

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ  
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Немања М. Митровић

ОДРЕЂИВАЧ ПРАВЦА ЗАСНОВАН  
НА ПАСИВНОЈ ВИШЕКАНАЛНОЈ  
ДЕТЕКЦИЈИ ЕЛЕКТРОМАГНЕТСКОГ  
СИГНАЛА

докторска дисертација

Београд, 2019.

UNIVERSITY OF BELGRADE  
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Nemanja M. Mitrović

THE DIRECTION FINDER BASED ON  
THE PASSIVE MULTICHANNEL  
DETECTION OF THE  
ELECTROMAGNETIC SIGNAL

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2019.

**Ментор:**

др. Милан Поњавић, ванредни професор  
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

**Чланови комисије:**

др Милан Прокин, редовни професор  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Петар Лукић, редовни професор  
Универзитет у Београду – Машински факултет

др Марија Стевановић, ванредни професор  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Александар Ракић, ванредни професор  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Датум одбране: \_\_\_\_\_

# ЗАХВАЛНИЦА

*Желео бих да искажем искрену захвалност свом ментору Проф. Др. Милану Поњавићу на константној помоћи, подршци и усмеравању током истраживања и писања докторске дисертације.*

*С поштовањем,*

*Немања Митровић*

*Београд, 2019.*



## **Наслов:** Одређивач праваца заснован на пасивној вишеканалној детекцији електромагнетског сигнала

### **Резиме:**

Пасивно одређивање правца долазећег електромагнетског таласа (passive direction finding - DF) је једна од техничких дисциплина стандардно примењивана у различитим цивилним и војним областима. Типичан пример су пасивни системи за рану детекцију борбене технике која емитује електромагнетско зрачење, као што су летелице или пловила са активираним радарима. У области цивилне примене, употреба DF-а је много разноврснија и масовнија, па се такви системи рутински користе у сврху детекције покретних и стационарних извора зрачења, препознавања и отклањања интерференције у радио-везама, лоцирању неауторизованих предајника, у сигурносним и безбедносним сервисима, итд.

Због широке области примене, DF системи могу бити различитих карактеристика, као што су: а) портабилност – могућност интеграције уређаја у мале преносиве системе, или мале покретне системе (беспилотна летелица, лако теренско возило, патролни чамац, и др.); б) рад у реалном времену; в) детекција зрачења на више фреквенцијских канала, итд. Да би се испунили тако специфични захтеви, потребно је системски приступити дизајну, што је главна тема докторске дисертације.

Како је за аквизицију било које физичке величине потребан одговарајући сензор, аквизиција електромагнетских таласа, постиже се употребом одговарајућих антена, које су у DF техникама типично интегрисане у одговарајући антенски низ. За примену дефинисану у дисертацији, постоји више типова погодних антена. Са циљем селекције одговарајуће антене направљен је преглед најпогодније класе антена – антене хорн типа, и закључено је да је пирамидални хорн најбоље решење.

Циљ метода процесирања сигнала добијених са антенског низа као сензора је одређивање правца долазећег електромагнетског сигнала. Могу да буду реализоване различитим типовима алгоритама, па се сходно томе методи међусобно и разликују. Иако постоје супер-резулционне технике које дају најбоље резултате по питању резолуције, оне нису ефикасне и погодне за рад у портабилним системима, тако да је за дизајн одабрана једна од класичних техника амплитудског типа. Анализиране су основне технике амплитудског типа и одабрана је најпогоднија са становишта ефикасности хардверске и софтверске реализације, као и са становишта уведеног критеријума – амплитудског динамичког опсега.

Одређивање правца електромагнетског сигнала из једног извора, уколико нема додатних нарушавајућих фактора, релативно је лако решив проблем. Озбиљан проблем настаје када се ради о више извора и који су при том физички блиски, па одређивања правца за сваки од њих може да буде у општем случају нерешив. Супер-резулциони методи, судећи према

литератури, могу да реше тај проблем у великом броју случајева, али по цену брзине, величине опреме, потрошње енергије, итд. Ако је потребно портабилно решење онда је тај проблем у основи нерешив. У пракси, физички блиски извори емитују зрачење на различитим фреквенцијским каналима, па је сукцесивном детекцијом по сваком каналу могуће детектовати и све такве изворе. Такав поступак је назван вишеканална детекција.

Пошто се антенски низ као сензор користи на више фреквенција, његове карактеристике нису исте за сваки фреквенцијски канал. Уз то елементи антенског низа, у општем случају, немају идентичне карактеристике, без обзира на исту геометрију. Због тога је у дисертацији предложен поступак калибрације по свим антенама, и по свим фреквенцијским каналима, као и формирање одговарајуће табеле претраживања која омогућује касније брзо процесирање података.

Теоретски, за дефинисану примену, сваки циркуларни антенски низ са усмереним антенама прилагођеним за дефинисани фреквенцијски опсег, могао би да послужи сврси. Међутим како је у питању портабилна примена, циљ је уклапање у задате димензије, односно минимизација габарита и потребног броја елемента антенског низа. Због тога је дефинисана оригинална процедура пројектовања пирамидалних хорн антена, која редифинише стандардни критеријум оптималности, и уводи додатне критеријуме који оптимизују саме антене по питању електричних и механичких карактеристика, као и комплетан антенски низ по питању броја употребљених елемента.

Комплетан DF систем је реализован применом савремене аналогно-дигиталне методологије пројектовања електронских система, као и применом робусних софтверских решења. Сви блокови система, њихова функција и реализација детаљно су описани у дисертацији. За реализовани систем и процењену вероватноћу грешака које се генеришу током рада, израчуната је вероватноћа исправне детекције.

Одређене су метролошке карактеристике реализованог DF система, мерењем карактеристика појединих склопова система и целог система у целини. Израчунате су мерне несигурности како за појединачне склопове, тако и за цео систем, чиме је дато виђење употребне вредности система.

**Кључне речи:** одређивач правца (енг. direction finder DF), правац и смер долазног сигнала (енг. direction of arrival DOA), вишеканална детекција, детекција у широком микроталасном опсегу, хардверска реализација

**Научна област:** техничке науке, електротехника

**Ужа научна област:** електроника

**УДК број:** 621.3

# **Title: The Direction Finder Based on the Passive Multichannel Detection of the Electromagnetic Signal**

## **Abstract:**

Passive radio direction finding DF is a technical discipline commonly used in many civil and military applications. Typical applications are passive early warning systems, such are aircrafts and vessels equipped with radars. In area of civil applications, DF usage is much more manifold and widespread: such systems are used for detection of moving or stationary radiation sources, in reconnaissance and cleaning interference in radio communications, localization of non-authorized transmitters, in intelligent and security systems, etc.

According to widespread application area, DF systems might have different characteristic, such are: a) portability – ability of integration into small transferable or mobile systems (unmanned aircraft, light infantry vehicle, patrol boat, etc.); b) real time operation; c) different channel signals detection, etc. With an aim to be able to achieve all specific DF features, it is mandatory to perform a systematic design, what is the main topic of this doctoral dissertation.

For the acquisition of any physical signal, appropriate sensor is required. For the case of acquisition of the electromagnetic waves in DF techniques, the sensor is based on convenient antenna, typically organized in corresponding antenna array. For the application given in the dissertation, there are several suitable types of antennas. In order to select appropriate antenna, an overview of all suitable antennas types – horn antennas, are given, and the conclusion is that the most suitable selection is the pyramidal horn antenna.

The purpose of processing signals obtained from the antenna array as a sensor, is to determine the direction of the incoming electromagnetic signal. The processing can be achieved by several techniques, and accordingly, each differ one to another. Although, there are super-resolution techniques that provides the best results in terms of resolution, they are not efficient and suitable for portable systems applications, thus, the classical techniques with amplitude detection are selected for consideration. Basic amplitude detection techniques are analysed, and one is selected as the most suitable from the point of the software and hardware efficiency and implementation, same as from the point of the introduced criterion - amplitude dynamic range.

Determination of an electromagnetic wave Direction, from unique radiation source, with no interfering conditions, is a quite easy task. The problem arises when it comes to presence of multiple, physically very close, radiation sources, so in general, determination of direction, per each of them, might be unsolvable. Super-resolution methods, according to literature, are able to solve such tasks in most of cases, for the price of speed, equipment size, energy consumption, etc. If a portable solution is requested, then this problem is essentially unsolvable. In practice, physically close sources radiate at different frequency channels, so by successive detection on each

channel it is possible to detect all possible sources. Such a procedure is called multichannel detection.

Since the antenna array, considered as a sensor, is used on multiple frequencies, its characteristics are not the same for each frequency channel. In addition, the elements of an antenna array do not have identical characteristics in general, regardless of the same geometry. Therefore, in the dissertation, a calibration procedure is proposed for all antennas, and at all frequency channels. Accordingly, constitution of lookup table that allows, efficient data processing is proposed.

Theoretically, for a defined application, any circular antenna array with directional antennas adapted for the defined frequency range can be applied. However, the portable application is concerned, so the goal is to fit it into the given dimension, that is, minimize dimension and number of antenna array elements.

For this reason, an original pyramidal horn antenna design procedure is defined, which redefines the standard optimization criterion, and introduces additional criteria for antenna optimization, in terms of electrical and mechanical characteristics, as well as the antenna array optimization in term of number of elements.

The complete DF system was realized using the modern mix-signal electronic systems design methodology, and by applying the robust software solutions.

Detail description of all system blocks, their function and realization is given in the dissertation. Using the estimated probability of errors generated during operation, the probability of correct detection is calculated. For the case of designed system, and the estimated probability of errors, the probability of correct detection is evaluated.

The metrology characteristics of the realized DF system are determined, by measuring the characteristics of individual system components and the entire system itself. Measurement uncertainty for individual components and entire system are calculated, demonstrating the system quality value.

**Key words:** passive direction finder (PDF), direction of arrival (DOA), multichannel detection, wideband microwave detection, hardware realization

**Scientific area:** technical sciences, electrical engineering

**Specific scientific area:** electronic

**УДК 6poj:** 621.3

## СПИСАК СЛИКА:

Слика 2.1. Сферни координатни систем – радијус $\rho$ , азимут $\varphi$ и елевација $\theta$ .....	21
Слика 2.2. Поларизација антене .....	22
Слика 2.3. Дијаграм зрачења хеликоидалне антене .....	23
Слика 2.4. Дијаграм зрачења монопол антене .....	24
Слика 2.5. Дијаграм зрачења отвореног таласовода .....	25
Слика 2.6. Типови хорн антена .....	27
Слика 2.7. Пирамидални хорн .....	28
Слика 2.8. Дијаграм зрачења пирамидалног хорна .....	31
Слика 2.9. Дијаграм зрачења Е-раванског секторског хорна .....	33
Слика 2.10. Дијаграм зрачења Н-раванског секторског хорна .....	35
Слика 2.11. Конусни хорн .....	35
Слика 2.12. Дијаграм зрачења конусног хорна .....	37
Слика 3.1. Фрегата <i>Bergamini</i> са увеличаним <i>Thales Altesse-C DF</i> -ом [69] .....	40
Слика 3.2. Адсопк-ова антена са четири монопол антенских елемената .....	41
Слика 3.3. Циркуларни антенски низ омнидирекционих антена са централном, контролном омнидирекционом антенном за елиминацију неодређености правца .....	42
Слика 3.4. Ротирајућа <i>Doppler</i> антена са пријемником .....	43
Слика 3.5. Псеудо- <i>Doppler</i> антенски низ са одговарајућим <i>RF</i> прекидачима и пријемницима .....	45
Слика 3.6. Конфигурација колинеарног антенског низа од $N$ елемената .....	46
Слика 3.7. Конфигурације неколинеарног антенског низа од $N$ елемената .....	48
Слика 3.8. Сензорска мрежа и једна издвојена ћелија монопулсног радарског метода....	48
Слика 3.9. Хибридни спојеви и директне спојнице .....	50
Слика 3.10. Блок дијаграм компаратора једне сензорске ћелије, реализованог помоћу хибридних структура и помераца фаза .....	51
Слика 4.1. Двочлани антенски низ чије осе видокруга заклапају угао $\Phi$ .....	56
Слика 4.2. Блок шема логаритамског амплитудског детектора .....	58
Слика 4.3. Блок шема поређења разликом логаритама амплитуда улазних сигнала .....	59
Слика 4.4. Нормализовани дијаграми зрачења у <i>dB</i> , два антенска елемента и њихова логаритамска разлика .....	59
Слика 4.5. Дијаграми зрачења двеју усмерених антена и њихов количник разлике и збира .....	61
Слика 4.6. Нормализовани дијаграми зрачења два антенска елемента и количник њихове разлике и збира .....	62
Слика 4.7. Блок шема егзактног метода (поређење фаза и амплитуда) .....	64
Слика 4.8. Динамички опсег детектора и оперативни динамички опсег .....	65
Слика 5.1. Оригинални и одговарајући усаглашени (калибрисани по амплитуди) дијаграми зрачења широкопојасне, микроталасне хорн антене оперативног опсега <i>11-15GHz</i> .....	69

Слика 5.2. Проблем разликовања блиских циљева по углу .....	70
Слика 5.3. Одзив канала и процесирање DF поређења .....	73
Слика 6.1. Дијаграми зрачења осам хорн антенских елемената DF антенског низа у E-равни .....	78
Слика 6.2. Ширина дијаграма зрачења у зависности од ширине таласовода хорн антене $w$ , за различит број антенских елемената $N = 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16$ .....	80
Слика 6.3. Пример дијаграма зрачења антене са помереним максимумом .....	81
Слика 6.4. Ширина дијаграма зрачења $E_{BW}^E$ у зависности од фактора $\eta$ , за различит број антенских елемената $N = 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16$ .....	82
Слика 7.1. Одступање линеарне апроксимације $\bar{\delta}_{i,i+1}(\phi)$ од криве разлике логаритама амплитуда сигнала $\delta_{i,i+1}(\phi)$ .....	85
Слика 7.2. Средње квадратно одступање (девијација) $\sigma$ у зависности од броја елемената антенског низа $N$ , за неколико вредности ширине опсега $E_{BW}^E$ .....	86
Слика 8.1. Циркуларни антенски низ од $N = 8$ хорн антена .....	88
Слика 8.2. Блок шема пројектованог DF система: RF—радио фреквенцијски (микроталасни) опсег, IF—међуфреквенцијски опсег, BB(base-band)—основни опсег .....	89
Слика 8.3. Елементи циркуларног антенског низа .....	90
Слика 8.4. Дијаграми зрачења пројектоване хорн антене на неколико карактеристичних фреквенција .....	91
Слика 8.5. Микроталасни логаритамски амплитудски детектор .....	93
Слика 8.6. Лабораторијски прототип микроталасног амплитудског детектора .....	94
Слика 8.7. Синтетизатор учестаности .....	95
Слика 8.8. Лабораторијски прототип синтетизатор учестаности .....	96
Слика 8.9. Микс-сигнал процесорска јединица .....	97
Слика 8.10. BB плоча са микс-сигнал процесорском јединицом .....	98
Слика 8.11. Вероватноћа детекције у односу на однос сигнал-шум SNR .....	100
Слика 9.1. „Pipeline“ алгоритам постављања канала и DF алгоритма .....	102
Слика 9.2. Алгоритам аквизиције улазних RF сигнала .....	103
Слика 9.3. Алгоритам скенирања целог опсега канала .....	104
Слика 9.4. Блок дијаграм алгоритма за естимацију DOA линеарном апроксимацијом ..	106
Слика 9.5. Блок дијаграм алгоритма за естимацију DOA део по део линеарним апроксимацијама .....	107
Слика 9.6. Блок дијаграм алгоритама дигиталне регулације појачања применом ауто-калибрације .....	110
Слика 10.1. Лабораторијска опрема коришћена у мерењима .....	113
Слика 10.2. Блок шема мерне методе одређивања фреквенцијских и фазних карактеристика синтетизатора учестаности .....	115
Слика 10.3. Резултати мерења фреквенцијске карактеристике синтетизатора учестаности .....	117
Слика 10.4. Резултати мерења карактеристике фазног шума излаза синтетизатора учестаности .....	119

<b>Слика 10.5.</b> <i>Резултат мерења динамичких карактеристика синтетизатора учестаности</i> .....	121
<b>Слика 10.6.</b> <i>Блок шема мерења карактеристике улазног филтра</i> .....	122
<b>Слика 10.7.</b> <i>Резултат испитивања карактеристике улазног филтра пропусника опсега 11–15GHz</i> .....	124
<b>Слика 10.8.</b> <i>Блок шема методе испитивања микроталасног пријемника</i> .....	125
<b>Слика 10.9.</b> <i>Резултати испитивања амплитудске карактеристике хомодинског пријемника са логаритамским детектором у опсегу од 11–15GHz</i> .....	126
<b>Слика 10.10.</b> <i>Блок шема мерења дијаграма зрачења елемената антенског низа</i> .....	127
<b>Слика 10.11.</b> <i>Резултат мерења дијаграма зрачења елемената антенског низа</i> .....	128
<b>Слика 10.12.</b> <i>Блок шема мерења усаглашености нивоа парова пријемник-антена</i> .....	129
<b>Слика 10.13.</b> <i>Резултат усаглашавања нивоа парова пријемник-антена</i> .....	131
<b>Слика 10.14.</b> <i>Блок шема мерења прецизности детекције и процесураног алгоритма за одређивање DOA</i> .....	132
<b>Слика 10.15.</b> <i>Резултат мерења прецизности детекције и процесураног алгоритма одређивања DOA</i> .....	133

## СПИСАК ТАБЕЛА:

<b>Табела 2.1.</b> Номенклатура фреквенцијских опсега .....	20
<b>Табела 2.2.</b> Означавање радарских фреквенцијских подручја .....	20
<b>Табела 4.1.</b> Упоредне карактеристике разлике логаритама амплитуда и „нормализације“ као метода поређења .....	66
<b>Табела 9.1.</b> Једно лабораторијско мерење азимута $\phi \in (0^{\circ}, 180^{\circ})$ , некалибрисаним DF-ом, при побуди CW сигналом на 13GHz, снаге $-50\text{dB}$ .....	108
<b>Табела 10.1.</b> Списак коришћене лабораторијске опреме неопходне .....	114
<b>Табела 10.2.</b> Мерна несигурност мерења фреквенцијске карактеристике синтетизатора учестаности .....	117
<b>Табела 10.3.</b> Мерна несигурност мерења фазног шума синтетизатора учестаности ..	120
<b>Табела 10.4.</b> Мерна несигурност мерења динамичке фреквенцијске карактеристика синтетизатора учестаности .....	121
<b>Табела 10.5.</b> Мерна несигурност мерења фазног шума синтетизатора учестаности ..	124
<b>Табела 10.6.</b> Мерна несигурност мерења осетљивости микроталасног пријемника .....	127
<b>Табела 10.7.</b> Мерна несигурност испитивања осетљивости микроталасног пријемника .....	129
<b>Табела 10.8.</b> Мерна несигурност мерења усаглашености нивоа парова пријемник-антена .....	131
<b>Табела 10.9.</b> Мерна несигурност мерења прецизности детекције и процесираних алгорита одређивања DOA .....	134



## САДРЖАЈ:

1. Увод .....	16
2. Антенски системи погодни за одређивање правца .....	19
2.1. Хорн (левак) антене.....	25
2.1.1. Геометрија хорн антена.....	26
2.1.2. Дијаграми зрачења хорн антена.....	27
2.1.2.1. Дијаграми зрачења пирамидалног хорна.....	27
2.1.2.2. Дијаграми зрачења конусног хорна .....	35
2.1.2.3. Остале реализације хорн антена .....	37
3. Технике одређивања правца.....	39
3.1. Класичне технике одређивања правца .....	39
3.1.1. Watson Watt техника.....	40
3.1.2. Псеудо-Doppler техника.....	43
3.1.3. Техника интерферометра.....	45
3.1.4. Монопулсни радарски метод.....	48
3.2. Супер-резулционне (модерне) технике одређивања правца .....	51
3.3. Аспекти примене класичних и супер-резулционних метода.....	53
4. Одређивање правца.....	55
4.1. Принципи одређивања правца .....	55
4.1.1. Поређење амплитуда.....	55
4.1.2. Амплитудска детекција .....	57
4.2. Методи одређивања правца.....	58
4.2.1. Метод поређења разликом логаритама амплитуда .....	58
4.2.2. Метод поређења „нормализацијом“ амплитуда.....	61
4.2.3. Егзактни метод.....	63
4.3. Амплитудски оперативни динамички опсег .....	65
5. Широкопојасна, вишеканална детекција .....	67
5.1. Ширина фреквенцијског опсега детекције DF-а.....	68
5.2. Проблем разликовања блиских зрачећих елемената .....	70

5.3.	Класификација зрачећих елемената по фреквенцији .....	71
5.4.	Ограничења вишеканалне детекције .....	72
6.	Модификације критеријума оптималности елемената антенског низа .....	75
6.1.	Стандардни критеријум оптимизације хорн антене .....	76
6.2.	Метода оптимизације хорна одступањем од оптималне фазне разлике .....	77
6.2.1.	Ширина дијаграма зрачења у зависности од геометрије таласовода хорн антене .....	79
6.2.2.	Ширина дијаграма зрачења у зависности од геометрије отвора хорн антене	81
7.	Оптимални број елемента антенског низа.....	84
7.1.	Критеријум анализе перформанси система .....	84
7.2.	Перформансе система у зависности од броја елемената антенског низа и ширине дијаграма зрачења антенских елемената .....	85
8.	Пројектовање система за одређивање правца .....	88
8.1.	Блок шема пројектованог одређивача правца .....	89
8.2.	Циркуларни антенски низ .....	90
8.3.	Амплитудска детекција микроталасним логаритамским детектором .....	92
8.4.	Локални синтетизатор учестаности.....	94
8.5.	Јединица за микс-сигнал процесирање сигнала .....	96
8.6.	Вероватноћа детекције .....	98
9.	Ефикасна микс-сигнал обрада .....	101
9.1.	Проточни (pipeline) алгоритам вишеканалне детекције .....	101
9.2.	Имплементација ефикасног алгоритма одређивања правца .....	104
9.3.	Софтверска дигитална регулација појачања применом ауто-калибрације	108
10.	Одређивање метролошких карактеристика DF-а.....	111
10.1.	Основне метролошке карактеристике .....	111
10.2.	Методологија процене мерне несигурности резултата мерења .....	111
10.3.	Приказ метролошких карактеристика мерних инструмената.....	113
10.4.	Мерење карактеристика синтетизатора учестаности.....	114
10.4.1.	Мерење фреквенцијске карактеристике синтетизатора учестаности	115
10.4.2.	Мерење фазног шума синтетизатора учестаности .....	118
10.4.3.	Мерење динамичке карактеристике синтетизатора учестаности.....	120

10.4.3.1. Мерење минималног времена постављања синтетизатора учестаности	
122	
10.5. Мерење карактеристика улазног филтра.....	122
10.6. Мерење осетљивости микроталасног пријемника .....	125
10.7. Мерење дијаграма зрачења елемената антенског низа .....	127
10.8. Мерење усаглашености нивоа парова пријемник-антена.....	129
10.9. Мерење прецизности детекције и процесираног алгоритма.....	132
11. Закључак .....	135
Литература.....	139

# 1. Увод

У последње две деценије пасивно одређивање правца долазећег електромагнетског таласа у микроталасном опсегу (енг. direction finder DF) постало је дисциплина која се јасно разликује од одговарајућих HF/UHF и радарских DF метода.

