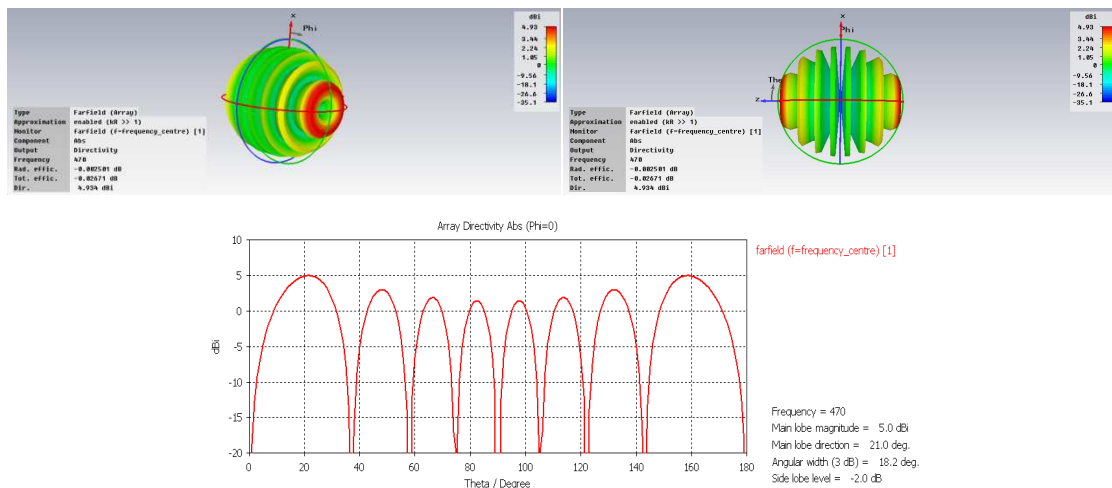


Слика 4.71. - Дијаграм зрачења низа од 8 дипола при положају снопа од 55 степени.



Слика 4.72. - Дијаграм зрачења низа од 8 дипола при положају снопа од 63 степени.

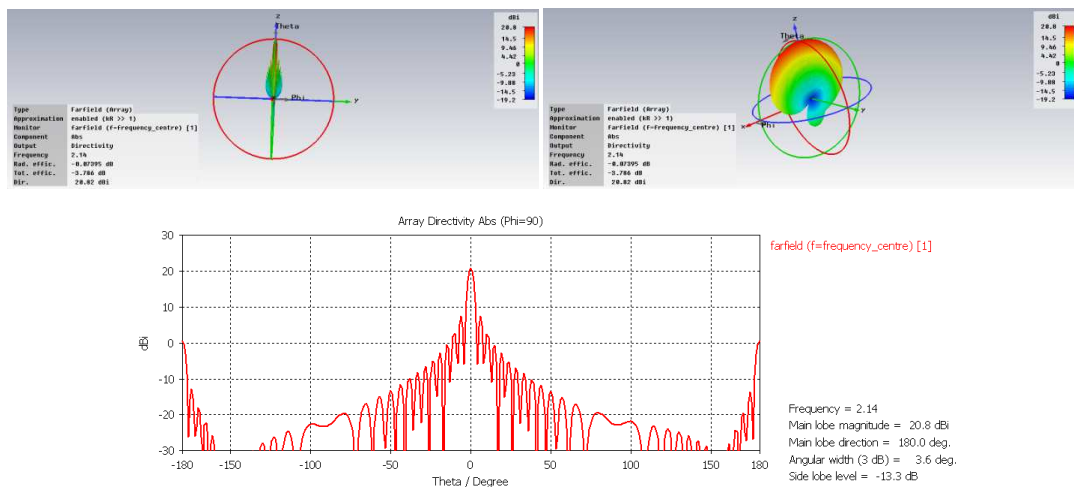
4. Избор антенског система



Слика 4.73. - Дијаграм зрачења низа од 8 дипола при положају снопа од 70 степени.

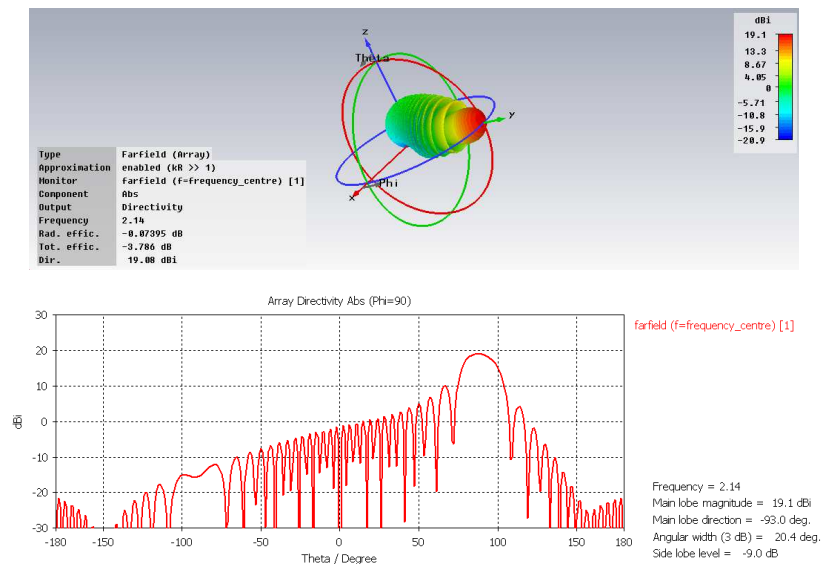
Следећи антенски низ представља један од типичних низова везаних за тело ракете. То је низ од 24 *patch* антене с кружном поларизацијом на фреквенцији 2 GHz. Како је таласна дужина 15 cm а растојање између антена је половина таласне дужине, то је дужина низа око 1,8 m. Стављањем четири такве антене уздуж четири стране тела ракете може се покрити цео круг око ракете. Уз погодан избор фазног помераја и растојања између елемената, антена почиње да ради у „*end fire*“ режиму – главни лоб је постављен у продужетку линије низа, односно испред ракете. Комбинацијом четири такве антене може се добити моноимпулсна конфигурација којом се најчешће врши самонавођење ракете. На следећим сликама приказани су дијаграми зрачења овог антенског низа при различитим угловима пријема сигнала.

4. Избор антенског система



Слика 4.74. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу нормалном на линију низа и површину антене.

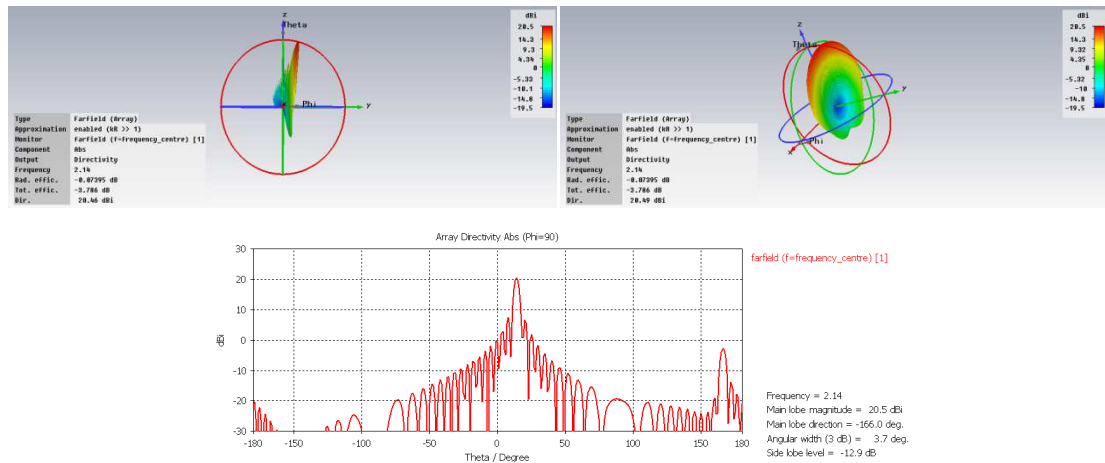
Максимална директивност ове антене је 20,8 dBi када се прима сигнал из правца који је нормалан на линију низа и површину антене. Када се прима сигнал из правца линије антена добија се дијаграм „end fire“ конфигурације приказан на следећој слици. С те слике се види да је директивност антене смањена за само 1,7 dBi.



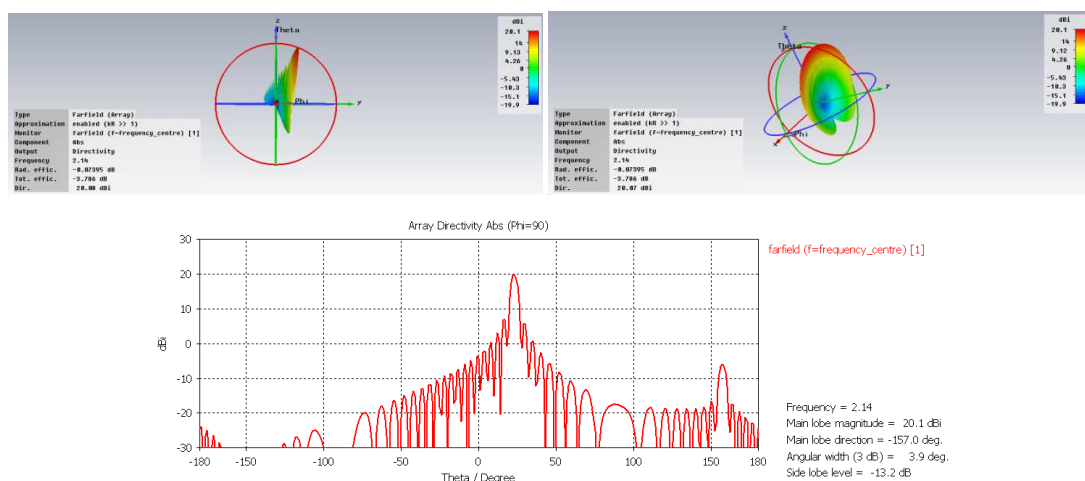
Слика 4.75. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу линије низа.

4. Избор антенског система

Нажалост, оваква конфигурација је могуће само у уском фреквенцијском опсегу рада антене (испод 1%). Како радари великог домета или илуминатори циља раде са ускопојасним сигнаlima, ускопојасност антене не би била проблем за сам рад антене али би контрамере за заштиту пријемника на ракети од ометача биле ограничене. Дијаграми зрачења на још неколико углова пријема сигнала приказани су на следећим сликама.

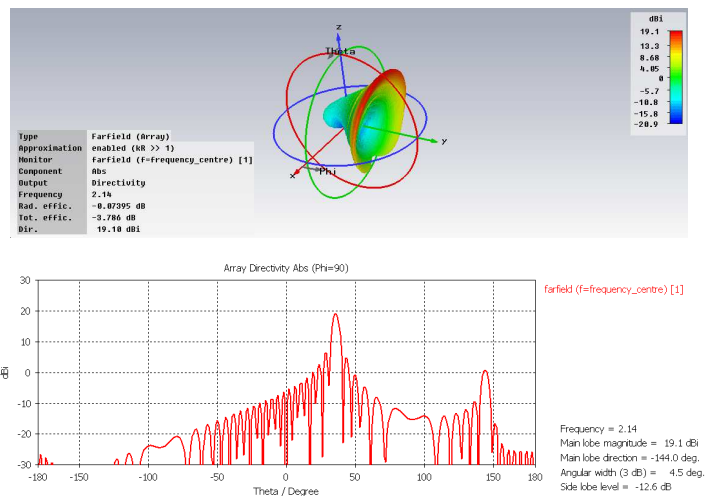


Слика 4.76. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу 10^0 помереном у односу на нормалу на линију низа и површину антене.

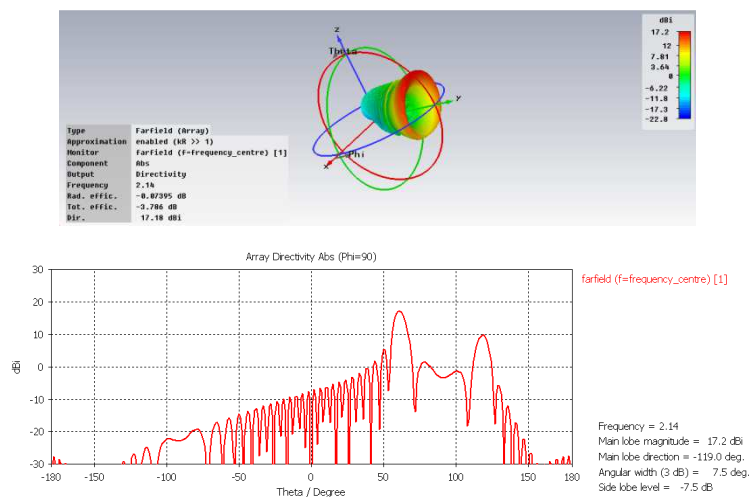


Слика 4.77. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу 23^0 помереном у односу на нормалу на линију низа и површину антене.

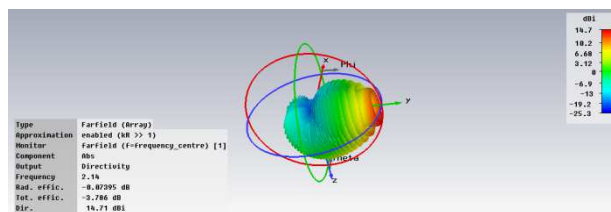
4. Избор антенског система



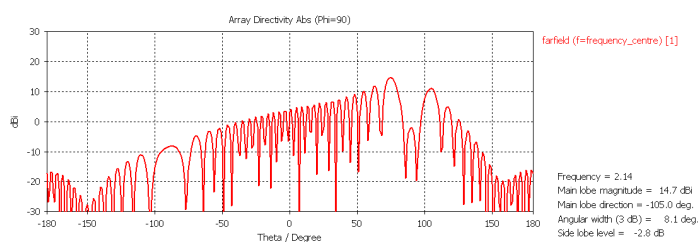
Слика 4.78. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу 40° помереном у односу на нормалу на линију низа и површину антене.



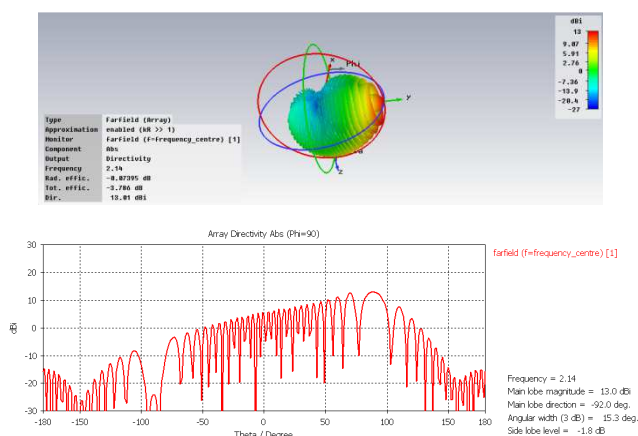
Слика 4.79. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу 60° помереном у односу на нормалу на линију низа и површину антене.



4. Избор антенског система



Слика 4.80. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу 77^0 помереном у односу на нормалу на линију низа и површину антене.

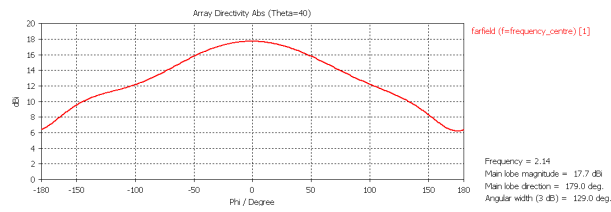


Слика 4.81. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у правцу када престаје нормалан рад антене и она почиње да прелази у режим зрачења у правцу низа.

Са слика 79. И 80. види се да између позиције снопа нагнутог 60^0 (у односу на нормалу на линију низа) и режима зрачења у правцу низа постоји зона мале директивности антене то јест сигнали примљени из тих правца били би за 8 dB мањи од сигнала из правца нормалног на антену.

На крају је дат и дводимензионални дијаграм зрачења на једном правцу с просечном директивношћу како би се добио увид у ширину снопа у равни купе са центром на центру антене и углом у односу на линију низа од 40^0 (50^0 у односу на нормалу на раван антене).

4. Избор антенског система



Слика 4.82. - Дијаграм зрачења низа од 24 елемента у равни купе са центром у центру низа и углом у односу на линију низа од 40.0°

Са слике се види да је губитак на угловима $\pm 45^\circ$ у односу на максимум једнак 1,5 dB. Овај податак треба имати у виду када се формира конформни низ од 4 овакве антене око тела ракете.

5. Преглед радиофреквенцијских компонената

Неопходне радиофреквенцијске компоненте сваког радара су појачавач снаге и малошумни појачавач. Колико ће других радиофреквенцијских компонената бити употребљено, зависи од радне фреквенције радара те од процесорске снаге и брзине рада FPGA кола. У овом поглављу је дат преглед расположивих компонената које чине архитектуру мултистатичког радара изводивом.

5.1 Предајни појачавачи снаге

Мултистатички радарски систем може бити базиран на више пријемника који примају сигнал с једног предајника (рефлектован од циљева) или на једном пријемнику који прима сигнале од више предајника (рефлектоване од циљева). Која ће конфигурација бити примењена, зависи од цене и од тога који су појачавача снаге и процесорски елементи на располагању. Да би се донела правилна одлука о томе коју конфигурацији треба применити, важно је познавати карактеристике реалних појачавача снаге. Појачавачи снаге који се користе код мултистатичког радара по својим карактеристикама ближи су телекомуникационим појачавачима снаге него појачавачима снаге коришћеним у класичним моностатичким радарима. То је последица удаљености предајника од пријемника, која пружа могућност рада предајника у континуалном режиму. Чак и када радар ради у импулсном режиму довољно је на улаз појачавача довести импулсни сигнал, док прекид рада појачавача у времену пријема (најчешће променом поларизације појачавача) није неопходан. Ако се напајање појачавача и прекида (да би се повећала његова ефикасност), време укључивања и искључивања прекидача није пресудно.

Појачавачи снаге су (за разлику од осталих радиофреквенцијских компонената) релативно ускопојасне компоненте (покривају најчешће део неког од фреквенцијских опсега радара или радио-комуникација). То је последица тежње да се активне компоненте у појачавачу (које раде у нелинеарним режимима) прилагоде тако да се сигналу одређеног спектра обезбеди максимална могућа снага. Због тога ће се појачавачи снаге анализирати за сваки опсег независно.

5.1.1. Појачавачи снаге на VHF/UHF опсегу

На овом фреквенцијском опсегу раде многи телевизијски предајници као и радио предајници јавних служби и сервиса - полиција, хитна помоћ, такси служба, железница, јавни градски превоз, водовод, дистрибуција електричне енергије итд. Ту се налазе и предајници базних станица опсега GSM – 900.

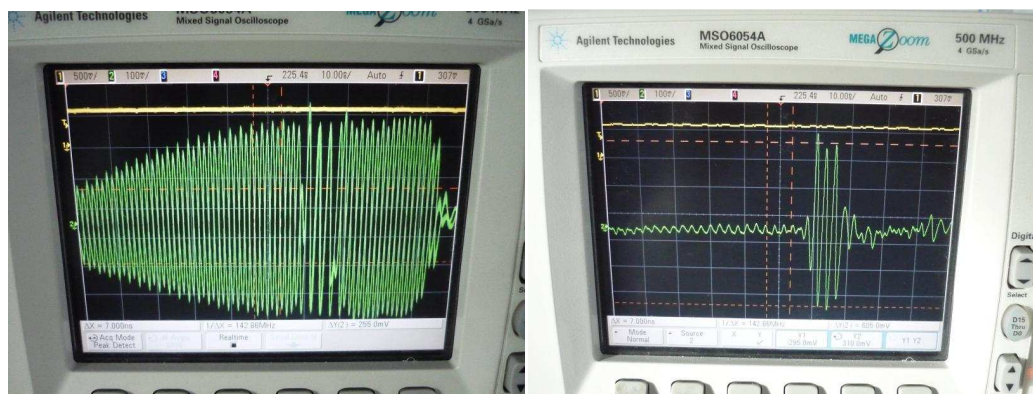
Радаре на VHF опсегу деле се на статичке и мобилне. Средње снаге мобилних платформи износе неколико KW а за средње снаге фиксних платформи сматраће се снаге реда неколико десетина киловата. Фиксни предајници ће се разматрати само на VHF опсегу јер су губици трансмисионих линија довољно мали – стога се предајник може толико удаљити од саме предајне антене да уништавање антене не значи и уништавање предајника. Предајници на VHF опсегу могу бити реализовани у цевној [63, 64] или полупроводничкој техници [65].

На тржишту већ има транзистора који генеришу снаге реда KW; они се пре свега уграђују у радиодифузне предајнике, а примењују се и у индустрији (детаљније карактеристике штампаних плоча и њихов изглед приказани су у прилогу рада, на сликама П.1 и П.2). Ови транзистори реализовани су у LDMOS технологији. Битна карактеристика ових транзистора је њихова мала улазна и излазна импеданса. Због тога их је немогуће прилагодити на импедансе генератора и потрошача у широком фреквенцијском опсегу. Како су нелинеарни модели врло сложени, практично је немогуће аналитички (или симулацијом) израчунати кола за прилагођење. Међутим, произвођачи транзистора у каталозима транзистора нуде кола за прилагођење на одређеним фреквенцијским опсезима (до којих су дошли експерименталним путем), заједно с елементима за подешавање (кондезаторима или штампаним површинама).

Транзистори раде у класи АВ и зато је неопходно неко време да се успостави стационарни режим рада када транзистор може да функционише у широкопојасном режиму сигнала. Немогућност брзог успостављања стационарног стања се често тумачи као немогућност транзистора да појачава широкопојасни сигнал што не мора бити тачно. На следећој слици је пример из ауторове праксе, где је појачавачу снаге на 375 MHz потребна скоро цела микросекунда да успостави стабилан режим рада, а након тога је у стању да прати импулс спектралне ширине 150 MHz. (Може се приметити да су ширина спектра и централна фреквенција тако одабране да испуне

5. Преглед радиофреквенцијских компонената

услов пододабирања, то јест да се сигнал може одабирати с 300 Msample/s директно са излаза малошумног појачавача). На првом делу слике виде се сигнали снимљени осцилоскопом који у наизменичним импулсима шаљу синусоидални сигнал у противфази, осим у делу импулса од 6,6 ns, којим се добија спектар ширине 150 MHz односно што омогућава резолуцију радара од 1 m у ваздуху. (Реч је о GPR радару, тако да у земљи резолуција достиже 0,3 m у просеку. Због малог Доплеровог помераја потискивање наизменичне промене фазе није критично.)



Слика 5.1. - Појачавач у класи АВ који појачава широкопојасни сигнал иако произвођач наводи у декларацији да је погодан само за ускопојасне сигнале.

Комбинацијом предајника мобилног мултистатичког радар на VHF/UHF опсегу добијају се снаге реда од 5 KW до 20 KW. Снага око 5 KW уобичајена је код VHF/UHF предајника за дигиталну телевизију. Димензије предајника су довољно мале па је предајник мобилан. Предајни блок од 1 KW приказан је на следећој слици. Коришћен је као основни модул за реализацију појачавача од 10 KW. Као сабирач снаге употребљен је коаксијални сабирач снаге коришћен у дифузним телевизијским системима (пример сабирача снаге је приказан на слици П.3).



Слика 5.2. - Предајник на VHF опсегу од 1 KW.

Појачавач снаге у континуалном раду мора се хладити водом (цеви с десне стране слике) док је у импулсном раду довољно хлађење ваздухом. Предајник од 1 KW је смештен у малу и лаку приколицу која се неометано може померати у свим правцима. У њој се налазе и остали елементи за реализацију предајника. Излаз из предајника је коаксијалним каблом везан за антену која зрачи талас циркуларне поларизације. Уколико се антена постави на жироостабилисану платформу, може се трансмитовати талас линеарне поларизације (али тада сви пријемници морају бити у сагласности с поларизацијом предајне антене). У радарима се могу користити и предајници већих снага, али они тада нису мобилни већ се морају заштитити дубоким укопавањем у земљу. У прилогу (слика П.4) приказан је појачавач снаге неколико десетина KW на UHF телевизијском опсегу.

5.1.2. Појачавачи снаге на L опсегу

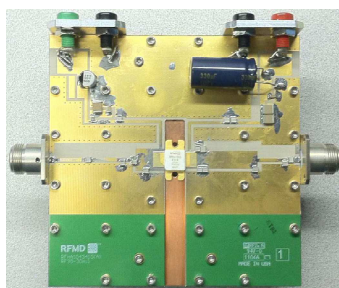
L опсег обухвата фреквенције између 1 GHz и 2 GHz. Најнижи део опсега припада секундарним радарима који раде на две фреквенције носиоца – 1030 MHz и 1090 MHz. Одмах изнад њега, на око 1150 MHz, налази се опсег навигационих сигнала; на фреквенцијама између 1200 MHz и 1400 MHz налази се стандардни радарски опсег за радаре великог домета. Већ на 1450 MHz – 1490 MHz налази се опсег DAB сигнала. Око фреквенције 1544,5 MHz налази се COSPAS-SARSAT опсег за детекцију SOS сигнала, а око фреквенције 1575,2 MHz познати опсег L1 GNSS сигнала. Око 1600 MHz налази се опсег INMARSAT службе, а опсег изнад 1700 MHz резервисан је за мобилне комуникације. Између ових фреквенција налазе се опсежи

неких мање важних служби – стога се може сматрати да је у спектру овај опсег скоро сасвим попуњен. Попуњеност спектра није погодна за област радара и комуникација, али се зато на тржишту могу наћи различити појачавачи великих снага. У овом опсегу утркују се LDMOS и GaN технологија те су расположиви појачавачи приближно истих снага [66, 67, 68].

Транзистори који користе опсег секундарних радара достижу снаге у импулсима и до 600 W; та снага се полако смањује ка вишим фреквенцијама (до 350 W). На сликама П.5, П.6 и П.7 дате су карактеристике неких LDMOS транзистора за L опсег.

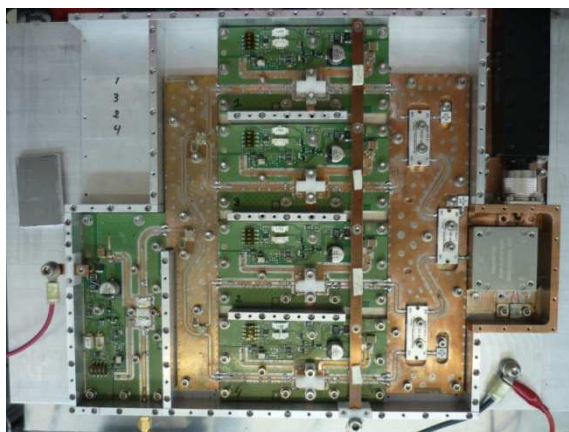
Као конкуренција LDMOS транзисторима намећу се GaN транзистори. Они имају више улазне и излазне импедансе тако да се могу прилагодити у ширем опсегу учестаности. На слици П.8 дати су неки примери појачавача који користе ове транзисторе.

Транзистор који обухвата скоро цео L опсег је RFHA1043. Покрива опсег од 1,25 GHz до 1,85 GHz; његова максимална снага износи 150 W. Сам транзистор је приказан на следећој слици.



Слика 5.3. - *RFHA1043 - 150 W GaN WIDE-BAND PULSED POWER AMPLIFIER.*

Како би се добиле веће снаге, описани транзистори се морају комбиновати (приказано на следећој слици). Када транзистори раде у континуалном режиму, са снагом од око 80 W, добија се континуална снага од 300 W.



Слика 5.4. - Комбинација 4:1 RFHA1043 80 W GaN WIDE-BAND POWER AMPLIFIER-а како би се добила континуална снага од 300 W у широком фреквенцијском опсегу.

На граници L и S опсега смештене су мобилне комуникације различитих стандарда те се и ту употребљавају транзистори који могу генерисати снаге преко 100 W. На слици П.9 приказан је овакав транзистор.

Већина снажних транзистора, како LDMOS тако и GaN, при максималним снагама имају појачања од преко 10 dB – али не много преко тога – тако да се приликом пројектовања појачавачког ланца морају употребити претпојачавачи снаге неколико десетина вати.

Поред наведених LDMOS и GaN транзистора произвођачи нуде и GaAs транзисторе (Sumitomo, на пример) на овом опсегу, али расположиве снаге су испод оних које генеришу LDMOS и GaN транзистори.

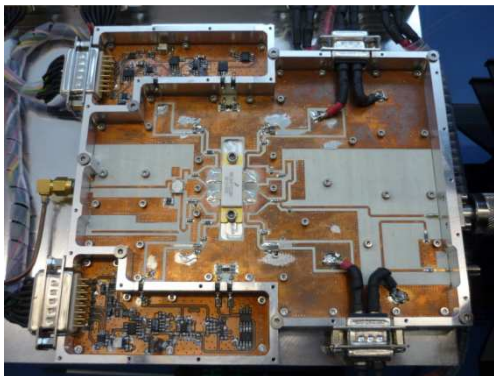
5.1.3. Појачавачи снаге на S опсегу

Појачавачи снаге на S опсегу деле се на три категорије. Прву чине појачавачи намењени мобилним комуникацијама, они обухватају сервисе од 1,7 GHz до 2,7 GHz. У другу спадају појачавачи за радаре на S опсегу; они покривају фреквенције између 2,7 GHz и 3,1 GHz. Трећој групи припадају појачавачи намењени WiMax и сличним комуникационим сервисима; они обухватају опсег од 3,2 GHz до 3,7 GHz. Наведени су примери неколико таквих појачавача како би се добио увид у ред величине излазних снага како би се могао израчунати домет мултистатичког

система. Таласне дужине S опсега су реда 0,1 m и може се сматрати да су то и највише фреквенције на којима реализација система с предајним омнидирекционим антенама има смисла. На вишим фреквенцијама сигнал слаби услед мале таласне дужине и то се тешко може надокнадити појачањем пријемне антене. Уз то, расположиве снаге су значајно мање и постоје административна ограничења у продаји појачавача.

Као и код L опсега, и на овом опсегу постоји конкуренција између LDMOS и GaN технологије. Један од најснажнијих појачавача LDMOS технологије јесте BLS7G2729L(S)-350P NXP са излазном снагом од 350 W. Декларисан је за примену у радарима мада се на том опсегу налазе и комуникациони сервиси. Његове најважније карактеристике дате су у прилогу (слика П.10). Треба имати у виду да је његова снага у континуалном режиму рада много мања и да не прелази 250 W.

Посебна пажња посвећена је производњи транзистора велике линеарности у конфигурацији Doherty, и у другим конфигурацијама, за потребе UMTS базних станица [69, 70]. Пример појачавача с максималном снагом од 250 W приказан је на следећој слици.



Слика 5.5. - 250W Doherty LDMOS појачавач за UMTS опсега, коришћен у базној станици.