Повећана потреба за DF уређајима је настала као последица више фактора, пре свега због потребе за системима за рано дојављивање, а поред тога и потребе у другим цивилним и научним применама [1]-[9]:

- 1) DF покретних предајника и базних станица,
- 2) радио осматрање у форми:
  - а. препознавања и отклањања интерференција у везама,
  - б. лоцирања неауторизованих предајника,
- 3) сигурносни сервиси са циљем препознавања и сузбијања криминалних радњи,
- 4) сложени више-улазни комуникациони системи чија обрада зависи и од информације о позицији предајника,
- 5) истраживање тла и радио-астрономија.

Генерално гледано постоје две DF методе: геолокација и гониометрија. Геолокација подразумева одређивање позиције извора емитујућег електромагнетског зрачења, на пример у GPS координатама, и базирана је на пријему сигнала по више просторно дислоцираних антена [10]-[12]. Са друге стране, гониометрија се састоји од одређивања релативног правца и смера емитујућег зрачења (енг. direction of arrival - DOA) уместо позиције и генерално је заснована на сигналу примљеном на антенском низу [1]-[9].

Извори емитујућег зрачења, могу бити активни зрачећи елементи, или пасивни објекти од којих се рефлектује електромагнетски талас. Због карактеристичности примене неких DF метода, објекат који истовремено може да буде активан и пасиван извор електромагнетског зрачења, често се назива “циљ”.

Све DF методе, било да се ради о одређивању позиције или DOA, засноване су на амплитудској и/или фазној детекцији електромагнетских сигнала и њиховом међусобном поређењу. Идеална DF метода одређује азимут у опсегу од  $0^\circ$  до  $360^\circ$  са могућношћу разликовања блиских извора зрачења и по углу и фреквенцији, уз генерисање резултата у реалном времену. Технике које овако дефинисане DF методе комбинују са мерењима

фреквенције носиоца, ширине импулса  $\tau$ , и времена понављања импулса (pulse repetition time - *PRF*) омогућују и класификацију извора зрачења.

Кад су у питању блиски извори зрачења, класификација је могућа применом вишеканалне обраде, по цени усложњавања процеса обраде и успоравања одзива у реалном времену. Због тога, примена вишеканалне обраде захтева ефикасне алгоритме обраде који у реалном времену дају прихватљив резултат

Значајан фактор у формирању *DF* техника чине антене и антенски низови престављају, јер се око њих граде методи естимације *DOA*. У зависности од метода и типа детекције, дефинишу се потребне карактеристике употребљених антена: врста, поларизација, фреквенцијски опсег и дијаграми зрачења. Због тога су у поглављу 2 приказане најпознатије антене погодне за *DF* примене, уз преглед фреквенцијских опсега, њихове номенклатуре, као и дијаграма зрачења за различите типове антена. Посебан осврт је направљен на микроталасне пирамидалне хорн антене које су коришћене у дисертацији. Дискутоване су погодности и мане одређених дијаграма зрачења у амплитудским *DF* техникама [13]-[52].

*DF* технике се могу поделити на класичне и супер-резулционе, што је разматрано у поглављу 3. Класичне технике, директним приступом, на основу поређења детектованих амплитуда и/или фаза, одређују *DOA*. У класичне технике убрајају се *Watson Watt* техника, најчешће примењивана на *Adcock*-овим антенама, псеудо- *Doppler* техника, техника корелативног интерферометра и технике базиране на монопулсном радарском методу. Супер-резулционе технике, сложеним процесирањем података, сублимирају све расположиве корисне информације и одређују *DOA*, с циљем повећања и резолуције и разликовања блиских циљева [53]-[72].

Амплитудски методи одређивања правца базирани на монопулсном радарском методу, приказани су у поглављу 4. Објашњени су основни типови поређења засновани на збиру и разлици амплитуда антенских сигнала, на двочланом/четворочланом антенском низу, као и принципи амплитудске детекције логаритамским амплитудским детектором. Детаљно су дискутовани метод логаритамске разлике амплитуда долазних сигнала, метод „нормализацијом” разлике и збира амплитуда долазног сигнала, као и „егзактни” метод. Додатно, дискутовани су и упоређени амплитудски опсежи и резолуција естимације *DOA* [2], [63], [64] и [74].

Значај вишеканалне детекције и утицај ширине фреквенцијског опсега на дијаграме зрачења антена разматрани су у поглављу 5. Док супер-резулционе технике, са више или мање успеха, решавају проблем разликовања угловно блиских циљева, са неком побољшаном резолуцијом, вишеканалном детекцијом остварује се и код класичних метода разликовање бесконачно блиских циљева када су зрачећи елементи на различитим фреквенцијским каналима. У поглављу је дискутована класификација по фреквенцији зрачећих елемената употребом вишеканалне детекције, као и ширина канала у зависности од ширине фреквенцијског опсега. Приказана је потреба за калибрацијом дијаграма зрачења широкопојасних антена [1]-[9], [18], [63]-[64], [75]-[79].

У поглављу 6 показано је да стандардни метод пројектовања оптималних хорн антена не задовољава у потпуности потребе *DF* примена. Анализиран је утицај свих геометријских параметара оптималне хорн антене на дијаграме зрачења, приликом смањења укупних

габарита антене. На крају приказан је и модификован метод, оптимизован за хорн антене малих габарита, који је у потпуности прилагођен потребама портабилних DF-ова [13]-[20].

Модификовани метод приказан у поглављу 6, даје фамилију хорнова у зависности од задате ширине дијаграма зрачења. Ширина дијаграма зрачења директно зависи од броја антена у антенском низу, који је анализиран у поглављу 7. На основу средњег квадратног одступања процењено је да је оптималан број елемената антенског низа 8.

Пројектовање DF система са циркуларним антенским низом, логаритамским амплитудским детектором, локалним синтетизатором учестаности и јединицом за микс-сигнал процесирање приказани су поглављу 8. Број елемената антенског низа је 8 (поглавље 7), антенски елементи су пројектовани модификованим методом (поглавље 6), док је цео DF систем прилагођен методу разлике логаритама амплитуда (поглавље 4). Флексибилним синтетизатором омогућена је вишеканална детекција и сви њени бенефити (поглавље 3) [80]-[96].

Имплементација вишеканалне детекције у реалном времену, подразумева ефикасан алгоритам одређивања DOA. Ефикасност алгоритма треба да буде толика, да је његово време процесирања буде мање од хардверског лимита пребацивања канала локалног синтетизатора учестаности, што је приказано у поглављу 9. У истом поглављу разматрана је и контрола аналогних блокова, као и софтверска дигитална регулација појачања применом аутокалибрације [80]-[96].

Резултати испитивања метролошких карактеристика система приказани су у поглављу 10. Приказане су коришћена опрема, примењене методе, као и резултати мерења: фреквенцијске карактеристике синтетизатора учестаности и улазних филтара, осетљивости микроталасног детектора, изолације између канала, грешке аналогно-дигиталне конверзије, дијаграма зрачења антена, усаглашавања нивоа парова детектор-антена и прецизности детекције и процесирања алгоритма одређивања DOA [98]-[103].

# 2. Антенски системи погодни за одређивање правца

Антене и антенски низови, саставни су део радио DF-ова. Да би се сагледао значај различитих врста антена и различитих конфигурација антенских низова код DF-ова, довољно је напоменути да су основне разлике између различитих техника DF-ова, управо последица различитих антенских конфигурација и последично различитих поступака процесирања њихових сигнала.

Постоји доста критеријума по којима је могуће класификовати антене, па се може рећи да је за одабир праве антене у неком систему потребно широко сагледати и област примене самог система. Један од критеријума поделе антена је [13]-[20]:

- 1) радна (оперативна) фреквенција антене,
- 2) пропусни опсег антене,
- 3) поларизација антене,
- 4) облик дијаграма зрачења антене,
- 5) примена.

Једна од подела антена је према оперативној фреквенцији. Деле се на дуготаласне, средњеталасне, краткоталасне, ултракраткоталасне и микроталасне антене. Праве се за опсеге фреквенција од испод *ELF* (енг. extremely low frequencies) подручја, свега пар Hz, преко *VLF* (енг. very low frequencies), *MF* (енг. medium frequencies) и *VHF* (енг. very high frequency) подручја па све до *EHF* (енг. extremely high frequencies). Генерално, радио спектар данас обухвата опсег фреквенција од 3 kHz до 3 THz, али се практично користи само опсег од 9 kHz до 275 GHz, који је и дефинисан међународном регулативом ИТУ (енг. International Telecommunication Union).

Комплетна подела фреквенцијског опсега, одговарајући тип радио таласа и сама природа таласа дати су у Табели 2.1 [21].

Табела 2.1. Номенклатура фреквенцијских опсега

ознака	$f$	$\lambda$	фреквенцијски опсег	тип радиотала	природа таласа
<b>ELF (1)</b>	3-30 Hz	100000-10000 km	екстремно ниске $f$		звук
<b>SLF (2)</b>	30-300 Hz	10000-1000 km	супер ниске $f$		звук
<b>ULF (3)</b>	300-3000 Hz	1000-100 km	ултра ниске $f$	дуги	звук
<b>VLF (4)</b>	3-30 kHz	100-10 km	врло ниске $f$	дуги	звук
<b>LF (5)</b>	30-300 kHz	10-1 km	ниске $f$	дуги	радио
<b>MF (6)</b>	300-3000 kHz	1000-100 m	средње $f$	средњи	радио
<b>HF (7)</b>	3-30 MHz	100-10 m	високе $f$	кратки	радио
<b>VHF (8)</b>	30-300 MHz	10-1 m	врло високе $f$	ултракратки	радио
<b>UHF(9)</b>	300-3000 MHz	100-10 cm	ултра високе $f$		радио
<b>SHF(10)</b>	3-30 GHz	10-1 cm	супер високе $f$		микроталаси
<b>EHF(11)</b>	30-300 GHz	10-1 mm	екстремно високе $f$		микроталаси
(12)	300-3000 GHz	1000-100 $\mu$ m			микроталаси
(13)	3-30000 THz				светлост
(14)	30-30000 PHz				/ зраци
(15)	>30 EHz				/ зраци

Пропусни опсег антена може бити ускопојасни (до 10 % од централне учестаности) погодан за цивилне примене ограничене строгим радио-дифузним прописима или широкопојасни погодан за радио извиђања [21].

Табела 2.2. Означивање радарских фреквенцијских подручја

ознака	$f$	појашњење
<b>HF</b>	3-30 MHz	високе фреквенције
<b>VHF</b>	30-300 MHz	веома високе фреквенције
<b>UHF</b>	300-3000 MHz	ултра високе фреквенције
<b>L</b>	1-2 GHz	дугачки таласи (енг. long )
<b>S</b>	2-4 GHz	кратки таласи (енг. short)
<b>C</b>	4-8 GHz	компромис између S и X
<b>X</b>	8-12 GHz	X као пресек
<b>K<sub>u</sub></b>	12-18 GHz	испод кратких (нем. Kurz + енг. under)
<b>K</b>	18-27 GHz	кратки (нем. kurz)
<b>K<sub>a</sub></b>	27-40 GHz	изнад кратких(нем. Kurz + енг. above)
<b>V</b>	40-75 GHz	
<b>W</b>	75-110 GHz	у алфabetу W је после V
<b>mm (G)</b>	110-300 GHz	милиметарски опсег

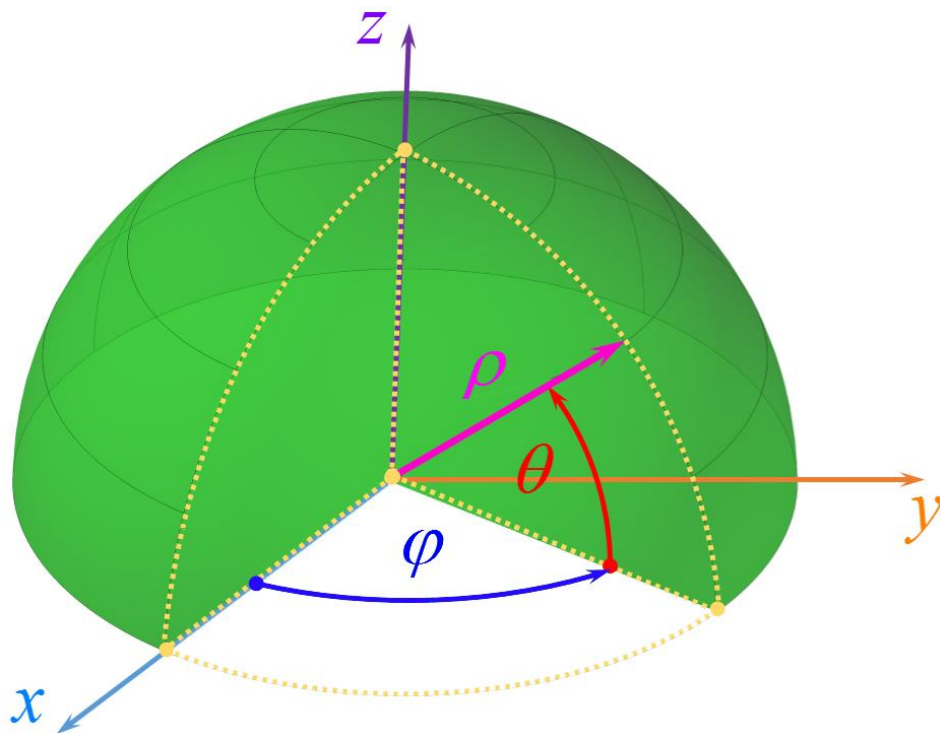
Радарско подручје радио таласа, у шта спадају и DF апликације, организовано је другачије у односу на претходну поделу. Подопсези имају словне ознаке, као што је



приказано у Табели 2.2. Посматрајући Табелу 2.2, уочава се да је већина подопсега веома широка, проузрокујући потребу за широкопојасним антенским системима у имплементацији DF-ова.

Постоје антене са неусмереним (омнидирекционим) обликом дијаграма зрачења, погодним за добру, квалитетну, покривеност емитујућег сигнала или са усмереним обликом дијаграма зрачења погодним за пренос информација на веће удаљености. У имплементацији DF-ова, базираних на омнидирекционим антенама, постоји проблем неодређености смера, док код имплементација са усмереним антенама, такав проблем не постоји, што их чини генерално погоднијим за ову примену.

Усмерене антене покривају ограничен сектор простора па се за потпуну покривеност простора, у пракси уместо једне усмерене антене, користе антенски низови усмерених антенских елемената. Дијаграми зрачења антена, који ће бити презентовани у овом раду, приказани су у сферном координатном систему  $(\rho, \phi, \theta)$ , Слика 2.1.



Слика 2.1. Сферни координатни систем – радијус  $\rho$ , азимут  $\phi$  и елевација  $\theta$

Још један вид поделе антена је према типу поларизације. Поларизација антена може бити линијска или кружна у зависности од правца емитовања таласа, на шта утиче конструкција антене. Линијски поларизована антена емитује талас у једној равни, било  $E$  или  $H$ , док кружно поларизована антена емитује талас у обе равни образујући

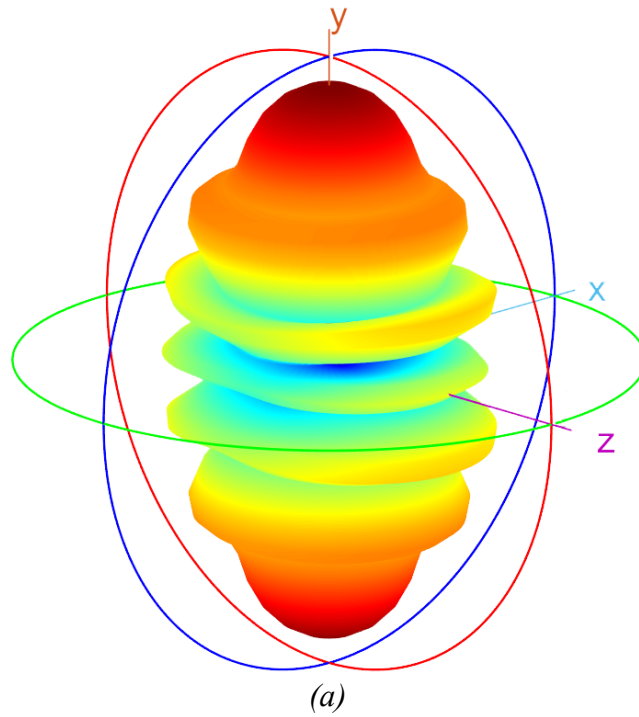
спиралну путању, тако да комплетира револуцију у дужини од једне таласне дужине  $\lambda$ .  
Линијска и кружна поларизација антена приказана је на Слици 2.2.

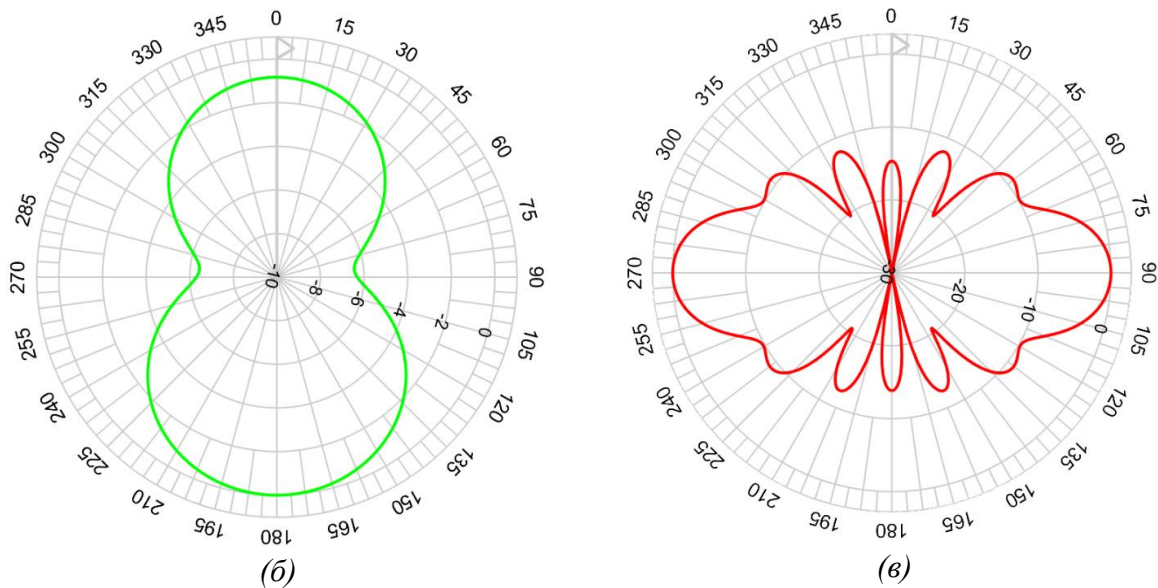


**Слика 2.2.** Поларизација антене  
*(а) Линијска поларизација антене*  
*(б) Кружна поларизација антене*

У пракси, одабир типа антене се врши на основу, претходно наведених и описаних карактеристика, а у складу са њеном применом (радијска, телевизијска, радиорелејна, радарска и др.).