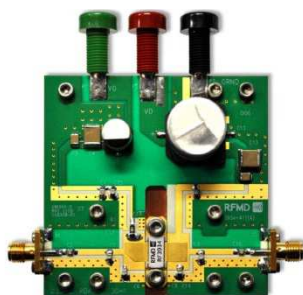
Опсег између 2,4 GHz и 2,5 GHz је ISM опсег; користи се у индустријске сврхе. То је произвођаче натерало да и у том опсегу направе снажне транзисторе. Пример је BLF2425M7LS250P чије су основне карактеристике дате у прилогу (слика П.11).

На слици П.12 приказане су и карактеристике транзистора од 200 W, намењеног радарима S опсега. Дате су варијанте штампаних плоча и њихове димензије те најбитније карактеристике.

Опсег од 3,1 GHz до 3,5 GHz такође се користи за радарске примене па су за тај опсег развијени транзистори који се могу употребљавати и за потребе радара и за потребе мобилних комуникација. Пример је BLS7G3135L-350P излазне снаге од 350 W у импулсу.

GaN транзистори показују малу супериорност у погледу снаге јер на фреквенцији од 2,8 GHz до 3,4 GHz генеришу снагу од 380 W. Пример је RF3928B.

За широкопојасне сигнале употребљив је и RF3934 који у опсегу од 0 Hz до 3,5 GHz даје снагу од 120 W. Приказан је на следећој слици.



Слика 5.6. - Ултраширокопојасни појачавач од 120 W у опсегу до 3,5 GHz са GaN транзистором.

Сличне појачаваче у GaN технологији производе фирме MACOM и CREE. Нешто мање снаге добијају се у GaAs технологији, а најпознатији произвођач је Sumitomo. На фреквенцијама између 3,5 GHz и 3,7 GHz расположиве снаге су реда 80 W.

5.1.4. Појачавачи снаге на C, X и Ku опсегу

Концепт с омнидирекционим антенама на фреквенцијама C и X опсега нема смисла јер се таласна дужина смањује на ред од 2,5 cm до 7,5 cm. Снаге транзистора на овим фреквенцијама значајно су мање него на нижим фреквенцијама. Како предајна антена нема појачање (омнидирекциона) то се једини добитак може

остварити на појачању пријемне антене (ако би по димензијама била слична антенама на нижим опсезима). Последица таквог решења било би повећање броја зрачећих елемената решетке и сужавање снопа. То би захтевало обраду сигнала већег броја елемената и формирање већег броја снопова. У неким случајевима би се повећала радарска рефлексној површини циља али ове фреквенције још увек нису довољно високе да би повећале ефективну површину циља носа ракете или сличних рогљева. Stealth технологија је углавном усмеравана на неутралисање радара на овим опсезима, па и то може представљати ману ових предајника.

У технолошком смислу GaAs компоненте су годинама биле неприкосновене у овим опсезима. Произвођене су компоненте како за сателитске комуникације на цивилном опсегу 5,9 GHz – 6,4 GHz, тако и за војне опсеге 7,2 GHz – 7,9 GHz и 7,9 GHz – 8,4 GHz. Стари радиорелејни системи који су функционисали на опсегу 6,5 GHz – 7,2 GHz и који су радили с TWT цевима модификовани су: TWT цеви су замењене GaAs транзисторима снага и до 60 W. За сателитске системе направљени су појачавачи опсега 3,9 GHz – 4,3 GHz, а за радаре на С опсегу појачавачи који раде на фреквенцијама од 5,4 GHz до 5,9 GHz. Транзистори су углавном примењивани у радарима за процену балистичких путања пројектила.

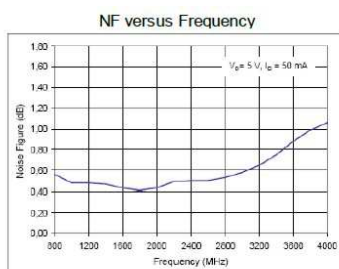
Развојем GaN технологије снаге транзистора су се попеле на 100 W. Ове компоненте морају имати већи напон напајања али обезбеђују већу излазну импедансу и могу се прилагодити импедансама извора и потрошача у ширем фреквенцијском опсегу. Такође GaN транзистори могу радити на много вишим температурама те је проблем с њиховим хлађењем значајно мањи него код GaAs транзистора. На сликама слике П.13, П.14, П.15, П.16 и П.17 дати су примери појачавача на С и Х опсегу како са GaN тако и GaAs транзисторима.

5.2 Малошумни појачавачи

Малошумни појачавачи, за разлику од појачавача снаге, широкопојасне су компоненте. Постоје јевтини појачавачи који покријају чак цео опсег мобилних комуникација до 6 GHz [71]. Такви појачавачи су CGY2107HV и CGY2120XUH; приказани су на сликама П.18 и П.19.

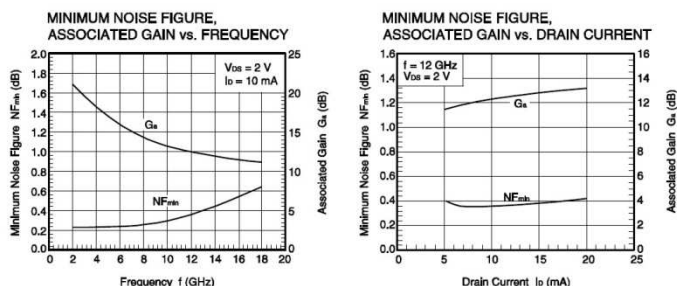
5. Преглед радиофреквенцијских компонената

Појачавачи су реализовани као двоструко коло на истом кристалу тако да имају максимално изједначене карактеристике у левој и десној грани. Овакав баланс је неопходан код пријема сигнала с две антенске сонде након којих се (употребом хибридног спрежника) формирају ортогоналне поларизације другог типа (из линеарно примљених сонди формира се циркуларна поларизација и обрнуто). На следећој слици је показан фактор шума у зависности од фреквенције.



Слика 5.7. - Фактор шума малошумног GaAs појачавач OMMIC који покрива опсег до 6 GHz у зависности од фреквенције.

На вишим фреквенцијама монолитна кола не могу конкурисати дискретним транзисторима. Као пример узима се NE3511S02 транзистор чије су карактеристике приказане на следећој слици.



Слика 5.8. - Фактор шума малошумног GaAs појачавача с дискретним транзистором који покрива опсег до 12 GHz.

5.3 Конвертори фреквенција

Конвертори фреквенција деле се на оне који подижу фреквенцију носиоца сигнала и оне који спуштају фреквенцију носиоца сигнала. Први се користе у предајницима када FPGA процесор није у стању да генерише директно сигнал на фреквенцији носиоца. Други се користе у пријемницима када S&N коло има нижи пропусни опсег од максималне фреквенције које долази из антене.

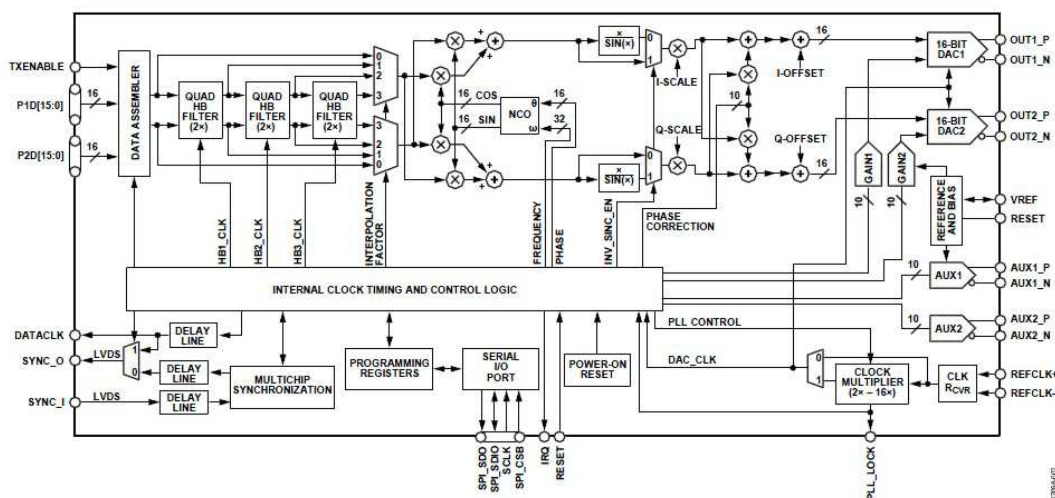
5.3.1 Предајни конвертори фреквенције

Предајни конвертори фреквенције подижу фреквенцију носиоца предајног сигнала (спектар предајног сигнала) на излазну фреквенцију. У раду је усвојена претпоставка да се сигнал у основном опсегу формира у нумеричкој форми у самом FPGA процесору. У процесору се формирају I и Q компоненте којима се модулише IQ модулатор. IQ модулатори су стандардна кола; неке фирме (RFMD, рецимо) израђују их до фреквенција K опсега. Пример таквог модулатора RFUV5945A дат је на слици П.20.

Теоријски гледано, BB сигнали из FPGA процесора могу се довести на I и Q улазе овог модулатора и даље на појачавач снаге. Нажалост, ни један конвертор овог типа није идеалан тако да је излазни спектар увек покварен неком интермодулационом компонентом која је последица дебаланса у слабљењу мешача, једносмерног нивоа на излазу диода, фазне грешке у квадратурним померачима фазе и слично. Дакле, у самом FPGA процесору било би неопходно увести предисторзије у I и Q сигнал како би се компензовала неидеалност модулатора.

Због тога се увела двострука фреквенцијска конверзија тако да се прва конверзија, односно модулација носиоца сигналом основног опсега, обавља нумерички, а друга аналогно. Сам први конвертор поседује хардверске елементе за компензацију несавршености аналогног модулатора па је FPGA процесор ослобођен тог дела посла. Пример таквог нумеричког конвертора приказан је на следећој слици.

5. Преглед радиофреквенцијских компонента



Слика 5.9. - Нумерички IQ конвертор AD9788 фреквенције на VHF/UHF опсегу.

Основу овог конвертора чини нумерички осцилатор који с одбирцима од 800 Msample/s генерише квадратурну синусоиду од 200 MHz. Како сигнали који долазе на улаз конвертора имају IQ спектар од 50 MHz, то су они одабрани са 100 Msample/s. Да би се могло вршити нумеричко множење одбирака исте брзине (800 Msample/s) мора се извршити интерполација сигнала у основном опсегу (X8). Због тога се сигнал основног опсега најпре пушта кроз интерполациони филтер и комплексно множи на нивоу 800 Msample/s. Добијени спектар је такође комплексан и обухвата опсег од 150 MHz до 250 MHz. Овако генерисани одбирци најпре се пропуштају кроз еквилизациони филтер како би се компензовала слабљења интерполационих филтара, а затим се простим нумеричким множењем сигнали скалирају зависно од дебаланса слабљења аналогног модулятора. Следећи корак је парцијална комбинација квадратурних сигнала где се дебалансира квадратурна природа IQ сигнала, то јест разлика њихових фаза се помера у односу на 90^0 како би се компензовало различито кашњење у аналогном модулятору. Задњи корак представља увођење DC offset-а у квадратурне сигнале који модулишу аналогни модулатор. Сами DA конвертори могу се програмирати тако да поседују различита појачања ако је то потребно.

Поред свих ових флексибилности, нумерички модулатор поседује и два помоћна DA конвертора чији се излазни напони могу сабрати с главним излазним

напонима из DA конвертора на аналогном нивоу да би се побољшао баланс мешача у аналогном модулатору.

Нумерички модулатори су намењени за рад антенских решетки те поседују и два механизма за синхронизацију сигнала. Један је заснован на простој импулсној синхронизацији, а други на синхронизацији PN секвенце где је један конвертор *master* а остали *slave*.

Када је дигитални конвертор фреквенције прикључен на аналогни модулатор релативно мале фреквенције (до S опсега) компензација аналогног модулатора није превише битна јер се симетрична фреквенција од рецимо 300 MHz (2×150 MHz) може лако филтрирати. Међутим, када је фреквенција носиоца реда 10 GHz онда је компензација аналогног модулатора неопходна. Треће решење је троструко подизање фреквенције носиоца где би се излазне фреквенције после другог (на пример на 2 GHz) и трећег подизања (на пример на 10 GHz) лако филтрирале пасивним филтритима. Ово решење има своју цену: димензије конвертора су веће.

5.3.2. Пријемни конвертори фреквенције

Пријемни конвертори фреквенције формално обављају реципрочну функцију у односу на предајне конверторе фреквенције [72] али њихов задатак је много једноставнији јер је излазна међуфреквенција (фреквенцијски) значајно удаљена од фреквенције локалног осцилатора тако да је филтрирања овог сигнала много лакше него код подизања фреквенције основног опсега. Једна од варијанти фреквенцијске конверзије пријемника с којом се инжењери још увек боре јесте такозвана директна конверзија фреквенције. Идеја је да се сигнал са излаза из антене појача малошумним појачавачем и да се путем IQ демодулатора спусти у основни опсег преко своје две квадратурне компоненте. Даље би се вршила AD конверзија и приступило обради таквог сигнала. Када би све радило идеално, целокупна функција промене фреквенције носиоца би могла да се обави преко аналогног IQ демодулатора. Демодулатор RFRX5932A – компатибилан поменутом модулатору – приказан је на слици П.21.

Главни проблем код директне конверзије представља појава паразитног DC сигнала који настаје мешањем сигнала локалног осцилатора са самим собом. Да би

се то минимизовало, потребно је увести низ компензација у сигнале локалног осцилатора и самих мешача.

Због тога се улазни сигнал спушта на међуфреквенцију с које се одабирањем сигнала води у обраду. Проблем је, наравно, то што овакав метод захтева или већу фреквенцију одабирања или подешавање фреквенције локалног осцилатора тако да добијена међуфреквенција задовољава услове пододабирања. При томе S&N коло мора да буде довољно брзо да одабере највишу фреквенцију у опсегу међуфреквенција. Уколико се одабирање врши већом фреквенцијом него што је Никвистова, добијени спектар ће бити исти као да је сигнал на међуфреквенцији спуштен за износ фреквенције одабирања. Потребно је (у самом процесору) увести нумерички контролисани осцилатор, семплован с фреквенцијом одабирања сигнала међуфреквенције, а који генерише синусоиду на фреквенцији једнакој разлици централне фреквенције сигнала на међуфреквенцији и фреквенције одабирања. Множењем сигнала нумеричког контролисаног осцилатора са сигналом на другој међуфреквенцији (који је одабран са истом брзином као и нумерички осцилатор) добијају се I и Q компоненте сигнала у основном опсегу али без паразитних једносмерних компонената. Како је број одбирака ових сигнала много већи од Никвистове брзине, потребно је извршити децимацију сигнала путем CIC, CFIR и PFIR филтара.

Сам метод пододабирања дозвољава да се сигнал одабира само једним A/D конвертором, двоструко већом фреквенцијом од највише фреквенције у спектру сигнала. Тада аналогни I Q модулатор може бити замењен простим баланским или двоструко баланским мешачем.

Стога део система пријемне конверзије представљају и аналогно дигитални конвертори. За аналогно-дигиталне конверторе битно је да могу одабирати сигнал са што већим брзинама како би се могао обрађивати и широкопојасни сигнал. С друге стране, због ограниченог броја пинова на процесору пожељно је да ови конвертори имају серијске излазе. Како је у том случају битска брзина на излазу конвертора већа од брзине одабирања онолико пута са колико је бита кодован сигнал, та брзина може бити неприхватљива за процесор.

5.4 Локални осцилатори

Код радара заснованих на флексибилним и реконфигурабилним процесорима сигнала (FPGA), фино подешавање фреквенције може се вршити самим FPGA нумерички контролисаним осцилаторима. Високе фреквенције које су неопходне за спуштање и подизање фреквенције носиоца могуће је генерисати стабилним референцама са погодним фактором умножавања.

Најбитнија карактеристика локалног осцилатора радара је његов фазни шум [73]. Полазећи од фазног шума фреквенцијске референце, може се проценити ниво фазног шума на фреквенцијама локалних осцилатора. Пример фазног шума фреквенцијске референце на 5 MHz и 10 MHz дат је у прилогу (слика П.22).

На основу ових карактеристика може се проценити фазни шум умножене фреквенције различитих вредности. Директним умножавањем фреквенције референтног осцилатора од 5 MHz добиле би се следеће вредности фазног шума на фреквенцијама од 100 MHz, 2 GHz и 10 GHz.

	на 10 GHz	на 2 GHz	на 100 MHz
Офсет(Hz)	Фазни шум (dBc/Hz)	Фазни шум (dBc/Hz)	Фазни шум (dBc/Hz)
10	-85	-100	-125
100	-105	-120	-145
1000	-116	-132	-156
10000	-116	-132	-156

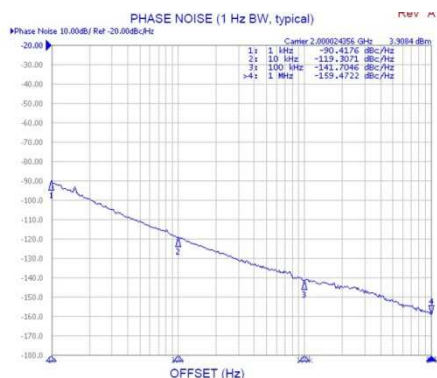
На слици П.23 дате су карактеристике једног квалитетног осцилатора од 100 MHz.

Из претходне анализе види се да умножени осцилатор с ниских фреквенција има неупоредиво бољи ниво фазног шума при малим *offset*- има. Међутим, при *offset*- има већим од 1 KHz, ниво фазног шума осцилатора од 100 MHz је нижи. То значи да би идеално било применити локални осцилатор од 100 MHz типа VCXO, синхронизован на референцу од 5 MHz. Овакве компоненте спадају у стандардне фреквенцијске референце ; пример је приказан на слици П.24. Једна од ових компонената је употребљена у моделу за синхронизацију фреквенција предајника и пријемника. Реч је о осцилаторима с електронским подешавањем фреквенције

5. Преглед радиофреквенцијских компонената

(VCXO). Синхронизацијом ових осцилатора с референцом од 5 MHz добили би се нивои фазног шума на 400 MHz при offset-има од 10 Hz и 100 Hz реда -115 dBc/Hz и -135 dBc/Hz. Фазни шум који фирма декларише на 10 GHz приказан је на слици П.25.

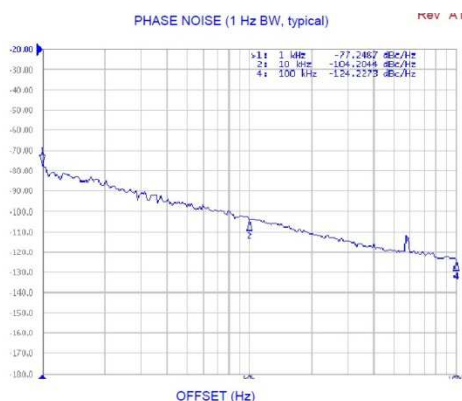
И овде је јасно да је за бољи фазни шум на малим offset-има потребно синхронизовати овај умножени осцилатор с референцом од 5 MHz. Ширина петље би требало да износи око 1 KHz. Фазни шум на већим фреквенцијским offset-има (преко 100 KHz) може се поправити ако се у систем умножавања уведе напонско контролисани осцилатор на излазној фреквенцији или фреквенцији од два до четири пута мањој од излазне, који користи резонатор с великим Q фактором. Такав је, на пример, осцилатор с керамичким резонатором који ради на фреквенцијама до 8 GHz или осцилатор с диелектричним резонатором који ради на фреквенцијама до 20 GHz. Карактеристика осцилатора с керамичким резонатором на 2 GHz приказана је на следећој слици.



Слика 5.10. - Фазна карактеристика осцилатора с керамичким резонатором на фреквенцији 2 GHz.

Као што се види са слике, просто умножени осцилатор је супериорнији на 10 KHz offset-а тако да ширина петље којом се синхронизише овај осцилатор мора прећи 100 KHz. На следећој слици су приказане карактеристике осцилатора с диелектричним резонатором на 10 GHz.

5. Преглед радиофреквенцијских компонената



Слика 5.11. - Фазна карактеристика осцилатора с диелектричним резонатором на фреквенцији 10 GHz.

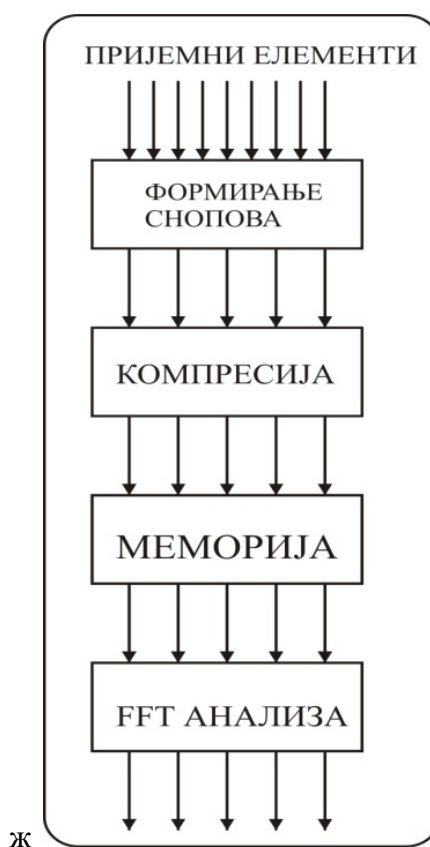
Да би се поправио фазни шум овог осцилатора у близини носиоца, неопходно је синхронизовати га с рефернтним осцилатором [74, 75], фазном петљом ширине неколико десетина килохерца. Осцилатор с диелектричним резонатором показује бољи фазни шум него умножени осцилатор с керамичким резонатором.

5.5 Остале компоненте

Поред компоненти које су набројане, радиофреквенцијски систем радара чине и пасивне компоненте: филтри, делитељи и сабирачи снаге, феритни изолатори, лимитери и атенуатори, кола за стабилизацију напајања и слично. Како је код антенских решетки ограничен простор за смештање радиофреквенцијских компоненти, то је неопходно минимизовати њихове димензије. У том контексту најважније су димензије филтара и дуплексера. Један начин смањивања димензија описан је у [76, 77, 78].

6. Формирање снопова и дигитална обрада сигнала

Примљени сигнали са сваког елемента преводе се поступком пододабирања с међуфреквенције у дигиталну форму [79]. У колима за дигиталну обраду сигнала најпре се од примљених сигнала формира више пријемних снопова. Сигнали снопова пролазе кроз прилагођени филтар (компресор). Компримовани сигнали се смештају у меморију. Сигнали из меморије подвргавају се FFT анализи. Основни елементи дигиталне обраде сигнала и њихова повезаност дати су на следећој слици.



Слика 6.1. - Основни елементи дигиталне обраде сигнала.

6.1. Паралелно формирање више снопова

Паралелно формирање више пријемних снопова може се остварити помоћу једног или више FPGA кола [80, 81]. Колико и каквих FPGA кола ће бити потребно, зависи од више фактора [82, 83, 84]. Ови фактори се деле у две групе. Прва се односи на природу радарског сигнала, а друга на конструкцију FPGA кола.

У прву групу спадају:

- 1) Временски облик радарског сигнала (модулација)
- 2) Спектрална ширина радарског сигнала
- 3) Ниво снаге који се очекује на излазима пријемних антенских елемената
- 4) Број антенских елемената који формирају снап
- 5) Број снопова које треба формирати

У другу групу спадају:

- 1) Нумеричка снага FPGA кола (пре свега ресурси потребни за дигиталну обраду сигнала)
- 2) Брзина рада логичких кола
- 3) Број улазних и излазних пинова којима се сигнали с антенских елемената могу увести у FPGA коло и извести из њега.

Сви претходно наведени елементи нису потпуно независни и та зависност је анализирана у делу који се односи на системске карактеристике мултистатичког радара.

Аутор је установио два принципа формирања снопова и назвао их серијским и паралелним, зависно од тога како се узимају одбирци сигнала када се формира снап. Приликом формирања снопова могућа је и комбинована примена ова два принципа. Код серијског принципа (узимања одбирака) снопови се формирају истовремено на крају сваке периоде одабирања сигнала. Код паралелног принципа снопови се формирају серијски (један за другим) у току периоде одабирања сигнала. Током серијског формирања снопова одбирци с различитих пријемних елемената (који

учествују у формирању снопа) долазе серијски на комплексне МАС елементе, док се током паралелног формирања снопа одбирци с различитих пријемних елемената (који учествују у формирању снопа) воде паралелно на комплексне множаче. Треба увек имати у виду и то да се називи серијски и паралелни односе на начин довођења одбирака с пријемних елемената на процесорске елементе а не на то како се формирају снопови. Уколико би се назив везивао за време настанка снопова он би морао да буде инверзан предложеном, али то је само конвенција.

6.1.1 Серијски принцип формирања снопа

У серијском принципу подразумева се да се комплексни сигнал (у основном опсегу фреквенција) с једног пријемног елемента истовремено доводи на онолико (комплексних) множача колико се снопова формира и множи одговарајућим (комплексним) коефицијентима. Затим се на исти скуп (комплексних) множача доводи комплексни сигнал са следећег пријемног елемента низа или решетке, множи другим скупом (комплексних) коефицијената и добијени (комплексни) резултат се сабира с претходним комплексним производом. На исти скуп (комплексних) множача доводи се (комплексни) сигнал с трећег пријемног елемента и у сваком (комплексном) множачу множи (комплексним) коефицијентима из трећег скупа. Комплексни производ се додаје претходном (комплексном) збиру. Овај поступак се понавља док се не акумулирају (комплексни) производи са свих пријемних антена. Комплексни сигнали с пријемних елемената морају бити одабрани у истом тренутку. То значи да брзина множача мора бити онолико пута већа од брзине одабирања сигнала колико елемената учествује у формирању снопа. То пак значи да је метод погодан за мали број елемената решетке или за ускопојасне сигнале. Принципијелна шема серијског метода формирања снопова дата је на слици 6.2

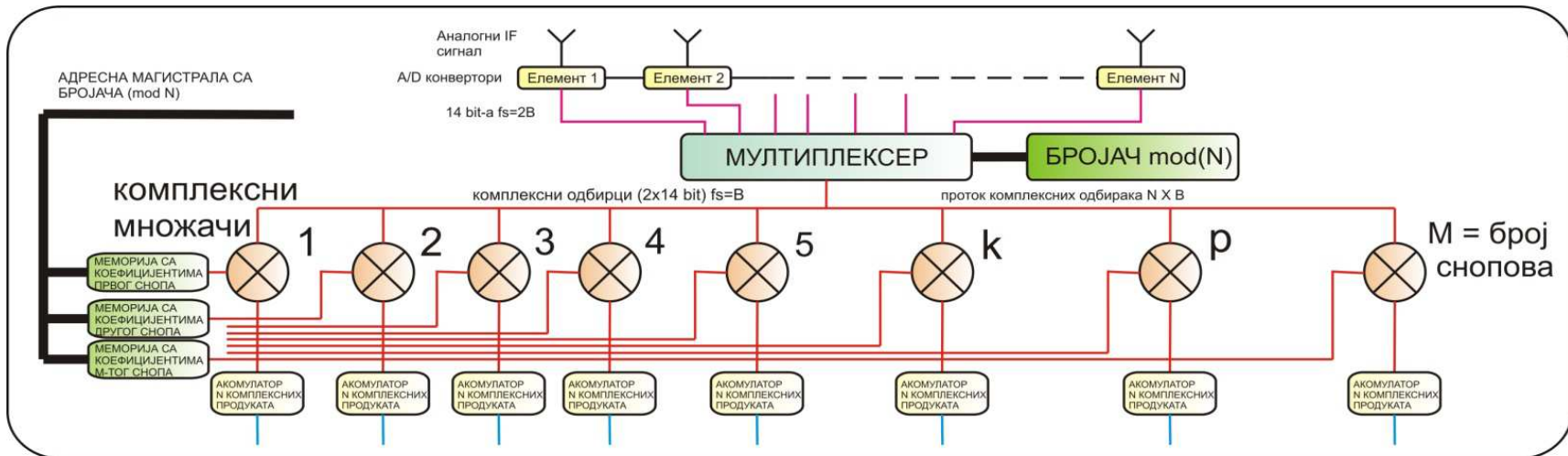
6.1.2 Паралелни принцип формирања снопа

За разлику од претходно описаног принципа сада се комплексни сигнали са сваког зрачећег елемента воде на по један комплексни множач. На самом множачу примљени сигнал секвенцијално се множи серијом комплексних коефицијената. Број коефицијената једнак је броју снопова, односно брзина множења мора бити онолико

пута већа од брзине одабирања сигнала колико се снопова мора формирати. Одавде је одмах јасно да је овакав метод применљив само код система којима се формира мали број снопова. Обично је број снопова већи од броја елемената, тако да је у пракси овај метод инфериорнији од претходног. Производи свих (комплексних) множења синхроно се сабирају те се на излазу сабирача серијски добијају вредности сигнала које одговарају појединим сноповима. Применом демултиплексера сигнали са излаза сабирача могу се раздвојити на сигнале који одговарају појединим сноповима а паралелно се могу обрађивати као и у претходном случају. Паралелни сигнали су представљени одбирцима исте фреквенције као што је имају одбирци на излазу пријемних антенских елемената.

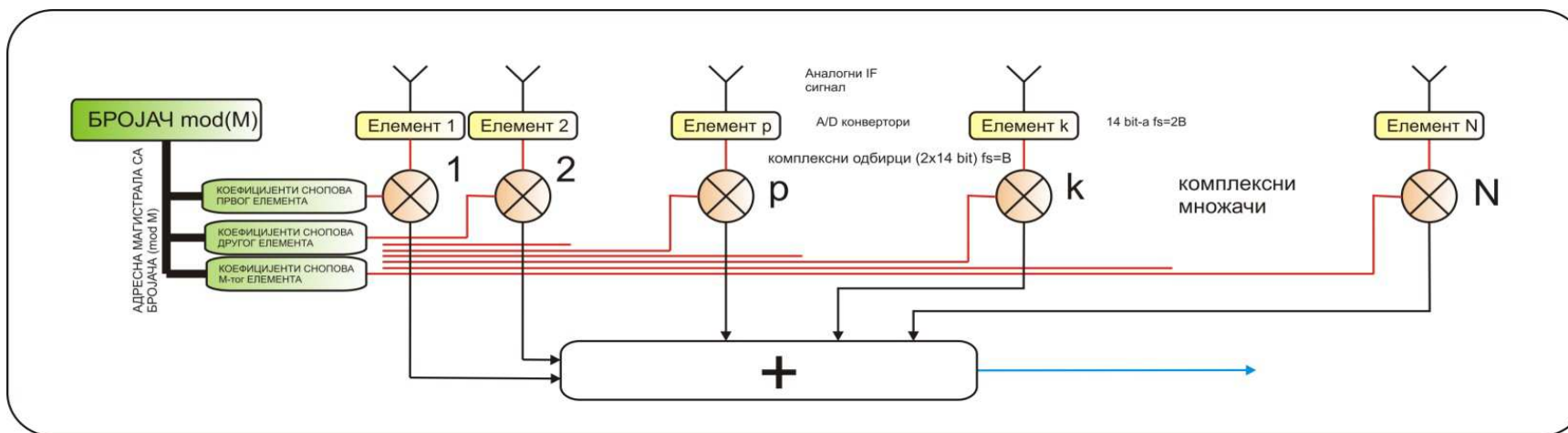
На слици 6.3 дата је блок шема описане архитектуре.

6. Формирање снопова и дигитална обрада сигнала



Слика 6.2. - Блок шема архитектуре серијског формирања више паралелних снопова.

6. Формирање снопова и дигитална обрада сигнала



Слика 6.3. - Блок шема архитектуре паралелног формирања више паралелних снопова.

Како су капацитети FPGA кола ограничени у погледу логичких ресурса и брзине рада, то је у антенама с много елемената и много снопова потребно расподелити процес формирања снопова између више процесорских елемената.

У следећим одељцима су приказане решења у којима се у једно FPGA коло паралелно конфигурише неколико, претходно описаних, архитектура.

6.1.3 Паралелна имплементација серијске конфигурације формирања више снопова код равних антена

У серијском систему формирања снопа комплексни сигнали са излаза пријемних антенских елемената воде се на мултиплексер који серијски пушта сигнале ка комплексном MAC (множач и акумулатор) елементу. Током периоде одабирања у овом процесу сигнали са свих пријемних елемената множе се својим тежинским коефицијентима и добијене вредности су акумулиране у збир који ће представљати сигнал одређеног снопа. То значи да је неопходно имати један комплексни множач по једном снопу. При томе брзина множења мора бити онолико пута већа од брзине одабирања сигнала колики је број пријемних елемената који учествују у формирању једног снопа. Уколико се претпоставимо да је фреквенција одабирања сигнала 30 MHz и да се снап формира са 100 елемената, потребна брзина рада множача износила би 3 GHz, а то у овом тренутку није оствариво помоћу кола која се могу наћи на тржишту. Због тога се процес мултиплексирања излаза с пријемника мора расподелити на више мултиплексера и MAC елемената. Под претпоставком из претходног примера процес би се могао расподелити на 10 мултиплексера и MAC елемената који би обрађивали по 10 пријемних елемената брзином од 300 MHz. Излази из акумулатора се сабирају у јединствен (комплексни) излаз, спреман за компресију и даљу обраду.

На самој антени се могу налазити AD конвертори с мултиплексерима сигнала. Излази из мултиплексера воде се паралелним линијама до FPGA процесора. У FPGA процесору врши се множење и акумулација продуката са излаза множача. Након тога сви акумулирани продукти са елемената који формирају један снап се сабирају у један збир. Овај збир представља сигнал једног снопа из кога се издваја циљ класичном обрадом радарског сигнала. У претпостављеном случају FPGA процесор би користио 10 комплексних множача по снопу (ако је сигнал квантизован с 12 бита FPGA процесор би користио 30 18-битних множача, а ако је сигнал квантизован са 16 бита FPGA процесор би

користио 40 18-битних множача, што је довољно да се у једном FPGA колу са 3000 до 4000 множача формира 100 снопова).

Код конформних антена сви елементи не учествују у формирању свих снопова па се сваки FPGA не мора прикључивати на излазе сваког мултиплексера.

6.1.4 Паралелна имплементација паралелне конфигурације формирања више снопова код равне антене

У паралелном систему формирања снопа комплексни сигнал са излаза сваког од пријемних антенских елемената води се на по један комплексни множач. Сваки комплексни множач секвенцијално множи примљени сигнал с комплексним коефицијентима који одговарају појединим сноповима. При томе комплексни множачи раде највећом могућом брзином, која је обично неколико пута (N) већа од брзине одабирања сигнала, како би формирали што више снопова. Будући да овај број снопова обично није довољан да би се покрио захтевани просторни угао, пријемни сигнал се доводи на неколико множача (M) који раде максималном брзином. Тиме је формиран број снопова једнак $N \times M$. Ако је, рецимо, брзина множења 20 пута већа од брзине одабирања и сигнал се истовремено доводи на 20 множача, формираће се 400 снопова.

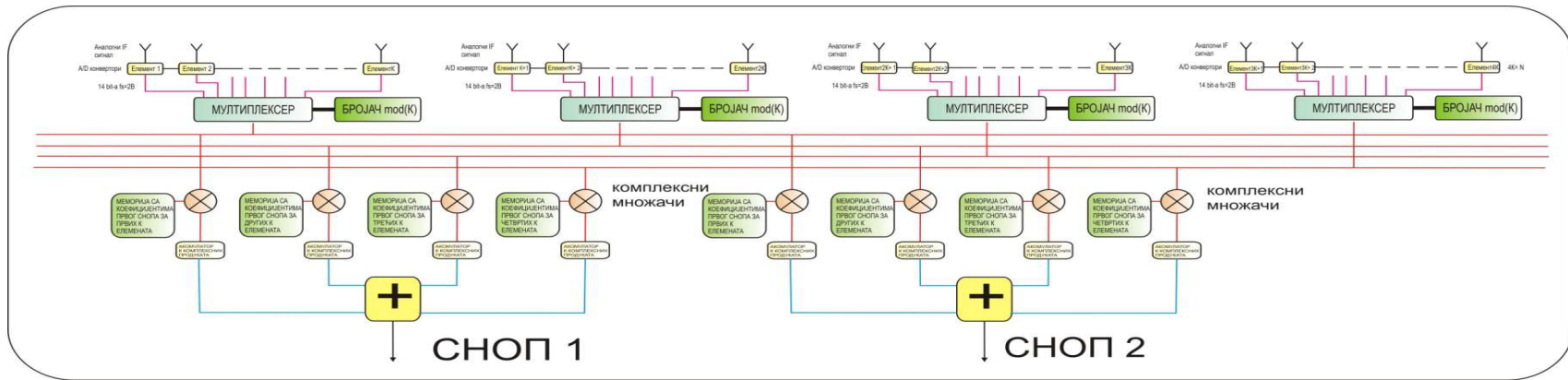
Сигнали са излаза првог множача који обрађује сигнал с првог пријемног елемента сабирају се са сигнаlima са излаза из првог множача који обрађује сигнал из другог пријемног елемента и са сигнаlima са излаза из првог множача који обрађује сигнал са трећег зрачећег елемента итд. Значи, сигнали са излаза из првих множача (од укупно M прикључених на поједине пријемне елементе) синхронно се сабирају и на излазу сабирача секвенцијално се добијају одбирци N формираних снопова, брзином која је N пута већа од брзине одабирања сигнала.

Сигнали с других множача (од укупно M множача прикључених на поједине пријемне елементе) сабирају се на другом сабирачу те се и на његовом излазу секвенцијално формира N снопова, синхронно са сноповима са излаза из првог сабирача.

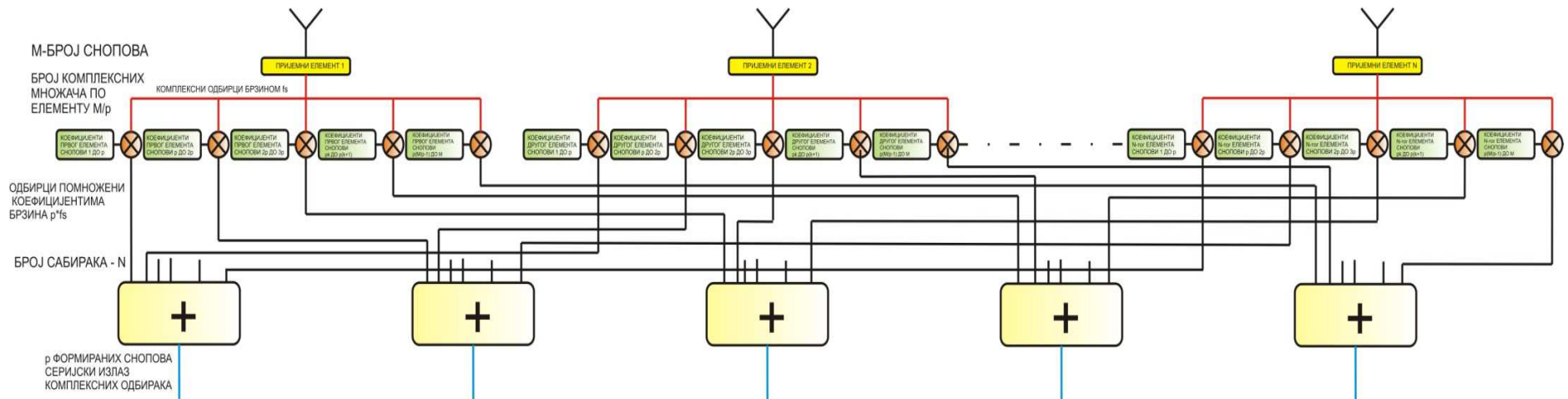
Како су излази пријемних антенских елемената везани паралелно на M множача, биће потребно и M сабирача да би се формирали сви снопови. Са излаза сваког сабирача секвенцијално излазе комплексне вредности N формираних снопова, брзином која је N пута већа од брзине одабирања сигнала.

На слици 6.5 приказана је блок шема описане архитектуре.

6. Формирање снопова и дигитална обрада сигнала



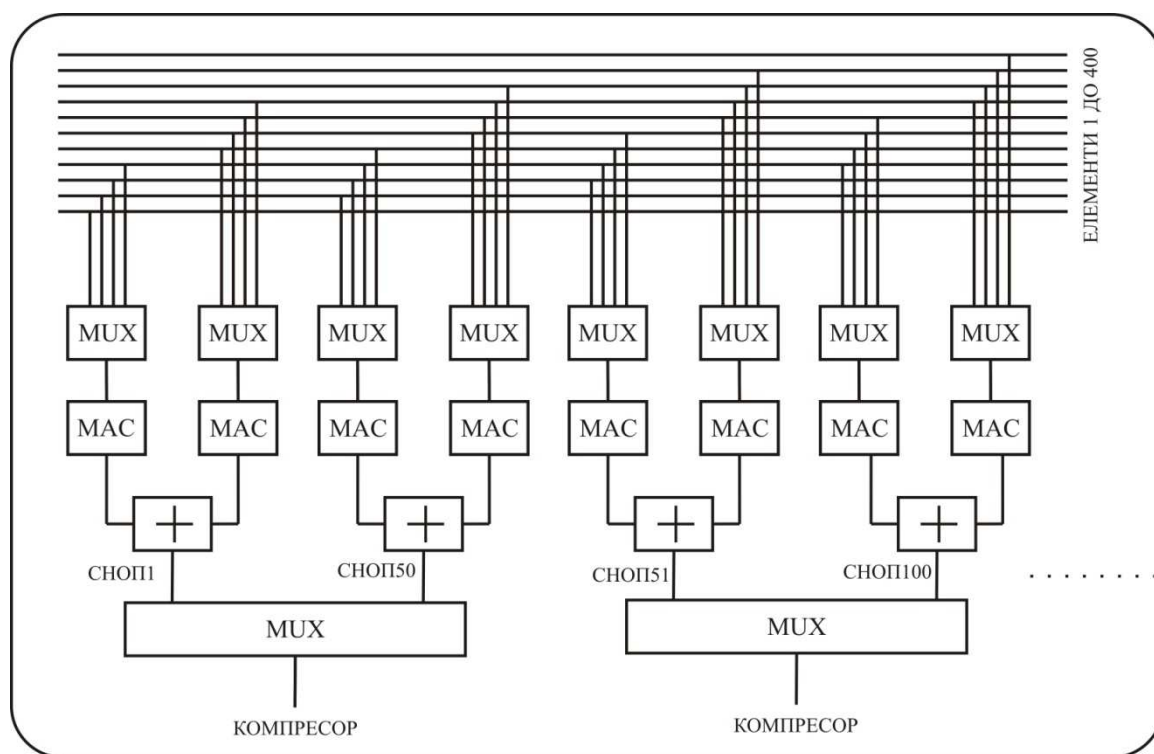
Слика 6.4. - Блок шема архитектуре паралелног формирања више снопова помоћу серијске конфигурације формирања снопова.



Слика 6.5. - Блок шема архитектуре паралелног формирања више снопова паралелном обрадом елемента

6.1.5 Серијска конфигурација формирања снопова конформних антена

У равној конфигурацији сви антенски елементи учествују у формирању свих снопова [82, 83, 84] док код конформне антене [85, 86] само неки елементи учествују у формирању појединих снопова. Стога се као логичан избор намеће серијска конфигурација формирања снопа јер се у њој сноп формира (без непотребног трошења ресурса) само од сигнала с одабраних антенских елемената. Принцип којим се у овом методу формира сноп приказан је на слици 6.6



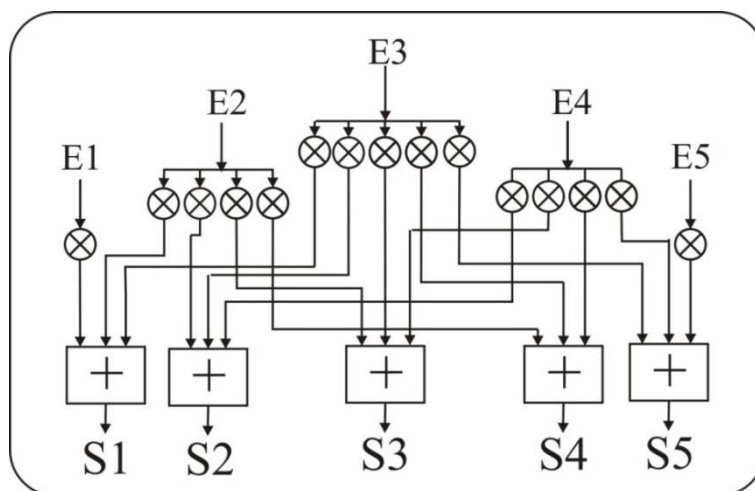
Слика 6.6. - Принцип паралелног формирања снопа код конформне антене.

Као пример је узета антена са 400 елемената, где се снопови формирају од 8 елемената. Потребно је формирати 100 снопова. Максимална фреквенција множења је 4 пута већа од фреквенције одабирања. Сигнали са 4 елемента који су укључени у један сноп од 8 елемената након мултиплексирања воде се у MAC где се синхронно множе

тежинским коефицијентима и производи се акумулирају (на излазу се добија „пола снопа“). Сигнали с друга четири елемента која учествују у формирању истог снопа пролазе исту процедуру. На крају се резултати акумулације сабирају и добијају се одбирци једног снопа. У овом случају број елемената антене није битан – само је важан број снопова и број елемената који учествују у формирању снопа. Како је у горњем случају број комплексних множача по снопу једнак 2, потребно је FPGA коло које има два пута више комплексних множача (6 или 8 пута више реалних множача) него снопова.

6.1.6 Паралелна конфигурација формирања снопова у конформним антенама

Паралелна конфигурација формирања снопова код конформне антене не може бити ефикасна као серијска. Пријемни елемент се увек везује бар за један комплексни множач. Један комплексни множач увек формира одбирке онолико снопова колико је пута радна фреквенција тог множача већа од фреквенције одабирања сигнала. Уколико је број снопова у које је укључен тај елемент мањи од максималног броја одбирака снопова које формира множач, онда множач мора да генерише нуле на местима одбирака оних снопова у којима елемент не учествује. Када је број снопова велики, онда се овај недостатак ублажава јер пријемни елемент који није укључен у све снопове може бити прикључен на мање комплексних множача него елемент који учествује у формирању свих (или готово свих) снопова. Реч је о елементима постављеним близу ивице антенске решетке. Блок шема која показује принцип овакве конфигурације је приказана на слици 6.7.



Слика 6.7. - Принцип паралелног формирања снопа код конформне антене.

6.1.7 Процена ресурса потребних за формирање снопова

Најпресуднији фактор у формирању снопова јесте број комплексних множача потребан за формирање снопова. Претпоставка је да је број елемената равне антене E_p и да је број снопова које треба формирати S . Фреквенција одабирања сигнала је f_{od} а максимална фреквенција рада комплексних множача f_{mn} . За одређивање броја комплексних множача значајан је однос

$$R = \frac{f_{mn}}{f_s} \quad [6.1]$$

6.1.7.1 Број множача потребних за формирање снопова серијским методом код равне антене

Да би се формирао један снопо, мора се извршити акумулација одбирака са свих E елемената, помножених тежинским факторима. Како један МАС серијским множењем одбирака са R елемената формира једну акумулацију, то је број МАС-ова за формирање једног снопа једнак

$$N_{\frac{MAC}{Сноп}} = \frac{E_p}{R} \quad [6.2]$$

За формирање S снопова потребно је, дакле, S пута више МАС-ова.

$$N_{MACp} = SN_{\frac{MAC}{Сноп}} = S \frac{E_p}{R} \quad [6.3]$$

6.1.7.2 Број множача потребних за формирање снопова паралелним методом равне антене

Сваки елемент антене множи свој одбирок са R тежинских фактора (док не одабере следећи одбирок) и генерише сабирке за формирање R снопова. Како је укупан број снопова S , то је сваком елементу потребно придружити

$$N \frac{mn}{element} = \frac{S}{R} \quad [6.4]$$

За формирање S снопова E елемената употребиће се E пута више множача

$$N_{mnp} = EN \frac{mn}{element} N = S \frac{E_p}{R} \quad [6.5]$$

6.1.7.3 Закључак и примери равних антена с више снопова

Из горњих релација закључује се да се у структурама где сви елементи учествују у формирању свих снопова не може фаворизовати ниједан метод. На пример, ако равна антенска решетка има 400 елемената с којима треба формирати 400 снопова, а однос R износи 40, тада је потребно инстанцирати 4000 комплексних множача, односно (са 16-битним одбирцима) 16000 18-битних множача (или 8000 DSP блокова). За ово ваља употребити 5 процесора типа Stratix V или Virtex 7 (уколико би се користили само DSP елементи).

6.1.7.4 Број множача потребних за формирање снопова серијским методом код конформне антене

У конформној антени сви антенски елементи не учествују у процесу формирања свих снопова. Под претпоставком да у формирању једног снопа учествује само K -ти део елемената (K обично може бити од 3 до 5) и да се сви снопови формирају од истог броја елемената (што јесте најчешће, али није обавезно), онда ће за акумулацију одбирака са E_k/K елемента (како би се формирао један сноп) бити потребно

$$N_{MAC} \frac{E_k}{snop} = \frac{E_k}{KR} \quad [6.6]$$

MAC-ова. Односно, за формирање S снопова биће потребно

$$N_{MAC} = SN_{MAC} \frac{SE_k}{snop KR} \quad [6.7]$$

MAC-ова.

Уколико је за исто појачање антене потребно M пута више елемената у конформној структури него у равној (M се креће од 1 до 2), тада је

$$E_k = ME_p \quad [6.8]$$

па је

$$N_{MACk} = SN_{\frac{MAC}{сноп}} = \frac{SME_p}{KR} = \frac{M}{K} N_{MACp} \quad [6.9]$$

Пошто је (M/K) реда $1/3$, $1/4$, број множача код конформне антене много је мањи. То значи: да би конформна антена формирала 400 снопова са 4000 комплексних MAC-ова (односно 2000 DSP блокова) био би јој довољан један Stratix V или Virtex 7.

Када се снопови формирају у више FPGA кола мање снаге [88] и када није потребно истовремено формирати све снопове, серијски метод може бити неупотребљив или врло неефикасан. Кола мање нумеричке снаге распоређена су по површини антене и примају сигнале из одређеног скупа елемената. Акумулацијом помножених одбирака с тог скупа елемената, формира се један сноп или више снопова у једном тренутку. Уколико је у другом тренутку потребно формирати други скуп снопова с другим елементима, онда FPGA кола мање снаге морају примати сигнале и с тог скупа (за то је неопходан снажнији процесор). Снага и број дистрибуираних FPGA кола зависи од тога колико се истовремених снопова мора формирати те се не може извести општи закључак о броју потребних FPGA кола, то јест, конкретна реализација мора се анализирати партикуларно.

6.1.7.5 Број множача потребних за формирање снопова паралелним методом код конформне антене

Уколико се пође од претпоставке да је број снопова у који ће бити укључен један зрачећи елемент једнак S/A , то је број потребних комплексних множача по елементу

$$N_{\frac{mn}{element}} = \frac{S}{RA} \quad [6.10]$$

Укупан број множача је E_k пута већи.

$$N_{mnk} = E N_{\frac{mn}{element}} = \frac{SE_k}{RA} = \frac{M}{A} N_{mnp} \quad [6.11]$$

И у овом случају број множача биће мањи од броја множача потребних планарној антени али не толико колико у серијској конфигурацији.

Међутим, у овом методу нема проблема с расподељеним FPGA колима јер се акумулација врши у заједничком процесору. Уколико би се користио јединствен процесор и један елемент учествовао у формирању 300 снопова, који би се формирали серијски са $R=50$, било би потребно користити 6 комплексних множача по елементу. То значи да би број 18-битних множача по елементу био 18 (обрада 12 битних одбирака) или 24 (обрада 16-битних одбирака). Антена с 400 елемената морала би имати процесор са 7200, односно 9600 множача – за шта не постоји јединствено FPGA коло.

Ако би се сноп формирао расподељеном мрежом мањих FPGA кола, архитектура би била следећа. Сваки елемент учествује у формирању 300 снопова. Уколико се множење врши са $R=30$ (кола мањих брзина) формираће се 30 снопова по комплексном множачу, односно биће потребно 10 комплексних множача по сваком елементу. То захтева 30 (за обраду 12-битних одбирака) односно 40 (за обраду 16-битних података) 18-битних множача. Уколико се употреби процесори мале снаге (рецимо Cyclon IV) он може се формирати по 300 помножених одбирака из 10

елемената. За антену од 400 елемената биће потребно 40 оваквих FPGA кола. Укупан број 18-битних множача је 40X400, то јест 16000 (што је последица коришћења споријих FPGA кола) али су множачи распоређени у 40 кола, што архитектуру чини остваривом.

Понекад није потребно формирати снопове којима би се покрила цела полусфера већ је потребно да буде покривен само један њен део. Тај део је временски променљив, односно снопови се морају померати у времену. Тада паралелни метод има предност над серијским јер се промена правца снопа врши само променом тежинских коефицијената а не и мултиплексом нових пријемних елемената. Захваљујући тој особини, пријемник који током претраживања простора нађе циљ лако издвоја одређени број снопова за праћење.

Методи формирања снопова нису осетљиви на тип примењене модулације, али на њих битно утиче ширина спектра сигнала.

6.1.7.6 Формирање снопова у једном FPGA колу

За формирање снопова у једном FPGA колу пресудни параметри кола су број улазно-излазних пинова и број DSP блокова [85], мада се мора водити рачуна и о броју регистара као и о меморији. Круцијалност појединих параметара није иста код равне и конформне антенске решетке [87, 88]. Као пример може се узети конформна антена с 500 пријемних елемената која треба да формира 400 снопова тако што за формирање једног снопа користи 100 пријемних елемената. Користиће се једно Stratix V коло с преко 700 пинова и преко 1600 DSP блокова. У каталогу произвођача (Altera) налазе се два оваква модела с подваријантама.

Дигитализовани сигнали са излаза А/D конвертора серијски долазе до FPGA кола. Ако је, на пример, фреквенција одабирања сигнала била 20 Msample/s и ако су они кодовани с 12 бита, онда ће излазна битска брзина из А/D конвертора бити 240 Mbit/s. На FPGA коло долази 500 улаза брзином од 240 Mbit/s. Тиме улаз окупира 500 пинова.

Сигнали с улазних пинова воде се у регистре где се преводе из серијског облика у паралелни облик. После сваког периода од 100 ns добијају се 24 бита (I и Q) сигнала одабраног у основном опсегу. Сигнали са сваког пријемног елемента

смештају се у по 100 (24-битна) регистара (на слици 6.8 колоне регистара). За 500 сигнала потребно је (500×100) 50000 регистара. Како је због паралелне обраде потребно одбирке смештати наизменично у *ping-pong* меморију, то је број потребних регистара двоструко већи, односно износи 100000. Пошто сваки регистар има 24 бита, биће искоришћено 2,4 Mbit-а меморије чипа.

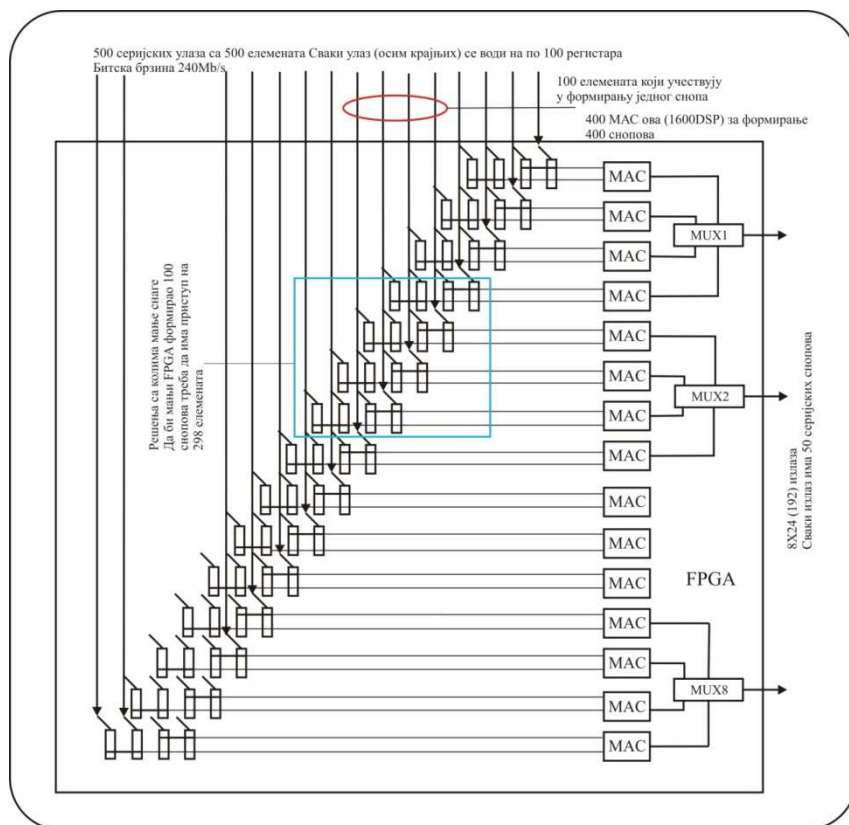
Сигнали с групе од 100 регистара који припадају једном снопу воде се на два комплексна множача с акумулаторима (MAC) који заједно троше 4 DSP блока. При томе се претпоставља да један MAC ради на фреквенцији 500 MHz и да акумулира сигнале с 50 елемената. За формирање 400 снопова потрошиће се 1600 DSP блокова.

Сигнали са излаза MAC-ова представљају одбирке 400 снопова. Они се појављују сваких 100 ns. Ови сигнали се воде на 8 мултиплексера на чијим излазима се брзином 500 MHz (сваке 2 ns у току 100ns) добијају (серијски) одбирци 50 снопова, представљени с 24 бита. Осам 24-битних излаза окупира 192 пина. Ових 8 излаза даље треба водити на 8 мултиканална компресора (с таповима на сваком педесетом регистру).

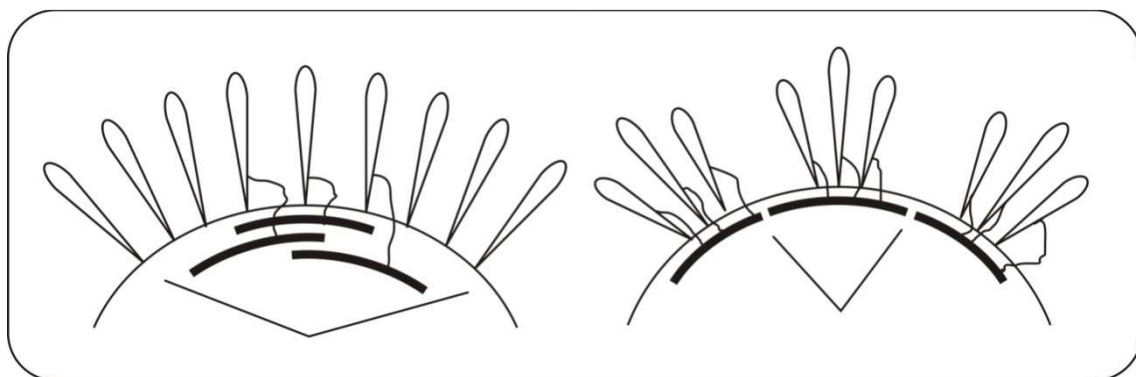
Шема са слике 6.9 показује последице замене једног великог FPGA кола мањим колима. Уколико би се једним колом формирало 100 снопова, уместо 400, било би неопходно на њега довести улазе с 298 елемената, то јест $3 \times N - 2$ где је N број снопова који формира мањи FPGA. С друге стране снопови формирану истим скуповима пријемних елемената мењали би појачање зависно од правца [89], зато што је њихов принцип формирања исти као и код равне антенске решетке.

У циљу одржавања константног појачање сви снопови би морали да се формирају од различитих скупова пријемних елемената. Међутим ово би био најгори случај што се тиче окупираности ресурса.

6. Формирање снопова и дигитална обрада сигнала



Слика 6.8. - Принцип формирања 400 снопова једним FPGA колом. Сваки снап је формиран са својих 100 зрачећих елемената изабраних међу 500 постојећих елемената.



Слика 6.9. - Принцип формирања снопова конформне антене с расподељеним FPGA колима мале снаге када се више снопова формира од више скупова сигнала с различитих елемената (лево) и када се формирају с једног скупа сигнала (десно).

6.1.8 Конфигурација обраде сигнала линеарне фреквенцијске рампе

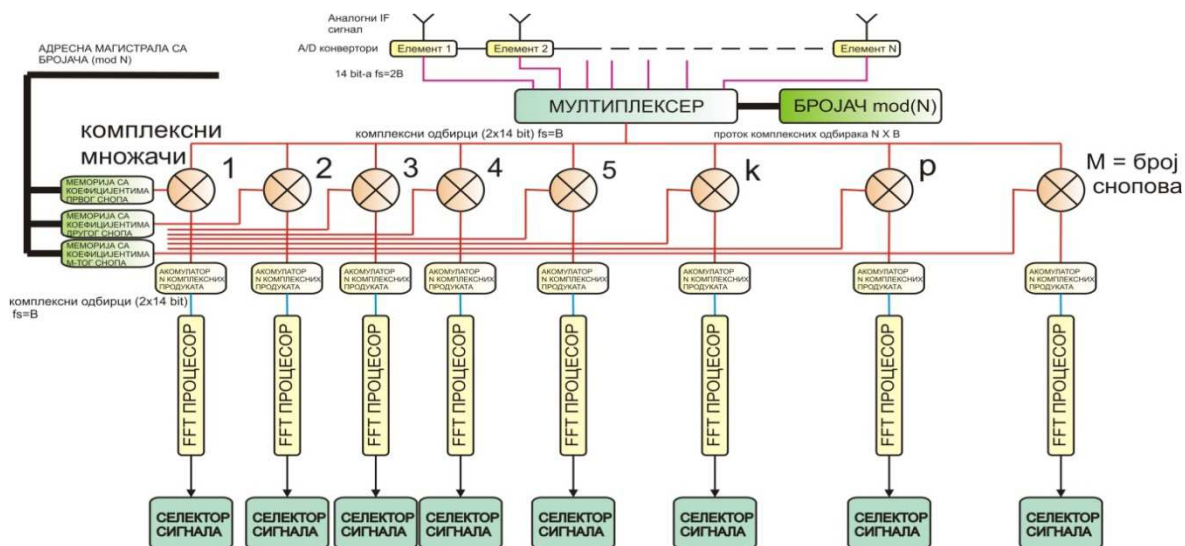
Зависно од архитектуре аналогне обраде, сигнали линеарне фреквенцијске рампе могу се примати својим оригиналним спектром или спектром разлике предајног и пријемног сигнала [86]. Уколико дигитална обрада анализира оригинални спектар сигнала линеарне фреквенцијске рампе, онда важе сви закључци претходних анализа. Разлика настаје у делу обраде који почиње с компресором сигнала. Дигитални компресор сигнала линеарне фреквенцијске рампе састоји се од регистара и множача (као и сваки FIR филтар) чиме се троши много више ресурса FPGA кола него код компресора бинарно фазно модулисаних сигнала који множаче са +1 и -1 реализује преко кола сабирача или одузимања. Због тога оваква обрада сигнала линеарне фреквенцијске рампе неће бити разматрана у овом раду.