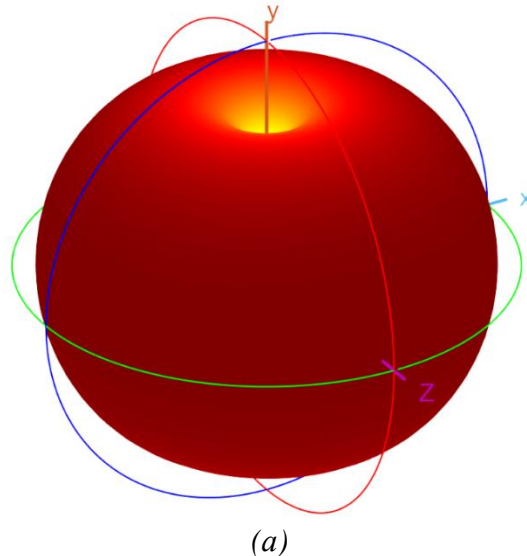
Дијаграм зрачења једне кружно поларисане антене (хеликоидална антена [22]-[23]), приказан је на Слици 2.3, у 3D приказу (а) и стандардним 2D приказима попречног пресека у азимутној (б) и елевационој (в) равни.

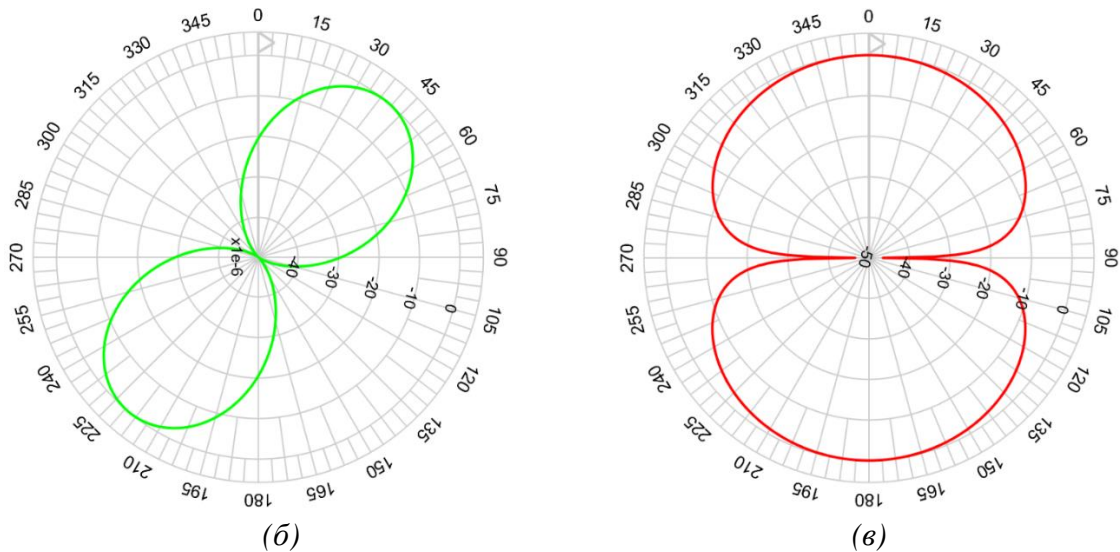




**Слика 2.3.** Дијаграм зрачења хеликоидалне антене  
 (а) 3D приказ дијаграма зрачења  
 (б) Попречни пресек у азимутној равни  
 (в) Попречни пресек у елевационој равни

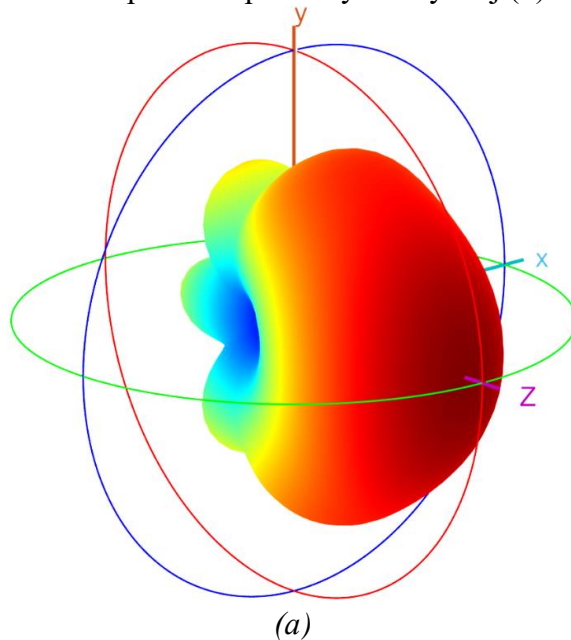
Добра покривеност простора чини омнидирекционе антене погодним за примену у појединим DF техникама. Са порастом радне фреквенције расту и габарити омнидирекционих антена, па се може рећи да је њихова примена лимитирана на краткоталасне примене. Отклоњив недостатак DF техника базираних на омнидирекционим антенама је неодређеност смера, што се решава увођењем додатне референтне антене. Дијаграм зрачења једне омнидирекционе антене (монопол антена [24]-[25]), приказан је на Слици 2.4, у 3D приказу (а) и стандардним 2D приказима попречног пресека у азимутној (б) и елевационој (в) равни.

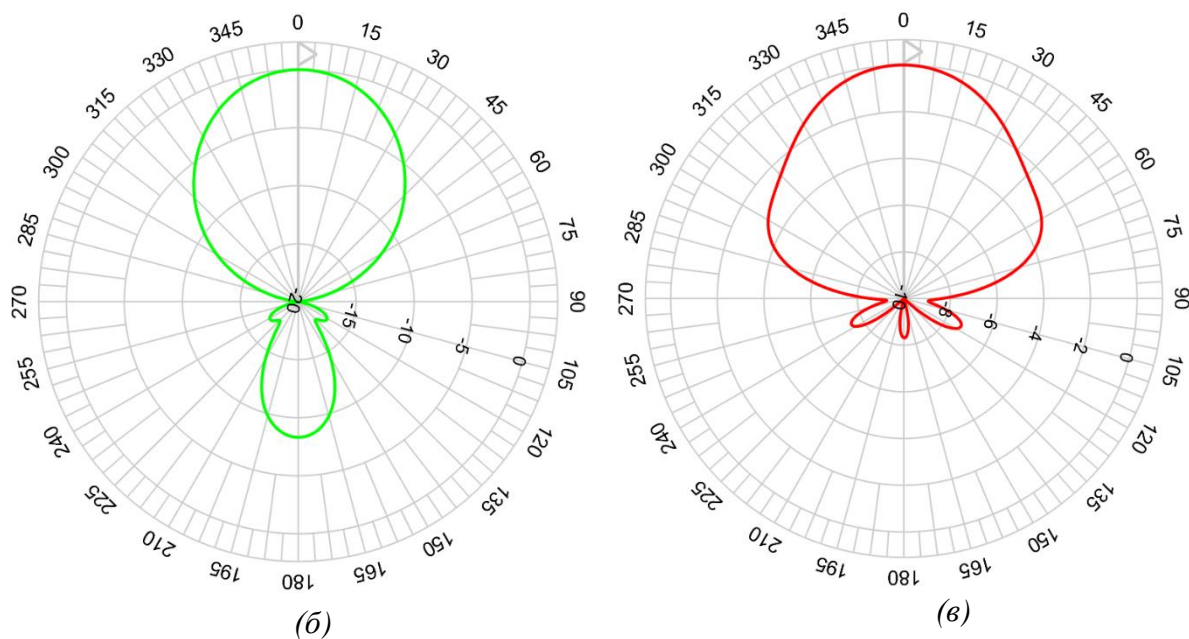




**Слика 2.4.** Дијаграм зрачења монопол антене  
 (а) 3D приказ дијаграма зрачења  
 (б) Попречни пресек у азимутној равни  
 (в) Попречни пресек у елевационој равни

Као што је већ речено, код решења базираних на усмереним антенама, не постоји проблем неодређености смера. Усмерене антене покривају само сектор простора па се за потпуну покривеност простора, у пракси уместо једне усмерене антене, користе антенски низови усмерених антенских елемената. Дијаграм зрачења једне усмерене антене (отворени таласовод [26]-[27]), приказан је на Слици 2.5, у 3D приказу (а) и стандардним 2D приказима попречног пресека у азимутној (б) и елевационој (в) равни.





Слика 2.5. Дијаграм зрачења отвореног таласовода

(а) 3D приказ дијаграма зрачења

(б) Попречни пресек у азимутној равни

(в) Попречни пресек у елевационој равни

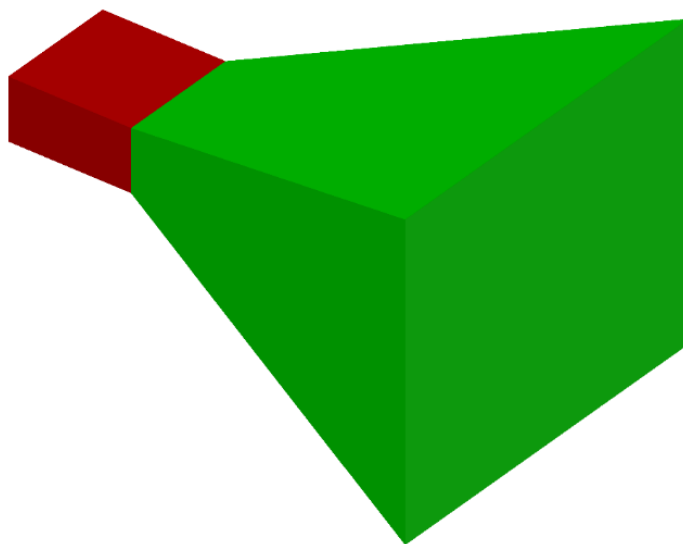
За случај, када је унапред позната фреквенција емитера, адекватан избор антена за DF су ускопојасне антене. Ипак, најчешће примене DF-ова су такве да тачна информација о носећој фреквенцији емитованог сигнала није унапред позната. Познат је само опсег регулисан радио дифузним прописима, који је у зависности од примене средње до веома широк, што фаворизује примену широкопојасних антена у DF-овима.

## 2.1. Хорн (левак) антене

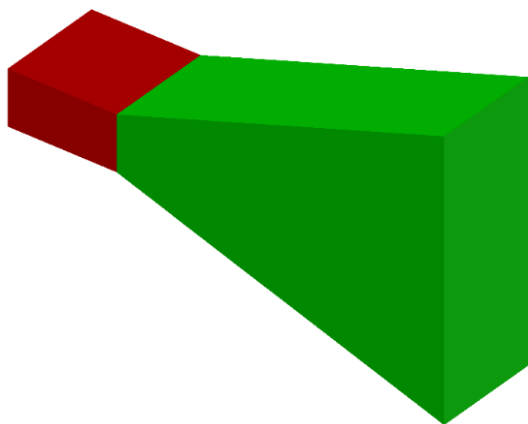
Хорн антене, познате у литератури и као левак антене, захваљујући једноставној конструкцији, великом добитку, широкопојасном опсегу, су једна од најчешће коришћених врста антена у микроталасној техници. Заступљене су у радио астрономији, сателитској навигацији, радио комуникацијама, итд. Захваљујући добрим особинама користе се као радијатори рефлекторских антена и сочива, служе као стандард за калибрацију и мерење добитка других антена са великим добитком, а често су коришћене и као елементи сложених антенских низова. Постоје и користе се у различитим формама, а најзаступљенији су у форми, пирамидалног, конусног, таласастог,  $E$ -раванског секторског и  $H$ -раванског секторског хорна.

### 2.1.1. Геометрија хорн антена

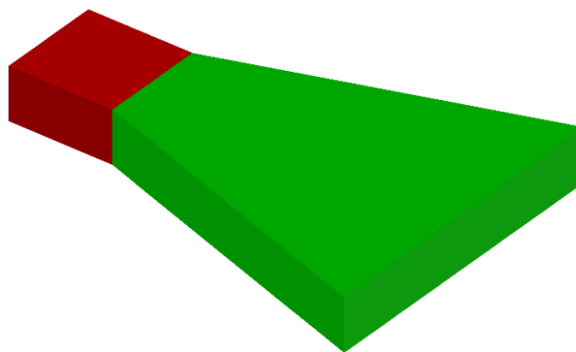
Код антена у форми отвореног таласовода димензије зрачећег отвора у односу на таласну дужину су релативно мале, што као последицу има широк дијаграм зрачења, а самим тим и слабу директивност [14]. На прелазу у слободни простор јављају се значајне рефлексије, а додатно присуство виших модова таласа од жељеног  $TE_{10}$ , значајно квари облик дијаграма зрачења. Проширивањем уводника таласа у таласовод, формира се хорн антена, која остварује бољи прелаз у слободни простор, мању рефлексију, ужи дијаграм зрачења, и последично већи добитак антене. Проширење се може остварити на више начина, па разликујемо више типова хорн антена, као што је приказано на Слици 2.6.



(a)

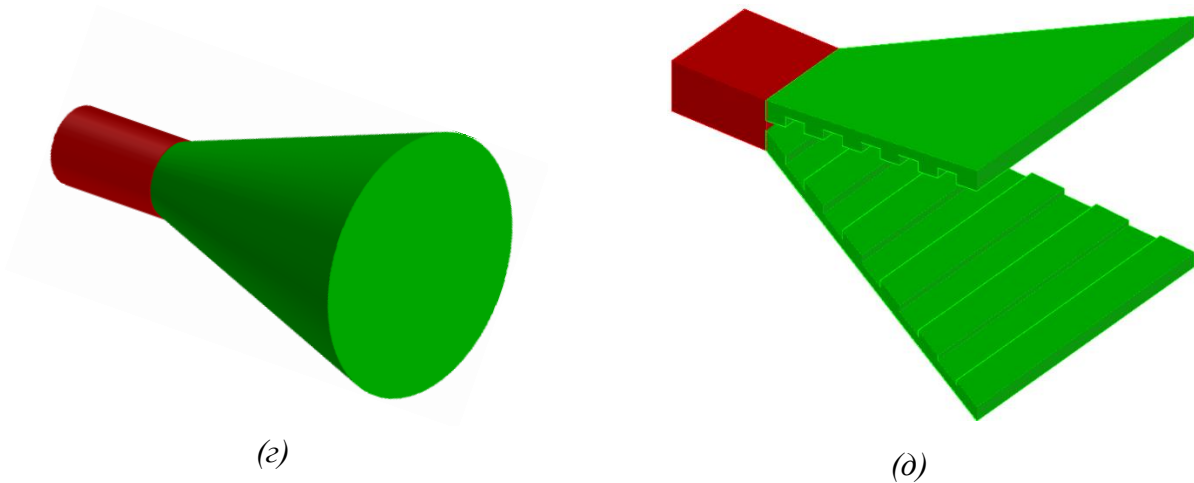


(б)



(в)





**Слика 2.6.** Типови хорн антена

- (а) Пирамидални хорн
- (б) *E*-равански секторски хорн
- (в) *H*-равански секторски хорн
- (г) Конусни хорн
- (д) Таласаста хорн

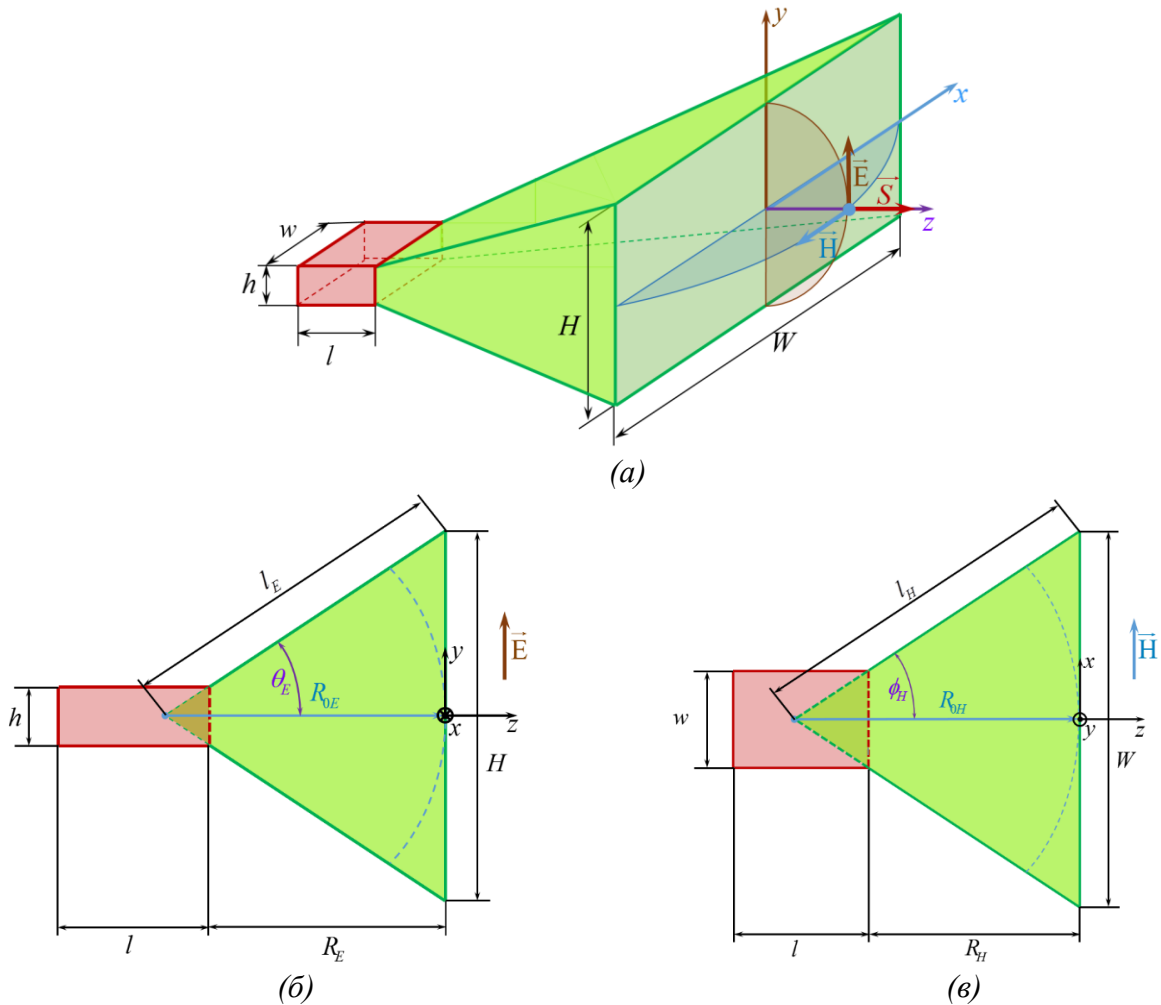
У општем случају, *E*-равански и *H*-равански секторски хорнови се могу посматрати као спљоштене структуре пирамидалног хорна, који је уједно и најчешће коришћени хорн. На тај начин, отвор *E*-раванског хорна се пружа дуж правца простирања вектора електричног поља  $\vec{E}$ , док се аналогно, отвор *H*-раванског хорна пружа дуж правца простирања вектора магнетног поља  $\vec{H}$ . Конусни хорн може бити са кружним или елипсастим отвором, типично напајан са кружним таласоводом. Таласаста хорн, може бити у основи или пирамидални или конусни хорн, са набораном унутрашњом станом отвора антене. Користи се када су потребне побољшане перформансе пирамидалног или конусног хорна.

## 2.1.2. Дијаграми зрачења хорн антена

### 2.1.2.1. Дијаграми зрачења пирамидалног хорна

Правоугаона геометрија хорна је у практичним применама заступљенија од конусне геометрије због једноставнијег процеса производње. Основни представник је пирамидални хорн који не фаворизује ни једну компоненту електромагнетског сигнала, док су секторски хорнови специјализовани за пријем само одговарајуће компоненте електромагнетског сигнала. На Слици 2.7 приказан је пирамидални хорн, као општи

пример правоугаоне геометрије хорна, као и његови вертикални и хоризонтални попречни пресеци.



**Слика 2.7.** Пирамидални хорн

(а) Димензије пирамидалног хорна

(б) Попречни пресек у равни вектора електричног поља  $\vec{E}$

(в) Попречни пресек у равни вектора магнетног поља  $\vec{H}$

Основни геометријски параметри пирамидалне хорн антене, од којих зависи облик дијаграма зрачења и добитак антене су:

- $l$  – дужина таласовода (енг. **length**),
- $w$  – ширина таласовода (енг. **width**),
- $h$  – висина таласовода (енг. **height**),
- $l_E, l_H$  – одговарајуће дужине крака хорна (енг. **length**),
- $W$  – ширина отвора хорна (енг. **Width**),
- $H$  – висина отвора хорна (енг. **Height**).