За реализацију система који истовремено прима више снопова погоднија је обрада сигнала линеарне фреквенцијске рампе који је претходно конвертован на основни опсег мешањем сигнала предајника (као локалног осцилатора) и примљеног сигнала. Сам процес конверзије фреквенције може бити обављен на аналогном или на дигиталном нивоу. Обрада сигнала у основном опсегу састоји се од одређивања фреквенције сигнала рефлектованог од циља. У самој фреквенцији тог сигнала крију се две непознате величине, а то су удаљеност сигнала од циља и Доплерова фреквенција. Комбинација компонената фреквенција које потичу од удаљености и Доплеровог помераја једнака је збиру тих фреквенција при узлазној рампи и разлици тих фреквенција при силазној рампи. Уколико се ове две врсте рампи наизменично генеришу у толико кратким временским интервалима да се може сматрати како циљ неће изаћи из своје резолуционе ћелије по даљини и неће променити брзину у том временском интервалу, може се из збира и разлике фреквенција добијених у оба случаја (узлазне и силазне фреквенцијске рампе) одредити даљина и брзина циља.

Детаљи о формирању снопова идентични су као и за претходна три метода расподеле ресурса. Главни добитак остварује се у обради формираног снопа јер су избегнути проблеми са осетљивошћу дугачке секвенце на Доплеров помак. Избегавање компресије се плаћа FFT анализом великог броја одбирака тако да добитак у хардверским ресурсима практично не постоји.

6. Формирање снопова и дигитална обрада сигнала

Блок шема дигиталне обраде сигнала линеарне фреквенцијске рампе приказана је на следећој слици.



Слика 6.10. - Блок шема архитектуре дигиталног процесора који обрађује сигнал линеарне фреквенцијске рампе.

Након формирања снопова врши се FFT анализа сигнала при узлазној и силазној фреквенцијској рампи. Како FFT процесор може детектовати више циљева при обе рампе, а за одређивање параметара циља је потребно знати пар фреквенција (једну при узлазној и једану при силазној рампи) које потичу од истог циља, неопходно је селектовати парове који припадају истом циљу. Ова функција се може обавити у FPGA процесору јер не захтева велике ресурсе.

6.1.9 Формирање снопова код радара с ултраширокопојасним сигнаlima

Ултраширокопојасни сигнали јесу они код којих се формирање снопа не може остварити простим множењем примљених одбирака већ се мора остварити кроз реално кашњење сигнала. У аналогном (временском) домену то се може остварити дељењем снаге сигнала примљеног са сваког антенског елемента (који је прошао кроз широкопојасни малешумни појачавач) и транспортом сваког дела снаге кроз линије различитих дужина. Број линија мора одговарати прозводу броја елемената и броја снопова који се формира. Излаз из сваке трансмисионе линије води се на

сабирач снаге који сабира снаге из свих линија које одговарају датом снопу (са сваког одговарајућег елемента). Укупан број улаза у сабирач једнак је броју пријемних антенских елемената, а укупан број сабирача снаге једнак је броју снопова. Главни проблем код оваквог решења јесу велике разлике у дужинама трансмисионих линија, што код виших фреквенција доводи до различитих слабљења. То се мора компензовати увођењем фреквенцијски независних атенуатора, односно повећаним укупним слабљењем. Снага сигнала из пријемног елемента се дели на онолики број трансмисионих линија колико се снопова формира. Дакле, снага сигнала који формира један сноп је онолико пута мања од излазне снаге из пријемног елемента, колико се снопова формира. Она је такође умањена губицима услед несавршености делитеља и сабирача снаге. Додатни губици су генерисани у диелектрику кабла. Овако смањене снаге се сабирају на излазном сабирачу те је однос сигнал/шум на излазу из тог сабирача већи од истог односа на његовом улазу онолико пута колики је број пријемних елемената који учествује у формирању снопа.

Овако формирану сигналу долазе на врло брзе АД конверторе и независно се обрађују. Проблем је, наравно, цена овакве обраде јер број брзих АД конвертора одговара броју снопова.

С друге стране, спектар сигнала се помоћу локалног осцилатора константне фреквенције може конвертовати на основну фреквенцију или одговарајућу међуфреквенцију (која задовољава услове пододабирања); уз то се може извршити пододабирање и тиме добити сигнал са I и Q компонентама у основном опсегу. Кашњење сигнала у основном опсегу може се остварити у фреквенцијском домену тако што се сигнал у фреквенцијском домену помножи факторима $\exp(-j\omega\tau)$ и врати у временски домен. Трансформацију сигнала из временског у фреквенцијски домен треба вршити над свим одбирцима који се добију у току једног PRF-а, односно тада је број улазних одбирака једнак броју резолуционих ћелија. Како је код ултраширокопојасног сигнала овај број јако велики (због велике резолуције коју има ултраширокопојасни радар) то је број тачака у којима се врши FFT анализа јако велики (реда неколико десетина хиљада и више – за домет од 60 km и резолуцију од 1 m потребно је извршити FFT анализу у 60000 тачака). Под претпоставком да је излаз из FFT процесора серијски и да се множење са $\exp(-jn\Delta\omega\tau)$ обавља серијски, потребно је онолико комплексних множача колико се снопова формира. Поред тога,

све компоненте треба помножити и константном комплексном вредношћу $\exp(-j\omega_0\tau_0)$, где је ω_0 фреквенција локалног осцилатора а τ_0 кашњење кориговано за разлику између фаза локалних осцилатора. Излазе из комплексних множача треба водити на исто толико IFFT процесора да би се добили сви сигнали у временском домену. Према томе, број IFFT процесора једнак је броју снопова који се формирају. Са излаза IFFT процесора сигнали се воде на сабираче како би се добили сигнали снопова. Дакле, број комплексних множача по једном пријемном елементу биће једнак

$$N_{uwb} = N_{snopova}(I + N_{ifft}) + N_{fft} \quad [6.12]$$

Односно, укупан број комплексних множача биће једнак

$$N_{uwb} = E^* [N_{snopova}(I + N_{ifft}) + N_{fft}] \quad [6.13]$$

То за решетку од 400 елемената и 400 снопова даје резултат од неколико стотина хиљада множача – стога је оваква конфигурација на данашњем нивоу дигиталних процесора нереална. Смањени број множача добио би се када би сабирање закашњених одбирака по снопу било обављено у фреквенцијском домену уместо у временском (слика 6.11) јер би тада IFFT анализа била обављена над формираним снопом. Број потребних множача би тада био

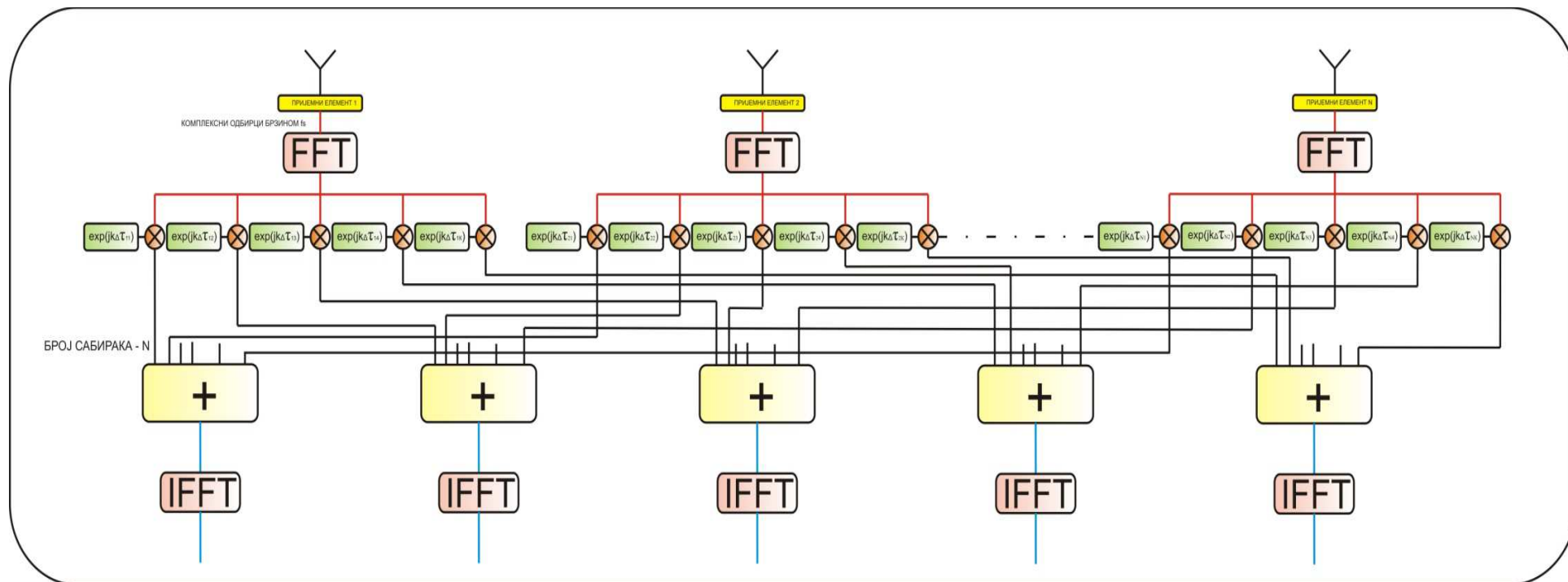
$$N_{uwb} = E^* [N_{snopova} + N_{fft}] + N_{snopova} N_{ifft} \quad [6.14]$$

Кашњење сигнала може се остварити и дигиталним филтром [89, 90]. Али број дигиталних филтара треба да одговара броју снопова, а у процесу множења сигнала коефицијентима филтра морају се користити комплексни множачи, тако да су и у овом случају потребни нумерички ресурси изван реалних могућности FPGA кола. Број потребних множача био би приближан броју употребљених множача у претходном методу. Кад се имају у виду нумеричке снаге најновијих кола,

реализација система за формирање снопова широкопојасног сигнала била би теоријски могућа али би цена била неприхватљива за било какву реалну примену.

За сада се формирање више снопова код радара с ултраширокопојасним сигнаlima мора свести на обраду сигнала аналогним путем јер би дигитална обрада сигнала захтевала велике и брзе ресурсе, што би се одразило на цену и потрошњу уређаја.

6. Формирање снопова и дигитална обрада сигнала



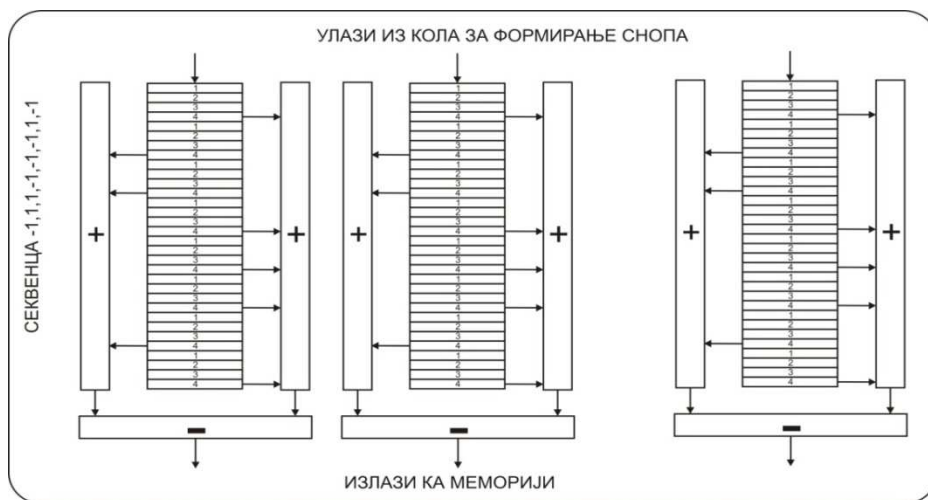
Слика 6.11. - Блок шема архитектуре формирања више паралелних снопова широкопојасног сигнала.

6.2. Компресори сигнала

Након формирања снопова настаје ситуација која одговара истовременом раду онолико независних радара колико је снопова формирано. То пак даље значи да се сигнали са излаза сваког комплексног акумулатора могу увести у истоветне компресоре сигнала. Компресори сигнала за поједине модулације могу бити врло проста логичка кола која не троше много ресурса. Због тога је погодно продужити предајну секвенцу све док њена дужина не буде ограничена максималним Доплеровим фреквенцијама.

Било којим методом да су формирани, одбирци снопова излазе серијски из више мултиплексера или сабирача. Уколико одабрани сигнали представљају сигнале бинарних секвенци, они се могу увести у померачки регистар са изведеним таповима на растојању једнаком броју серијских одбирака у низу који излази из сабирача или мултиплексера. Са излаза тапова сигнали се воде на две врсте сабирача. Једни одговарају збиру чланова које би требало помножити са 1 а други збиру чланова које би требало помножити са -1. Излаз из компресора се добија тако што се други збир одузме од првог (слика 6.12). Тиме се на излазу сваког компресора серијски добијају компримовани одбирци из неколико десетина снопова. Са излаза десетак компресора добијају се компримовани одбирци неколико стотина снопова. Ако на пример треба формирати 400 снопова а с једног мултиплексера у компресор могу доћи сигнали са највише 50 снопова, онда ће сигнали са 400 снопова бити распоређени на 8 мултиплексера, односно компресора.

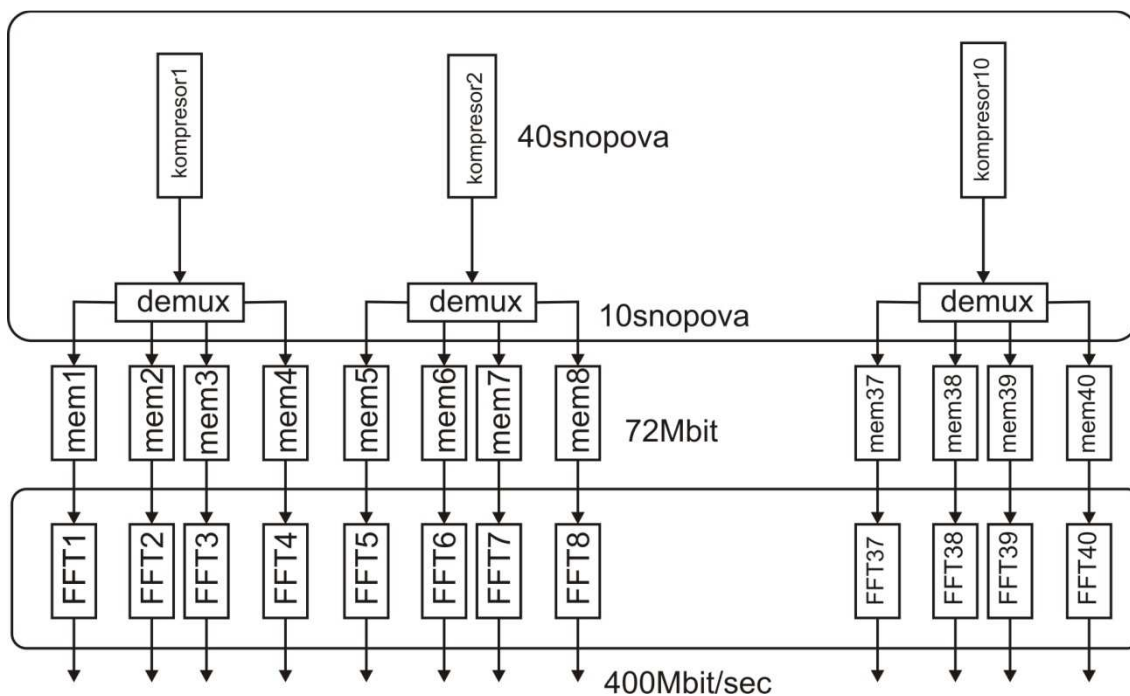
Сами компресори могу бити реализовани у истом колу у коме се формирају снопови (ако има довољно меморије за то) или у посебном колу. За реализацију компресора неопходно је користити меморијске блокове јер је број регистара обично недовољан.



Слика 6.12. - Блок шема архитектуре вишеканалних компресора,

6.3. FFT анализа

Процес FFT анализе уско је везан с процесом компресије (слика 6.13).



Слика 6.13. - Веза између кола у коме су компресори сигнала и FFT процесори.

Сигнали изашли с компресора смештају се у екстерну меморију. Меморија мора бити довољно брза да омогући излазак података из компресора. Претпоставка је да се користи *ping-pong* меморија, то јест да одбирци са излаза компресора наизменично пуне један или други део меморије. FPGA коло у коме се налазе компресори генерише адресе за пуњење меморије, док коло у коме се налазе FFT процесори генерише адресе за ишчитавање меморије. Меморија се може пунити оним редом како долазе одбирци и ишчитавати оним редом који одговара FFT анализи. Може се и пунити оним редом који одговара FFT анализи, а ишчитавати оним редом како су постављени одбирци у меморији. Величина екстерне меморије мора бити довољна да прими онолико одбирка колико их примају снопови у времену интеграције. Другим речима, величина меморије је једнака

$$B_{bit} = N_{rc}N_{fft}N_{снопова}N_{bita} \quad [6.15]$$

те је у случају кад постоји 4096 резолуционих ћелија, за које се врши FFT анализа у 64 тачке, за 400 снопова са 24 бита (12 бита I одбирка и 12 бита Q одбирка) неопходно укупно 2,5 Gbit-а меморије. Уколико се ова меморија реализује са синхроним SRAM модулима од 144 Mbit-а, биће потребно 18 оваквих модула, односно у *ring-pong* конфигурацији 35 модула. Уколико се користи DDRAM меморија онда је број меморијских модула мањи.

Претпоставка је да чип који врши упис у меморију тако слаже одбирке да их чип с FFT процесорима редом ишчитава из меморије и обрађује. Како у процес FFT обраде улази више снопова, потребно је одредити време за обраду једног снопа. На основу података произвођача FPGA кола, једна FFT трансформација у 64 тачке траје мање од 0,5 μ s. Уколико се трансформација врши у 4096 резолуционих ћелија, то значи да ће обрада једног снопа трајати мање од 2 ms. Ако је време интеграције сигнала преко 20 ms (4096 \times 64 \times 100 ns), онда један FFT процесор може да обради 10 снопова. За обраду 400 снопова биће потребно инстанцирати 40 FFT функција.

FFT процесор може обрађивати сигнале из првих резолуционих ћелија у 10 снопова па из других резолуционих ћелија из истих десет снопова и тако до задњих резолуционих ћелија из 10 снопова. FFT процесор може обрађивати сигнале из свих резолуционих ћелија једног снопа, затим из другог итд. Било како да обрађује

сигнале, на његовом излазу ће се појављивати низови од 64 комплексна одбирка који одговарају Доплеровим померајима циља у једној резолуционој ћелији једног снопа. За фреквенцију рада процесора од 400 MHz у *stream* начину рада, одбирци ће се појављивати сваке 2,5 ns. То значи да обрада једног снопа траје 0,7 ms ($4096 \times 64 \times 2,5$ ns). Кола мањих брзина могу да продуже ово време до 2 ms.

За потребе једног FFT процесора који обавља трансформацију у 256 тачака, мање Stratix V коло троши 6 DSP блокова, 20 M20K меморијских блокова, 40 kbit-а меморије, 4 k логичких регистара и 2 k ALUT-а. Само коло у просеку има преко 500 DSP блокова, преко 900 M20K меморијских блокова, преко 10 Mbit-а меморије, преко 200 k логичких регистара и преко 200 k логичких елемената, тако да се могућност конфигурисања 40 FFT процесора у једном чипу не доводи у питање.

6.3.1 Разрешавање једнозначности по даљини – однос компресора и FFT процесора

Будући да радар ради с врло дугачким секвенцама, може се десити да периода Доплерове фреквенције буде самерљива с периодом понављања секвенце, односно с њеном временском дужином. У том случају мора се скратити секвенца што има за последицу вишезначност у одређивању даљине. Познати метод решавања овог проблема је употреба секвенци различите дужине (познато као стагеровање). Овај метод је применљив када се у снопу нађе један циљ, али раздвајање више циљева је врло тешко. Други метод подразумева да се сигнали из неког снопа пре уласка у компресор множе фреквенцијом Доплеровог помака. Да би се знала фреквенција Доплеровог помака, потребно је детектовати циљ кратким секвенцама или чак простим синусоидалним сигналом. И у овом случају постоји проблем с детекцијом и праћењем више циљева који се крећу различитим брзинама. За праћење више циљева с различитим Доплеровим помацима било би потребно множити сигнале на излазу из MAC-а (који припада снопу с више циљева) различитим фреквенцијама и мултиплексирати их као циљеве који стижу с различитих снопова. Могућност да у истом снопу буде више циљева с врло различитим Доплеровим помацима више је теоријска, али чак и ако се такво шта деси, сигнали из једног снопа могу се „убацити“ у слот снопа у коме нису детектовани циљеви како се у компресорима не би померало растојање између тапова (уколико се мења број мултиплексираних

канала). То пак значи да је за потребе процеса мултиплексирања и компресије неопходно конфигурисати још неколико десетина слободних комплексних множача и DDS генератора.

Било којим поступком да се решава проблем с једнозначношћу, мора постојати могућност рада са секвенцама различите дужине. То директно утиче на реализацију компресора и FFT процесора.

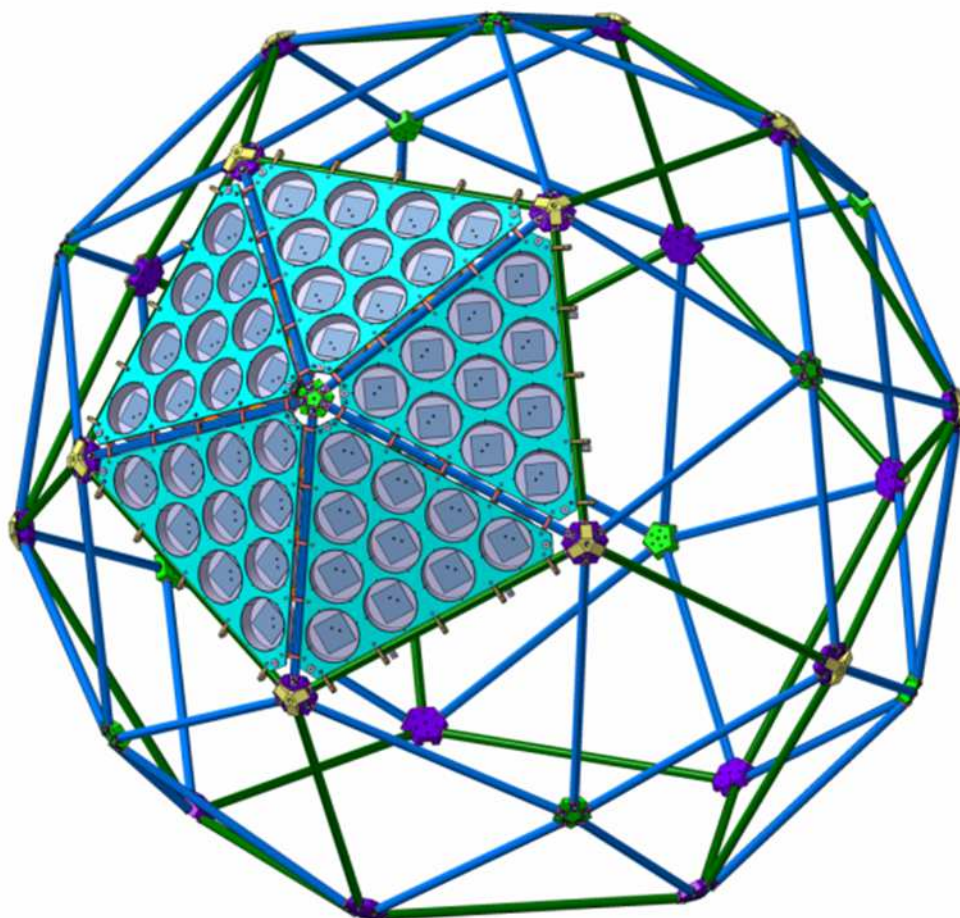
Уколико се секвенца мења а број мултиплексираних канала остане исти, тапови с којих се воде сигнали на сабираче (слика 6.12) остаће на истим местима али се може променити смер у коме се воде сигнали (ка „позитивним“ или „негативним“ сабирачима). Због тога је потребно да излази из сваког тапа буду повезани на демултиплексер (прекидач) који се може програмирати секвенцом доведеном споља. Тиме се омогућава рад компресора с различитим секвенцама – променљивим у току рада. За те потребе би морала постојати могућност да излази из неких тапова буду блокирани (што се једноставно постиже I колима).

Скраћивањем секвенце смањује се број резолуционих ћелија по даљини али се број примљених импулса из једне резолуционе ћелије у току периода кохерентне интеграције сигнала повећава. Укупан број примљених импулса у току периода кохерентне интеграције исти је – једнак је производу времена кохерентне интеграције и ширине спектра сигнала, а то се није мењало променом секвенце. Тиме се није променила количина потребне меморије. Само се променио начин адресирања меморије.

Главна промена која усложњава пријемник јесте промена дужине Фуријеове трансформације. Ако је секвенца смањена n пута, тада ће у периоду кохерентне интеграције бити толико пута више одбирака из сваке резолуционе ћелији па ће се трансформација вршити над више одбирака. То, наравно, продужава трајање трансформације. Међутим, трансформацију треба обављати на мањем броју резолуционих ћелија тако да се током кохерентне интеграције може обавити потребна обрада сигнала. Главни задатак остаје: наћи ефикасан начин да се у реалном времену промени структура FFT процесора.

7. Пример реализације пријемног низа са истовременим формирањем више снопова

Закључци из претходне анализе проверени су на моделу „активне“ пријемне антене намењене за истовремено праћење више сателита. Механичка конструкција антене приказана је на слици 7.1.



Слика 7.1. - Механичка конструкција конформне антене и реализован део пентагоналног модела.

Антиена се састоји од 55 троуглова на којима се налази по 10 пријемних елемената, што значи да их је укупно 550. Антиена треба истовремено да прати 12 сателита који емитују сигнале спектралне ширине неколико стотина Нз и који због Доплеровог помераја могу променити централну фреквенцију у опсегу до +/- 50 кНз.

7. Пример реализације пријемног низа са истовременим формирањем више снопова

За сада је реализован део антене у облику пентагона (с 50 зрачећих елемената). Како сваки троугао поседује свој процесор сигнала (FPGA Cyclon III) и A/D конверторе максималне фреквенције одабирања до 40 MSample/s, постојећи хардвер је потпуно употребљив за симулацију рада радара. FPGA коло прима сигнале са 40 A/D конвертора. FPGA коло поседује 576 улазних пинова и 126 18-битних множача.

На располагању је стајао један FPGA Cyclon IV процесор са 750 улазно-излазних пинова и 360 18-битних бројача. Коло је коришћено за обраду сигнала у GPR радару.

Употребљени су модификовани радио-пријемници и предајници GPR радара које је аутор сам реализовао.



Слика 7.2. - SAR-GPR радар монтиран на летећој платформи (врло сложена обрада обављена на једном Cyclon IV процесору).

7.1. Системске карактеристике експерименталног модела

Како се из претходне анализе може закључити, намера аутора рада је била да испита могућност реализације пријемника мултистатичког радара са више снопова који би својим сноповима (истовремено) покрио целу хемисферу. Да би се остварио овај циљ требало би реализовати целокупну конформну антену и употебити FPGA процесор највише класе (као што је описано у претходном поглављу). У реалности пријемник може да истовремено формира одређени број снопова (знатно мањи од броја потребног за истовремено осматрање целог простора) и да истовремено претражује простор с више снопова, слично осматрачком радару. Кад је циљ детектован, један или више снопова могу престати са осматрањем простора, прећи на праћење циља и мерити његове координате (слично нишанском радару) док се претраживање може наставити с мањим бројем снопова. Као пример може се узети пријемник који претражује простор у 480 позиција снопа. Уколико осветљавања циља траје 10 ms, пријемник ће имати позиције свих циљева у простору на сваких 10 ms. Ако му за сваки снап треба 4DSP блока (Slice), укупан број потребних блокова биће 1920 (Stratix V). Под претпоставком да се простор претражује простим FPGA колом са 120 DSP (Cyclon V) блокова (односно 30 истовремених снопова), он ће бити претражен за 160 ms. Уколико се детектује десет циљева и одвоји десет снопова (40 DSP блокова) за њихово праћење а двадесет снопова (80 DSP блокова) настави да претражује простор, он ће бити претражен за 240 ms (уз истовремено праћење десет циљева).

У овом последњем (у пракси реалнијем) сценарију серијска конфигурација формирања снопова код конформне антене с много елемената мора се извести уз примену врло сложеног метода мултиплексирања елемената јер се снап у времену формира од различитих скупова елемената. Сложени мултиплексер се може реализовати коришћењем FPGA кола великих логичких капацитета и с великим бројем пинова. Уколико се користи више FPGA кола мање нумеричке снаге, тада је потребно излазе с једног А/D конвертора довести до више FPGA кола или треба користити више А/D конвертора за свако FPGA коло.

У паралелном методу формирања снопова нема велике разлике између коришћења процесора велике и мале нумеричке снаге, тако да се процес формирања

7. Пример реализације пријемног низа са истовременим формирањем више снопова

снопа може расподелити између више процесора мале снаге без значајног губитка ефикасности.

Симулирано појачање горе приказане конформне пријемне антене, када она формира сноп са 100 пријемних елемената, у најгорим случајевима износи 24 dB (варира за 0,5 dB, зависно од позиције снопа). Тада је 3dB ширина снопа 80 те је за покривање азимута од 3600 и елевације од 300 до 900 довољно генерисати 360 снопова.

Предајник се састоји од једног антенског елемента с квазиомнидирекционом карактеристиком зрачења. Радна фреквенција је 1500 MHz, односно таласна дужина је 20 cm.

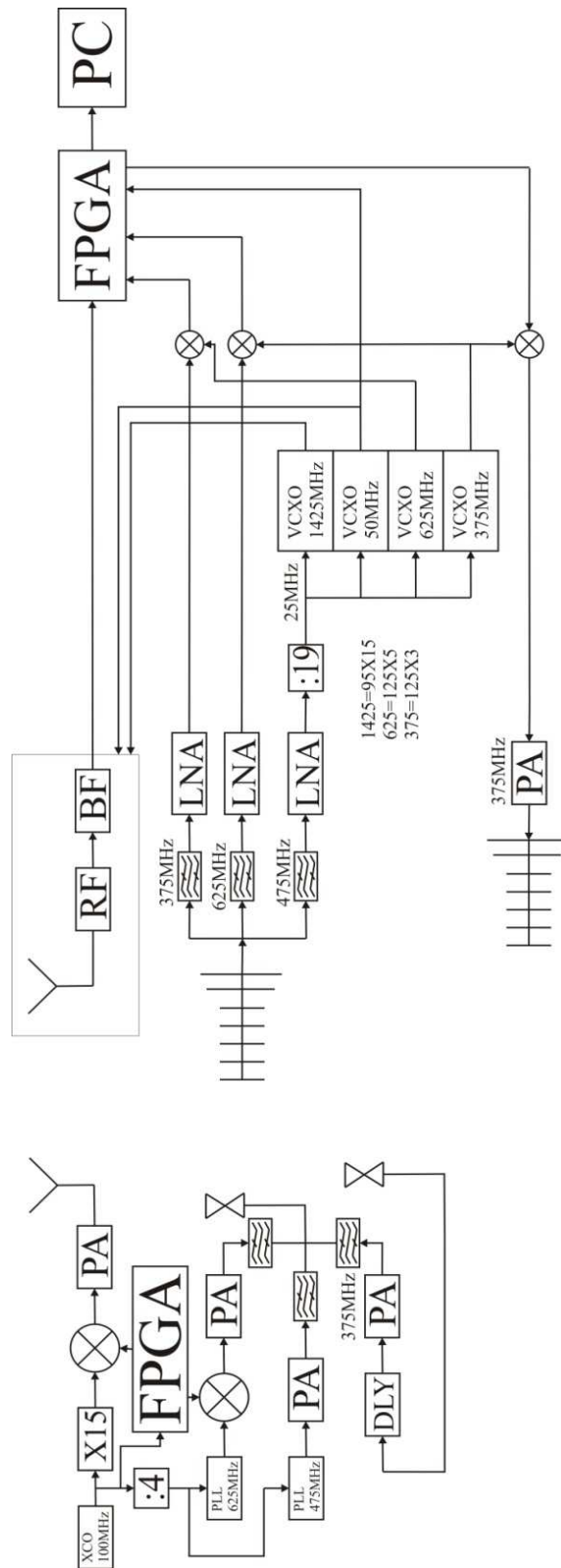
Пријемни пентагон и предајна антена повезани су радио-линком. Помоћу радио-линка пријемник мери „удаљеност“ предајника од пријемника, односно временско кашњење синхронизационих сигнала. Како тим истим линком стиже и референтни сигнал предајног импулса, пријемник зна тренутак када је предајни импулс емитован из предајника. Пријемник на основу овог податка одређује почетак одабирања примљених сигнала. У мултистатичкој конфигурацији неопходно је мерити растојање секвенцом како би сваки пријемник могао да разликује своје растојање од предајника.

Предајник радиодифузно емитује сигнал почетка импулса (као појединачни импулс или као секвенцу). Да би се овај сигнал разликовао од сигнала мерења растојања, најједноставније је послати га на другој фреквенцији носиоца.

Да би се успоставила апсолутна кохеренција предајник у фреквенцијском мултиплексу са синхронизационим сигнаlima почетка предајне секвенце и растојања шаље референтни синусоидални сигнал (на који се синхронизују референтни осцилатори пријемника). Слични принципи остваривања кохеренције предајника и пријемника описани су у [91].

Блок шема комуникационог дела мултистатичког радара дата је на слици 7.3.

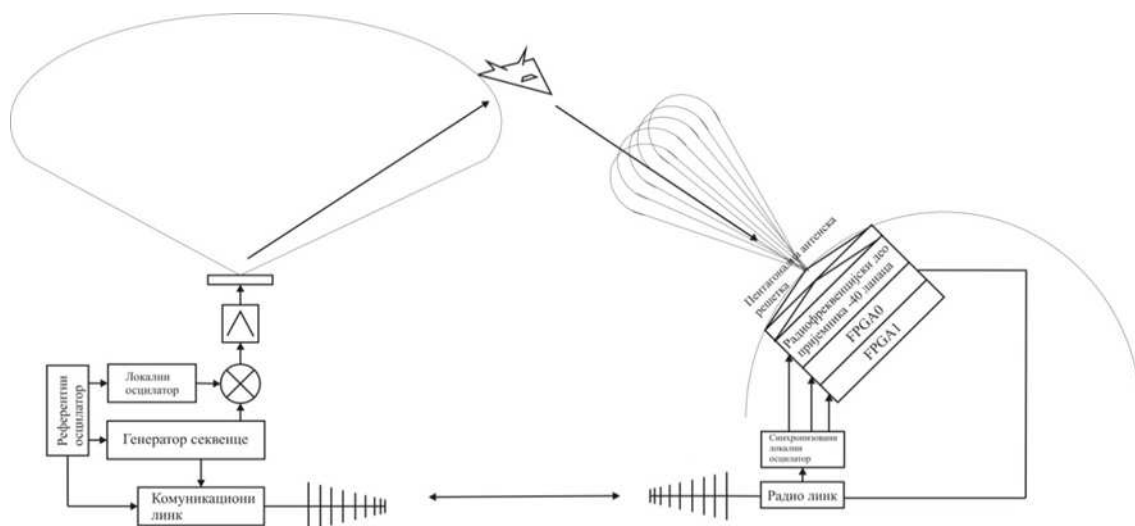
7. Пример реализације пријемног низа са истовременим формирањем више снопова



Слика 7.3. - Блок шема мултистатичке конфигурације радара.

7.1.1. Бистатички експериментални радар

Као основа за проверу рада мултистатичког система реализован је бистатички систем с блок шемом приказаном на следећој слици.



Слика 7.4. - Упрошћена блок шема тест модела.

Предајник радарског сигнала емитује бинарну секвенцу дужине подимпулса од 100 ns. Снага предајног појачавача износи 300 W (појачавач опсега од 1,47 GHz до 1,51 GHz, намењен мобилним комуникацијама, описан у глави 5 и приказан на слици П.6). Појачање предајне антене мења се од 6,8 dB до 0 dB у опсегу угла елевације од 00 до 600. Таласна дужина износи 0,2 m.

Пријемна антена има појачање од преко 20 dB и фактор шума пријемника испод 1 dB.

За детекцију циља је потребан однос сигнал/шум од 10 dB. Максимална брзина циља у односу на предајник и пријемник износи 500 m/s. Податке о положају циља потребно је имати у интервалима од 25 ms или чешће. За 25 ms циљ може да пређе растојање од 12,5 m, што је још увек мање од 15 m, колика је најбоља резолуција која се може постићи радарским сигналом спектралне ширине 10 MHz (подимпулс дужине 100 ns). Претпостављена радарска рефлексна површина је 1 m².

На основу горњих параметара добија се вредност домета моностатичког радара.

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 \left(\frac{S}{N}\right) k T B F}} = \sqrt[4]{\frac{200 \times 1 \times 100 \times 0.04 \times 1}{2000 \times 10 \times 10^{-20.4} \times 40 \times 10^{0.1}}} \approx 22 \text{ km} \quad [7.1]$$

односно, производ растојања циља од предајника и пријемника је 484 km².

У условима теста удаљеност предајник–циљ–пријемник биће ограничена на 30 km. То значи да је за потребе једнозначног одређивања даљине довољна секвенца дужине 1024 (1024 × 30 m). Трајање овакве секвенце је 100 μs. Максимални Доплеров помак на фреквенцији од 1,5 GHz износиће 5 kHz.

$$F_d = \frac{2vf_c}{c} = \frac{2 \times 1.5 \times 10^9 \times 500}{3 \times 10^8} = 5000 \text{ Hz} \quad [7.2]$$

Ово даље значи да је и при највећем Доплеровом помаку период Доплерове фреквенције двапут већи од дужине трајања секвенце, то јест губици ће због неприлагођења филтра на Доплеров помак бити испод 3 dB. Односи максималне Доплерове фреквенције и максималне дужине секвенце описани су у [92] и [93].

7.2. Радарски предајник

Предајник се састоји од

- 1) Синтезатора фреквенција
- 2) FPGA процесора
- 3) Комуникационог примопредајника
- 4) Радиофреквенцијског дела радарског предајника
- 5) Појачавача снаге
- 6) Антенског елемента радара
- 7) Комуникационог антенског елемента

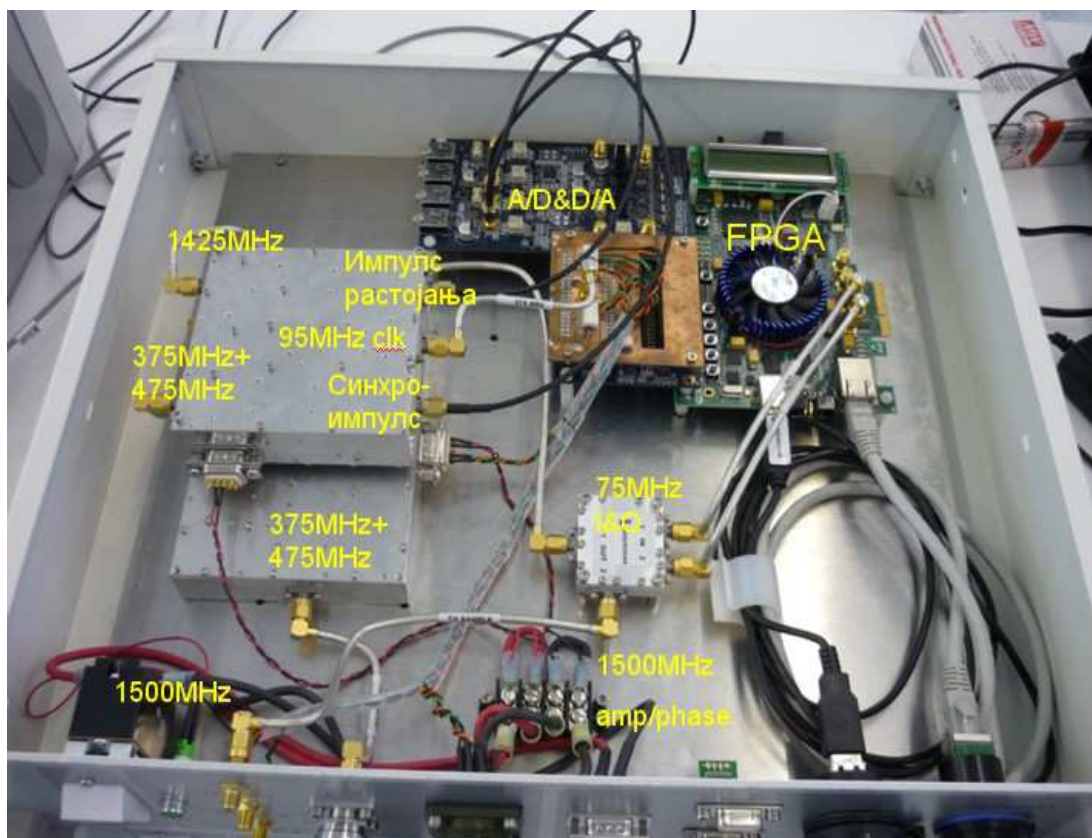
Модел предајника је приказан на слици 7.5



Слика 7.5. - Радарски тест предајник.

Са слике се види да је овакав предајник (заједно са изворима за напајање) могуће сместити на једна врло покретљива колица.

Део са синтезатором сигнала, FPGA процесором, комуникационим примопредајником и радиофреквенцијским делом радарског предајника приказан је на следећој слици.



Слика 7.6. - Синтезатор фреквенција, FPGA процесор, комуникациони предајник и радиофреквенцијски део радарског предајника.

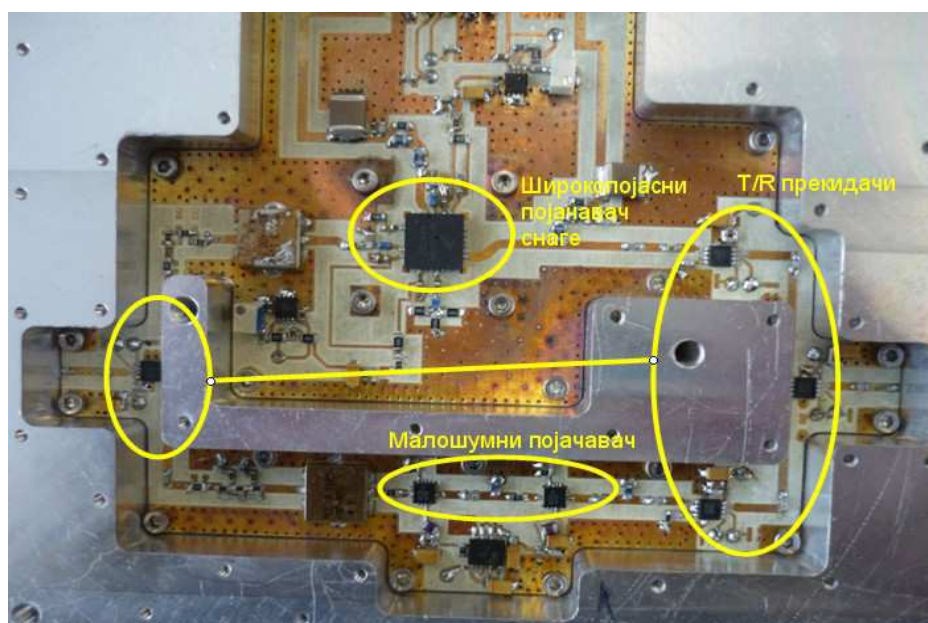
Основу система чини кварцни осцилатор на 5 MHz с карактеристикама приказаним на слици П.22. Напонско контролисани кристални осцилатор је осцилатор на 95 MHz који се умножава 5 пута и добија референтни сигнал од 475 MHz. Затим се овај сигнал множи још трипут и добија сигнал од 1425 MHz (на слици кутија горе лево). Осцилатор од 95 MHz је синхронисан са осцилатором од 5 MHz [94]. Осцилатор од 95 MHz користи се и као такт осцилатор у FPGA колу [95]. FPGA коло генерише секвенцу на 75 MHz и помоћу аналогног (квадратурног) модулятора генерише излазни сигнал на 1500 MHz. Карактеристике употребљеног квадратурног модулятора и напонско контролисаног кварцног осцилатора приказане су на сликама П.20 и П.23. Симетрични опсег од 1350 MHz ослабљен је за 30 dB у односу на користан сигнал и није га потребно филтрирати јер сам појачавач снаге и предајна антена филтрирају тај сигнал за додатних 30 dB. Са самог FPGA кола на улаз

модулатора доводе се квадратурне компоненте сигнала од 75 MHz, генерисане дигитално помоћу сигнала од 150 Mbit/s.

Како у експерименталном моделу предајник не мења често своју позицију, растојање између пријемника и предајника мери се само на почетку рада. Комуникациони део предајника налази се у режиму пријемника и очекује сигнал с места пријемне антене. Овај импулс пролази кроз малошумни појачавач и долази до А/D конвертора (слика 7.6). Ако FPGA коло детектује импулс, оно одржава примопредајник у пријемном моду још кратко време, а затим враћа примопредајник (слика 7.7) у предајни мод (помоћу T/R прекидача) и шаље предајни импулс (одговора) након кратког и константног времена детекције. Затим се примопредајник враћа у пријемни мод и чека нови импулс. Уколико FPGA коло не детектује само један импулс већ секвенцу од најмање пет импулса, оно пребацује примопредајник у предајни мод све до ресетовања хардвера. Пријем више сукцесивних импулса значи да је с пријемне стране послата информација да је измерена даљина и да предајник не мора више да прима никакве информације. Поступак мерења даљине одвија се на фреквенцији носиоца од 375 MHz, а ширина импулса је 6,66 ns.

У нормалном моду рада (када се не мери растојање између предајника и пријемника) синхронизациони модулисани сигнал од 375 MHz генерише се на почетку сваке секвенце. Дужина импулса је 6,66 ns (2 m у ваздуху). На улаз у појачавач снаге комуникационог линка води се и сигнал од 475 MHz. Након појачања, синхронизациони импулс се води на комуникациону антену заједно с референтним сигналом од 475 MHz. Овај процес је практично независан од FPGA кола. Како FPGA коло у предајнику генерише само секвенцу и референтни импулс, оно се у пракси може заменити обичним микроконтролером који је много јевтинији и неупоредиво доступнији. Комуникациона антена је приказана на слици 7.8.

7. Пример реализације пријемног низа са истовременим формирањем више снопова



Слика 7.7. - Предајник синхро-сигнала.



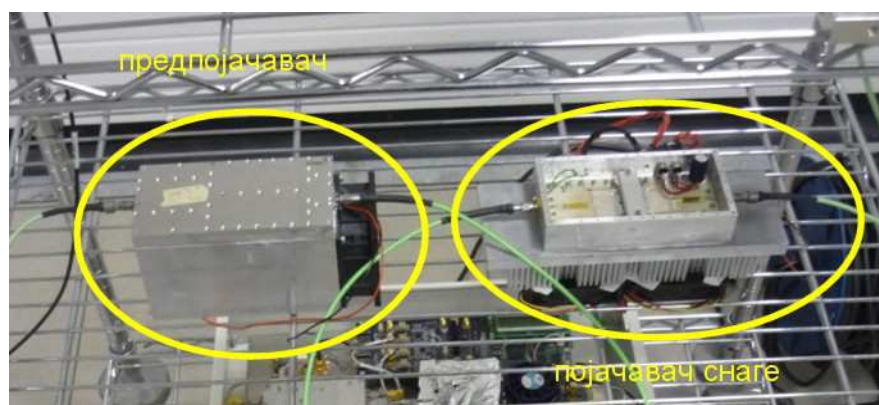
Слика 7.8. - Комуникациона примопредајна антена.

Комплетан предајни радарски сигнал се генерише у FPGA колу, тако што се поворка наизменичних нула и јединица фреквенције 150 Mbit/s инвертује сваких 100

7. Пример реализације пријемног низа са истовременим формирањем више снопова

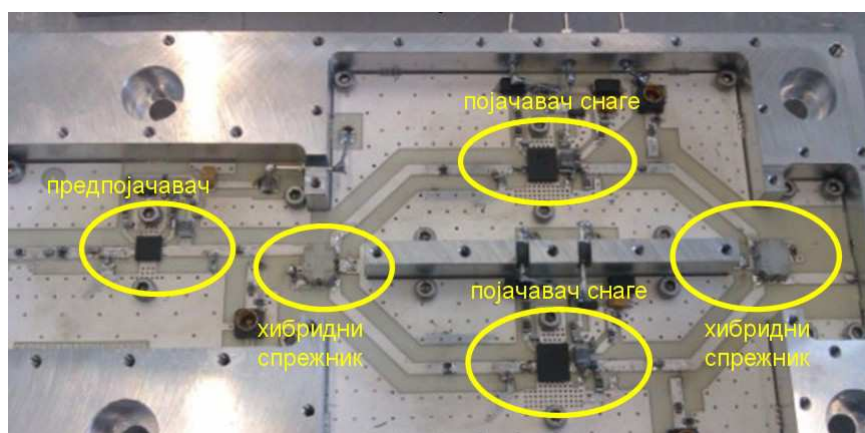
ns, у складу с предајном секвенцом (у оквиру једног подимпулса секвенце налази се 15 бита фреквенције подносиоца од 75 MHz). Фреквенција од 150 Mbit/s добија се дељењем фреквенције од 300 Mbit/s са 2. Исти поступак се примењује с инвертованом поворком од 300 Mbit/s тако да се добијају два носиоца од 150 Mbit/s (односно два носиоца од 75 MHz) фазно померена за $\pi/2$. Та два модулисана носиоца представљају I и Q компоненте радарског сигнала на фреквенцији подносиоца. Њима се модулише носилац од 1425 MHz у квадратурном модулатору (централна позиција на слици 7.6).

Модулисани сигнал се доводи на претпојачавач (излазне снаге 10 W) и појачавач снаге од 300 W [96]. Они су приказани на слици 7.9 на горњој полици лабораторијских колица.



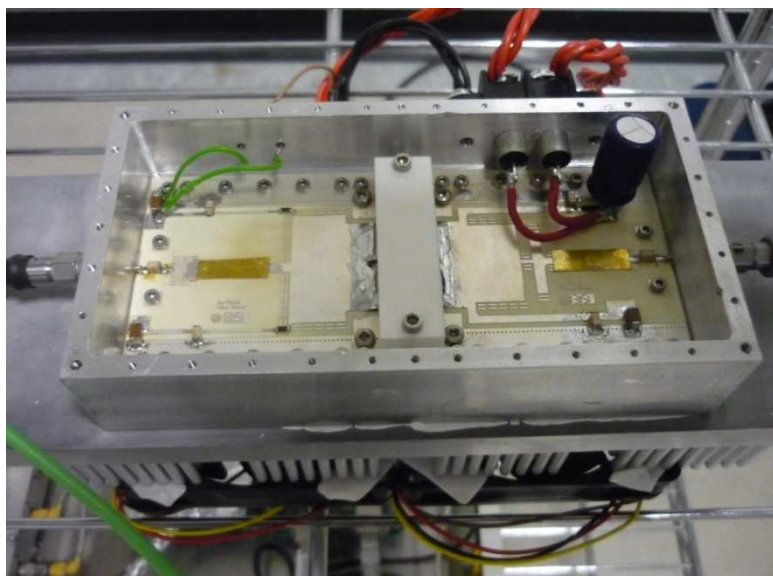
Слика 7.9. - Претпојачавач и појачавач снаге радарског сигнала.

Претпојачавач је приказан на слици 7.10.



Слика 7.10. - Претпојачавач снаге радарског сигнала.

Сам предајни радарски појачавач приказан је на следећој слици. Појачавач је намењен базним станицама мобилних комуникација.



Слика 7.11. - Појачавач снаге радарског сигнала.

За појачавач снаге, као и за претпојачавач довољан је ваздушни систем хлађења те они не стварају проблем с мобилношћу предајника.

Радарска предајна антена дата је на следећој слици. Њене карактеристике наведене су у глави 4. Антена има уграђен хибридни спрежњик тако да може емитовати сигнале леве и десне кружне поларизације.



Слика 7.12. - Радарска предајна антена.

7.3 Радарски пријемник

Антиена радарског пријемника је приказана на слици 7.13.



Слика 7.13. - Реализовани модел антене радарског пријемника.

Модел пријемника састоји се од пет троуглова који садрже по десет пријемних елемената. Елементи могу примати сигнале леве или десне кружне поларизације. Сигнали са сваког зрачећег елемента уводе се у малешумни пријемни ланац. Блок шема пријемног ланца с колима за расподелу сигнала локалног осцилатора приказана је на слици 7.14. Реализација самог пријемног ланца дата је на слици 7.15. Антенски елементи у суштини примају сигнале хоризонталне и вертикалне циркуларне поларизације који се након појачања у малешумним појачавачима комбинују помоћу хибридног спрежника. На излазима хибридног спрежника добијају се сигнали леве и десне циркуларне поларизације. Малешумни појачавачи

су упарени (произведени на истом кристалу) тако да не деградирају унакрсну поларизацију на излазу хибридног спрежника. Улази у први степен малешумног појачавача представљени су кружним отворима у које треба да уђу сонде са зрачећег елемента. Након формирања леве и десне кружне поларизације сигнали се још једном појачавају у другом степену малешумног појачања и филтрирају SAW филтром. Затим се конвертују на међуфреквенцију помоћу локалног осцилатора од 1425 MHz ($95 \text{ MHz} \times 15$). Локални осцилатор од 1425 MHz уводи се помоћу десног SMA конектора (слика 7.15). Сигнал међуфреквенције од 75 MHz појачава се и филтрира SAW филтром. Овај сигнал се спушта на међуфреквенцију од 25 MHz локалним осцилатором од 50 MHz. Сигнал локалног осцилатора од 50 MHz уводи се у пријемни блок средњим SMA конектором с леве стране. Горњи и доњи SMA конектори с леве стране представљају излазе сигнала који потичу од лево и десно циркуларно поларисаног таласа. Сигнали са излаза пријемног радио-блока (лево поларисаног или десно поларисаног таласа али не и једног и другог) воде се на улазе AD конвертора.

Сигнали локалних осцилатора реализују се слично као и код предајника, само што се уместо референце од 5 MHz на улаз напонско контролисаног кварцног осцилатора од 95 MHz доводи сигнал од 475 MHz подељен са 5. Сигнал од 95 MHz умножава се 15 пута да би се добио локални осцилатор од 1425 MHz. Сигнал од 50 MHz добија се дељењем фреквенције од 475 MHz са 19 и синхронизацијом с напонски контролисаним кварцним осцилатором од 50 MHz (чија је фреквенција подељена са 2). Такт за рад FPGA кола добија се множењем фреквенције сигнала од 50 MHz са 4.

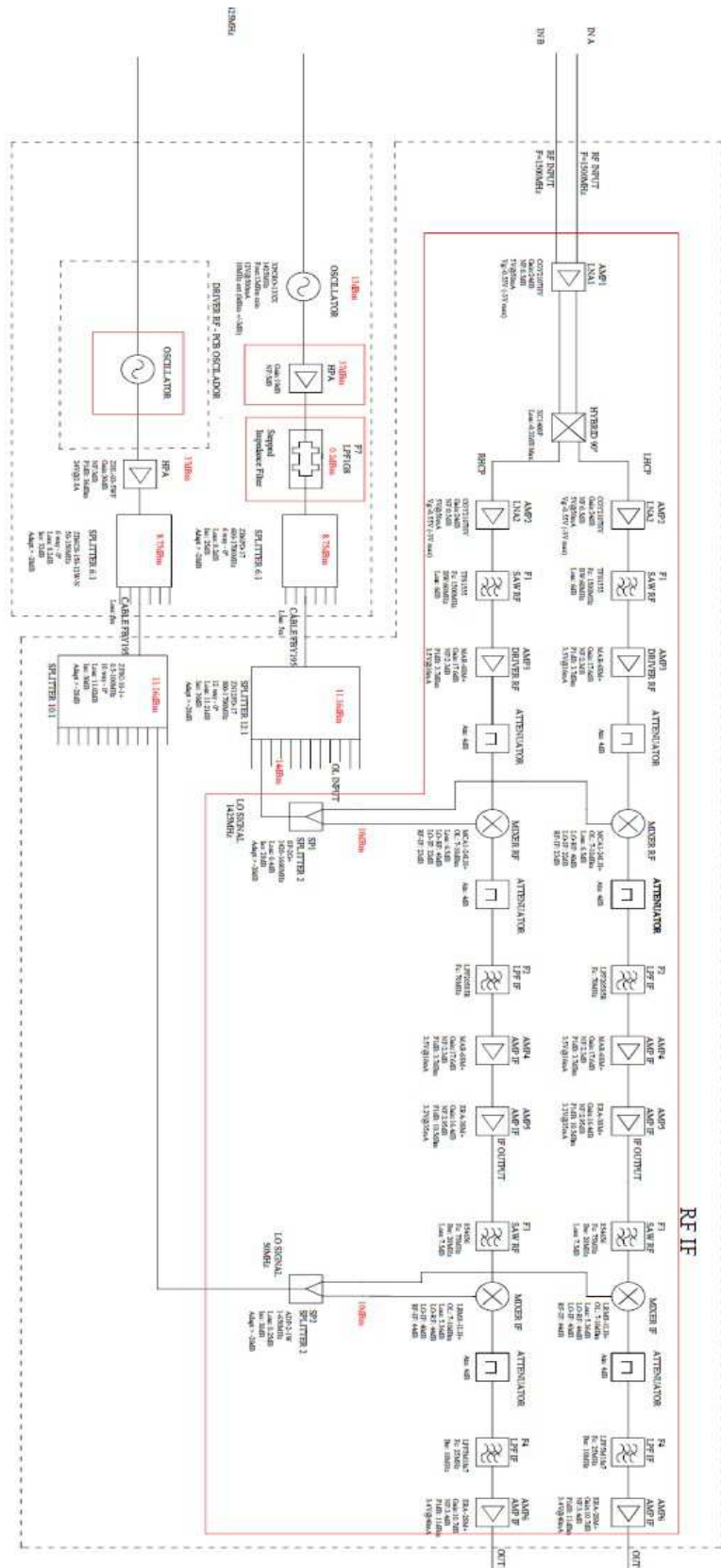
Како се сигнали локалног осцилатора деле на 50 радиофреквенцијских ланаца, то је потребно обезбедити снагу за све мешаче у систему. Због тога се као заједнички део пријемног система мора направити појачавач снаге локалног осцилатора реда неколико стотина mW, с делитељима снаге. Блок напајања и генерисања сигнала локалних осцилатора дат је на слици 7.16.

Сигнал за мерење кашњења референтног импулса предајника формира се у истом FPGA колу као и референтни импулс у предајнику. Пријемник је такође исти. Једино је додат нови пријемник за континуалан пријем референтног сигнала од 475

7. Пример реализације пријемног низа са истовременим формирањем више снопова

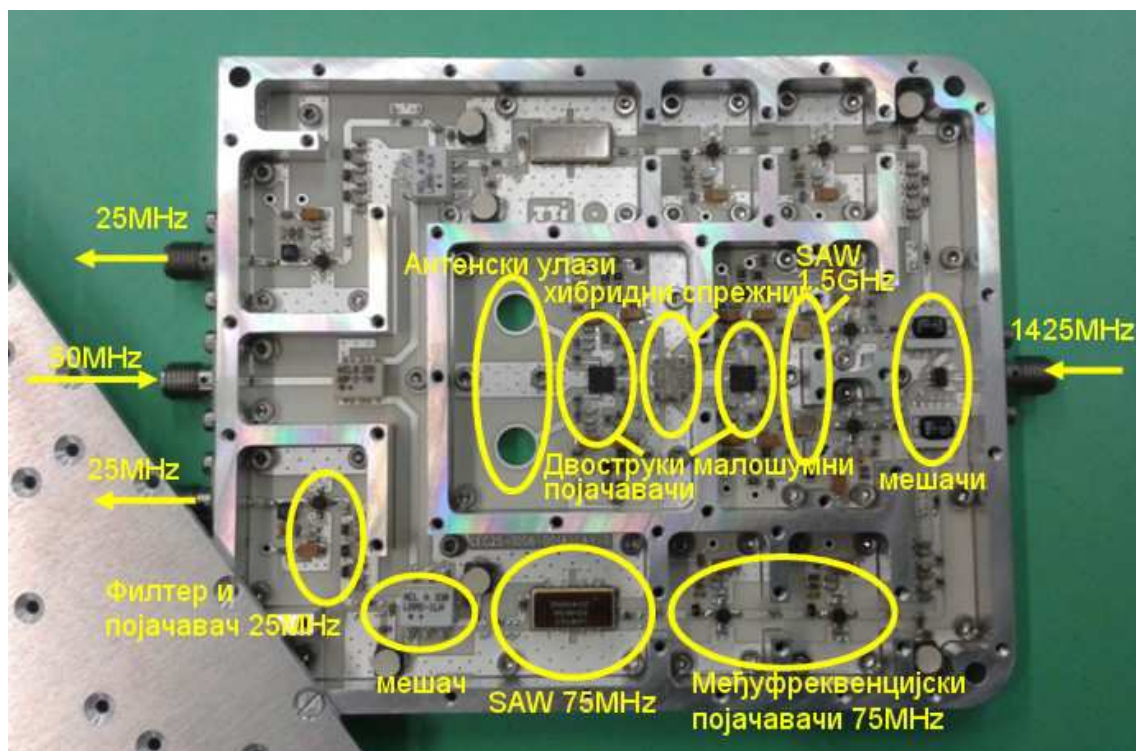
MHz. Овај сигнал се прима малошумним појачавачем и ускопојасним SAW филтром.