Дужине крака хорна  $l_E$  и  $l_H$  су геометријски параметри антене, али се ређе користе у теоријским анализама дијаграма зрачења антена. Њихово место у теоријским анализама заузимају дужине самог отвора хорна  $R_E$  и  $R_H$  или дужине отвора хорна до фазног центра  $R_{0E}$  и  $R_{0H}$ . Фазни центар антене је референтна тачка, која представља центар замишљених сфера у којим је емитујући талас антене изотропан. Дужине отвора хорна  $R_{0E}$  и  $R_{0H}$  на основу геометрије хорна могу се записати формулама (2.1) и (2.2) респективно:

$$R_{0E} = \sqrt{l_E^2 - \left(\frac{H}{2}\right)^2}, \quad (2.1)$$

$$R_{0H} = \sqrt{l_H^2 - \left(\frac{W}{2}\right)^2}. \quad (2.2)$$

На основу тригонометрије троугла, тангенсе углова отвора хорна  $\theta_E$  и  $\varphi_H$ , могуће је записати у следећим формулама (2.3) и (2.4):

$$\operatorname{tg}(\theta_E) = \frac{H/2}{R_{0E}} = \frac{H-h}{R_E}, \quad (2.3)$$

$$\operatorname{tg}(\varphi_H) = \frac{W/2}{R_{0H}} = \frac{W-w}{R_H}. \quad (2.4)$$

Заменом (2.1) у (2.3) и (2.2) у (2.4) добија се да су дужине отвора хорна  $R_E$  и  $R_H$  дате формулама (2.5) и (2.6):

$$R_E = (H-h) \sqrt{\frac{l_E}{H} - \frac{1}{4}}, \quad (2.5)$$

$$R_H = (W-w) \sqrt{\frac{l_H}{W} - \frac{1}{4}}. \quad (2.6)$$

Тангенцијалне компоненте електричног  $E$  и магнетног  $H$  поља пирамидалног хорна на самом отвору антене, могу се записати формулама (2.7) и (2.8) [14], [15]:

$$E_y(x, y) \approx E_0 \cos\left(\frac{\pi}{W}x\right) e^{-\frac{j\beta}{2}\left(\frac{x^2}{R_{0H}} + \frac{y^2}{R_{0E}}\right)}, \quad (2.7)$$

$$H_x(x, y) \approx -\frac{E_0}{Z} \cos\left(\frac{\pi}{W}x\right) e^{-\frac{j\beta}{2}\left(\frac{x^2}{R_{0H}} + \frac{y^2}{R_{0E}}\right)}, \quad (2.8)$$

где је  $E_0$  константа,  $Z$  карактеристична импеданса медијума, а  $\beta$  дато формулом (2.9):

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \frac{\lambda}{2h}} \quad (2.9)$$

где је  $\lambda$  таласна дужина упадног сигнала. Густина снаге  $S$ , може се изразити у функцији електричног  $E$  или магнетног поља  $H$  као што је дато формулом (2.10) [16]:

$$S_z(x, y) = \frac{E_y^2(x, y)}{Z} = H_x^2(x, y)Z = \frac{P_{EIRP}(x, y)}{4\pi\rho}, \quad (2.10)$$

где је  $P_{EIRP}$  ефективна снага зрачења антене, дата формулом (2.11):

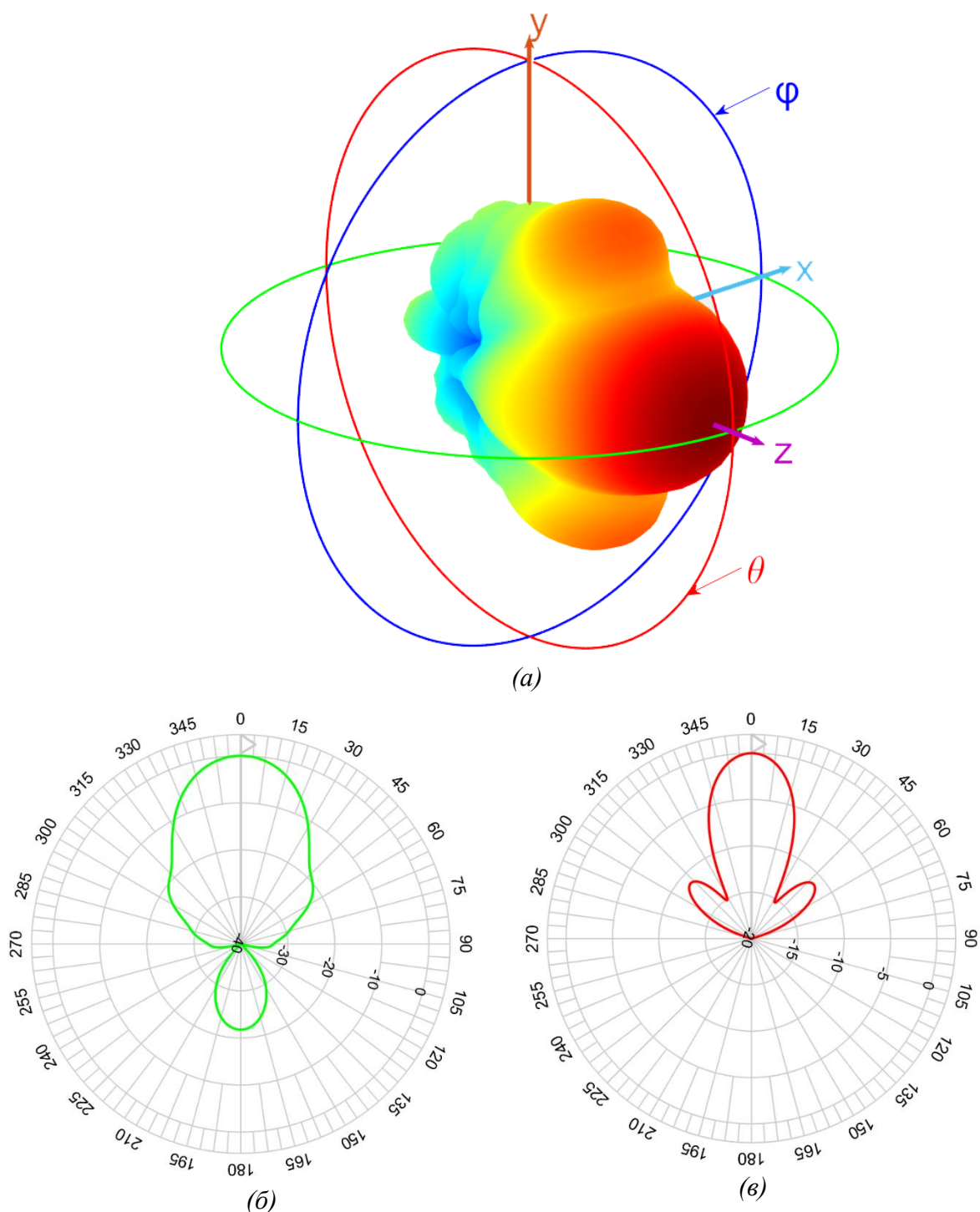
$$P_{EIRP} = D(\varphi, \theta)P = G(\varphi, \theta)P_T. \quad (2.11)$$

У претходном изразу  $P$  укупна снага електромагнетног зрачења,  $D$  усмерено појачање антене,  $P_T$  снага зрачења антене и  $G$  добитак антене. Компоненте вектора електричног поља  $\vec{E}(E_\rho, E_\varphi, E_\theta)$  у далекој зони, у сферном координатном систему  $(\rho, \varphi, \theta)$ , дате су формулама (2.12)-(2.14):

$$E_\rho = 0, \quad (2.12)$$

$$E_\theta = j \frac{\beta e^{-j\beta\rho}}{4\pi\rho} \sin(\varphi)(1 + \cos\theta) \underbrace{\int_{-H/2}^{H/2} \int_{-W/2}^{W/2} E_y(x, y) e^{j\beta \sin\theta(x \cos\varphi + y \sin\varphi)} dx dy}_{I_{xy} = I_x \times I_y}, \quad (2.13)$$

$$E_\varphi = j \frac{\beta e^{-j\beta\rho}}{4\pi\rho} \cos(\varphi)(1 + \cos\theta) \underbrace{\int_{-H/2}^{H/2} \int_{-W/2}^{W/2} E_y(x, y) e^{j\beta \sin\theta(x \cos\varphi + y \sin\varphi)} dx dy}_{I_{xy} = I_x \times I_y}. \quad (2.14)$$



**Слика 2.8.** Дијаграм зрачења пирамидалног хорна

(а) 3D приказ дијаграма зрачења

(б) Попречни пресек у азимутној равни (равни вектора магнетног поља  $\vec{H}$ )

(в) Попречни пресек у елевационој равни (равни вектора електричног поља  $\vec{E}$ )

Претходни интегрални су симболички решиви у “затвореном” облику [15] и [16], у функцији од Fresnel-ових интеграла, што са становишта нумеричког израчунавања не представља никакву предност, па се нумерички прорачун поља  $\vec{E}(E_\rho, E_\phi, E_\theta)$  лако може добити директно из формула (2.12)-(2.14), и искористити за реконструкцију дијаграма зрачења.

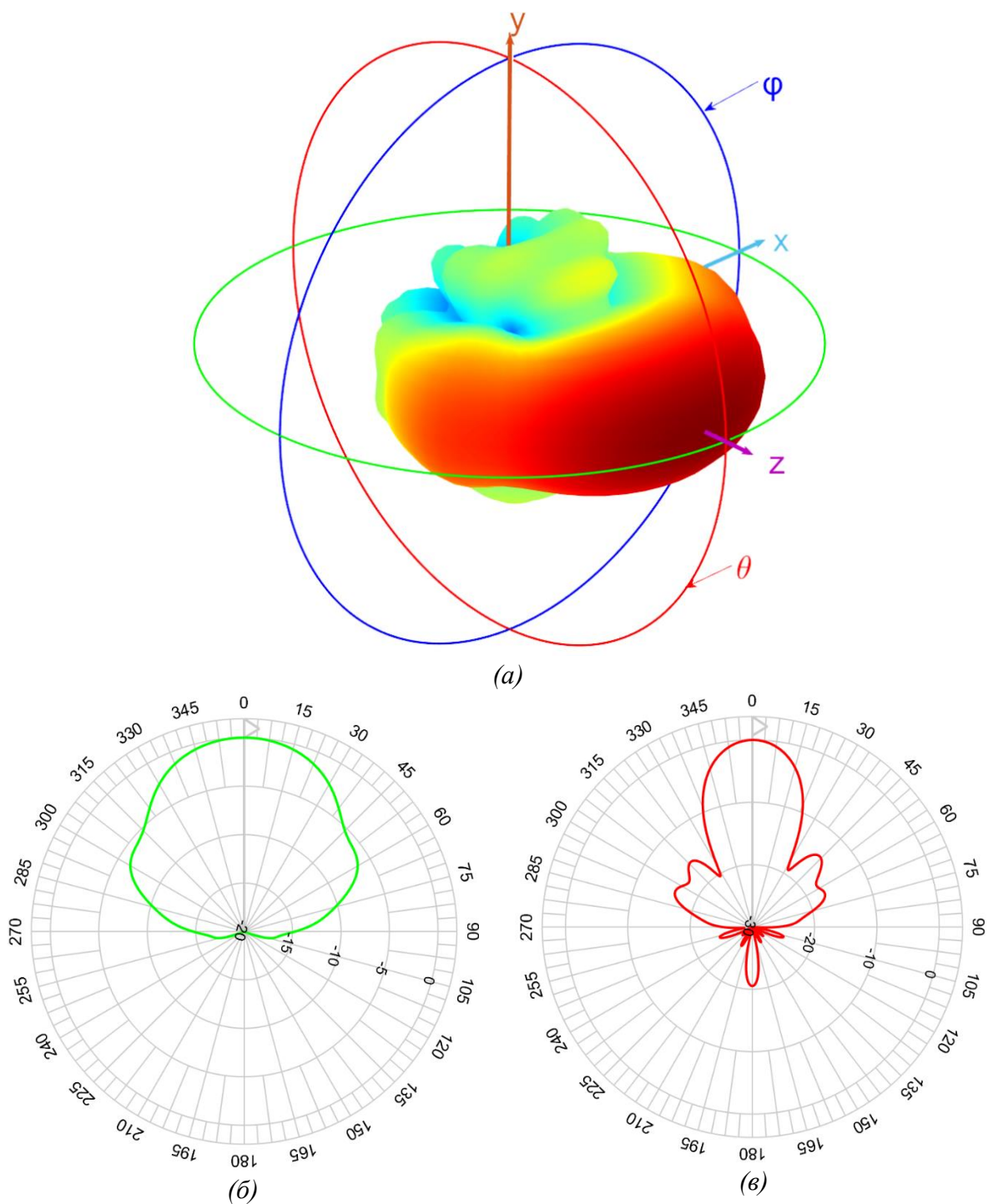
Нормализовани дијаграм зрачења,  $|\vec{E}(\varphi, \theta)|$ ,  $|\vec{E}(\varphi, \theta=0)|$  и  $|\vec{E}(\varphi=0, \theta)|$  једне пирамидалне хорн антене добијен на основу формула (2.12)-(2.14) приказан је на Слици 2.8 [28]-[33].

Ако се отвор хорн антене налази у  $x$ - $y$  равни, као што је приказано на Слици 2.7,  $z$ -оса представља осу видокруга антене (енг. boresight) и представља правац простирања зрачењег поља антене. То значи да се максимални добитак антене добија када се у претходним формулама азимутна и елевациона компонента  $(\varphi, \theta)$  замене са  $(\varphi, \theta)=(0, 0)$ .

$E$ -равански секторски хорн је пирамидални хорн спљоштен по ширини тако да су ширине таласовода  $w$  и отвора хорна  $W$  једнаке ( $w=W$ ). Попречни пресек  $E$ -раванског секторског хорна је исти као и његове бочне стране и приказан је на Слици 2.7 (б). Исто као и код пирамидалног хорна, сферне компоненте вектора електричног поља  $\vec{E}(E_\rho, E_\phi, E_\theta)$  се могу описати формула (2.12)-(2.14), где је тангенцијална компонента електричног  $E$  поља дата формулом (2.15) [15]:

$$E_y(x, y) \approx E_0 \cos\left(\frac{\pi}{W}x\right) e^{-\frac{j\beta y^2}{2R_{0E}}}. \quad (2.15)$$

Дијаграм зрачења  $E$ -раванског секторског хорна приказан је на Слици 2.9 [34]-[36].



Слика 2.9. Дијаграм зрачења  $E$ -раванског секторског хорна

(а) 3D приказ дијаграма зрачења

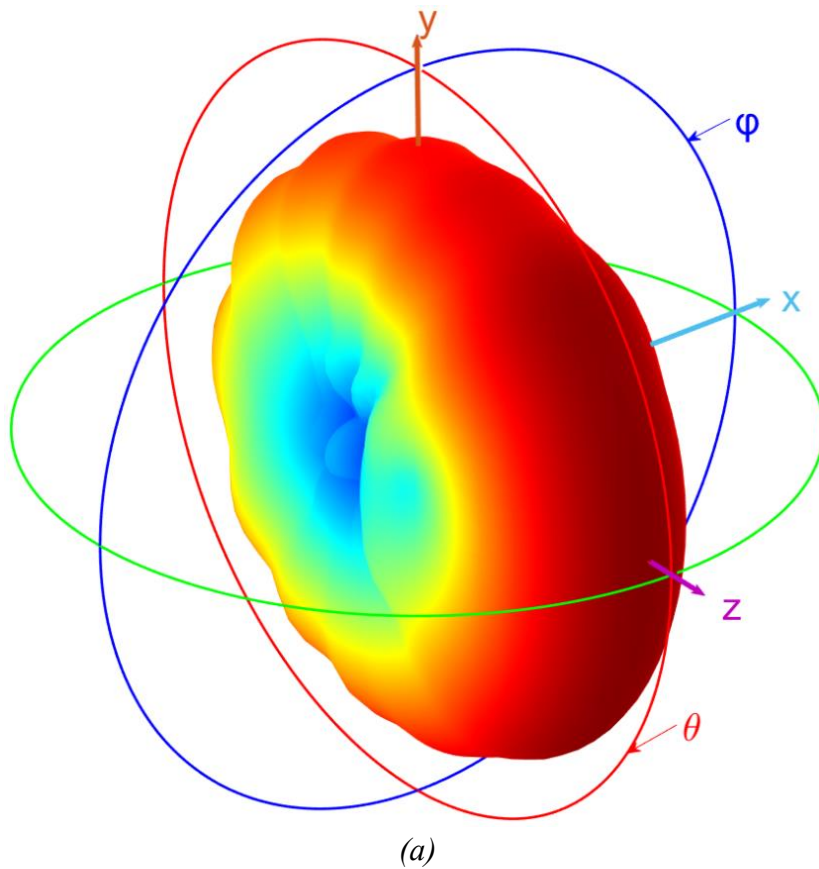
(б) Попречни пресек у азимутној равни (равни вектора магнетног поља  $\vec{H}$ )

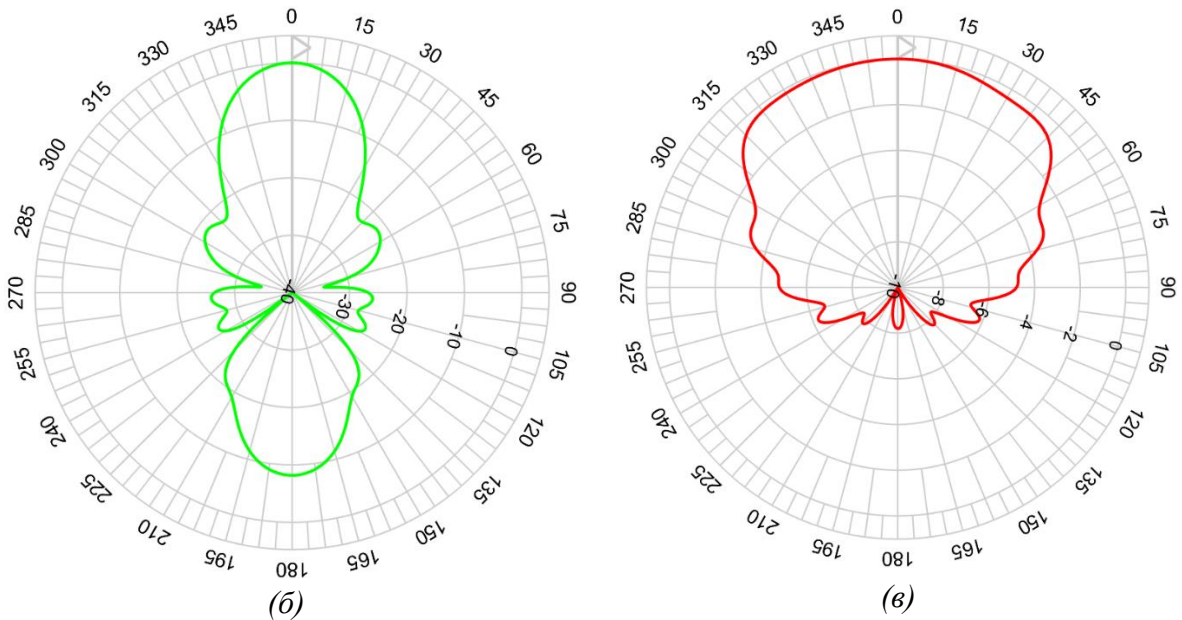
(в) Попречни пресек у елевационој равни (равни вектора електричног поља  $\vec{E}$ )

$H$ -равански секторски хорн је пирамидални хорн спљоштен по висини тако да су висине таласовода  $h$  и отвора хорна  $H$  једнаке ( $h=H$ ). Попречни пресек  $H$ -раванског секторског хорна је исти као и његове хоризонталне стране и приказан је на Слици 2.7 (в). Исто као и код пирамидалног хорна, сферне компоненте вектора електричног поља  $\vec{E}(E_\rho, E_\phi, E_\theta)$  се могу описати формула (2.12)-(2.14), где је тангенцијална компонента електричног  $E$  поља дата формулом (2.16) [15]:

$$E_y(x, y) \approx E_0 \cos\left(\frac{\pi}{W}x\right) e^{-\frac{j\beta x^2}{2R_0H}}. \quad (2.16)$$

Дијаграм зрачења  $H$ -раванског секторског хорна приказан је на Слици 2.10 [37]-[40].