7. Пример реализације пријемног низа са истовременим формирањем више снопова

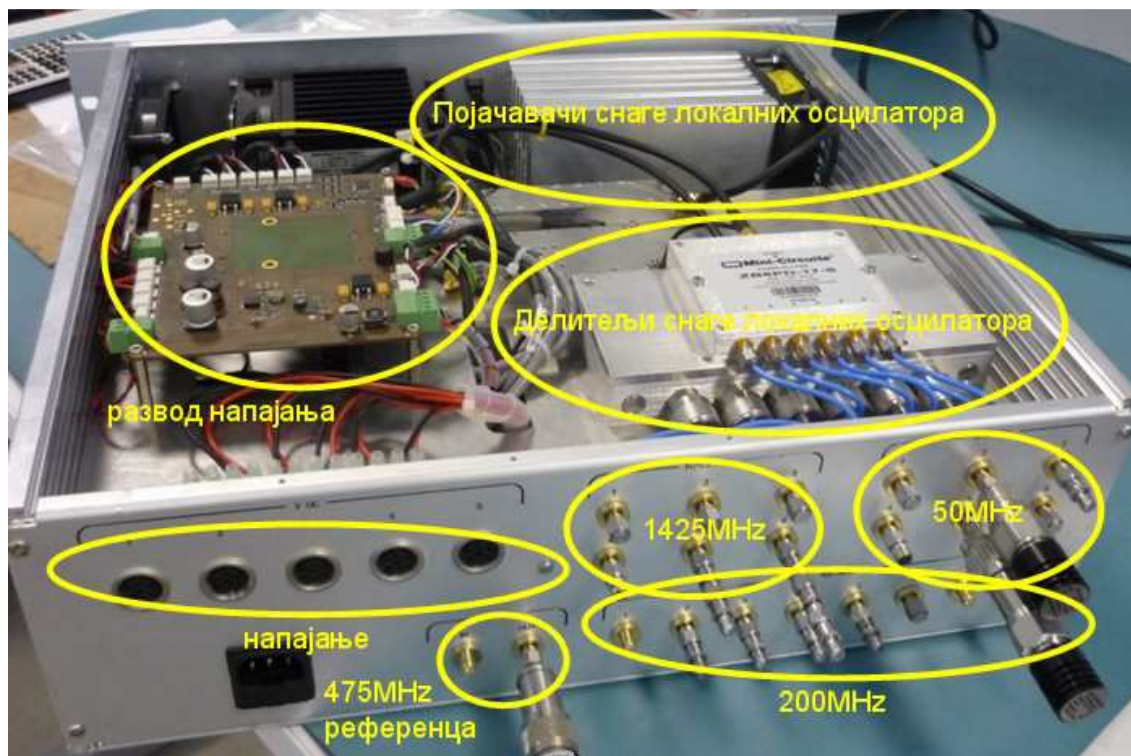


Слика 7.14. - Блок шема аналогног дела пријемника.

7. Пример реализације пријемног низа са истовременим формирањем више снопова

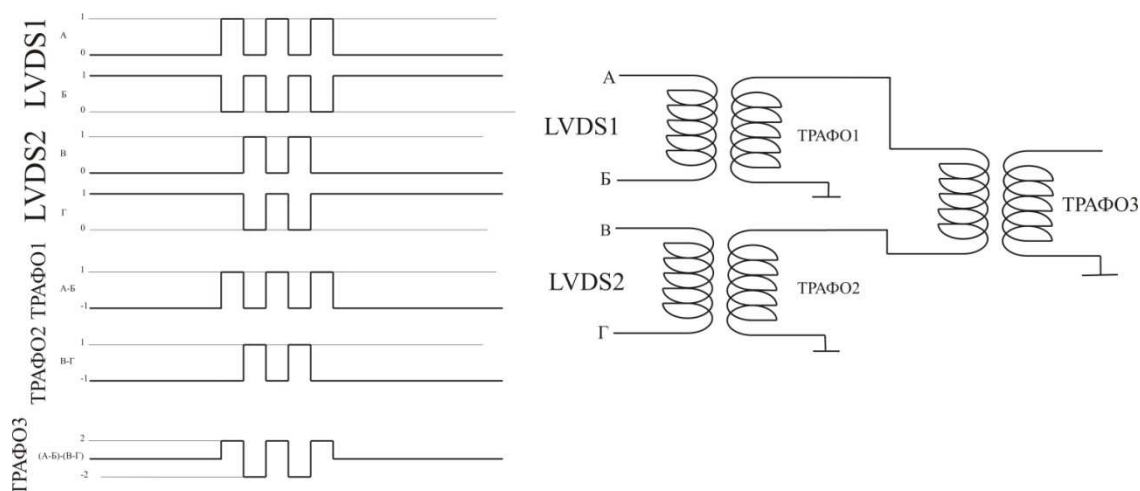


Слика 7.15. - Изглед аналогног дела пријемног ланца.



Слика 7.16. - Изглед блока напајања и генератора локалних осцилатора.

Пријемна антена поседује скоро идентичан хардвер за обраду сигнала као и предајник (слика 7.6). Ради мерења даљине, FPGA коло генерише импулс дужине 6,66 ns на фреквенцији од 375 MHz. Овај сигнал се генерише директно у FPGA колу, уз коришћење LVDS серијалајзера. Излазна битска брзина је 750 Mbit/s. За генерисање радио-сигнала потребне су две LVDS линије са симетричним импулсима нула и јединица и истим нивоом у неактивном стању. Одузимањем једног сигнала од другог добија се излазни сигнал у неактивном стању једнак нули, а приликом предаје генеришу се сигнали +2 и -2 (слика 7.17).



Слика 7.17. - Генерисање UHF радиофреквенцијског сигнала директно из FPGA процесора.

Оваквим генерисањем радиофреквенцијског сигнала избегнута је једносмерна компонента у сигналу која може да ствара проблеме појачавачу снаге. Метод је употребљив и за генерисање радарских сигнала на VHF и UHF опсегу (аутор је увео овај принцип у реализацији GPR дигиталног радара који се, поред антене, састоји само од FPGA кола, предајника снаге и малошумног појачавача).

Генерисани сигнал се шаље ка примопредајнику где се појачава и шаље према комуникационој антени. Затим се примопредајник пребацује у пријемни мод (помоћу T/R прекидача) и чека се одговор од предајника. У самом FPGA колу постоји бројач који мери кашњење. Након детекције повратног импулса примопредајник се пребацује у предајни мод и поново шаље импулс даљине. Поступак се понавља све док бројач пет пута за редом измери исту вредност. Онда FPGA предајник шаље пет узастопних импулса, „обавештавајући“ предајник да је

измерио кашњење у комуникационом линку, и оставља примопредајник у пријемном моду. У пријемном моду комуникациони линк преноси (с радарског предајника) информације о почетку слања импулса и о референтној фреквенцији.

Импулс почетка секвенце је исти као импулс даљине тако да се у линковима на обе стране налазе практично истоветни пријемник и предајник. Ово је могуће применити у тесту зато што је растојање између предајника и пријемника мало па је и однос сигнал/шум довољан да прими 150 MHz широк сигнал. У реалности би било неопходно мерити растојање секвенцом или фреквенцијском рампом. Због тога је за потребе комуникационог линка коришћена широкопојасна *Yagi logperiodic* антена и широкопојасни дипол.

Пријемна решетка користи референтни синусоидални сигнал само као фреквенцијску референцу. Како је овај сигнал „загађен“ шумом и интерференцијама док пролази кроз комуникациони линк, његов фазни шум не може бити довољно добар да би се он користио као сигнал локалног осцилатора. Сигнали локалног осцилатора пријемника антенске решетке су генерисани напонско контролисаним кварцним осцилатором од 95 MHz (умноженим или издељеним потребан број пута). Сигнал напонско контролисаног кварцног осцилатора од 95 MHz само је фреквенцијски синхронизован са референтним сигналом из предајника, али ниво фазног шума на његовом излазу потиче од њега самог.

7.4 Обраде сигнала FPGA процесорима

У реализацији процесора за дигиталну обраду сигнала помоћу FPGA процесора постојала су два ограничења.

Број пријемних елемената је био мањи од минималног броја (100) којим се формира сноп у пуном моделу антене тако да одабир елемената за формирање снопова није имао смисла, а самим тим била је бесмислена и примена концепта серијског формирања снопова.

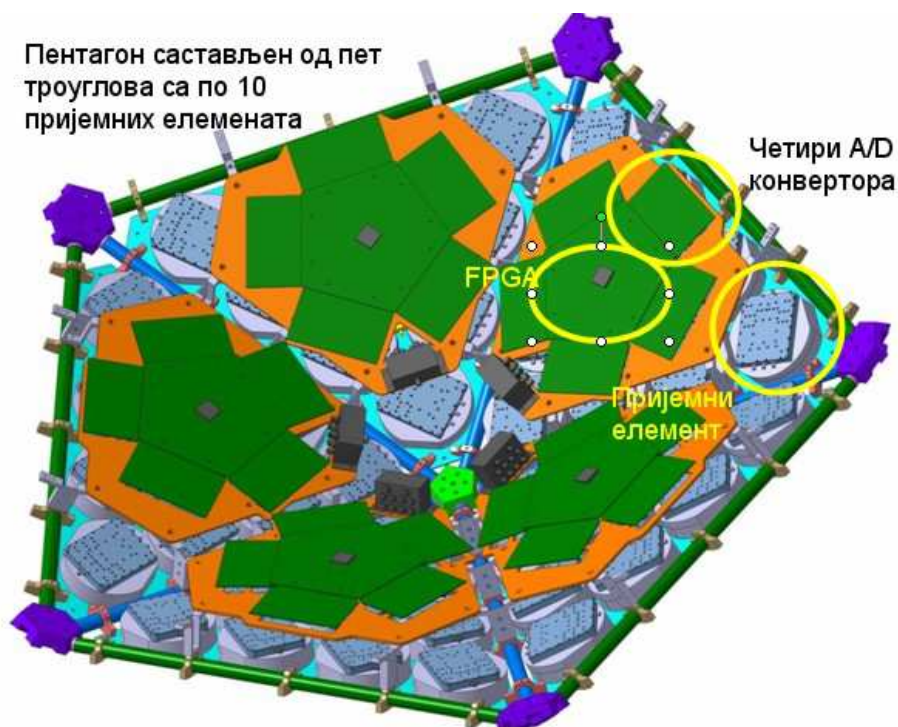
Хардвер с FPGA колима је био већ реализован (прилагођен другој намени) тако да су могле да се врше само ограничене модификације. Срећом, могућности постојећег хардвера су превазилазиле потребе тест модела па његово прилагођавање

7. Пример реализације пријемног низа са истовременим формирањем више снопова

није представљало проблем, осим што је решење одавало утисак о неоптimalном искоришћењу ресурса.

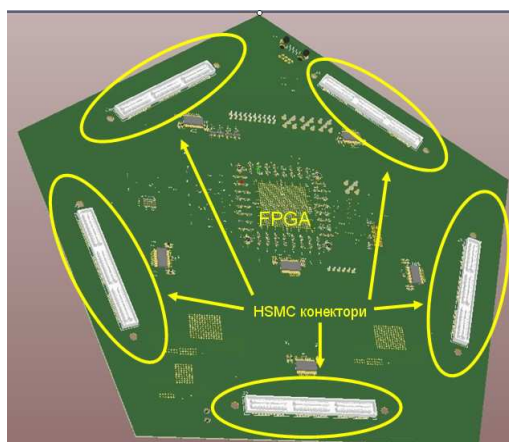
Пример серијског конфигурисања снопова могао се реализовати с неким подкуповима од 50 постојећих пријемних елемената, али би због расподељености нумеричких ресурса на 5 FPGA кола било потребно реализовати сложenu мрежу којом би се сигнал с једног пријемног елемента водио на три или четири FPGA кола, а то би значајно усложњавало хардвер.

У оригиналној конфигурацији сваки троугао пентагоналне антене (слика 7.13) поседовао је своје FPGA коло на које су били прикључени излази из 10 пријемних елемената. Како је сваки елемент имао два излаза (за две ортогоналне поларизације) то је укупни број улаза у плоче с А/D конверторима износио 20. Свака А/D плоча има четири аналогна улаза и један брзи HSMC конектор (High Speed Mezzanine Connector) за транспорт четири дигитализована сигнала ка FPGA плочи. FPGA плоча поседује пет HSMC конектора за пет А/D плоча (с по четири А/D конвертора). Графички приказ оригиналне конфигурације дат је на сликама 7.18 и 7.19.



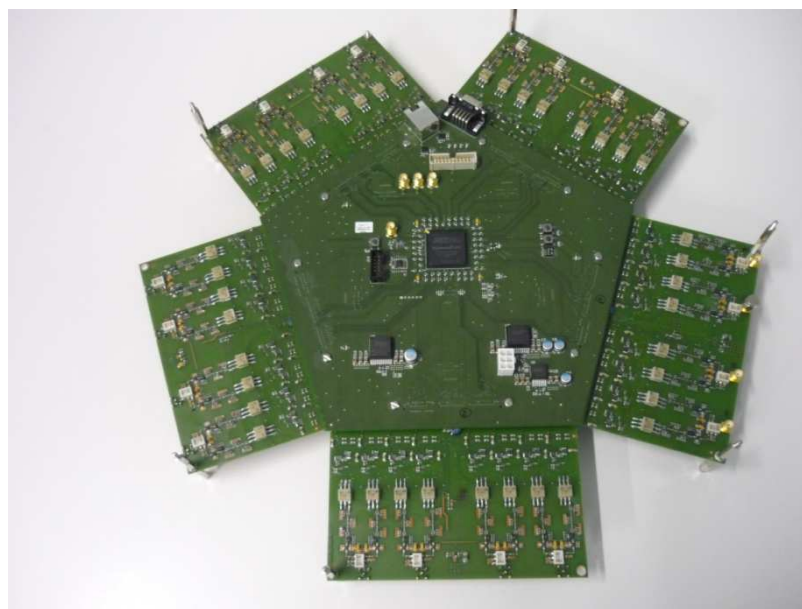
Слика 7.18. - Расподела FPGA процесора на тест антени.

7. Пример реализације пријемног низа са истовременим формирањем више снопова



Слика 7.19. - Расподела HSMC конектора на FPGA плочи.

Изглед једног дигиталног блока за формирање снопа приказан је на следећој слици.



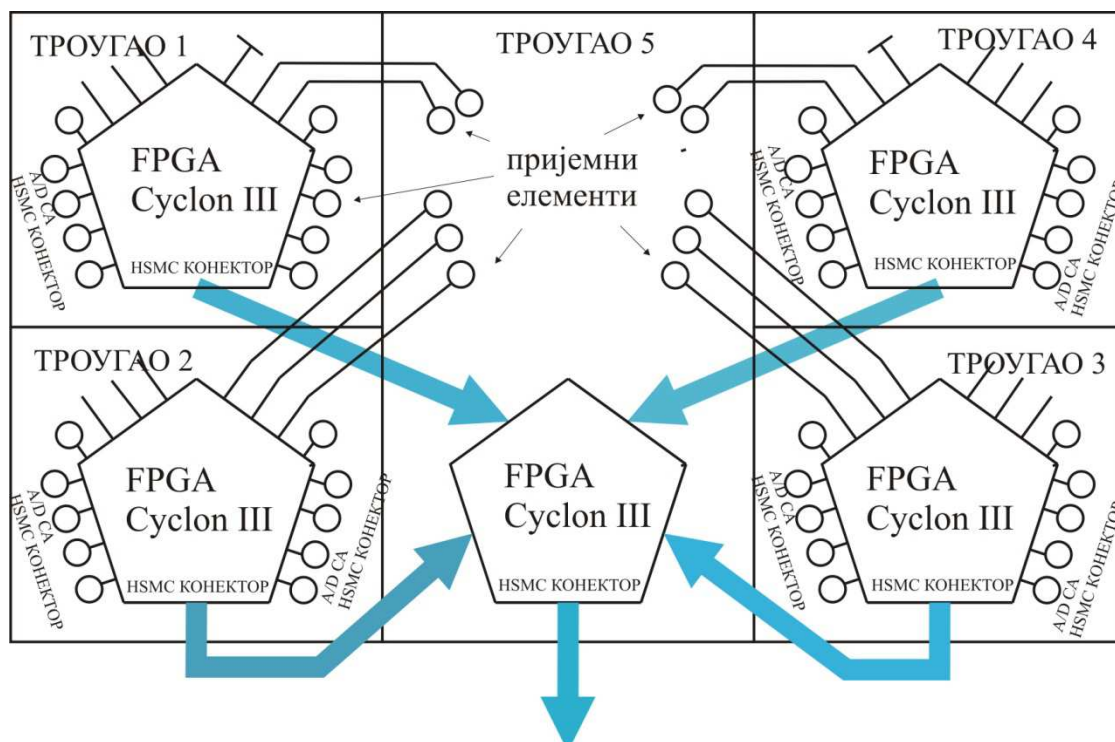
Слика 7.20. - Изглед блока за формирање снопа.

Како тест антена ради само с једном поларизацијом али са сигналом неколико десетина пута ширег спектра од оног коме је намењена оригинална антена, извршена је модификација према блок шеми на слици 7.21. Конфигурација четири троугла била је слична као и у оригиналној антени, с тим што се на A/D конверторе везују излази елемената само једне поларизације. Са сваке од те четири FPGA плоче скида се по једна A/D плоча тако да на сваку FPGA плочу могу доћи дигитализовани сигнали са по 16 A/D конвертора. То значи да су 10 улаза (у скупу од 16 A/D конвертора везаних за једну FPGA плочу) заузета излазима из пријемних елемената са свог троугла а шест је слободно. Елементи петог троугла се везују на слободне улазе остала четири троугла (на плоче два троугла по 2 а на плоче два троугла по 3). Тиме су излази свих пријемних елемената дигитализовани и уведени у неки од четири FPGA процесора.

Свака од четири FPGA плоче сада има слободан по један HSMC конектор, а FPGA плоча с петог троугла има слободних свих пет HSMC конектора јер су с ње скинуте све A/D плоче.

Дигитални излази са слободних HSMC конектора с прве четири FPGA плоче воде се диференцијалним кабловима на четири HSMC конектора пете FPGA плоче, ту се сабирају и излазе из пентагона преко петог HSMC конектора пете FPGA плоче.

Оваква конфигурација имплицира да се у сваком FPGA процесору сигнали са 12 или 13 елемената множе тежинским коефицијентима различитих снопова и да се саберу у партикуларни збир. Ови зборови се сабирају у петом FPGA процесору, чиме су формирано сигнали низа снопова.



Слика 7.21. - Везивање пријемних елемената, A/D конвертора и FPGA плоча на тест антени.

Уколико би се овај метод примењивао за реализацију комплетног скупа снопова, на сваком троуглу би се могао уградити нешто снажнији процесор, рецимо, Cyclon IV са 360 18-битних множача. Како овај процесор треба да формира снопове од 10 пријемних елемената сваком елементу биће додељено 36 18-битних множача. Ако је за комплексно множење потребно по 3 18-битна множача сваком елементу би било додељено по 12 комплексних множача. У случају да сваки комплексни множач формира 36 серијских снопова (што је ограничено брзином рада множача) број снопова који би се истовремено формирали могао би бити 432. У реализацији комплетне антене снопови се формирају тако што подскуп од 100 елемената формира снап. Сто елемената са појачањем од преко 6 dB обезбеђују теоријско појачање од 26 dB, али како сви елементи у конформној структури не „виде“ циљ под углом максималног појачања то је појачање антене у нултом углу скретања снопа 26 dB, док се у позицији максималног скретања снопа спушта до 25 dB. Захтевано скретање снопа износи $\pm 10^0$. Када је потребно формирати снап на угловима који се у азимуту и елевацији разликују за више од $\pm 10^0$, одабира се други

подскуп пријемних елемената (који обухвата и већину елемената из претходног скупа).

У тест моделу биће формирана 24 снопа. Употребљено је пет *Cyclon III*: EP3C40F780C6 кола са 536 улазно/излазних пинова и 126 18-битних множача, односно 42 комплексна множача (под условом да су одбирци који се обрађују 12-битни) или 31 комплексни множач (под условом да су одбирци који се обрађују 16-битни) [97]. Како је максимални број сигнала пријемних елемената које обрађује једно FPGA коло 13, нумерички ресурси су довољни за комплексно множење сигнала тежинским коефицијентима. Тринаест 12-битних улаза с AD конвертора, на које долазе сигнали одабрани брзином од 20 Msample/sec, уводи се у FPGA коло где се одбирци раздвајају на I и Q сигнале. Непарни одбирци се уводе у један филтар пропусник ниских фреквенција а парни у други. У тренуцима када се непарни одбирак смешта у први регистар филтра у први регистар другог филтра се уписује нула и обрнуто. Сваком другом парном одбирку и сваком другом непарном одбирку се мења знак. Овако формиранни низови одбирака (парни и непарни) пролазе кроз независне FIR филтре пропуснике ниских учестаности. Са излаза филтара се узима сваки други одбирак. Добијени парови се множе тежинским коефицијентима снопова. Брзина множења је онолико пута већа од брзине одабирања колико се снопова формира (у овом случају 24). Због тога се за формирање снопова користе DSP блокови а за множаче у филтру пропуснику ниских фреквенција множачи конфигурисани од логике. Након комплексног множења добијају се одбирци снопова (брзином 240 MHz). Коефицијенти којима се множе филтрирани одбирци се налазе у меморији FPGA кола оним редом (адресама) којим се формирају и снопови. Овај поступак се примењује над сигналима из сваког пријемног елемента.

Овако формиранни I и Q одбирци се сабирају и збир излази из FPGA кола. Сабрани комплексни сигнали (претходно помножени коефицијентима за формирање снопа) из сваког од прва четири FPGA кола воде се на пето FPGA коло где се поново сабирају и шаљу даље ка компресору. Блок шема овакве обраде потпуно одговара блок шеми приказаној на слици 6.3.

Сигнали са излаза петог FPGA кола диференцијалним везама се воде на улаз FPGA процесора *Cyclon IV* [98] приказаног на слици 7.6. Да би се ослободио један HSMC конектор, сигнал одговора од 375 MHz и сигнал почетка секвенце

детектовани су у независном IQ демодулатору, а из конфигурације је изостављена плоча са A/D и D/A конверторима. Ово се може урадити у тест моделу јер се растојање између предајника и пријемника не мења па је могуће поставити константан праг одлучивања (у условима малих спољашњих интерференција). На ослобођени HSMC конектор серијски долазе одбирци 24 снопа. Они улазе у компресор формиран од меморијских блокова [99], где се сваки 24-ти тап изводи из померачких регистара. Овакав компресор представља 24-канални FIR филтер. Како су му коефицијенти једнаки +1 и -1, а они се примењују и на I и Q компоненту, то се сигнал с тапа води до једног од пара сабирача (позитивног или негативног) где се *bus* од 24 линије дели на два *bus*а од по 12 линија – који се воде у засебне (I и Q) сабираче. Излаз „негативног“ I сабирача одузима се од излаза „позитивног“ I сабирача и излаз „негативног“ Q сабирача одузима се од излаза „позитивног“ Q сабирача (блок шема је дата на слици 6.12). Тиме се на излазу компресора серијски добијају 24-битне поворке (12 бита I сигнала и 12 бита Q сигнала) одбирака из 24 снопа. Њих је неопходно извести из FPGA кола и сместити у меморију.

На само формирање снопова не утиче тренутак слања импулса с предајника. Тај тренутак није важан чак ни за компресор, али јесте важан за генератор меморијских адреса на које се смештају компримовани одбирци. Сам мерач растојања је већ раније описан. На основу податка о растојању израчунава се кашњење које треба увести након пријема сигнала почетка поруке. После тог кашњења компримовани одбирци се смештају редом, од прве до последње адресе.

Величина потребне меморије износи 151 Mbit (24 бита \times 24 канала \times 1024 резолуционих ћелија по даљини \times 256 резолуционих ћелија по фреквенцији). Како се у једном чипу може наћи стандардна SRAM меморија величине 144 Mbit-а, није вршена детекција циља у првих 50 резолуционих ћелија по даљини (1500 m). У тим ћелијама и нема смисла детектовати циљ јер сигнал с предајника (који је удаљен више од 1500 m) не може стићи до предајника. Према томе, број стварно потребних меморијских бита мора бити 143622144 (974 резолуционе ћелије по даљини \times 256 резолуционих ћелија по фреквенцији \times 24 снопа \times 24 бита), што стаје у један SRAM меморијски чип. Због алтернативног смештања података у меморију користила су се два оваква чипа. Да би се у наведеним FPGA колима користила DDRAM меморија, морао би се конфигурисати сложен меморијски интерфејс, што би значајно утицало

на окупираност ресурса кола. Тек новија кола [100] поседују оптимизоване контролере који не заузимају значајне ресурсе и генеришу једноставан интерфејс за комуникацију с меморијом.

Време потребно за израчунавање FFT трансформације у 256 тачака износи 1,11 μ s [101]. FFT трансформације у 974 резолуционих ћелија по даљини израчунају се за 1,082 ms, а FFT трансформације у 24 снопа за 25,95 ms. Време које стоји на располагању FFT процесору износи 26,2 ms (1024 резолуционе ћелије по даљини \times 30 m једне ћелије \times 256 ћелија по фреквенцији / брзина светлости), што значи да један FFT процесор може обрадити све резолуционе ћелије (по даљини) свих снопова. Управо зато је број снопова у тест моделу био ограничен на 24.

Дакле, после компримовања сигнали се смештају у меморију тако што генератор адресе (након примања првог синхро-импулса) уписује 24-битне одбирке (12-битне I и 12-битне Q) у адресе померене за 256 меморијских ћелија. Када адреса пређе максималну вредност величине меморије, она (након примања новог синхро-импулса) почиње да се пуни од друге адресе, с кораком од 256 адреса и тако даље док се не напуни сва меморија. Након примљеног 257. синхро-импулса почиње да се пуни други *ping-pong* чип, док FFT процесор почиње обраду првих 256 одбирака из прве меморије. Тиме се добијају величине циљева на једном од 256 могућих Доплерових помака у 51. резолуционој ћелији (по даљини) првог снопа. Обрадом следећих 256 одбирака добијају се величине циљева на једном од 256 могућих Доплерових помака у 51. резолуционој ћелији (по даљини) другог снопа. Исти поступак се понавља за 51 резолуциону ћелију трећег, четвртог ..и тако до 24-тог снопа. Обрадом 25. скупа од 256 одбирака добијају се величине циљева на једном од 256 могућих Доплерових помака у 52. резолуционој ћелији (по даљини) првог снопа. Обрадом 26. скупа од 256 одбирака добијају се величине циљева на једном од 256 могућих Доплерових помака у 52. резолуционој ћелији (по даљини) другог снопа итд. Како је реч о *streaming* конфигурацији FFT процесора, сви могући циљеви се појављују серијски. I и Q излазни одбирци из FFT процесора воде се на коло за рачунање апсолутне вредности. Када апсолутна вредност пређе праг она се предаје Ethernet контролеру FPGA кола. Истовремено се контролеру предају и стање 8-битног бројача Доплеровог помака, 5-битног бројача снопа и 10-битног бројача резолуционе ћелије.

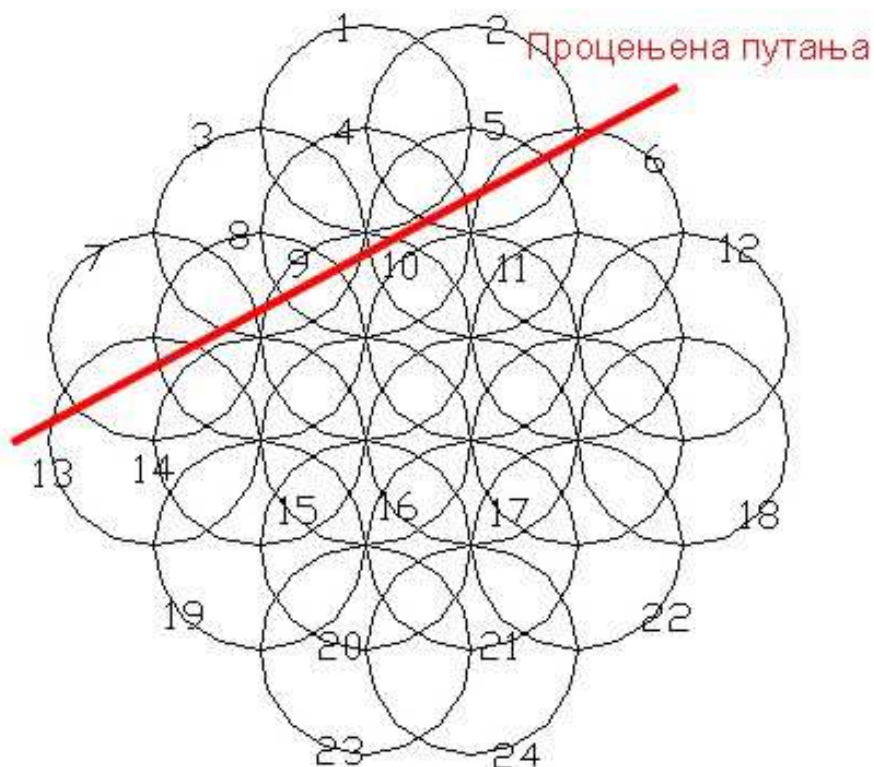
7.5 Резултати детектовања и праћења циља

Позиције предајника и пријемника приказане су на следећој слици.



Слика 7.26. - Позиције пријемника и предајника и приближна траса лета авиона.

Пријемна антена је тако калибрисана да се снопови међусобно поклапају. Корак калибрације је 5° тако да 3 dB спотови изгледају као на слици 7.27. Снопови су обележени бројевима од 1 до 24 да би се добијени резултати правилно интерпретирали. Циљ је представљао путнички авион Boeing 757 који је полетео с писте оближњег аеродрома.



Слика 7.27. - Распоред снопова у експерименталном моделу (3 dB спотови снопова).

Приказани су резултати који су добијани сваке секунде. Реално су резултати добијани много чешће (40 пута у секунди) али њихов приказ не доноси нову информацију.

Права радијална брзина циља добија се када се број за фреквенцију помножи са 7 km/h. Даљина се добија када се приказани број помножи са 30 m. Несиметричност у амплитуди када циљ улази у неки сноп и када из њега излази последица је неоптимизованог прага одлучивања (CFAR детектора.)