Слика 2.10. Дијаграм зрачења  $H$ -раванског секторског хорна

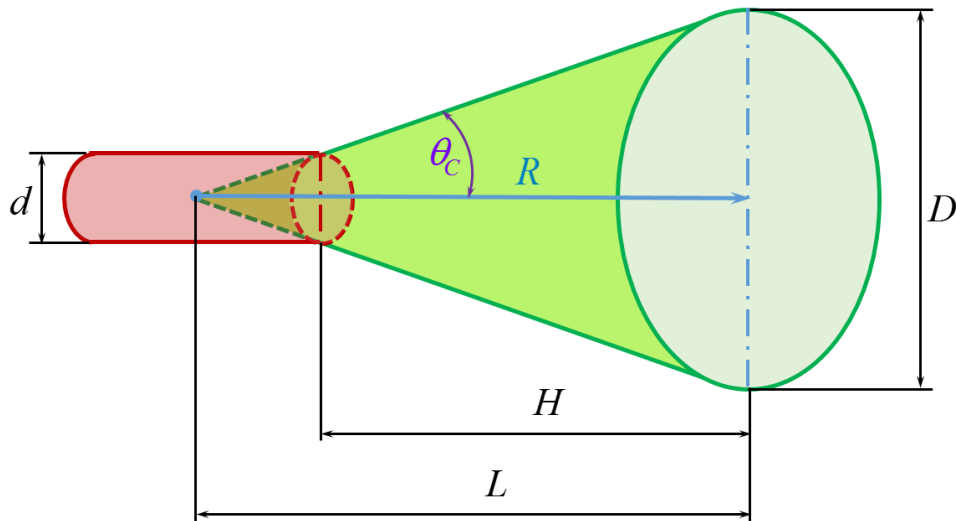
(а) 3D приказ дијаграма зрачења

(б) Попречни пресек у азимутној равни (равни вектора магнетног поља  $\vec{H}$ )

(в) Попречни пресек у елевационој равни (равни вектора електричног поља  $\vec{E}$ )

### 2.1.2.2. Дијаграми зрачења конусног хорна

За разлику од правоугаоних структура хорн антена у чијој се основи налази правоугаони таласовод, конусне хорн антене се најчешће напајају цевастим таласоводом. Геометрија конусне хорн антене приказана је на Слици 2.11.



Слика 2.11. Конусни хорн

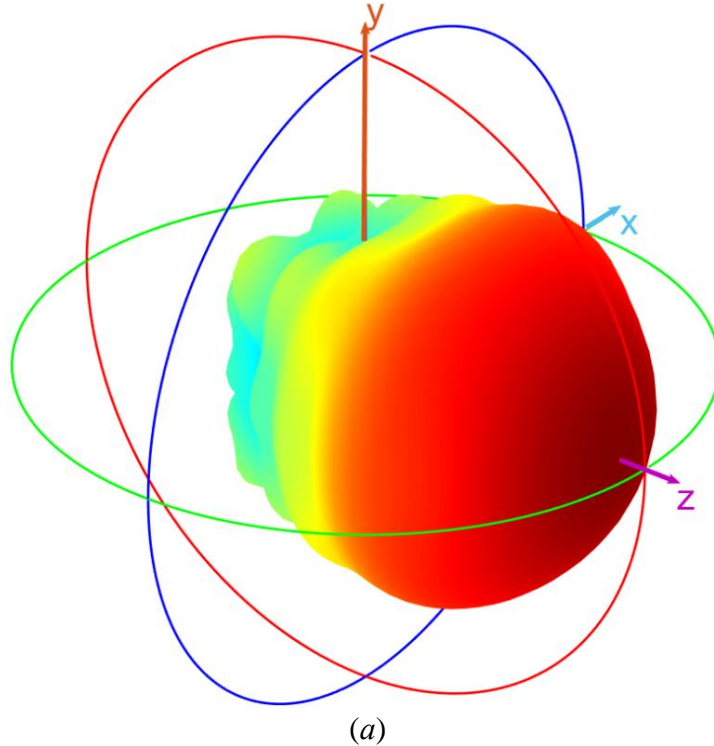
Компоненте вектора електричног поља конусне хорн антене дате су следећим формулама (2.17)-(2.19):

$$E_\rho = 0, \quad (2.17)$$

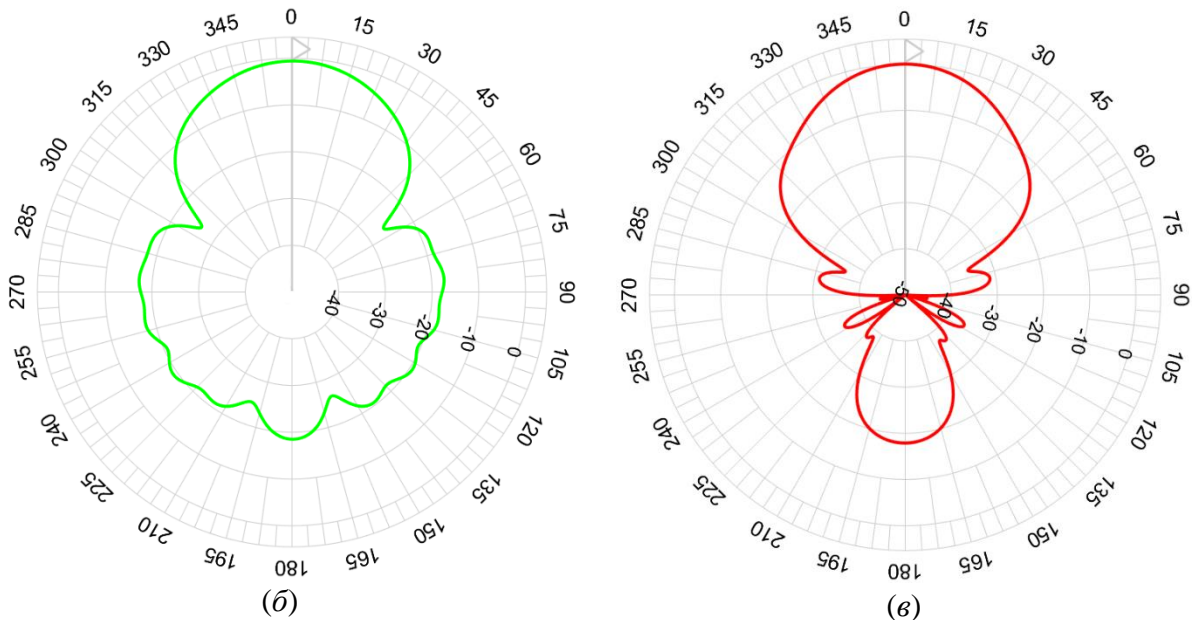
$$E_\theta = j \frac{\beta E_0 e^{-j\beta\rho}}{2\rho} \cos(\varphi) \underbrace{\int_0^{\frac{D}{2}} \left[ J_0\left(\frac{2p_{11}x}{D}\right) J_0(\beta x \sin\theta) - J_2\left(\frac{2p_{11}x}{D}\right) J_2(\beta x \sin\theta) \right] e^{-j\frac{\beta x^2}{2L}} dx}_{G_{02}=G_0-G_2}, \quad (2.18)$$

$$E_\varphi = j \frac{\beta E_0 e^{-j\beta\rho}}{2\rho} \sin\varphi \cos\theta \underbrace{\int_0^{\frac{D}{2}} \left[ J_0\left(\frac{2p_{11}x}{D}\right) J_0(\beta x \sin\theta) + J_2\left(\frac{2p_{11}x}{D}\right) J_2(\beta x \sin\theta) \right] e^{-j\frac{\beta x^2}{2L}} dx}_{G_{02}=G_0+G_2}, \quad (2.19)$$

где је  $r$  полупречник отвора антене,  $L$  дужина отвора антене,  $J_n$  Bessel-ова функција  $n$ -тог реда и  $p_{11} = 1.841184$ . Дијаграм зрачења конусног хорна приказан је на Слици 2.12 [41]-[46].







Слика 2.12. Дијаграм зрачења конусног хорна

(а) 3D приказ дијаграма зрачења

(б) Попречни пресек у азимутној равни (равни вектора магнетног поља  $\vec{H}$ )

(в) Попречни пресек у елевационој равни (равни вектора електричног поља  $\vec{E}$ )

Генерално, пирамидални и конусни хорн су сличних перформанси. Док се због правоугаоне основе таласовода, пирамидалне хорн антене се типично пројектују за основни  $TE_{10}$  мод таласа, конусне хорн антене се типично се пројектују за виши  $TE_{11}$  мод таласа, због кружне основе таласовода. Реализација конусних хорнова, је неретко и у дуал моду, где је други мод таласа  $TM_{11}$ . Оба типа хорна имају сличан добитак и ширину дијаграма зрачења, јер им фазна грешка зависи од квадрата дужине отвора. Ипак, постоји разлика у облику дијаграма зрачења, која је изразито симетрична код конусног хорна, захваљујући кружном отвору. С друге стране, пирамидалне хорн антене су простије геометрије и једноставније за производњу па су заступљеније. Такође, конусна и кружна геометрија, нису физички погодне за комбиновање у антенске низове који се користе у мобилним DF апликацијама.

### 2.1.2.3. Остале реализације хорн антена

Постоје многобројне подваријанте хорн антена са оптимизованом геометријом, које се користе када су потребне изузетне перформансе [47]-[52]. Издвојене су две карактеристичне подврсте:

- 1) Експоненцијална хорн антена:

Овај облик антене назива се и скаларна антена. Реализује се са експоненцијално закривљеним странама, где се ширење страна повећава као експоненцијална функција дужине. Антена може бити пирамидална или конусна. Предност експоненцијалних хорн антена је у томе што остварују минимални ниво унутрашњих рефлексија и скоро константну импедансу и друге карактеристике у широком фреквентном опсегу. Користе се у применама које захтевају високе перформансе, као што су комуникацијске сателитске антене и радио телескопи.

### 2) Таласаста (наборана) хорн антена, Слика 2.6 (д):

Антена са набораним странама има паралелне жљебове дуж унутрашње површине страница, попречно на осу. Ови набори су мали у поређењу са таласном дужином. Овакве антене имају неколико предности, укључујући шири пропусни опсег и мање бочне лобове од других типова антена. Антена даје дијаграм зрачења који је скоро симетричан, при чему су ширине снопа у  $E$  и  $H$  равни скоро исте. Као резултат тога, антене се широко користе као побуда сателитских антена и радио телескопа.

# 3. Технике одређивања правца

Класичне технике DF технике баве се есенцијалним принципима и методама одређивања DOA. Супер-резулционе технике представљају надоградњу на класичних техника, чинећи их способним за одређивањем DOA и у условима када је, због проблема у детекцији, примљена радио информација непотпуна. Алгоритми супер-резулционих метода, омогућавају и повећање тачности одређивања DOA, као и могућност разликовања блиских циљева.

## 3.1. Класичне технике одређивања правца

Прве DOA технике датирају још из половине прошлог века, али је њихов пуни потенцијал искоришћен тек у времену револуције дигиталне обраде сигнала. Према принципу рада, класичне DOA технике се могу поделити на:

- 1) Watson Watt технику, најчешће примењиваној на Adcock-овим антенама [53] и [54],
- 2) псеудо-Doppler технику [55] и [56],
- 3) технику корелативног интерферометра [57]-[62],
- 4) и технике базиране на монопулсном радарском методу [63]-[67].

Watson Watt DOA техника заснована је на поређењу амплитуда, а одликује је одсуство одређености смера, што се може кориговати употребом додатне антене. Псеудо-Doppler DOA техника и DOA техника корелативним интерферометром су базиране на фазном поређењу. Иако техника интерферометра одређује нешто прецизније позицију од псеудо-Doppler технике, сложеност обраде чини их подједнако непогодним за вишеканално процесирање у реалном времену, тј. непогодним за фреквенцијску класификацију циљева. Претходно описане технике базиране су на омнидирекционим антенама (најчешће монопол антене) првенствено намењене *UHF* и *VHF* подручјима. У *K* опсегу, такве антене су слабог домета и огромних габарита па су нпр. величине једног антенског елемента до 15m. На Слици 3.1 приказана је фрегата Vergamini са великим четворочланим антенским низом

Adcock-ових антена [68], кружно постављених око издигнутог антенског торња, коришћених за DF примену. Такав антенски низ није компактан, малих габарита, па није погодан за примене на теренском возилу, беспилотној летилици, или сл.

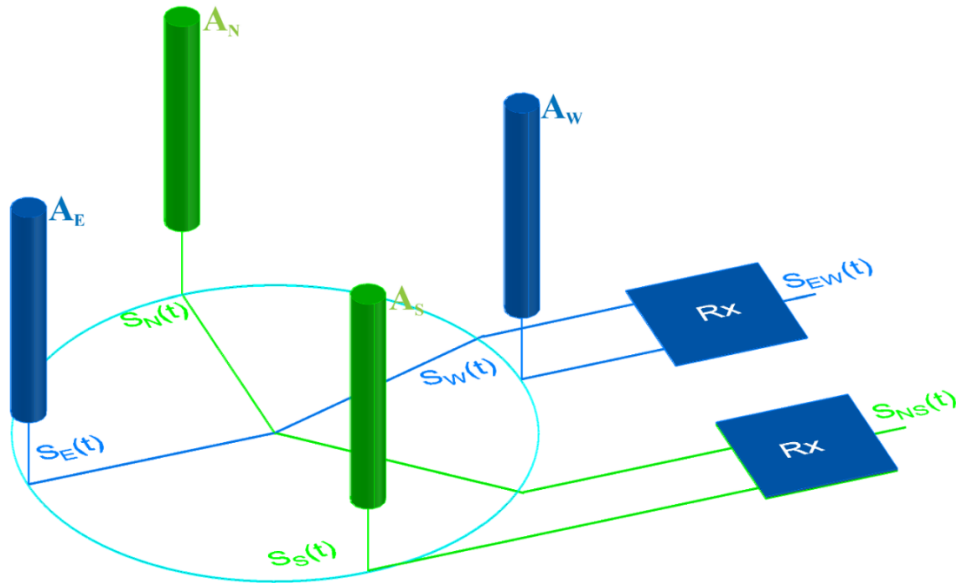
Монопулсни радарски метод базира се на поређењу амплитуда или фаза, и погодан је за одређивање, како азимута, тако и елевације. Погодан за имплементацију у микроталасном опсегу. Типично се примењује у радарској техници, код активних радарских система, али је исто тако погодан и за пасивне DF примене.



Слика 3.1. Фрегата Bergamini са увеличаном Thales Altesse-C DF-ом [69]

### 3.1.1. Watson Watt техника

Половином прошлог века, један од пионира имплементације радара и система за рано дојављивање, Robert Watson Watt, формирао је DF технику, која је по њему и названа. Adcock-ове антене, патентиране четврт века раније, показале су се као добра полазна основа за имплементацију технике, али са значајним недостатком у виду неодређености смера. Састоје се од циркуларног низа антенских елемента комбинованих унакрсно - типично четири монопол антене. Таква геометрија антенских елемената, омогућује формирање антенских парова исток-запад *E-W* (енг. East-West) и север-југ *N-S* (енг. North-Sought) [53] и [54]. Watson Watt техника је применљива и на другим типовима омнидирекционих антенских елемента, као што су петље, соленоиди, итд. Adcock-ове антене са четири антенска елемента (монопол антене) приказана је на Слици 3.2.



**Слика 3.2.** Адсоок-ова антена са четири монопол антенских елемената

Техника се базира на поређењу амплитуда са спрегнутих антенских елемената  $E$ - $W$  и  $N$ - $S$ . С обзиром да је техника базирана на омнидирекционим антенама, долазни сигнал  $s(t)$ , истовремено се детектује се на свим антенским елементима. Оријентација оса видокруга је таква, да осе суседних антена заклапају угао од  $90^0$  па се сигнали примљени по антенским елементима  $s_E(t)$ ,  $s_W(t)$ ,  $s_N(t)$  и  $s_S(t)$  могу описати формулама (3.1), (3.2), (3.3) и (3.4) респективно [54]:

$$s_N(\phi) = s(t)e^{j\frac{2\pi R}{\lambda}\sin(\phi)}, \quad (3.1)$$

$$s_S(\phi) = s(t)e^{-j\frac{2\pi R}{\lambda}\sin(\phi)}, \quad (3.2)$$

$$s_E(\phi) = s(t)e^{j\frac{2\pi R}{\lambda}\cos(\phi)}, \quad (3.3)$$

$$s_W(\phi) = s(t)e^{-j\frac{2\pi R}{\lambda}\cos(\phi)}, \quad (3.4)$$

где је  $\phi$  азимут долазног сигнала,  $\lambda$  таласна дужина примљеног сигнала,  $R$  удаљеност сваког елемента од центра. Када је задовољен услов  $R \ll \lambda$ , сигнали примљени по антенским паровима  $E$ - $W$  и  $N$ - $S$  је дата следећим формулама (3.5) и (3.6) [54]:

$$s_{NS}(t) = s_N(t) - s_S(t),$$

$$s_{NS}(t) = 2js(t)\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}R\sin(\phi)\right) \approx j\frac{4\pi Rs(t)}{\lambda}\sin(\phi), \quad (3.5)$$

$$s_{EW}(t) = s_E(t) - s_W(t),$$

$$s_{EW}(t) = 2js(t) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} Rs \cos(\phi)\right) \approx j \frac{4\pi Rs(t)}{\lambda} \cos(\phi). \quad (3.6)$$

Основним алгебарским трансформацијама (3.5) и (3.6), може се показати да је азимут долазног сигнала  $\arctg()$  функција односа  $s_{EW}(t)$  и  $s_{NS}(t)$  па је естимација азимута  $\phi$  дата формулом (3.7):

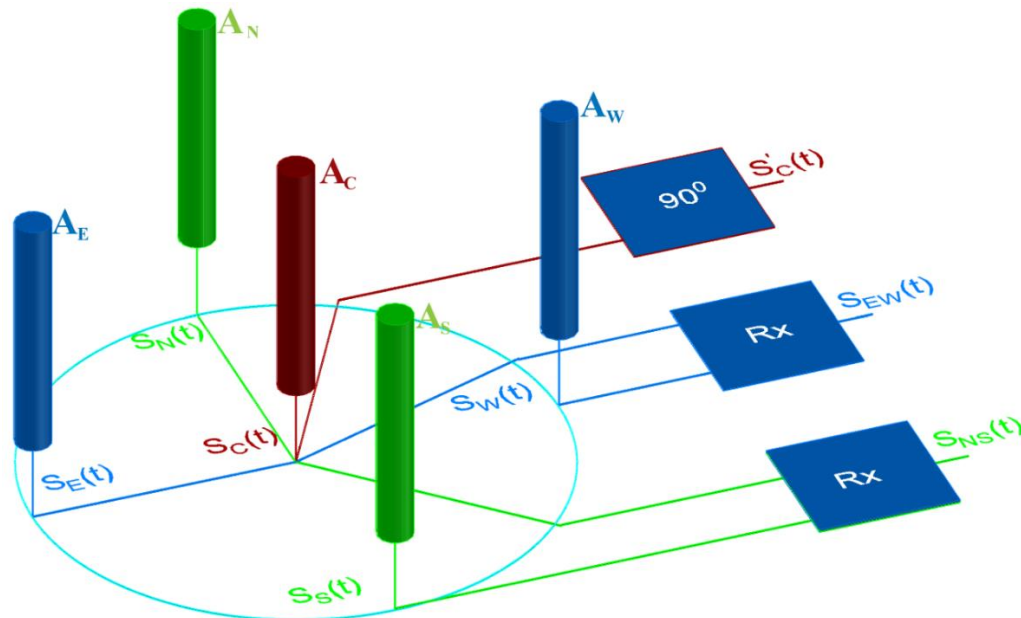
$$\phi = \arctg\left(\frac{|s_{WE}|}{|s_{NS}|}\right). \quad (3.7)$$

Такав начин естимирања азимута важи када су сигнали примљени по свим антенским елементима у фази. Тачнија естимација азимута укључује и рачунање фазе па као што је то дато формулом (3.8):

$$\phi = \arctg\left(\frac{s_{WE}(t)}{s_{NS}(t)}\right) = \frac{1}{2} \arctg\left(\frac{2S_{WE}S_{NS} \cos(\delta)}{S_{WE}^2 + S_{NS}^2}\right), \quad (3.8)$$

где је  $\delta$  разлика фаза сигнала  $s_{EW}(t)$  и  $s_{NS}(t)$ .

Одређивање правца описаном техником има за последицу детерминисање правца, али и неодређеност смера. Нпр. за долазни сигнал под азимутом од  $60^\circ$ , не може се са сигурношћу рећи да је азимут  $60^\circ$  или  $240^\circ$ . Такав проблем се може превазићи увођењем додатне контролне омнидирекционе антене, постављене у центар Adcock-ових антена. Централна антена је типично монопол, повезана преко померача фазе за  $90^\circ$ , као што је приказано на слици на Сlici 3.3.



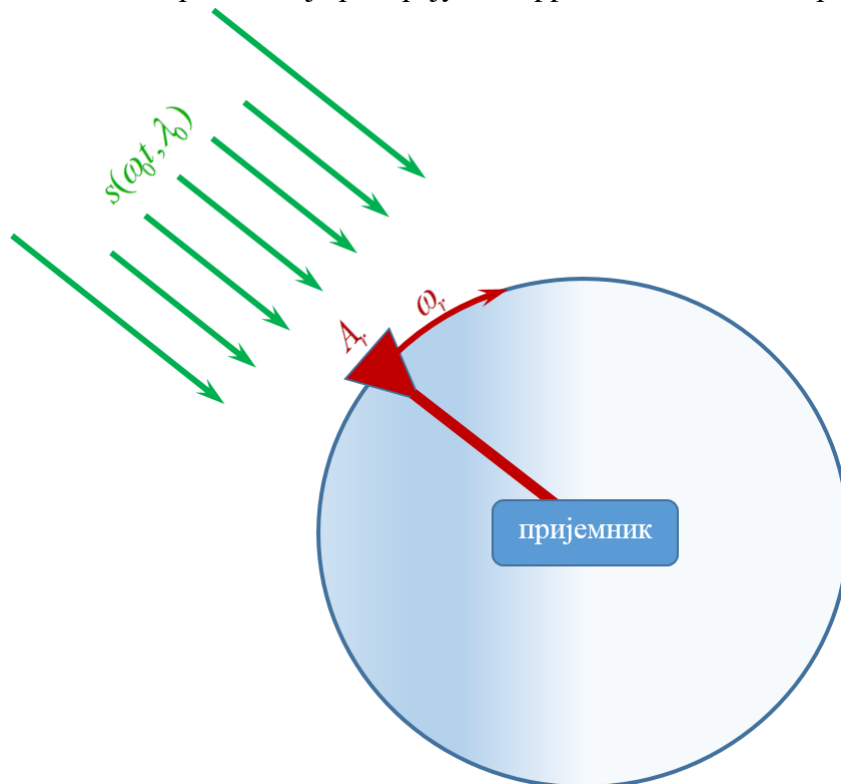
**Слика 3.3.** Циркуларни антенски низ омнидирекционих антена са централном, контролном омнидирекционом антенном за елиминацију неодређености правца

Детерминисање смера се оваквом конфигурацијом антена, зависи од фазе централне антене. Када сигнал долази из смера  $NE$  или  $NW$ , фаза сигнала контролне антене након померања фазе  $s_c'(t)$  је позитивна, док када сигнал долази смера  $SE$  или  $SW$ , фаза сигнала  $s_c'(t)$  је негативна. Финално, естимација азимута са разрешењем проблема неодређености смера дата је формулом (3.9):

$$\phi' = \text{sign}(s_c'(t)) \arctg\left(\frac{|s_{WE}(t)|}{|s_{NS}(t)|}\right). \quad (3.9)$$

### 3.1.2. Псеудо-Doppler техника

Ротацијом пријемне омнидирекционе антене, у видокругу долазног сигнала, долази до појаве Doppler ефекта, на основу кога је могуће одредити правац долазног сигнала. За разлику од Watson Watt технике, која се базира на поређењу амплитуда, Doppler техника се базира на поређењу фаза. Doppler ефекат пореди фреквенцију ротирања антене и фреквенцију долазећег сигнала, што значи да брзина одзива DF-а претежно зависи од ниже фреквенције - у овом случају фреквенције ротирања пријемне антене [55] и [56]. На Слици 3.4 приказана је ротирајућа Doppler-ова антена са пријемником.



Слика 3.4. Ротирајућа Doppler антена са пријемником

Утицај ротације антене на детектовани сигнал се одражава кроз модулацију фазе, па се детектовани сигнал  $s(t)$  и фаза  $\psi(t)$  могу исказати формулама (3.10) и (3.11) респективно [7]:

$$s(t) = S \cos(\psi(t)), \quad (3.10)$$

$$\psi(t) = \omega_0 t + \frac{2\pi R}{\lambda_0} \cos(\omega_r t - \phi) + \Psi, \quad (3.11)$$

где је  $S$  амплитуда детектованог сигнала,  $\omega_0$  кружна фреквенција носиоца,  $\lambda_0$  таласна дужина носиоца,  $\omega_r$  кружна фреквенција ротације антене и  $\Psi$  тренутна фаза. Сада се тренутна кружна фреквенција детектованог сигнала  $\omega(t)$ , која представља извод фазе сигнала, може написати у облику формуле (3.12):

$$\omega(t) = \frac{d\psi(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{2\pi R}{\lambda_0} \omega_r \sin(\omega_r t - \phi). \quad (3.12)$$

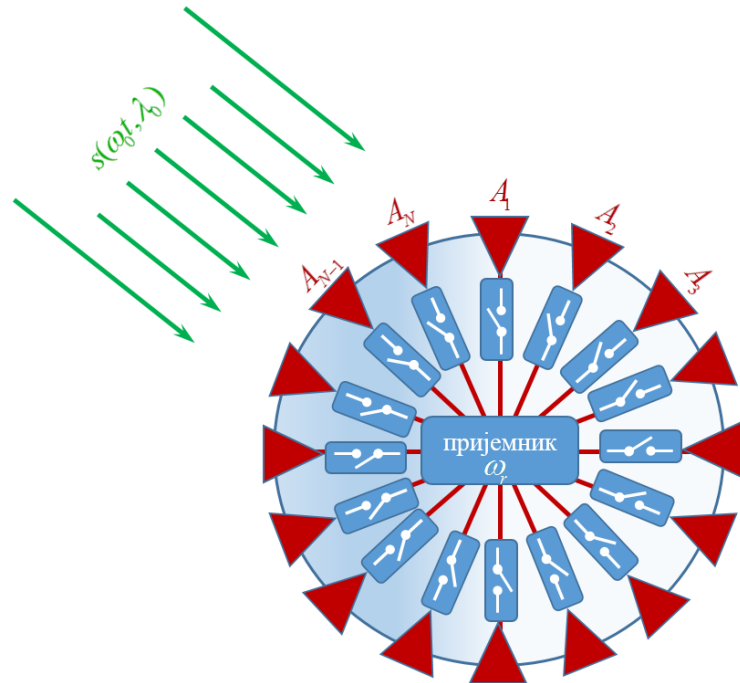
Филтрирањем једносмерне компоненте  $\omega_0 = 2\pi f_0$  и са обзиром да је  $\omega = 2\pi f$  и  $\omega_r = 2\pi f_r$ , фреквенција примљеног сигнала  $f$  је дата формулом (3.13):

$$f = \frac{2\pi R}{\lambda_0} f_r \sin(\omega_r t - \phi), \quad (3.13)$$

где су  $f_0$  и  $f_r$  фреквенције носиоца и ротације антене респективно. Одређивање азимута  $\phi$  се добија поређењем Доплер фреквенције демодулисаног сигнала  $f$  нултом референтном фреквенцијом.

Брзина ротирања антене представља ограничавајући фактор по брзини одзива и оперативној фреквенцији. Разрешење те врсте проблема је симулација истог ефеката, без ротације антене, применом циркуларног антенског низа истих омнидирекционих антена. Центар кружнице, дуж која су равномерно распоређене антене, је центар осе ротације Доплер антене. Ако се антене семплују равномерно и секвенцијално у времену, емулирајући ротацију једне централне антене, за одређивање позиције може се такође искористити Доплер ефекат. Техника која користи, циркуларни антенски низ уместо једне централне ротирајуће антене, назива се псеудо-Доплер техника. На Слици 3.5 приказан је псеудо-Доплер антенски низ са одговарајућим RF прекидачима и пријемницима [7].



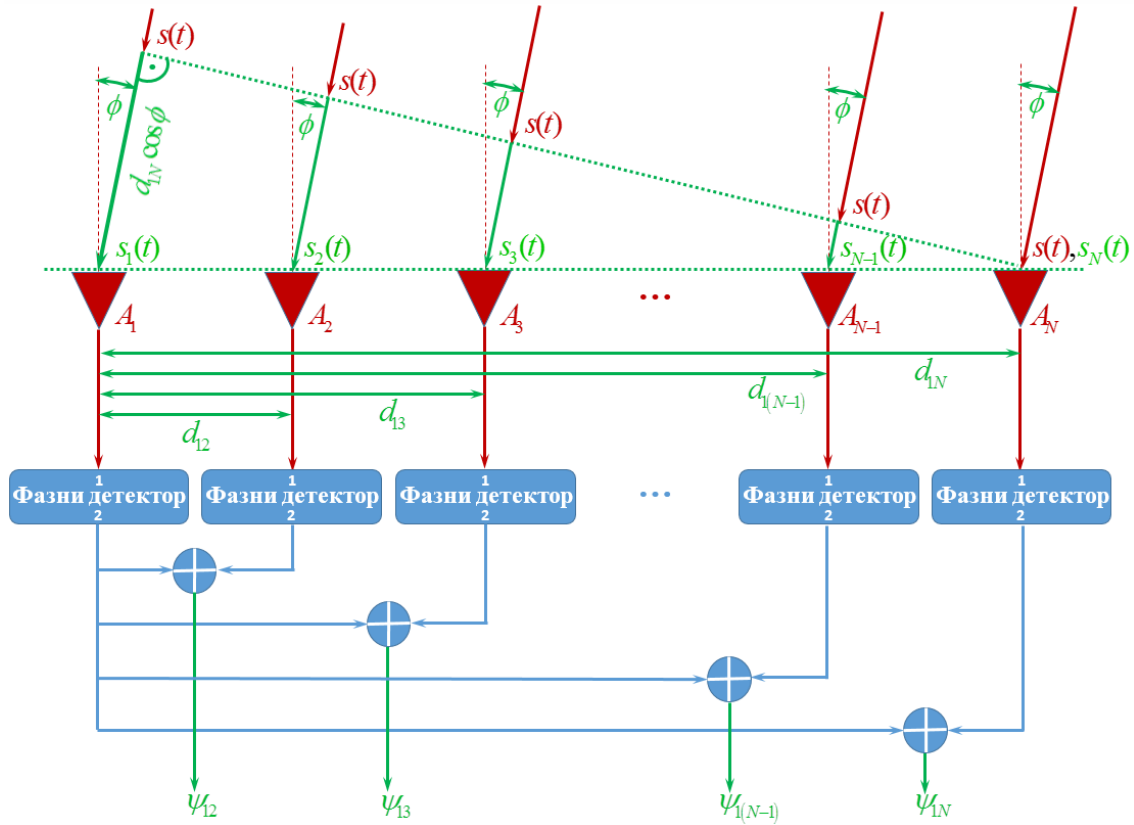


Слика 3.5. Псеудо- Doppler антенски низ са одговарајућим RF прекидачима и пријемницима

### 3.1.3. Техника интерферометра

Техника интерферометра, као и техника псеудо-Doppler пореди фазе, али за разлику од псеудо-Doppler технике, где се фазе пореде секвенцијално, код интерферометра више фаза се пореди симултано [2].

Азимут долазног сигнала код интерферометра представља угао између фронта долазног сигнала и основне антенске линије. Основна антенска линија интерферометра је замишљена линија која спаја осе видног поља две антене на самом пријему, као што је приказано на Слици 3.6.



Слика 3.6. Конфигурација колинеарног антенског низа од  $N$  елемената

Иако се основни антенски низ састоји од два антенска елемента, поређење код класичног интерферометра се обавља по више основних линија, тј. захтева примену више од два антенска елемента. Поређење по најширој основној линији даје најбољу прецизност, док су уске основне линије помоћне и заслужне су за разрешавање проблема неодређености азимута. Проблем неодређености се јавља код омнидирекционих антенских елемената, када су антенски елементи просторно удаљени више од  $\lambda/2$ , где је  $\lambda$  таласна дужина примљеног сигнала [2]. На Слици 3.6. приказан је колинеарни низ антенских елемената интерферометра  $A_1, A_2, \dots, A_N$ .

Сигнал детектован на  $N$ -том антенском елементу  $s_N(t)$ , може се приказати експоненцијалној форми формулом (3.14) [2]:

$$s_N(t) = S e^{j\omega t - \frac{2\pi}{\lambda}R}, \quad (3.14)$$

где је  $S$  амплитуда предајног сигнала и  $R$  пређени пут сигнала. Пређени пут предајног сигнала који се детектује на првом антенском елементу  $A_1$  је дужи за  $d_{1N} \cos \phi$  у односу на  $N$ -ти антенски елемент, где је  $d_{1N}$  дужина основне антенске линије између елемената  $A_1$  и  $A_N$ . Рачунајући тај додатни пређени пут, сигнал детектован на првом антенском елементу  $s_1(t)$ , може се приказати следећом формулом (3.15):

$$s_1(t) = S e^{j\omega t - \frac{2\pi}{\lambda}(R+d_{1N} \cos \phi)}. \quad (3.15)$$

Одређивање азимута  $\phi$  интерферометром, на основу формула (3.14) и (3.15) могуће је остварити разликом фаза. С обзором да се ради о релативној разлици фаза могуће је поставити за референцу антенски елемент  $A_N$  и  $\frac{2\pi}{\lambda}R=0$ . На тај начин, разлика фаза сигнала примљених на антенским елементима  $A_1$  и  $A_N$  може се исказати формулом (3.16) [57]-[62]:

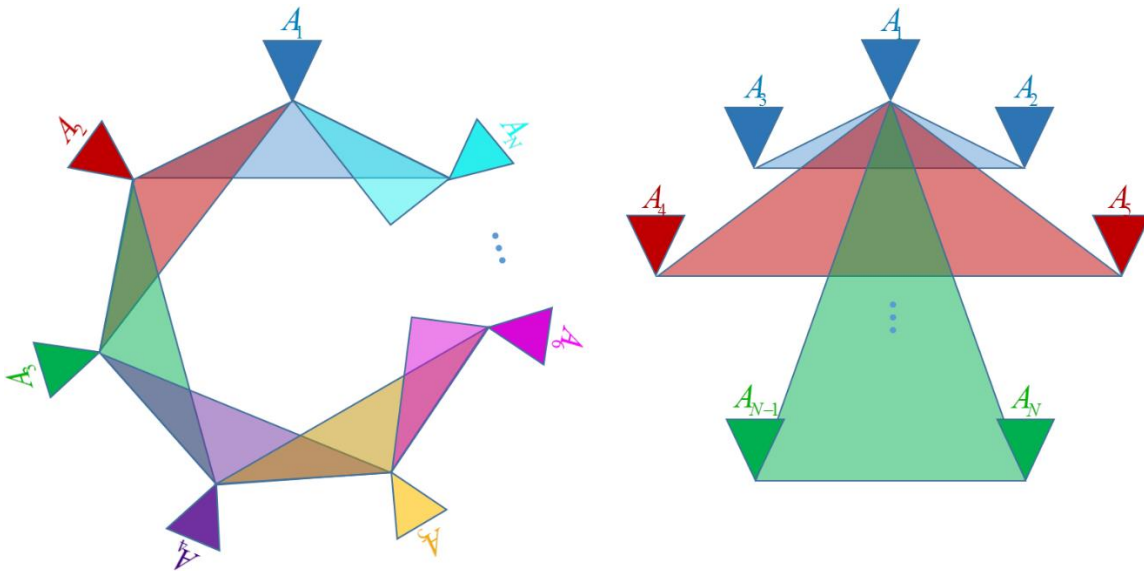
$$\psi_{1N} = \frac{2\pi}{\lambda} R \cos \phi. \quad (3.16)$$

Преостале фазне разлике  $\psi_{12}, \psi_{13}, \dots, \psi_{1N-1}$  добијају се истим принципом. Фазна разлика  $\psi_{1N}$  задужена је за прецизност интерферометра, док су фазне разлике  $\psi_{12}, \psi_{13}, \dots, \psi_{1N-1}$  задужени за разрешавање неодређености угла. Осим дате колинеарне конфигурације интерферометра, у пракси се користе и циркуларне.

Техника корелативног интерферометра је базирана на техници класичног фазног интерферометра користећи метод просторног фазног поређења. У основи се налази неколинеарни антенски низ са три или више елемената, као што је приказано на Слици 3.7. Процес одређивања азимута  $\phi$  корелативним интерферометром започиње одређивањем фазних разлика из свих праваца по разним фреквенцијама на свим антенским елементима. На тај начин се формира тродимензионална табела  $N$  фазних разлика,  $M$  азимута и  $K$  фреквенција која служи за одређивање правца. Фазне разлике примљеног сигнала се потом корелишу са вредностима из табеле. Коефицијенти корелације  $\rho$  се рачунају према формули (3.17):

$$\rho = \frac{\text{cov}(\psi_T, \psi_i)}{\sqrt{D(\psi_T)D(\psi_i)}}, \quad (3.17)$$

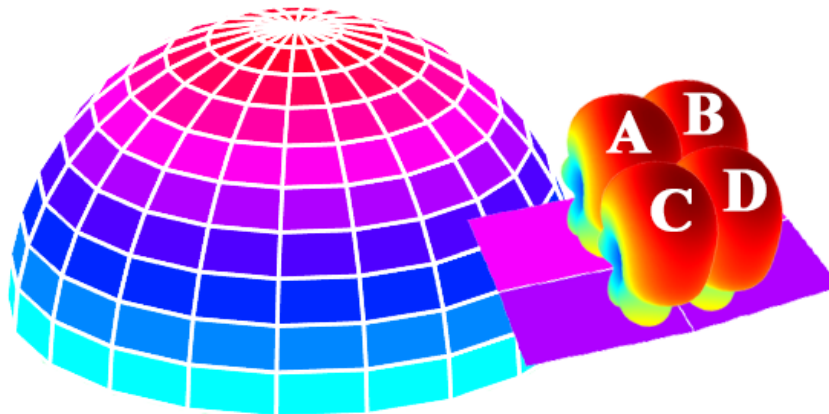
где су  $\psi_T(\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N)$  фазне разлике из табеле,  $\psi_i(\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N)$  фазне разлика примљеног на одговарајућој фреквенцији,  $D(\psi_T)$  и  $D(\psi_i)$  њихове варијансе и  $\text{cov}(\psi_T, \psi_i)$  њихова коваријанса. Коначно, естимација азимута се онда своди на просто одређивање највећег корелационог коефицијента.



Слика 3.7. Конфигурације неколинеарног антенског низа од  $N$  елемената

### 3.1.4. Монопулсни радарски метод

Монопулсни радарски метод је заснован на поређењу амплитуда и/или фаза детектованих у оквиру једне сензорске ћелије. Сензорска ћелија се састоји од четири усмерене антене  $A$ ,  $B$ ,  $C$  и  $D$  постављене на ободу сфере, као што је приказано на Слици 3.8. Таква конфигурација сензорске ћелије омогућава процену азимута и елевације долазног радио сигнала [63]-[67].



Слика 3.8. Сензорска мрежа и једна издвојена ћелија монопулсног радарског метода

Поређење амплитуда и/или фаза се најчешће реализује као количник разлике и збира примљених сигнала. Разлог за такав избор је тежња за смањењем утицаја увек присутног шума на тачност метода. Сматра се да је утицај електричног шума на пријему исти код

разлике и збира, док однос релативизује грешку. Дата претпоставка је у потпуности основана у случају јединственог пријемника за све антене у оквиру сензорске ћелије, што је најчешће и случај. У општем случају, један азимутни и/или елевациони пар може бити заједнички за две ћелије, чиме претходно поменута претпоставка није задовољена. Збир свих елемената ћелије  $s$ , као и азимутна  $d_{az}$  и елевациона  $d_{el}$  разлика су дате следећим формулама (3.18), (3.19) и (3.20):

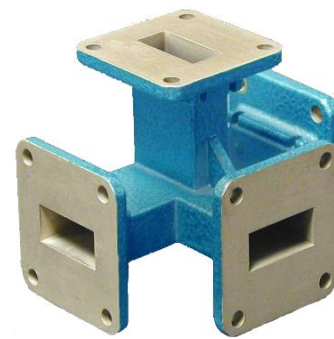
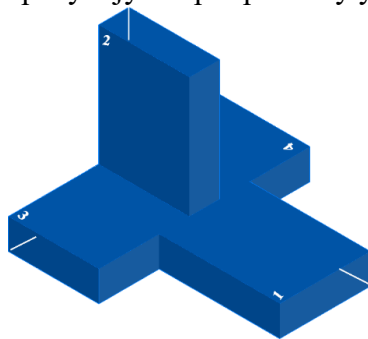
$$s = V_A + V_B + V_C + V_D \quad (3.18)$$

$$d_{az} = (V_A + V_C) - (V_B + V_D) \quad (3.19)$$

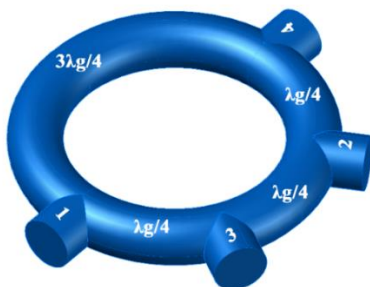
$$d_{el} = (V_A + V_B) - (V_C + V_D) \quad (3.20)$$

где су  $V_A, V_B, V_C$  и  $V_D$  детектовани напонски нивои на одговарајућим антенама  $A, B, C$  и  $D$  респективно [63].

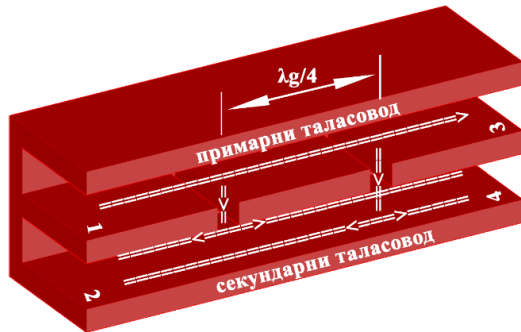
Процес аквизиције сигнала по свим антенама посебно, како код радара, тако и код DF-а био би спор, захтеван и сложен процес који обједињава хардверско и софтверско процесирање, а могуће и механичку контролу (код система са ротирајућим антенама). Због тога би таква решења тешко радила на принципу обраде информација у реалном времену. Са друге стране, постојање микроталасних компоненти, као што су хибридни спојеви и директне спојнице, омогућује директна хардверска решења збира и разлике елемената ћелије. Хардверско процесирање примљених сигнала, захваљујући поменутим хибридним спојевима и директним спојницама предуслов је за типичну обраду у реалном времену. На Слици 3.9. приказане су типичне структуре које хардверски рачунају збир и разлику улазних величина.