7. Пример реализације пријемног низа са истовременим формирањем више снопова

Табела 7.1. - Параметри сниманог циља.

Секунда	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Даљина	360	356	354	352	351	350	349	348	348	348	348	349	349	350	352	354	356	358	360
Фреквенција	39	32	28	24	20	16	11	7	3	2	6	10	14	19	23	27	32	35	40
Сноп																			
2												623	698	556					
3						247	451	497											
4							2153	2894	2461	1832	634								
5									1838	2763	3443	2993	1009	897	294				
6													997	1067	1133	1415	865	683	263
7		1087	1022	883	282	89													
8			1636	2243	3021	1980	920	381											
9							780	427	280										
13	386	722	286																

8. Закључак

У овом раду је истражено да ли је могуће реализовати пријемник мултистатичког радара са истовременим формирањем више десетина или стотина пријемних снопова.

Аутор је установио да то јесте оствариво уколико се истовремено примењују паралелне и серијске обраде примљених сигнала у FPGA колима.

Аутор је формирао два метода дигиталног формирања снопова – серијску и паралелну. У првом, сноп се формира серијским одабирањем сигнала с више пријемних елемената антенске решетке уз множење одбирака тежинским коефицијентима и акумулацију производа. У другом, сваки одбирак са сваког пријемног елемента антенске решетке серијски се множи у току периоде одабирања тежинским коефицијентима различитих снопова. Помножени одбирци се серијски (како су и множени) сабирају на нивоу комплетне антенске решетке.

Зарад адекватне примене првог или другог метода, аутор је раздвојио две структуре антенске решетке. У првој сви елементи антенске решетке учествују у формирању свих снопова које треба формирати (пример планарне антенске решетке), док у другој одређени подсупови скупа свих пријемних елемената учествују у формирању појединих снопова (примери ваљкасте или лоптасте структуре антенске решетке – када правци свих снопова нису “видљиви“ од стране свих елемената). Аутор је утврдио да код прве структуре антенске решетке ниједан од наведених метода формирања снопа нема предности над другим. Међутим, код друге структуре антенске решетке серијски метод има значајне предности над паралелном. Као пример показана је могућност формирања 400 снопова (формираних од одбирака из подсупова од 100 пријемних елемената) на антенској решетки од 500 елемената, с једним FPGA колом.

Предност серијског метода је изразитија код конформних структура (ваљкастих, лоптастих, елипсоидних итд.) уколико је број пријемних елемената решетке већи. Такође је уочљивија уколико се снопови формирају FPGA колима већих логичких капацитета. Предност постаје све мања уколико је број елемената

решетке мањи и уколико се, уместо малог броја FPGA кола великих логичких капацитета, користи већи број FPGA кола мањих логичких капацитета.

Када се примењује серијски метод, за број формираних снопова код планарних антена с малим бројем пријемних елемената битан је број комплексних множача, док је за број формираних снопова код паралелног метода битна брзина којом множачи раде.

Као метод за временску синхронизацију предајника и пријемника у мултистатичком систему аутор је предложио везу базирану на ултраширокопојасном комуникационом систему код кога је трајање импулса за ред величине краће од трајања подимпулса основног радарског система. Тиме је аутор обезбедио потребну тачност и резолуцију у одређивању времена доласка синхро-сигнала од предајника до пријемника. Такође је предложио дигитално генерисање ултраширокопојасног сигнала, директно из FPGA кола. Сигнал нема једносмерну компоненту и погодан је за директан улаз на појачавач снаге. Зато се у ултраширокопојасном комуникационом систему не морају уграђивати остале компоненте аналогне обраде сигнала осим малошумног појачавача и појачавача снаге.

Аутор је предложио да се као радарски предајник користи омнидирекциони предајник којим би се осветљавао простор полусфере. Како и пријемник својим сноповима покрива простор полусфере, сваки циљ који се нађе у том простору биће детектован у периоду интеграције радарског сигнала. Мало појачања предајне антене се надокнађује великим временом интеграције рефлектованог сигнала (остваривим због примене FPGA процесора у радарском пријемнику) или радом на nižем фреквенцијском опсегу. Рад на nižем фреквенцијском опсегу повећава димензије пријемне антене (уколико је број зрачећих елемената непромењен) али не повећава сложеност обраде јер је број елемената исти а слабљење кроз слободни простор је мање. Генерални закључак је да се време интеграције предложеног система мора повећати у односу на време интеграције моностатичког радара, онолико пута колико је пута смањено појачање предајне антене.

Просторно раздвајање предајника од пријемника омогућава функционисање радара с континуалним радарским сигналом, чиме је избегнута потреба за предајницима велике вршне снаге, то јест, за потребе предајника могуће је користити компоненте стандардних предајника базних станица мобилне телефоније,

телевизије, радија и осталих радиодифузних служби. Код мултистатичког радарског система позиција циља одређује се методом триангулације тако да се систем може реализовати на нижим фреквенцијама, где су снаге расположивих предајника веће и где су и методи за постизање „невидљивости“ циљева мање успешни. Како би се избегли губици у функцији неодређености, проблем с једнозначношћу мора се решавати применом секвенци различитих дужина или променом тежинских коефицијената у времену.

Аутор је предложио структурисање мултистатичког радарског система базирано на шестоугаоним ћелијама (по принципима примењеним у мобилној телефонији). Користећи податке о реалним снагама предајника и реалним појачањима антенских решетки, аутор је израчунао димензије ћелија у којима би таква структура мултистатичког система могла функционисати. Резултати показују да су оствариве ћелије пречника око 30 km.

Како су код бистатичког радара највеће радарске рефлексне површине при позицији циља у правцу линије предајник–пријемник (између њих као распршивач у правцу и смеру или с једне стране од њих као квазимоностатички циљ) то је увек могуће наћи такву комбинацију предајника и пријемника да се добије просторна резолуција слична оној која би се добила применом мреже моностатичких радара.

Овакав радарској систем је отпоран на антирадарске пројектиле. Да би се моностатички радар уништио, ваља га детектовати, а то је лако кад се узме у обзир велика израчена електромагнетска енергија. У мултистатичкој мрежи су предајни и пријемни подсистеми раздвојени тако да се пријемни подсистем не може детектовати на основу израчене електромагнетске енергије. Детекцију предајног система је немогуће избећи па се његова отпорност на уништавање базира на малим димензијама и на мобилности. Карактеристике су му и једноставност, ниска цена и набављивост компонената. Због овога је погодан и за масовну имитацију. Овакав систем је остварив с јевтиним компоненатама нижих фреквенцијских опсега.

Предложена су два принципа функционисања мултистатичког система. Према основном принципу, један предајник зрачи радарски сигнал у полусферу (слично радиодифузним предајницима) а пријемници примају сигнал помоћу пријемних снопова великог појачања и одређују позицију циља триангулацијом. Међутим, зависно од расположивости и цена компонената могуће је и инвертовати систем где

један пријемник прима рефлектоване радарске сигнале од истог циља, а који су генерисани у више предајника. Ово захтева мањи број пријемних станица али веће процесорске ресурсе.

Уколико нису на располагању FPGA кола с великим логичким капацитетима, аутор предлаже да се реализују пријемници с ограниченим бројем снопова (помоћу FPGA кола мањих логичких капацитета) који би генерисали мањи број снопова с електронским померањем у времену. У том случају део снопова се може употребити за осматрачке функције (у почетку сви снопови док се не открије циљ) а други део за функције праћења циља и функције нишанског радарског система.

Током рада је анализирана потршња појединих ресурса FPGA кола. Највећи потрошач блокова дигиталне обраде сигнала у FPGA колима (хардверских множача или DSP Slice-ова) јесте сам блок за формирање снопова. С друге стране, он троши мало меморијских ресурса. Како се као радарски сигнал користи континуални модулисани сигнал дугачке секвенце, главни потрошач меморијских ресурса је компресор сигнала. Смештање компримованих одбирака у меморију могуће је обавити помоћу екстерне меморије (SRAM или DDRAM). Део кола који не узима велике ресурсе је FFT процесор.

Претходни закључци су тестирани на реалном моделу бистатичког радара на опсегу 1500 MHz. Како је реализован само део антенске решетке, употребљени су FPGA процесори мале снаге за које постоји и web верзија развојног софтвера. Формирана су 24 истовремена снопа спектралне ширине 10 MHz. Овакав сценарио пробе је био условљен расположивим A/D конверторима (максималне брзине одабирања до 20 Msample/sec) и расположивим FPGA процесорима (Cyclon III и Cyclon IV). Коришћена је екстерна SRAM меморија од 144 Mbit-а.

У случајевима када на располагању стоје предајници мањих снага и када је неопходно реализовати два предајника са усмереним антенама – један за потребе осматрачког радара којим се (механички) претражује простор и други за потребе нишанског радара и радара праћења циља – део снопова се може синхронизовати са осматрачким предајником а део с нишанским. Стога је потребно увести у анализу могућност синхронизације снопова предајника са сноповима пријемника. Оваква анализа је значајна за мултистатичке система код којих би се користили предајници малих снага. Пример би био замена једног омнидирекционог предајника снаге 200 W

8. Закључак

(базна станица) с два мања предајника снага по 2 W (мобилни телефон) и антенама с појачањем од 20 dB.

9. Литература

- [1] M. Skolnik, *Radar Handbook*. McGraw-Hill., Third edition, New York 2008. ISBN-978-0-07-148547-0
- [2] A.S. Gilmour Jr., *Klystron, Traveling Wave Tubes, Magnetrons, Crossed-Field Amplifiers and Gyrotrons*, Artech House 2011, 685 Canton Street, Norwood MA, ISBN-13-978-1-60807-184-5
- [3] Kulundzija, B and all. *WIPL-D Pro CAD*, 2009, Wipl-D
- [4] N. Mohottige , Dj. Budimir, Z. Golubicic, M. Potrebic '' Electromagnetic modelling of dielectric-filled waveguide filters for diplexer application'' : *Antenna and Propagation Society International Symposium APSURSI* pp.873-875, 2011, DOI:10.1109/APS.2011.5966414
- [5] CST, Computer Simulation Technology, 3D Electromagnetic Simulation Software, 2010.
- [6] Texas Instruments ''High Speed, Digital to Analog Converter Basic'' *Application Report SLAA523A*-March 2012–Revised October 2012
- [7] A. Kolosov, *Over-The-Horizon Radar*, Artech House, Boston, MA, October 1987
- [8] W. Jacob, M. Baars, *The Paraboloidal Reflector Antenna in Radio Astronomy and Communication*, Springer 2007, ISBN-13:978-0-387-69784-5
- [9] R. Mailloux : *Phase Array Antenna Handbook* Artech House 2005 ISBN 1-58053 - 689-1
- [10] J. Helzajn, *Nonreciprocal Microwave Junctions and Circulators*. New York: Wiley, 1975.

9. Литература

- [11] С. Симић, *Пројектовање, имплементација и оцена перформанси компресионих радарских филтера на fpga платформи*, докторска дисертација, Универзитет у Новом Саду, факултет техничких наука, 2013
- [12] P. B. Rapajić, A. J. Zejak, "Low sidelobe multilevel sequences by minimax filter", *Electronics Letters*, Vol. 25, No. 16, pp. 1090-1091, 1989.
- [13] I. S. Simić, A. J. Zejak, M. L. Dukić, "Design of multilevel sequences based on mismatched chirp and FH multilevel sequences for radar and sonar applications", *Electronics Letters*, Vol. 33, No. 13, pp. 1174-1176, 1997.
- [14] . I. Dotlic, A. Zejak, "Arbitrary antenna array pattern synthesis using minimax algorithm", *Electronics Letters*, 37(4):206, DOI:10.1049/el:20010174
- [15] B. Zrnić, A. J. Zejak, A. Petrović, I. Simić, "Range Sidelobe Suppression For Pulse Compression Radars Utilizing Modified RLS Algorithm", *IEEE ISSSTA'98, Conference Proceedings*, pp. 1008-1011, Sun City, South Africa, 1998.
- [16] D. J. Daniels, "Ground Penetration Radar" The Institution of Electrical Engineers, , Stevenage, Herts., SGI 2AY, United Kingdom, 2004 ISBN O 86341 360
- [17] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Sköld, "4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband", Published by Elsevier Ltd, ISBN: 978-0-12-385489-6
- [18] M. Chernikov (ed), *Bistatic Radar : Principles and Practice*, Wiley, NewYork, February 2007
- [19] N.J. Willis, *Bistatic Radar*, London, Artech House, October 1995.
- [20] E. Hanle, Hr.Gunpath, "Survey of Bistatic and Multistatic Radar", *IEE proceedings*. 133 (Pt F No 7) pp. 587 – 595, Dec 1986.
- [21] P.E.Howland, "Passive Tracking of Airborne Targets Using Only Doppler and DOA Information." IEE colloquium on algorithms for target tracking, 1995.
- [22] S.A. Hovanessian, *Radar System Design and Analysis*. Artech House, Jan 1984
-

- [23] Ch. Baker, ''*The introduction to radar system – Lecturer note ECE 5013*'' The Ohio State University, ch 17 - Bistatic Radar-1, Columbus 2014.
- [24] D.A.R. Beale , A.L. Hume, ''Bistatic RCS tools for the assessment of multi-static radar'',. *RADAR 2002-Conference Proceeding*, pages 31–35, October 2002.
- [25] D.Jr. Lynch, *Introduction to RF Stealth*, Scitech/Peter Peregrinus, 2004.
- [26] J.C. Goodall, *America's Stealth Fighters and Bombers*, MBI Publishing, 1992.
- [27] J.D. Taylor (ed.), *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*, CRC Press, 1995.
- [28] D.C. Jenn, *Radar and Laser Cross Section Engineering*, AIAA Education Series, 1995.
- [29] D.C. Aronstein, A.C. Piccirillo, *HAVE BLUE and the F117A*, AIAA, 1997.
- [30] J. E. Salah and J. E. Morriello ''Development of a Multistatic Measurement System'' *Proceedings of the IEEE International Radar Conference*, pages 88–93, April 1980.
- [31] R. Schmidt, ''Multiple emitter location and signal parameter estimation'', *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 34(3) pp. 276–280, March 1986
- [32] G. Galati, M. Naldi, and M. Ferri, '' Airport surface surveillance with a network of miniradars'' *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 35(1) p.p 331–338, January 1999
- [33] E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, D. Chizhik, L. Cimini, and R. Valenzuela, ''MIMO radar: an idea whose time has come''. *Radar Conference, 2004. Proceedings of the IEEE*, pages 71–78, April 2004
- [34] M. C. Jackson, ''The geometry of bistatic radar systems'' *IEE Proceedings, Part F - Communications, Radar and Signal Processing*, 133 pp. 604–612, December 1986.
- [35] I. Bradaric, G.T. Capraro, and M.C. Wicks, ''Sensor placement for improved target resolution in distributed radar systems'', *Radar Conference, 2008. Proceedings of the 2008 IEEE*, pages 345–350, May 2008.
-

- [36] A. Cameron, "The Jindalee operational radar network: its architecture and surveillance capability", *Radar Conference, 1995., Record of the IEEE 1995 International*, pages 692–697, May 1995
- [37] M. Weib, "Synchronisation of bistatic radar systems" *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2004. IGARSS '04. Proceedings. 2004 IEEE International*, 3 pp. 1750–1753, September 2004.
- [38] S. R. Doughty, K. Woodbridge, and C. J. Baker, "Improving Resolution Using Multistatic Radar. Radar Systems", 2007. *RADAR 2007. The Institution of Engineering and Technology International Conference*, October 2007.
- [39] A. Farina and E. Hanle, "Position Accuracy in Netted Monostatic and Bistatic Radar", *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, AES-19(4), pp. 513–520, July 1983
- [40] L.R. Moyer, C.J. Morgan, and D.A. Rugger, "An exact expression for resolution cell area in special case of bistatic radar systems", *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, pp584–587, July 1989.
- [41] A.C. Papoutsis, C. J. Baker, and H. D. Griffiths, "Location accuracy of multistatic radars based on ranging information", *Proceedings of the IEEE International Conference on Radar*, pages 883–888, May 2005.
- [42] M.Hofmman: "Conventions for the Analysis of Spherical Arrays" *IEEE AP Transactions Vol. AP-11. 1963.*
- [43] D.L.Sengupta, T.M.Smith, R.W.Larson: "Radiation Characteristics of a Spherical Array of Circularly Polarised Elements" *IEEE AP Transactions Vol. AP-16. 1968.*
- [44] B. R. Mahafza, *Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB*, (Second Edition), Chapman & Hall/CRC, 2005.

- [45] J. Jinlei, R. Hongbin, G. Fuli, and D. Huaisuo, "A preliminary research into the netted radar seekers for anti-stealth aircraft", *Signal Processing Proceedings, 1998. ICSP '98. 1998 Fourth International Conference on*, 2 pp. 1566–1569, 1998.
- [46] T. Johnsen, K.E. Olsen, S. Johnsrud, and R. Skjerpeng, "Simultaneous use of multiple pseudo random noise codes in multistatic CW radar" *Radar Conference, 2004. Proceedings of the IEEE*, pages 266–270, April 2004.
- [47] T. Johnsen, K.E. Olsen, and R. Gundersen, "Hovering helicopter measured by bi-/multistatic CW radar" *Radar Conference, 2003. Proceedings of the 2003 IEEE*, pages 165–170, May 2003.
- [48] T. Johnsen, "Time and frequency synchronization in multistatic radar. Consequences to usage of GPS disciplined references with and without GPS signals" *Radar Conference, 2002. Proceedings of the IEEE*, pages 141–147, April 2002.
- [49] A. J. Fenn, *Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications*, MIT Lincoln, Artech House, 2008.
- [50] S. Dragas, M. Lopez, M. Gutierrez, S. Ruiz, Z. Cvetkovic, L. Gonzalez, Z. Golubicic, "Phased-Array Antenna with Polarization Tracking Capability at K-band" *29th ESA Workshop on Multiple Beam and Reconfigurable Antennas*, Noordwijk, Netherland pp.296-299, 18-20April 2007
- [51] S. Dragas, P. Janković, L. Gonzalez, Z. Golubičić, L. Salghetti Drioli, "Multi Satellite Tracking Antenna for Navigation System." *29th ESA Workshop on Multiple Beam and Reconfigurable Antenna*, Noordwijk, Netherland pp.299-302, 18-20April 2007
- [52] S. Dragaš, Z. Golubičić, A. Vicario, M. González, C. Lavín, J. Alonso, M. Zečević, C. Méndez, Z. Cvetković, É. Méndez, L. Pérez, N. Fernández, F. De Arriba, A. Arribas, "KU band building blocks phased array cost effective concept for aeronautical applications", *34th ESA Antenna Workshop and 2nd Evolutions in Satellite Telecommunication Ground Segments Workshop on Satcom User Terminal Antennas*, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands; 10/2012
-

- [53] S. Dragaš, C. Lavín, S. Ruiz, R. García, N. Ortiz, O. Gago, A. Pellón " Two axes scan array for X-band" „32nd ESA Antenna Workshop on Antennas for Space Applications From technologies to architectures; ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, 10/2010
- [54] Z. Golubičić, S. Simić, A. Zejak, "Pedestrian Radar with One Dimensional Electronic Beam Steering", *Proc. of 5th International Scientific Conference on Defensive Technologies – OTEH*, Belgrade, Serbia, September, 2012.
- [55] L. Josefsson, P. Persson "Conformal Array Antenna Theory and Design", Wiley-IEEE Press, March 2006
- [56] P. Knott, "Antenna design and beamforming for a conformal antenna array demonstrator " *Proceeding of IEEE Aerospace Conference 2006*, Wachtberg 4-11 March 2006,
- [57] S. Dragaš, Z. Golubičić, M. Zečević, V. Fernandez, Z. Cvetković, J. Shanbhag, Y. Fernandez, C. Mendez, M. Gonzalez, E. Obiols, J. Perlas, L. Salghetti - Drioli, "Digital beam forming multisatellite antenna: an alternative for next MEOLUTs. Basic Module development and testing" *33rd ESA Antenna Workshop on Challenges for Space Antenna Systems*, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands; 10/2011
- [58] L. Gonzalez, A. Ruiz, A. Pellon, S. Dragas, S. Ruiz "Ku-band Receive-Only phased-array antenna for multimedia communication" *Proceeding of EUMC*, 01/2008
- [59] Z. Golubicic, S. Dragas, Z. Cvetkovic, "K and Ka band Phased Array Antenna" *Microwave Journal*, issue January 2004.
- [60] M. Holzbock, A. Jahn, J. Alonso, Z. Golubicic, V. Schena, F. Ceprani, J. Torres, M. Memar, " SUITED Demonstration Results of a Mobile Terminal for Heterogeneous Satellite Terrestrial IP Network Access",
<http://newton.ee.auth.gr/summit2002/papers/SessionM4/2502107.pdf>
- [61] A. Nestic, S. Dragas "Frequency scanning printed array antenna" *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1995. AP-S. Digest; 07/1995
-

- [62] A.Nesic, Z. Micic, S.Jovanovic, I.Radnovic, "Millimeter wave printed antenna array with high side lobe suppression"*Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*, IEEE; 08/2006
- [63] В. Дрндаревић, М. Обрадовић, Б. Самарцић, М. Дјурић, Б. Бојовић, И. Трајић, З. Голубичић, В. Смиљаковић: "реализација појачавача снаге, контролног и сигурносног подсистема радиофреквентног система циклотрона винцу", *Зборник радова XL конференције за ЕТРАН* (Будва, 1996) стр.. 23-26
- [64] D. Regidor, A. Arriaga, J. Calvo, A. Ibarra, I. Kirpichev, P. Méndez, J. Molla, A. Salom, M. Weber, P.Y. Beauvais, M. Desmons, A. Mosnier, D. Vandeplassche, P. Cara, J.M. Forteza, J.M. González, C.R. Isnardi, Z. Cvetkovic, Z. Golubicic, C. Méndez, J. de la Cruz, S.J. Ceballos, M. Abs, B. Nactergal, "IFMIF-EVEDA RF POWER SYSTEM", *МОРС135 Proceedings of IPAC2011*, San Sebastián, Spain
- [65] F. Sechi, M. Bujatti, "Solid-State Microwave High-Power Amplifiers", Artech House Norword MA. 2010
- [66] A. Grebennikov, "RF and microwave transmitter design" A John Wiley & Sons, inc., Publication, New Jersey 2011
- [67] S. C. Cripps, "RF power Amplifiers for Wireless Communications", Artech House, 2006.
- [68] P. Colantonio, F. Giannini and E. Limiti, "High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers", John Wiley & Sons, 2009
- [69] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Pothecary, J. F. Sevic and N. O. Sokal, "Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, March 2002.
- [70], P. B. Kenington, "High Linearity RF Amplifier Design", Artech House, 2000
- [71] C. Drentea, "Modern Communications Receiver Design and Technology", Artech House Norword MA. 2010
-

- [72] J Rogers, C. Plett, ''*Radio Frequency Integrated Circuit Design*'', Artech House 2003
- [73] З. Голубичић, А. Зејак, ''Микроталасни синтезатор радарских сигнала са минимизованим фазним шумом'', у зборнику симпозијума ТЕЛФОР '96, стр. 428-431, Београд, новембар 1996.
- [74] Z. Golubicic, V. Stoiljkovic: ''New Type of VCDRO'', *18th European Microwave Conference*, Stockholm, September 1988.
- [75] Z. Golubicic: ''Injection Locked DRO Synchronized by Multitone Signal'', *19th European Microwave Conference* London, September 1989.
- [76] Chakrabarty, Kasturi , Athukorala, Lakshman, Golubicic, Budimir, ''Enhanced wireless transmitters using an inter-stage notch filter'', *IEEE 10th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIK2011)*, 05 - 08 Oct 2011, Nis, Serbia.
- [79] Z. Golubičić, S. Simić, A. J. Zejak, „Design and FPGA implementation of digital pulse compression for band-pass radar signals'', *Journal of ELECTRICAL ENGINEERING*, Vol. 64, No. 3, 2013, 1-5, DOI: 10.2478/v10187-013-0001-0, ISSN: 1335-3632©2013 FEI STU
- [80] L.Hiemstra, ''*Real-Time Digital Signal Processing implemented on a Multi-Processor System*''; Tech. Report., NFRA, Dwingeloo, July 2000.
- [81] D. G. Rao, N. S. Murthy, A.Vengadarajan, ''Design and Implementation of Digital Beam Former Architecture for Phased Array Radar'', *Proceedings of the 2013 International Conference on Systems, Control, Signal Processing and Informatics*, Sep 2013.
- [82] F.J. Harris , ''*Multirate FIR Filters for Interpolating and Decimation*'', Handbook of Digital Signal Processing: Engineering Applications, Academic Press, San Diego, 1987
-

- [83] L. Jian, P. Stoica, "MIMO radar-diversity means superiority", *Proceedings of the 14th Adaptive Sensor Array Processing Workshop (ASAP'06)* 1-6, Sep 2006
http://www.ll.mit.edu/asap/asap_06/pdf/Papers/03_Li_Pa.pdf
- [84] M. J. Simões Ferreira dos Santos, J. Batista dos Santos, "FPGA-Based Control System of an Ultrasonic Phased Array", *Strojniški vestnik - Journal of Mechanical Engineering* 57v.2, p.p 135-141, 2011
- [85] Ch.Venkatesham, "FPGA Implementation of Digital Beam forming for Phased array RADARs", *IJSR - International Journal of Scientific Research*, Volume : 2, Issue : 7, July 2013
- [86] R. Hosking, "Virtex-7 FPGA technology boosts radar performance", *Military Embedded System*, February 11, 2013
- [87] З. Голубичић, Б. Рељић, "Примопредајник радара на 24GHz ISM опсегу за заштиту аутомобила од судара", у зборнику симпозијума ТЕЛФОР 2006, стр. 437-440, Београд, новембар 2006
- [88] T. Haruyama, N. Kojima, I. Chiba, Y. Oh-Hashi, N. Orime, T. Katagi "Conformal array antenna with digital beam forming network", *In proceeding of: Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1989. AP-S. Digest
- [89] L.Josefsson, P.Person "Conformal Array Antenna -Theory and Design" IEEE Press Wile Interscience, 2006
- [90] T. Salim, J. Devlin, J. Whittington, "FPGA implementation of a phased array DBF using polyphase filters", *Field-Programmable Technology, 2004. Proceedings. 2004 IEEE International Conference on*, pp 339 - 342, December 2004.
- [91] V. Basavarajappa, "Design of a wideband conformal array antenna system with beamforming and null steering, for application in a DVB-T based passive radar", Master of Science Thesis, 03-July-2012, TU DELFT, Fraunhofer FHR

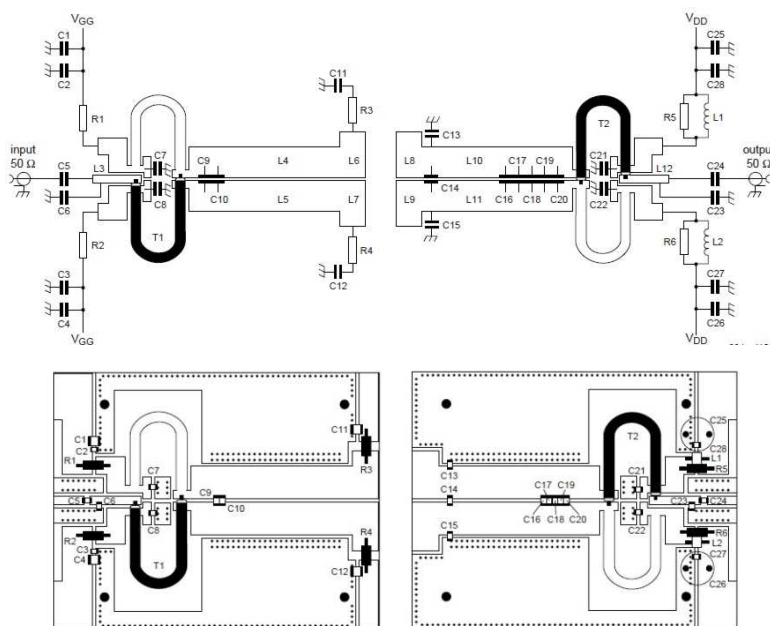
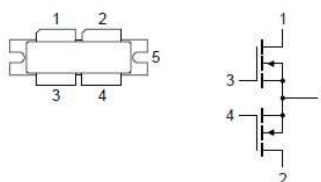
- [92] T.L. Lane, N.T. Alexander, and C.A. Blevins, "The bistatic coherent measurement system (BICOMS)", *Radar Conference, 1999. The Record of the 1999 IEEE*, pages 154–159, April 1999
- [93] T.Tsao, "Ambiguity Function for a Bistatic Radar", *IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems*, 33(3):1041–1051, Jul 1997.
- [94] H.D.Griffiths, C.J.Baker, "Measurement and Analysis of Ambiguity Functions of Passive Radar Transmissions", *Proceedings IEEE International Radar Conference*, 2005.
- [95] U.L. Rohde, A.K. Poddar, "Noise minimization techniques for voltage controlled crystal oscillator (VCXO) circuits" *Radio and Wireless Symposium*, 2009. RWS '09. IEEE,
- [96] P. Acimovic, Ch.K.Huscort, "Phase modulated reduction of clock wander in synchronous wide area networks" US Patent US 6246738 B1, 12. june 2001
- [97] NXP: "BLF7G15LS-300P Power LDMOS transistor", Product data sheet July 2013
- [98] Altera Corporation: "Cyclone III Device Handbook", San Jose, CA, December 2011, www.altera.com
- [99] Altera Corporation: "Cyclone IV Device Handbook", San Jose, CA, December 2013, www.altera.com
- [100] T. Johnsen, K.E. Olsen, S. Johnsrud, R. Skjerpeng, "Simultaneous use of multiple pseudo random noise codes in multistatic CW radar", *Radar Conference, 2004*.
- [101] Xilinx: "Spartan-6 FPGA Memory Interface Solutions User Guide", UG416 June 22, 2011
- [102] Altera Corporation: "FFT Mega Core Function User Guide", San Jose, CA, November 2012, www.altera.com

10. Прилог

Test signal	f (MHz)	V _{DS} (V)	P _L (W)	G _p (dB)	η _D (%)
pulsed RF	225	50	1400	23.5	69

BLF578XR (SOT539A)

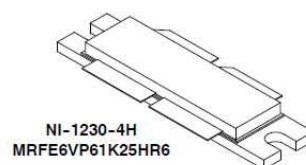
1	drain1
2	drain2
3	gate1
4	gate2
5	source



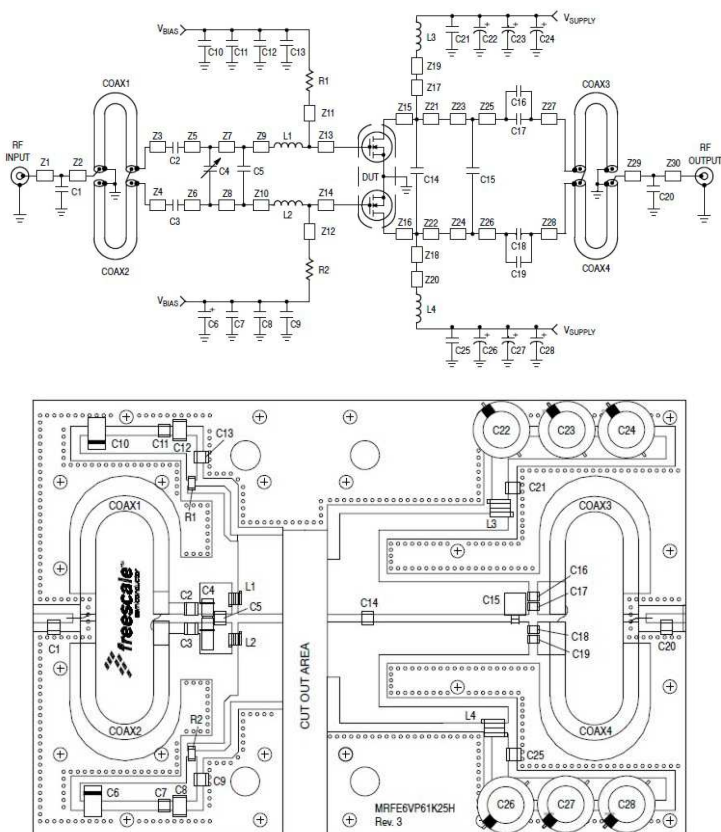
Слика П.1. - Основни модул (LDMOS транзистор) појачавача снаге на VHF опсегу NXP.