(a)



(б)



(в)

Слика 3.9. Хибридни спојеви и директне спојнице

(а) Хибридни магични Т-спој

(б) Хибридни прстенасти спој

(в) Директна спојница са два отвора

Преносне функција прстенастог и магичног Т-спој хибрида, дате су формулама (3.21) и (3.22), док је преносна функција директне спојнице са два отвора дата формулама (3.23) и (3.24) [63]:

$$V_3 = \frac{1}{\sqrt{2}}(V_1 + V_2) \quad (3.21)$$

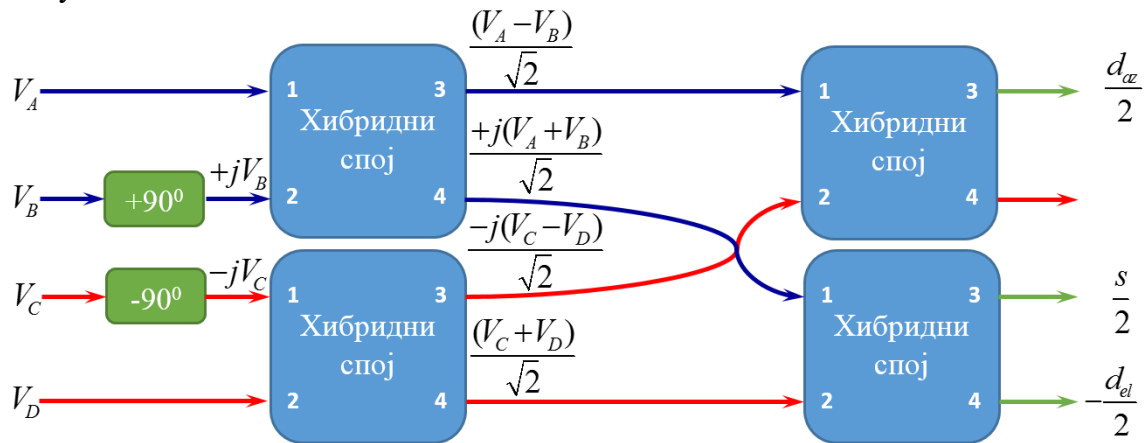
$$V_4 = \frac{1}{\sqrt{2}}(V_1 - V_2) \quad (3.22)$$

$$V_3 = \frac{1}{\sqrt{2}}(V_1 \pm jV_2) \quad (3.23)$$

$$V_4 = \frac{1}{\sqrt{2}}(\pm jV_1 + V_2) \quad (3.24)$$

Комбиновањем датих структура и померача фаза, може се реализовати хардверска компонента компаратор, за добијање основних поређења коришћена у монопулсном радарском методу:  $s$ ,  $d_{az}$  и  $d_{el}$ . Име компаратор не потиче од стандардног поређења електричних величина (веће, мање, једнако), већ због поређења антенских сигнала. Хибридни спојеви одређују збир и разлику два сигнала, па компаратор није могуће реализовати помоћу само једног хибрида. На Слици 3.10. приказан је компаратор једне сензорске ћелије са четири хибридна споја (директна спојница са два отвора) и померачима фазе за  $+90^\circ$  и  $-90^\circ$ . Ознаке портова хибрида на блок шеми, одговарају ознакама портова хибрида приказаних на Слици 3.9. Компаратор има четири улаза, напонски нивои детектовани на антенама, као и четири излаза  $s$ ,  $d_{az}$ ,  $d_{el}$  и један излаз који

представља дијагоналну разлику улаза, која се не користи у монопулсном радарском методу.



Слика 3.10. Блок дијаграм компаратора једне сензорске ћелије, реализованог помоћу хибридних структура и померача фаза

Тачност компаратора, хардверског решења за поређења, је задовољавајућа када су сензорска мрежа, пријемници, и процесорска јединица веома блиски и нема већег расипања сигнала. Приказане хардверске структуре за реализацију компаратора, су веома осетљиве на присуство електричног шума и спољна назрачивања. То их чини непогодним за примене када су сензорске ћелије удаљене у простору. Генерално, основна мана хардверског убрзања процесирања је ограниченост на хомогене сензорске мреже и немогућност примена на дистрибуиране мреже.

### 3.2. Супер-резулционне (модерне) технике одређивања правца

Класичне DF технике за одређивање DOA нису отпорне на пријем сигнала по више путања или на грешке у демодулацији примљеног сигнала. Супер-резулционне технике, са именом које сугерише више него што су њихове реалне перформансе [6], развијене су са циљем унапређења естимације DOA. Повећање резолуције остарено је додатном процесирањем сакупљених информација о примљеном сигналу, као што су информација о снази, фреквенцији, фази, таласном облику сигнала и Doppler померају. Додатним процесирањем, постиже се и повећање тачности одређивања DOA, разликовање блиских циљева и одређивање DOA када је примљена радио информација непотпуна или корумпирана [70] и [72].

Иако не постоји нека званична подела супер-резулционних метода, у основи је могућа их је поделити на:

- 1) спектралне методе,
- 2) и методе максималне вероватноће.

Назив *спектрални методи* потиче од формирања скаларне функције података у неком опсегу датог параметра. Постоје неколико подврста спектралних метода, а најпознатији су:

- 1) Скенирање фиксног снопа (енг. scanned fixed beam SFB),
- 2) Скенирање адаптивног снопа (енг. scanned adaptive beam SAB),
- 3) MUSIC (енг. Multiple Signal Classification),
  - a. Метод максималне ентропије (енг. Maximum Entropy Method MEM),
  - b. Kumaresan и Tufts метод,
  - c. Pisarenko метод.

Дијаграм зрачења вршне снаге антена има облик Fourier-ове трансформације инцидентног поља дуж отвора антене. Пошто је домен над којим се ова функција процењује азимут, а не фреквенција, она се назива просторни спектар. Скенирање фиксног снопа SFB је метод који сумира све дијаграме антенских елемената низа, формирајући заједнички дијаграм зрачења са тежинским факторима за сваки антенски елемент, на основу чега се одређује DOA.

За разлику од SFB метода, код кога је резолуција ограничена геометријом антенских елемената статичког карактера, метод скенирање адаптивног снопа SAB, изолује само видокруг извора зрачења, форсирајући пријем из тог правца, потискујући пријем по осталим правцима. Осмислио га је Capon, па се често, у његову част, назива и Capon's MLM (енг. maximum likelihood method).

MUSIC метод представља обједињен скуп више појединачних метода, као што су методи MEM, Kumaresan и Tufts и Pisarenko. Метод почиње формирањем естимоване матрице системске коваријансе, на основу доступних података, која се састоји од усредњених унакрсних производа и копродуката. Уколико присуство од  $m$  зрачећих елемената, детектујемо са  $n > m$  антенских елемената низа, постојаће  $n - m$  тз. сопствених вредности шума. То значи да ће добитак антена на позицијама сопствених вредности шума бити 0 па се формирањем таквог дијаграма зрачења може одредити DOA, где је позиција DOA дата нулама таквог дијаграма. MUSIC методом се повећава поузданост описаног Pisarenko метода, оптималним комбиновањем  $n - m$  својствених вредности шума. Тежински фактор за добитак из одређеног правца, представља пројекцију вектора извора зрачења за тај правац. На тај начин, функција MUSIC метода дефинише се као функција пројекције вектора извора зрачења. Естимација DOA, истим принципом како и код минимума сопствених вредности шума, своди на проналазак 0 MUSIC функције.

Класичне DF технике одређују DOA директним методима подразумевајући идеалан пријем сигнала и директну путању сигнала од извора зрачења до пријемника. То значи да постоји потреба за методима одређивања DOA, који су функција вероватноће примљених сигнала детектованих класичним DF системима. Метод максималне вероватноће, на основу сета параметара, процесира податке тако да максимизује функцију вероватноће. Параметри могу бити азимут, елевација, удаљеност извора зрачења, брзина, поларизација и таласни облик сигнала. Таласни облик сигнала је



могуће моделовати детерминистички, посматрајући одбирке сигнала фиксним или стохастички (недетерминистички), третирајући сигнале случајним, и моделујући таласни облик формирањем њихових варијанси и коваријанси. Најпознатији методи максималне вероватноће су:

- 1) наизменичне пројекције (енг. Alternating Projection AP),
- 2) очекивана максимизација (енг. Expectation-Maximization EM),
- 3) ASPECT,
- 4) фитовање тежинског фактора (енг. Weighted Subspace Fitting WSF),
- 5) MODE,
- 6) инкрементална више параметарска метода (енг. Incremental Multi-Parameter IMP).

Методи ASPECT, фитовања тежинског фактора WSF и MODE користе Newton-Raphson или Gauss-Newton принцип за максимизовање нелинеарне функције са више променљивих. Методи наизменичне пројекције AP, очекиване максимизације EM, и IMP метода, слично спектралним методама, посежу за секвенцијалним скенирањем различитих функција параметара.

IMP метод одређивања DOA, представља низ скенирања снаге примљеног сигнала по свим антенским елементима. У првом циклусу скенирања у случају постојања више блиских циљева, максимизацијом се може грубо одредити DOA зрачећег елемента доминантног по снази. Тиме је одређен тежински фактор функције IMP метода за други циклус скенирања. Због грубе процене вектора зрачења у првом циклусу, на месту тог вектора неће бити вредност 0 у другом скенирању, али због његове приближно тачне вредности, снага у његовој околини ће значајно пасти, што значи да се максимизацијом добија груба процена DOA зрачећег елемента другог по снази. На тај начин, добијен је тежински фактор за трећи циклус скенирања, који за резултат даје фину естимацију DOA зрачећег елемента доминантног по снази. Истим принципом се могу фино одредити и DOA осталих зрачећих елемената.

### **3.3. Аспекти примене класичних и супер-резулционих метода**

Иако супер-резулционе методе нуде изузетну DOA прецизност, у рангу од  $0.1^\circ$ , оне су базиране на комплексним антенским низовима и потребна је изузетна хардверска и софтверска сложеност, што их чини погодним само за стратешка постројења и објекте (осматрачке станице, војне базе, пловила већих димензија, итд.), где је могуће обезбедити простор, напајање и хлађење за употребљени хардвер. У случају тактичких ресурса (беспилотне летелице, лака пешадијска возила, преносиви локатори, итд.), где је често потребан и рад у радио-тишини, и где је мобилност и компактност у првом плану, супер-резулционе методе су практично неупотребљиве. Додатно, оне нису примењиве у случају корелисаних сигнала, на пример радарских ехо сигнала.

Насупрот супер-резулционим методама, класичне методе се могу лако уклопити у габаритно захтевне апликације, нудећи у реалном времену вишеканалну детекцију и фреквенцијску класификацију, са пристојном DOA проценом. Као илустрација наведени су неки захтеви за тачност процене угла за веома важну DOA опрему:

- 1) системи за рано дојављивање у којима се типично специфицира тачност од  $\pm 5^\circ$ ,
- 2) радарски ометачи и анти-радиационе ракете - азимутна RMS прецизност од  $2^\circ$  значи да ће 99,7 % мерења бити унутар  $12^\circ$  сектора. Ово је довољно прецизно да би се ометач могао усмерити према емитору, или за лансирање анти-радиационог пројектила [73].

# 4. Одређивање правца

DF технике попут Watson Watt, пасивног интерферометра и псеудо-Doppler су превасходно намењене за рад у *HF*, *VHF* и *UHF* опсезима, док је монопулсни радарски метод, погодан и за примене у осталим радарским опсезима (*L*, *S*, *C*, *X*, *K<sub>u</sub>*, *K*, *K<sub>a</sub>*, *V*, *W* и *G*). У поглављу 3.1.4, приказан је монопулсни радарски метод, који комбиновањем четири антенска елемента, подједнако квалитетно одређује азимут и елевацију пријемног сигнала. За случај, када су пријемник и зрачећи елемент у истој равни  $\theta=0^\circ$ , број потребних антенских елемента, може се редуковати на два. Принцип монопулсног метода, састоји се од формирања једнозначне везе између правца DOA и неког од метода поређења амплитуда и/или фаза сигнала [74].

- 1) Код амплитудских поређења, одређивање позиције, детерминисано је мерењем амплитуда пријемног сигнала по различитим антенским елементима и формирањем неког од типова поређења.
- 2) Формирање фазног поређења је засновано на пријему сигнала преко два фазна центра, тако да је информација о правцу садржана у релативној фази сигнала примљених по просторно удаљеним усмереним антенским елементима.

Осим параметара радио сигнала, таласни облик, фреквенцијски опсег и домет, на одабир метода утичу и параметри средине експлоатисања, као што су се присуство рефлексија, пропагација сигнала по више путања, фединг, ефекат купловања антена и сл. У даљем тексту анализирана су амплитудска поређења погодна за имплементацију у широкопојасном микроталасном опсегу великог домета.

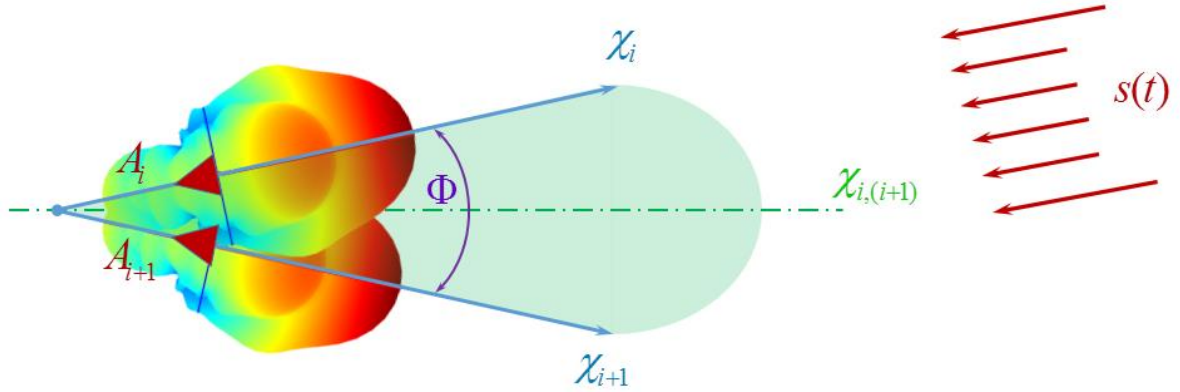
## 4.1. Принципи одређивања правца

### 4.1.1. Поређење амплитуда

Све DF технике се базирају на некој врсти амплитудског и/или фазног поређења антенских сигнала. Због техника пријема сигнала само амплитудска или фазна поређења

нису егзактна, па се амплитудским и фазним поређењем формирају се егзактни методи, којима се недостаци једног поређења коригују другим.

Двочлани антенски низ, састављен од усмерених антенских елемената, приказан је на Слици 4.1.



Слика 4.1. Двочлани антенски низ чије осе видокруга заклапају угао  $\Phi$

Антенски елементи  $A_i$  и  $A_{i+1}$  су просторно постављени на кружници, чији је центар пресек њихових оса видокруга. Видокруг тако формираног антенског низа је простор између оса видокруга појединачних антенских елемената и дефинисан је углом  $\Phi$  које оне образују, где је  $0 < \Phi < 180^\circ$ . Ширина угла  $\Phi$  је значајан геометријски параметар антенског низа и има утицаја на тачност метода. У овом поглављу, представљени су типови детекције и анализа предности и мана разлике, збира и количника, као основа поређења у DF методама при оптималној ширини угла  $\Phi$ . Утицај и оптимизација ширине угла  $\Phi$ , посебно су обрађени у поглављу 7.

У зависности од имплементације разликује се много типова поређења односа амплитуда и разлика фаза. Најзаступљенији облик поређења амплитуда је „нормализација“ разлике примљених сигнала, њиховим збиром. Поређење „нормализацијом“ дато је као однос (количник)  $\rho_{i,i+1}$  разлике  $\delta_{i,i+1}$  и збира  $\sigma_{i,i+1}$  амплитуда примљених сигнала, што је дато формулом (4.1) [63]:

$$\rho_{i,i+1} = \frac{|\delta_{i,i+1}|}{|\sigma_{i,i+1}|}, \quad (4.1)$$

где је  $i$  индекс антенског елемента. Збир  $\sigma_{i,i+1}$  и разлика  $\delta_{i,i+1}$  примљених сигнала, дати су следећим формулама (4.2) и (4.3):

$$\sigma_{i,i+1} = s_i + s_{i+1} \quad (4.2)$$

$$\delta_{i,i+1} = s_i - s_{i+1} \quad (4.3)$$

где су  $s_i$  и  $s_{i+1}$  сигнали примљени на антенама  $A_i$  и збира  $A_{i+1}$  респективно.

Збир  $\sigma_{i,i+1}$  и разлику  $\delta_{i,i+1}$ , генеришу се хардверски, употребом компаратора, приказаних на Слици 3.9. Хардверско генерисање ових величина, доприноси ефикасности метода

поређења, али и значајно повећава габарите и цену имплементације. Смањење габарита и цене имплементације, уз задржавање ефикасности метода поређења, може се остварити разликом логаритама амплитуда примљених сигнала. Разлика логаритама примљених сигнала дата је формулом (4.4) [63]:

$$\delta_{i,i+1} = \log |s_i| - \log |s_{i+1}| = \log \frac{|s_i|}{|s_{i+1}|}. \quad (4.4)$$

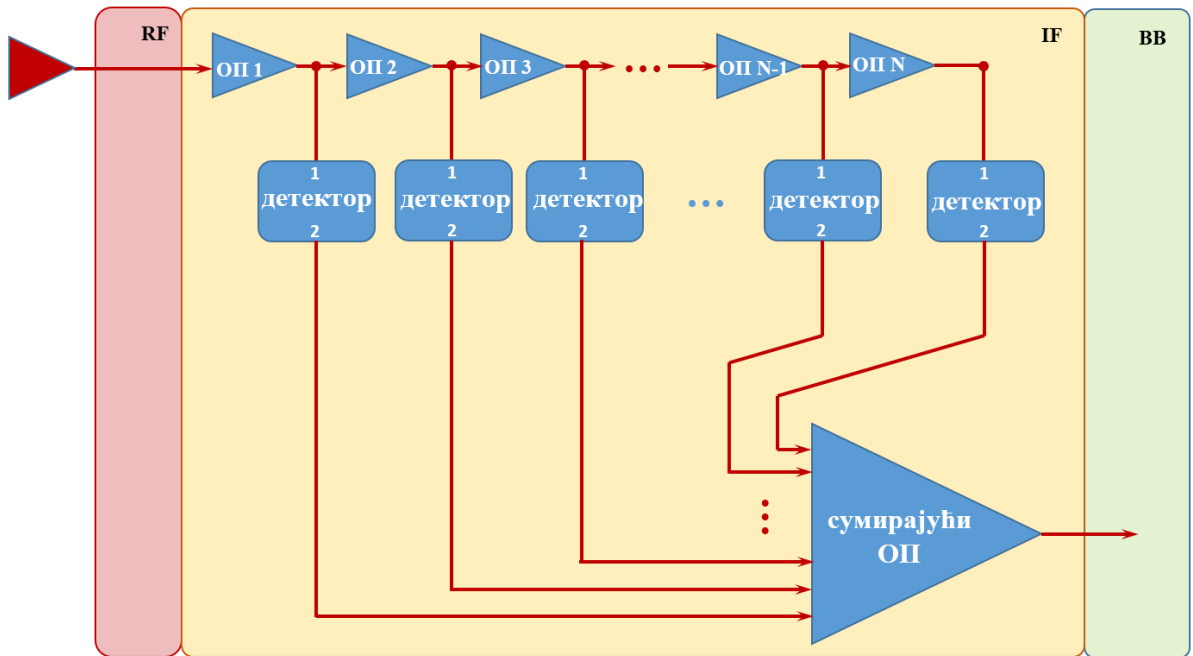
Постоје и варијације метода поређења „нормализацијом“, када се формирају, збир и разлика збира  $\sigma_{i,i+1}$  и разлика  $\delta_{i,i+1}$  било у реалној  $\sigma_{i,i+1} \pm \delta_{i,i+1}$  или комплексној форми  $\sigma_{i,i+1} \pm j\delta_{i,i+1}$ . Осим што смањују ефикасност, не доприносе ни смањењу габарита и цене.

Поменути облици поређења код монопулсног метода, подразумевају да су сигнали детектовани на различитим антенским елементима у фази, што није случај јер се разликују дужине пређеног пута од зрачећег елемента до пријемних антена. Апроксимација да су сигнали скоро у фази је основана, кад се ради о извору зрачења у далеком пољу пријемних антена. Егзактни метод поређења амплитуда, експлоатише осим амплитудске и фазну детекцију, зарад прорачуна егзактног односа разлике и збира примљених сигнала. Значај егзактног метода је теоријског типа, јер са практичног становишта, корекција у прорачуну односа је мања од нивоа шума на пријему.