Прилог

Signal Type	P_{out} (W)	f (MHz)	G_{ps} (dB)	η_D (%)
Pulse (100 μ sec, 20% Duty Cycle)	1250 Peak	230	24.0	74.0
CW	1250 CW	230	22.9	74.6



Frequency (MHz)	Signal Type	P_{out} (W)	G_{ps} (dB)	η_D (%)
27	CW	1300	27	81
40	CW	1300	26	85
81.36	CW	1250	27	84
87.5-108	CW	1100	24	80
144-148	CW	1250	26	78
170-230	DVB-T	225	25	30
352	Pulse (200 μ sec, 20% Duty Cycle)	1250	21.5	66
352	CW	1150	20.5	68
500	CW	1000	18	58



Слика П.2. - Основни модул (LDMOS транзистор) појачавача снаге на VHF опсегу

Freescale.



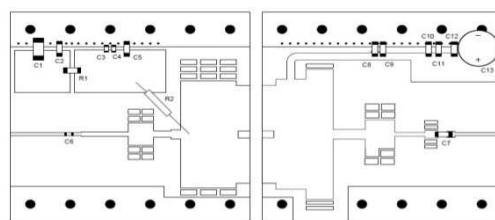
Слика П.3. - Коаксијални сабирач снаге 10:1 на VHF опсегу.



Слика П.4. - Појачавачи на UHF опсегу са снагама од неколико десетина киловата нису мобилни и морају бити дубоко укопани у земљу.

Test signal: pulsed RF, $t_p = 300 \mu\text{s}$; $\delta = 10\%$; RF performance at $V_{DS} = 50\text{ V}$; $I_{DQ} = 150\text{ mA}$;
 $T_{\text{case}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$; unless otherwise specified, in a class-AB production test circuit.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
P_L	output power		500	-	-	W
V_{DS}	drain-source voltage	$P_L = 500\text{ W}$	-	-	50	V
G_p	power gain	$P_L = 500\text{ W}$	15	17	-	dB
RL_{in}	input return loss	$P_L = 500\text{ W}$	-	-10	-	dB
$P_{L(1dB)}$	output power at 1 dB gain compression		-	600	-	W
η_D	drain efficiency	$P_L = 500\text{ W}$	45	50	-	%



Printed-Circuit Board (PCB): Duroid 6006; $\epsilon_r = 6.15$ F/m; thickness = 0.64 mm; thickness copper plating = 35 μm .
 See Table 9 for a list of components.

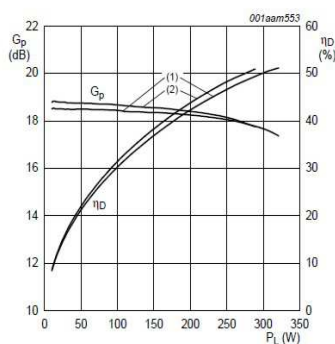
Слика П.5. - Појачавач радара реализован помоћу LDMOS транзистора са снагама реда 500 W.

300 W LDMOS power transistor for base station applications at frequencies from 1450 MHz to 1550 MHz.

Typical RF performance at $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ in a common source class-AB production test circuit.

Mode of operation	f (MHz)	I_{Dq} (mA)	V_{DS} (V)	$P_{L(AV)}$ (W)	G_p (dB)	η_D (%)	ACPR (dBc)
2-carrier W-CDMA	1476 to 1511	2600	28	85	18	31	-32 [1]

[1] Test signal: 3GPP test model 1; 64 DPCH; PAR = 7.5 dB at 0.01 % probability on CCDF per carrier. Carrier spacing 5 MHz.



$V_{DS} = 28\text{ V}$; $I_{Dq} = 2600\text{ mA}$.

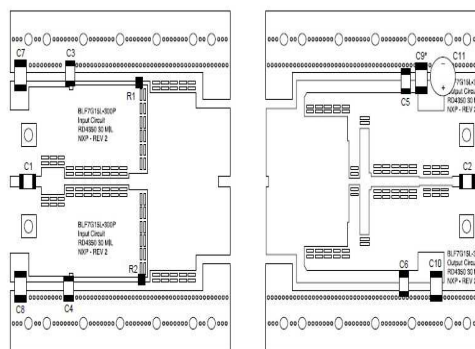
(1) $f = 1476\text{ MHz}$
 (2) $f = 1511\text{ MHz}$

Слика П.6. - Појачавач на 1500 MHz, реализован помоћу LDMOS транзистора са снагама реда 300 W.

Typical Performances (In Freescale Doherty Test Fixture, 50 ohm system) $V_{DD} = 28$ Vdc, $I_{DD} = 1100$ mA, $V_{GSB} = 1.45$ Vdc, 1805-1880 MHz Bandwidth

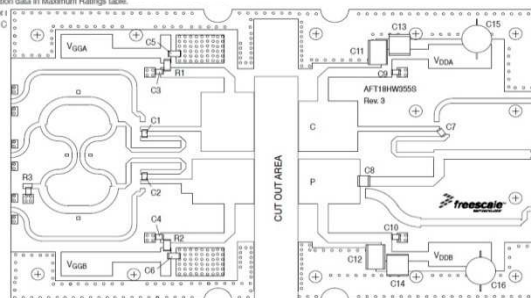
P_{out} @ 1 dB Compression Point, CW	P1dB	—	350 (A)	—	W
P_{out} @ 3 dB Compression Point (A)	P3dB	—	400	—	W
AM/PM (Maximum value measured at the P3dB compression point across the 1805-1880 MHz frequency range)	ϕ	—	22	—	°
VBW Resonance Point (IMD Third Order Intermodulation Inflection Point)	VBWres	—	150	—	MHz
Gain Flatness in 75 MHz Bandwidth @ $P_{out} = 63$ W Avg.	Gr	—	0.63	—	dB
Gain Variation over Temperature (-30°C to +85°C)	ΔG	—	0.01	—	dB/°C
Output Power Variation over Temperature (-30°C to +85°C) (B)	$\Delta P1dB$	—	0.013	—	dB/°C

1. Part internally matched both on input and output.
2. V_{GSB} and V_{GS} must be tied together and powered by a single DC power supply.
3. Measurement made with device in an asymmetrical Doherty configuration.
4. Calculated from load pull P3dB measurements.
5. Exceeds recommended operating conditions. See CW operation data in Maximum Ratings table.
6. P3dB = $P_{out} + 1.0$ dB where P_{out} is the average output power (P1dB PAR is compressed to 7.0 dB @ 0.01% probability on C output PAR).



*C9 is mounted under C11

001sam558



and thickness = 0.765 mm (30 mil).

Слика П.7. - Појачавач на 1800 MHz, реализован помоћу LDMOS транзистора са снагама реда 350 W.



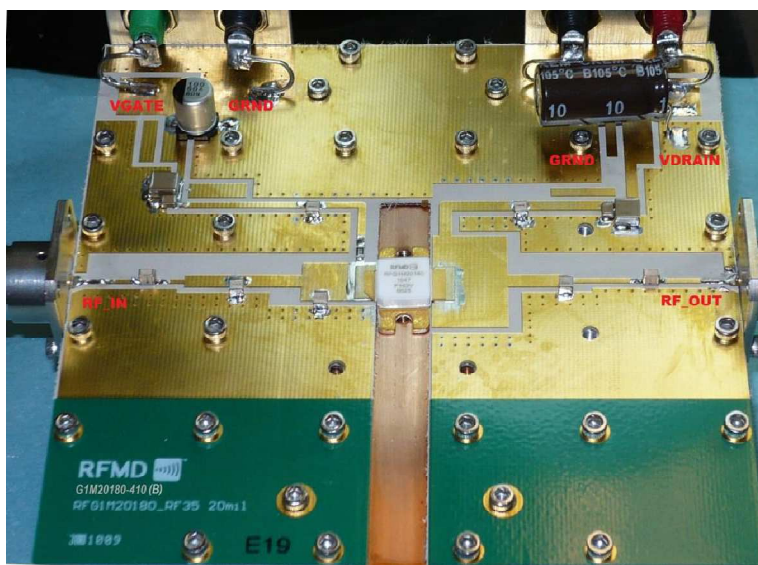
Слика П.8. - RFHA1020 280 W GaN WIDE-BAND PULSED POWER AMPLIFIER.

RF Typical Performance					[1], [2]
Frequency Range	1200		1400	MHz	
Small Signal Gain		15		dB	$P_{IN} = 30\text{dBm}$
Power Gain		13		dB	$P_{OUT} = 54.50\text{dBm}$
Gain Variation with Temperature			-0.015	dB/ °C	At peak output power
Output Power (P_{SAT})		54.50		dBm	Peak output power
		280		W	Peak output power
Drain Efficiency		55		%	At peak output power

[1] Test Conditions: $PW = 100\mu\text{s}$, $DC = 10\%$, $V_{DSQ} = 50\text{V}$, $I_{DQ} = 440\text{mA}$, $T = 25\text{ }^\circ\text{C}$.

[2] Performance in a standard tuned test fixture.

Табела ПТ.1 - Параметри GaN транзистора намењеног за примену у појачавачима снаге радара на L опсегу.



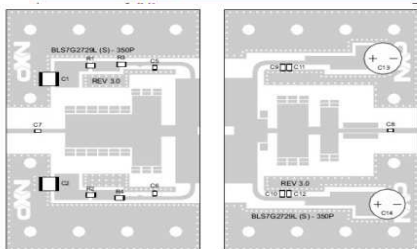
Слика П.9. - RFG1M20180 180 W GaN транзистор за опсег мобилних комуникација између 1,8 GHz и 2,2 GHz.

Typical RF performance at $T_{case} = 25\text{ }^\circ\text{C}$; $t_p = 300\text{ }\mu\text{s}$; $\delta = 10\%$; $I_{DQ} = 200\text{ mA}$; in a class-AB production test circuit.

Test signal	f (GHz)	V_{DS} (V)	P_L (W)	G_p (dB)	η_D (%)	t_r (ns)	t_f (ns)
pulsed RF	2.7 to 2.9	32	350	13	50	8	5

Test signal: pulsed RF; $t_p = 300 \mu\text{s}$; $\delta = 10\%$; RF performance at $V_{DS} = 32 \text{ V}$; $I_{DQ} = 200 \text{ mA}$; $T_{case} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$; unless otherwise specified, in a class-AB production circuit.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
G_p	power gain	$P_L = 350 \text{ W}$	11	13	-	dB
RL_{in}	input return loss	$P_L = 350 \text{ W}$	-	-10	-	dB
η_D	drain efficiency	$P_L = 350 \text{ W}$	46	50	-	%
$P_{droop(pulse)}$	pulse droop power	$P_L = 350 \text{ W}$	-	0	0.5	dB
t_r	rise time	$P_L = 350 \text{ W}$	-	8	50	ns



Printed-Circuit Board (PCB): Rogers RO6006; $\epsilon_r = 6.45$ F/m; thickness = 0.635 mm; thickness copper plating = 35 μm . The vias can be used as a reference to place components.

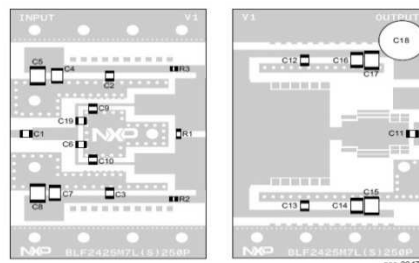
Слика П.10. - Карактеристике и штампана плоча транзистора BLS7G2729L(S)-350P 350 W LDMOS (импулсни транзистор S опсега).

RF performance at $T_{case} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ in a common source class-AB production test circuit.

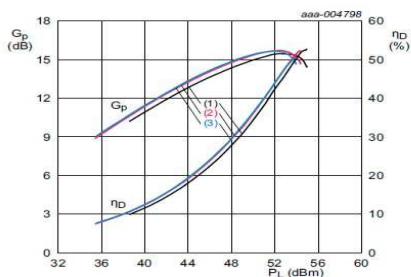
Test signal	f (MHz)	V_{DS} (V)	$P_{L(AV)}$ (W)	G_p (dB)	η_D (%)
CW	2450	28	250	15	51

Test signal: CW at 2450 MHz; RF performance at $V_{DS} = 28 \text{ V}$; $I_{DQ} = 20 \text{ mA}$; $T_{case} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$; unless otherwise specified, in a class-AB production test circuit.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
G_p	power gain	$P_L = 250 \text{ W}$	14	15	-	dB
RL_{in}	input return loss	$P_L = 250 \text{ W}$	-	-18	-10	dB
η_D	drain efficiency	$P_L = 250 \text{ W}$	46	51	-	%

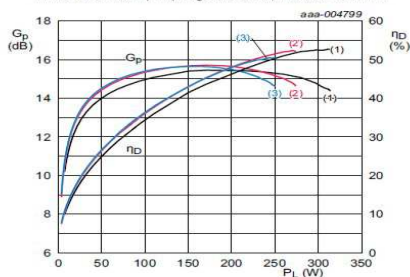


Printed-Circuit Board (PCB): Rogers RO4350B; thickness = 0.76 mm.



$V_{DS} = 28 \text{ V}$; $I_{DQ} = 20 \text{ mA}$.

- (1) $f = 2400 \text{ MHz}$
- (2) $f = 2450 \text{ MHz}$
- (3) $f = 2500 \text{ MHz}$



$V_{DS} = 28 \text{ V}$; $I_{DQ} = 20 \text{ mA}$.

- (1) $f = 2400 \text{ MHz}$
- (2) $f = 2450 \text{ MHz}$
- (3) $f = 2500 \text{ MHz}$

Слика П.11. - 250 W LDMOS транзистор за ISM опсега.

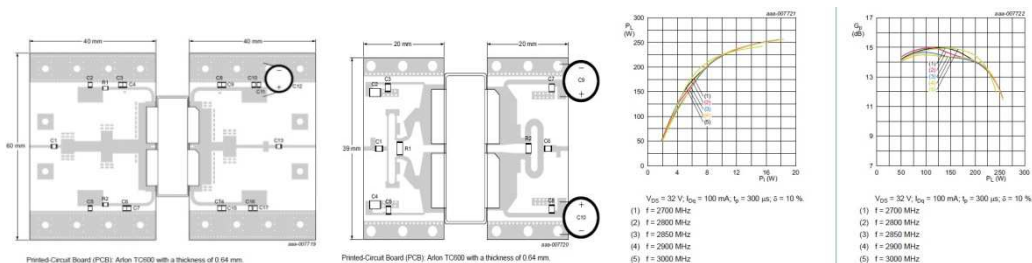
Typical RF performance at $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Test signal	f (GHz)	V_{DS} (V)	P_L (W)	G_p (dB)	η_D (%)	t_r (ns)	t_f (ns)
Class-AB production test circuit							
pulsed RF [1]	2.7 to 3.0	32	200	12	48	8	5
Application circuit							
pulsed RF [2]	2.7 to 3.0	32	220	12.5	50	20	6
pulsed RF [3]	2.9 to 3.1	32	220	12.5	50	20	6

[1] $t_p = 300\text{ }\mu\text{s}$; $\delta = 10\%$; $I_{DQ} = 100\text{ mA}$

[2] $t_p = 3000\text{ }\mu\text{s}$; $\delta = 20\%$; $I_{DQ} = 50\text{ mA}$

[3] $t_p = 500\text{ }\mu\text{s}$; $\delta = 20\%$; $I_{DQ} = 50\text{ mA}$



Слика П.12. - 200 W LDMOS транзистор намењен за радаре *S onsega*.

- High Output Power: $P5dB=50.0\text{ dBm}$ (Typ.)
- High Gain: $GL=13.5\text{ dB}$ (Typ.)
- High PAE: $\eta_{add}=45\%$ (Typ.)
- Broad Band: 5.85 to 6.75GHz
- Impedance Matched $Z_{in}/Z_{out} = 50\text{ ohm}$
- Hermetically Sealed Package

DESCRIPTION

The SGK5867-100A is a high power GaN-HEMT that is internally matched for standard communication bands to provide optimum power and gain in a 50ohm system.



FEATURES

- High Output Power: $P5dB=50.0\text{ dBm}$ (Typ.)
- High Gain: $GL=12.0\text{ dB}$ (Typ.)
- High PAE: $\eta_{add}=42\%$ (Typ.)
- Broad Band: 7.7 to 8.5GHz
- Impedance Matched $Z_{in}/Z_{out} = 50\text{ ohm}$
- Hermetically Sealed Package

DESCRIPTION

The SGK7785-100A is a high power GaN-HEMT that is internally matched for standard communication bands to provide optimum power and gain in a 50ohm system.



FEATURES

- High Output Power: Pout=47.0dBm (Typ.)
- High Gain: GL=8.0dB (Typ.)
- High P.A.E.: η_{add} =29% (Typ.)
- Broad Band: 13.75 to 14.5GHz
- Impedance Matched Zin/Zout = 50ohm
- Hermetically Sealed Package

DESCRIPTION

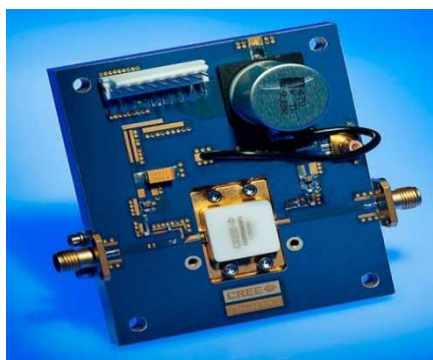
The SGK1314-50A is a high power GaN-HEMT that is internally matched for standard communication bands to provide optimum power and gain in a 50ohm system.



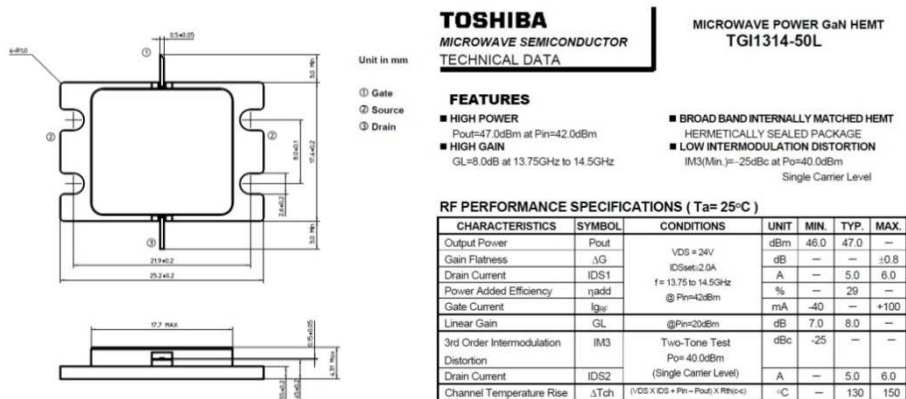
Слика П.13. - Sumitomo (бивши Fujitsu, касније Eudyna) GaN појачавач излазне RF снаге од 100 W. Транзистор у пропусном опсегу има импедансу прилагођену на 50 Ω, тако да никакво накнадно прилагођење није потребно.

Typical Performance Over 8.4-9.6 GHz ($T_c = 25^\circ\text{C}$)							
Parameter	8.4 GHz	8.8 GHz	9.0 GHz	9.2 GHz	9.4 GHz	9.6 GHz	Units
Linear Gain	12.7	12.4	12.7	13.1	13.1	12.4	dB
Output Power	151	147	150	152	140	131	W
Power Gain	10.8	10.6	10.7	10.7	10.5	10.2	dB
Power Added Efficiency	44	42	44	43	45	45	%

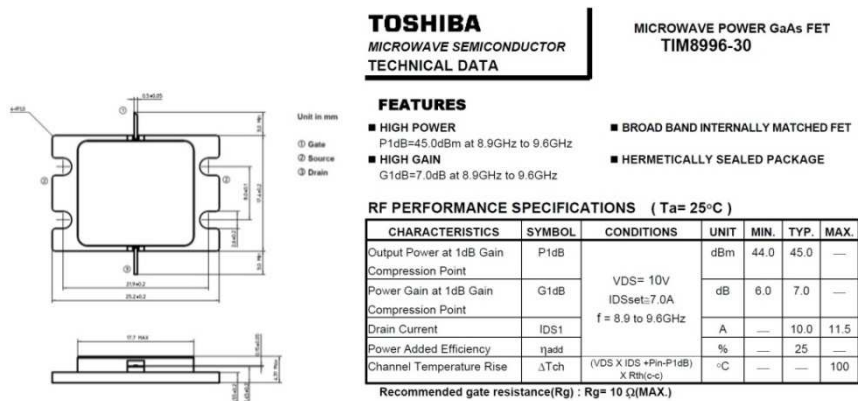
Note: Measured in CGHV96100F2-TB (838179) under 100 μs pulse width, 10% duty, Pin 41.0 dBm (12.6 W)



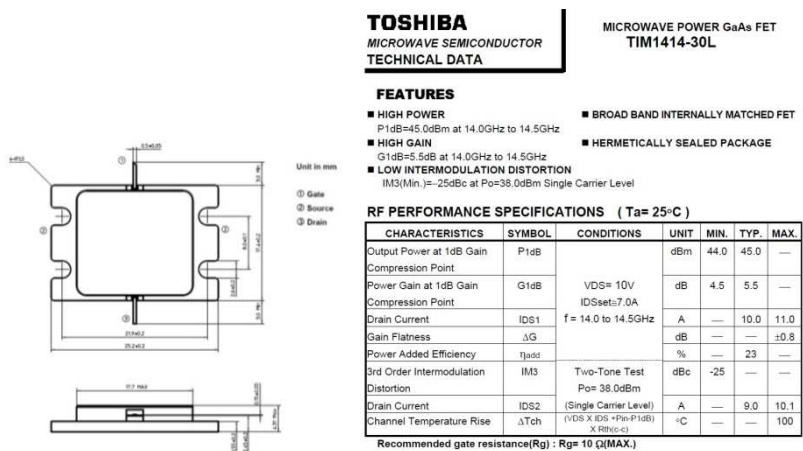
Слика П.14. - GaN појачавач за X опсег излазне RF снаге од 100 W фирме CREE . Транзистор у пропусном опсегу има прилагођену импедансу на 50 Ω тако да никакво накнадно прилагођење није потребно.



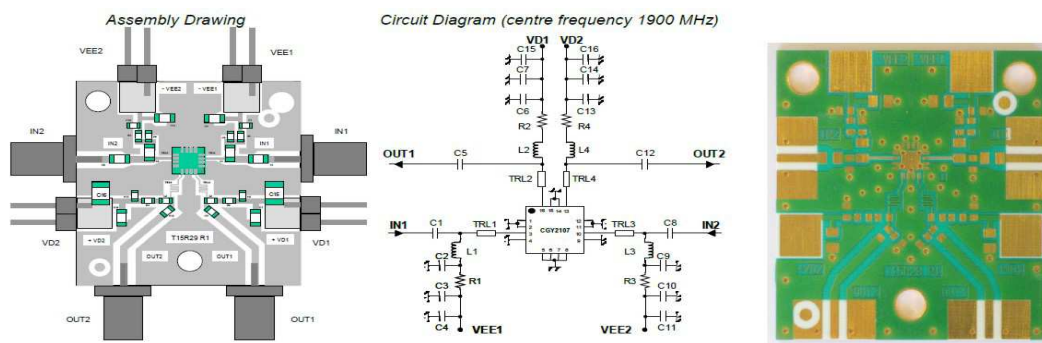
Слика П.15. - GaN појачавач за K_u опсег излазне RF снаге од 50 W фирме Toshiba
Транзистор у пропусном опсегу има прилагођену импедансу на 50Ω тако да никакво
накнадно прилагођење није потребно.



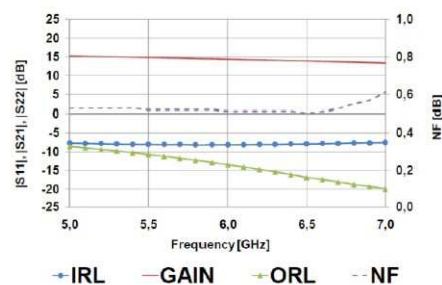
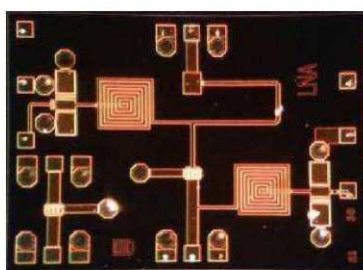
Слика П.16. - GaAs појачавач за X опсег излазне RF снаге од 30 W фирме Toshiba.



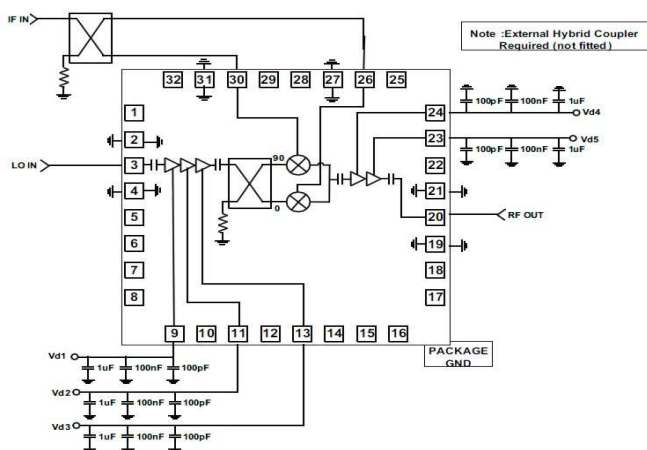
Слика П.17. - GaAs појачавач за K_u опсег излазне RF снаге од 30 W фирме Toshiba.



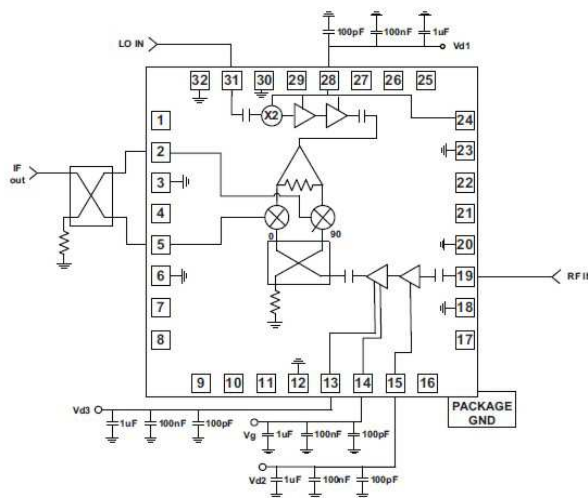
Слика П.18. - Малошумни GaAs појачавач фирме OMMIC који покрива опсег до 6 GHz.



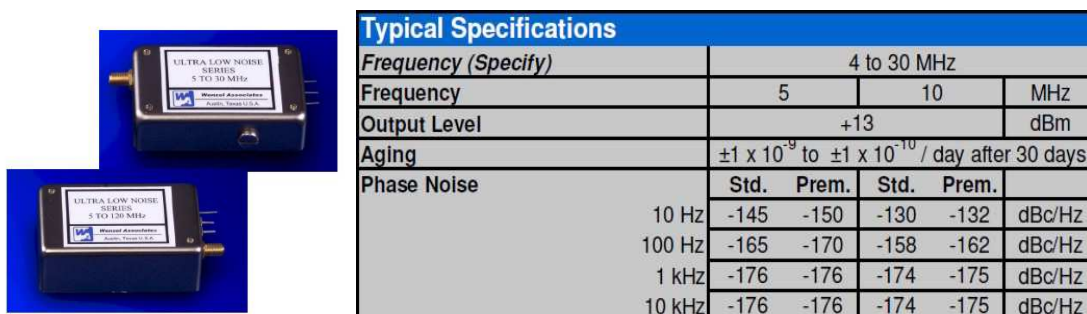
Слика П.19. - Фактор шума малошумног GaAs појачавача фирме OMMIC који покрива опсег од 5 GHz до 7 GHz.



Слика П.20. - Директни IQ конвертор фреквенције на X/Ku опсег (од 10 GHz до 16 GHz).



Слика П.21. - Директни IQ конвертор фреквенције наниже, на X/Ku опсег (од 10 GHz до 16 GHz).



Слика П.22. - Карактеристике фазног шума нискофреквенцијске референце.

Frequency (Specify)		30 to 130 MHz			
Frequency		50	100		MHz
Output Level		+13 dBm			
Aging		$\pm 1 \times 10^{-6}$ / year			
Phase Noise					
	100 Hz	-130	-136	-125	-130 dBc/Hz
	1 kHz	-160	-164	-150	-158 dBc/Hz
	10 kHz	-174	-176	-174	-176 dBc/Hz
	20 kHz	-174	-176	-174	-176 dBc/Hz

Слика П.23. - Карактеристике референце од 50 MHz и 100 MHz.

Frequency (Specify)	130 to 650 MHz					
Frequency	100 x 2	200 MHz	100 x 4	400 MHz	MHz	
Output Level	+13				dBm	
Aging	$\pm 5 \times 10^{-7}$ to $\pm 2 \times 10^{-7}$ / year					
Phase Noise	100 Hz	-119	-126	-113	-118	dBc/Hz
	1 kHz	-145	-152	-138	-146	dBc/Hz
	10 kHz	-168	-170	-162	-164	dBc/Hz
	20 kHz	-168	-170	-162	-164	dBc/Hz

Слика П.24. - Карактеристике умноженог VCXO од 100 MHz на 200 MHz и 400 MHz.



Output Frequency	Typical Phase Noise (dBc/Hz, Free-Running)					
	10 Hz	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz
10 GHz	-57	-87	-113	-131	-132	-132

Слика П.25. - Метод генерисања фреквенције 10 GHz помоћу умножавања несинхронизованог VCXO фреквенције 100 MHz и карактеристике фазног шума сигнала на 10 GHz.