## 4.1.2. Амплитудска детекција

Процес амплитудске детекције, започиње након демодулације пријемног RF радио (енг. radio frequency) сигнала, детекцијом енvelope међуфреквентног IF (енг. intermediate frequency) сигнала, типично, логаритамским детектором. Иако је за могуће користити само директни IF амплитудски детектор са широкопојасним операционим појачавачем, логаритамски детектори су заступљенији, јер обезбеђују једноставан дизајн, већи пропусни и динамички опсег. Коначно, сам чин формирање поређења и процена DOA на основу њега, процесирају се у основном опсегу BB (енг. base band).

Постоје различите варијанте логаритамских појачавача али су све базиране на примени нелинеарне компоненте или у директној или у повратној грани. Типична конфигурација логаритамског IF детектора, састоји се од више нивоа каскадне детекције IF операционим појачавачима и финалним сумирањем појединачних излаза са свих нивоа. Сваки ниво има посебно дефинисано одсецање сигнала, тако да се преносна карактеристика детектора може посматрати као линеарна апроксимација логаритамске карактеристике са заобљеним прелазима између сегмената. Сходно томе, боља апроксимација добија се повећањем броја нивоа [74]. На Слици 4.2. приказана је блок шема типичног IF логаритамског амплитудског детектора.



Слика 4.2. Блок шема логаритамског амплитудског детектора

## 4.2. Методи одређивања правца

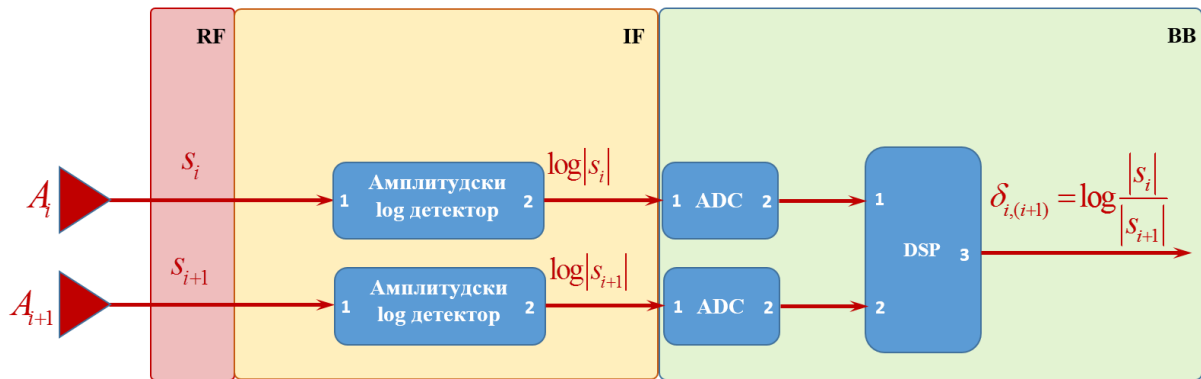
### 4.2.1. Метод поређења разликом логаритама амплитуда

Осим што логаритамски детектор у односу на директни амплитудски детектор гарантује равнију карактеристику и већи пропусни опсег, логаритамска преносна функција детектора погодна је имплементацију поређења датог формулом (4.4). Сигнали  $s_i$  и  $s_{i+1}$  са одговарајућих антенских елемената  $A_i$  и  $A_{i+1}$  доводе се директно на логаритамске амплитудске детекторе. На излазу детектора формирају се логаритми амплитуда одговарајућих сигнала  $\log|s_i|$  и  $\log|s_{i+1}|$ , чија разлика је основ поређења. На Сlici 4.3. приказана је једна блок шема, метода поређења разликом амплитуда (МПРА) улазних сигнала, где се разлика формира дигиталним процесором сигнала.

Ефективна снага пријемне антене  $P_{ERP}$ , слично предајној антени (2.11), дата је формулом (4.5) у функција примљене снаге  $P_r$  [16]:

$$P_{ERP} = G(\varphi, \theta)P_r. \quad (4.5)$$

где је  $P_r = |s|^2 / Z_R$ ,  $|s|$  амплитуда примљеног сигнала и  $Z_R$  импеданса антене.



Слика 4.3. Блок шема поређења разликом логаритама амплитуда улазних сигнала

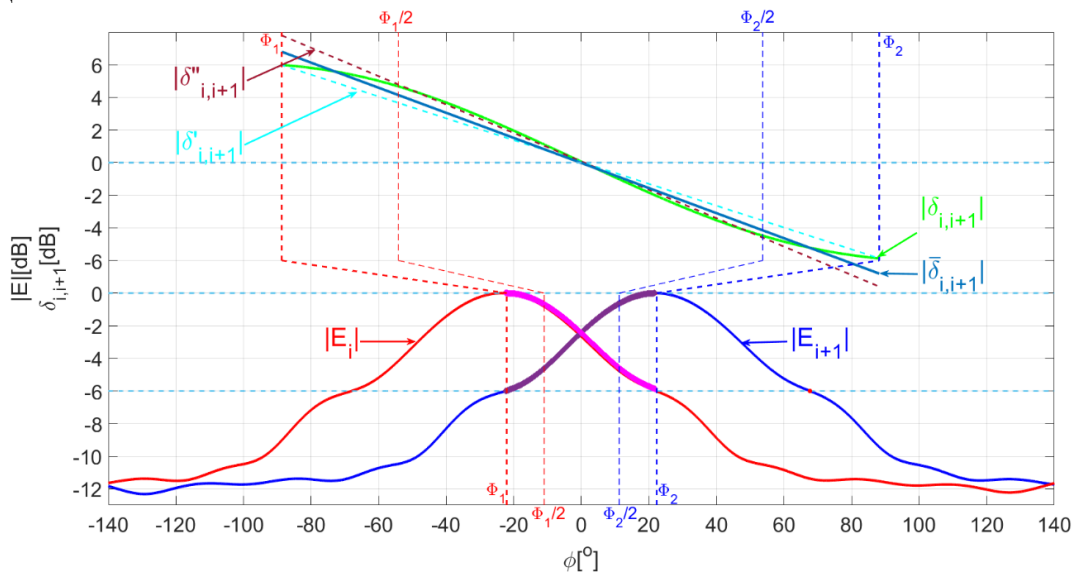
На основу (4.5) и (2.10), показује се да је однос амплитуда сигнала елемената двочланог антенског низа, једнака логаритамској разлици њихових електричних поља што је дато следећом формулом (4.6):

$$\frac{|s_i|}{|s_{i+1}|} = \frac{|E_i|}{|E_{i+1}|}. \quad (4.6)$$

па се формула (4.4), може записати и као (4.7):

$$\delta_{i,i+1} = \log|E_i| - \log|E_{i+1}| = \log \frac{|E_i|}{|E_{i+1}|}. \quad (4.7)$$

Нормализовани дијаграми зрачења  $|E_i|$  и  $|E_{i+1}|$  у dB, два усмерена антенска елемента  $A_i$  и  $A_{i+1}$ , као и разлика њихових логаритама  $\delta_{i,(i+1)}$ , дата формулом (4.7), приказани су на Слици 4.4.



Слика 4.4. Нормализовани дијаграми зрачења у dB, два антенска елемента и њихова логаритамска разлика

Осе видокруга  $\chi_i$  и  $\chi_{i+1}$  усмерених антена постављене су тако да међусобно заклапају угао  $\Phi$ , као што је приказано на Слици 4.1. Ако се за границу корисних опсега видокруга антена, постави стандардни услов 3dB, тада се оперативни динамички опсег разлике логаритама амплитуда  $\Delta_{i,i+1}$  може записати формулом (4.8):

$$\Delta_{i,i+1} = \delta_{i,i+1}(\Phi_1) - \delta_{i,i+1}(\Phi_2) = \left[ |E_i| - |E_{i+1}| \right]_{\phi=\Phi_1} - \left[ |E_i| - |E_{i+1}| \right]_{\phi=\Phi_2} \quad (4.8)$$

Карактеристика криве разлике логаритама сигнала  $\delta_{i,(i+1)}$ , у корисном опсегу углова у видокругу антенског низа од два елемента  $\phi \in (\Phi_1, \Phi_2)$ , је да се може апроксимирати са једним линеарним сегментом  $\delta'_{i,(i+1)}$ . Линеарна апроксимација карактеристике разлике се може записати, једначином праве кроз две тачке, и дата је формулом (4.9):

$$\delta'_{i,(i+1)}(\phi) = \frac{\delta_{i,i+1}(\Phi_2) - \delta_{i,i+1}(\Phi_1)}{\Phi_2 - \Phi_1} \phi + \frac{\delta_{i,i+1}(\Phi_2)\Phi_1 - \delta_{i,i+1}(\Phi_1)\Phi_2}{\Phi_2 - \Phi_1}, \quad (4.9)$$

где је  $\phi \in (\Phi_1, \Phi_2)$ .

Карактеристика криве разлике логаритама сигнала  $\delta_{i,(i+1)}$ , у корисном опсегу углова у централном делу видокруга антенског низа од два елемента  $\phi \in (\Phi_1/2, \Phi_2/2)$ , је изразито линеарна. Апроксимација линеарним сегментом  $\delta''_{i,(i+1)}$ , који фаворизује, управо, тај део оригиналне криве разлике логаритама сигнала  $\delta_{i,(i+1)}$ , дат је формулом (4.10):

$$\delta''_{i,(i+1)}(\phi) = 2 \frac{\delta_{i,i+1}(\Phi_2/2) - \delta_{i,i+1}(\Phi_1/2)}{\Phi_2 - \Phi_1} \phi + \frac{\delta_{i,i+1}(\Phi_2/2)\Phi_1 - \delta_{i,i+1}(\Phi_1/2)\Phi_2}{\Phi_2 - \Phi_1}, \quad (4.10)$$

где су  $\phi \in (\Phi_1, \Phi_2)$ .

Апроксимација криве разлике логаритама сигнала  $\delta'_{i,(i+1)}$ , поклапа се са оригиналном кривом разлике  $\delta_{i,(i+1)}$  само у крајњим и централној тачки, док у остатку корисног опсега, одступа мање или више. Линеарним сегмент  $\delta''_{i,(i+1)}$ , квалитетније апроксимира оригиналну криву разлике логаритама  $\delta_{i,(i+1)}$  у централном делу опсега, док са приближавањем крајњим тачкама опсега, грешка расте. Апроксимација криве разлике  $\bar{\delta}_{i,(i+1)}$ , која прави компромис одступања апроксимација  $\delta'_{i,(i+1)}$  и  $\delta''_{i,(i+1)}$ , од оригиналне криве разлике  $\delta_{i,(i+1)}$ , дата је следећом формулом (4.11):

$$\bar{\delta}_{i,(i+1)}(\phi) = \frac{\bar{\Delta}_2 - \bar{\Delta}_1}{\Phi_2 - \Phi_1} \phi + \frac{\bar{\Delta}_2\Phi_1 - \bar{\Delta}_1\Phi_2}{\Phi_2 - \Phi_1}, \quad (4.11)$$

где су  $\phi \in (\Phi_1, \Phi_2)$ ,  $\bar{\Delta}_1 = \left( \delta'_{i,(i+1)} + \delta''_{i,(i+1)} \right)_{\phi=\Phi_1} / 2$  и  $\bar{\Delta}_2 = \left( \delta'_{i,(i+1)} + \delta''_{i,(i+1)} \right)_{\phi=\Phi_2} / 2$ . На тај начин, естимација азимута  $\hat{\phi}$  методом МПРА, могуће је остварити формулом (4.12):



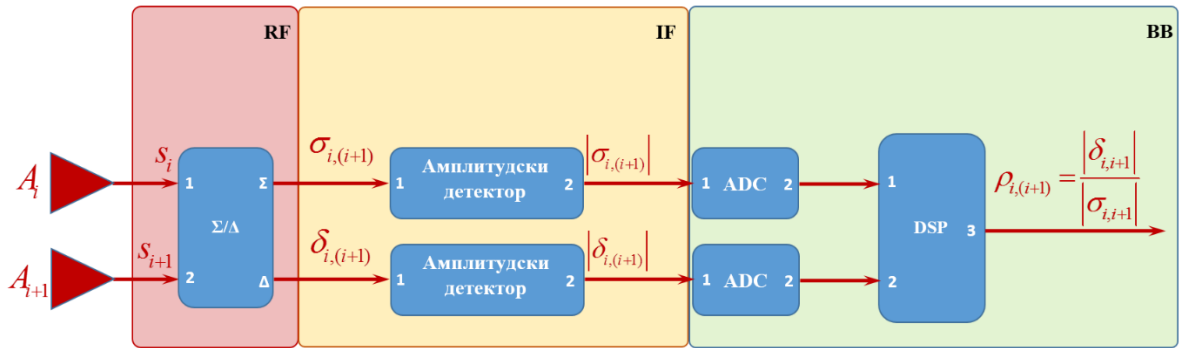
$$\hat{\phi} = \frac{1}{\bar{\Delta}_2 - \bar{\Delta}_1} \bar{\delta}_{i,(i+1)} + \frac{\bar{\Delta}_1 \bar{\Phi}_2 - \bar{\Delta}_2 \bar{\Phi}_1}{\bar{\Delta}_2 - \bar{\Delta}_1}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, N, \quad (4.12)$$

где је  $N$  укупан број антенских елемената, дат формулом (4.13):

$$N = \frac{360^\circ}{\Phi}. \quad (4.13)$$

## 4.2.2. Метод поређења „нормализацијом“ амплитуда

Амплитудски метод поређења „нормализацијом“, пореди амплитуде разлике и збира улазних RF сигнала, генерисаних микроталасним компаратором. Детекција сигнала разлике и збира улазних сигнала, може бити директним амплитудским детектором, као што је приказано на Сlici 4.5. или применом логаритамског амплитудског детектора. Превасходно због већег динамичког опсега детекције, логаритамски детектори су употребљиви и за ову примену, али због логаритамске природе излаза захтевају додатно процесирање у дигиталном домену, што их у овом случају чини непогодним за примене у реалном времену.



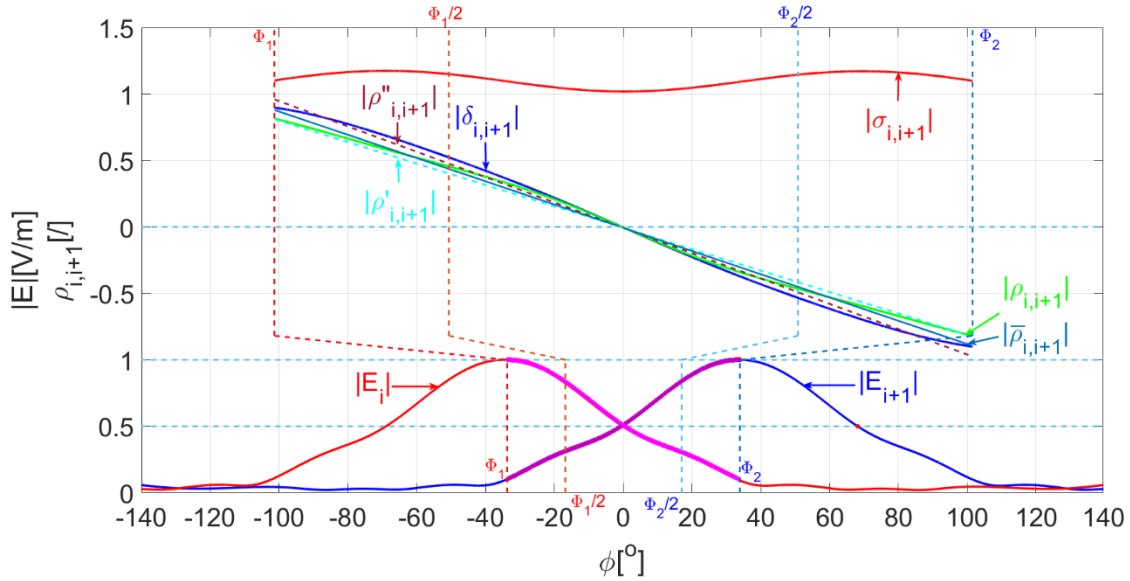
Слика 4.5. Дијаграми зрачења двеју усмерених антена и њихов количник разлике и збира

Сигнали  $s_i$  и  $s_{i+1}$  са одговарајућих антенских елемената  $A_i$  и  $A_{i+1}$  доводе се на компаратор, чиме се формирају RF сигнали збира  $\sigma_{i,i+1}$  и разлике  $\delta_{i,i+1}$  улазних сигнала. У случају директног детектора улаз за дигитални процесор сигнала представљају амплитуде сигнала збира  $|\sigma_{i,i+1}|$  и разлике  $|\delta_{i,i+1}|$ , док у случају логаритамско детектора то су, логаритми амплитуда одговарајућих сигнала  $\log|\sigma_{i,i+1}|$  и  $\log|\delta_{i,i+1}|$  из којих се добијају процесирањем  $|\sigma_{i,i+1}|$  и  $|\delta_{i,i+1}|$ .

Основним алгебарским трансформацијама и заменом (4.6) у формуле (4.2) и (4.3), формула поређења „нормализацијом“ (4.1) се може трансформисати у формулу (4.14):

$$\rho_{i,i+1} = \frac{|\delta_{i,i+1}|}{|\sigma_{i,i+1}|} = \frac{|s_i - s_{i+1}|}{|s_i + s_{i+1}|} = \frac{|E_i - E_{i+1}|}{|E_i + E_{i+1}|}. \quad (4.14)$$

Нормализовани дијаграми зрачења  $|E_i|$  и  $|E_{i+1}|$ , два усмерена антенска елемента  $A_i$  и  $A_{i+1}$ , као њихови збир  $\sigma_{i,i+1}^E$ , разлика  $\delta_{i,i+1}^E$  и количник разлике и збира  $\rho_{i,i+1}$ , дат формулом (4.14), приказани су на Слици 4.6.



**Слика 4.6.** Нормализовани дијаграми зрачења два антенска елемента и количник њихове разлике и збира

Осе видокруга  $\chi_i$  и  $\chi_{i+1}$  усмерених антена постављене су тако да међусобно заклапају угао  $\Phi$ , као што је приказано на Слици 4.1. Ако се за границу корисних опсега видокруга антена, постави стандардни услов  $-3\text{dB}$ , тј. опадања на половину максималног поља  $E_{\text{max}}$ , тада се оперативни динамички опсег разлике  $P_{i,i+1}$  може записати формулом (4.8):

$$P_{i,i+1} = \rho_{i,i+1}(\Phi_1) - \rho_{i,i+1}(\Phi_2) = \left[ |E_i| - |E_{i+1}| \right]_{\phi=\Phi_1} - \left[ |E_i| - |E_{i+1}| \right]_{\phi=\Phi_2} \quad (4.15)$$

Карактеристика количника разлике и збира примљених сигнала  $\rho_{i,(i+1)}$ , дата на Слици 4.6, у корисном опсегу углова у видокругу антенског низа од два елемента  $\phi \in (\Phi_1, \Phi_2)$ , је по облику слична карактеристици разлике логаритама амплитуда  $\delta_{i,i+1}$ , приказаној на Слици 4.4. Сходно томе, апроксимације  $\rho'_{i,(i+1)}$ ,  $\rho''_{i,(i+1)}$  и  $\bar{\rho}_{i,(i+1)}$  карактеристике разлике  $\rho_{i,(i+1)}$ , на основу формула (4.9)-(4.11), дате су формулама (4.16)-(4.18):

$$\rho'_{i,(i+1)}(\phi) = \frac{\rho_{i,i+1}(\Phi_2) - \rho_{i,i+1}(\Phi_1)}{\Phi_2 - \Phi_1} \phi + \frac{\rho_{i,i+1}(\Phi_2)\Phi_1 - \rho_{i,i+1}(\Phi_1)\Phi_2}{\Phi_2 - \Phi_1}, \quad (4.16)$$

$$\rho_{i,(i+1)}''(\phi) = 2 \frac{\rho_{i,i+1}(\Phi_2/2) - \rho_{i,i+1}(\Phi_1/2)}{\Phi_2 - \Phi_1} \phi + \frac{\rho_{i,i+1}(\Phi_2/2)\Phi_1 - \rho_{i,i+1}(\Phi_1/2)\Phi_2}{\Phi_2 - \Phi_1}, \quad (4.17)$$

$$\bar{\rho}_{i,(i+1)}(\phi) = \frac{\bar{P}_2 - \bar{P}_1}{\Phi_2 - \Phi_1} \phi + \frac{\bar{P}_2\Phi_1 - \bar{P}_1\Phi_2}{\Phi_2 - \Phi_1}, \quad (4.18)$$

где су  $\phi \in (\Phi_1, \Phi_2)$ ,  $\bar{P}_1 = (\rho'_{i,(i+1)} + \rho''_{i,(i+1)})_{\phi=\Phi_1} / 2$  и  $\bar{P}_2 = (\rho'_{i,(i+1)} + \rho''_{i,(i+1)})_{\phi=\Phi_2} / 2$ . На тај начин, естимација азимута  $\hat{\phi}$  методом МПРА, могуће је остварити формулом (4.19):

$$\hat{\phi} = \frac{1}{\bar{P}_2 - \bar{P}_1} \bar{\rho}_{i,(i+1)} + \frac{\bar{P}_1\Phi_2 - \bar{P}_2\Phi_1}{\bar{P}_2 - \bar{P}_1}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, N, \quad (4.19)$$

где је  $N$  укупан број антенских елемената, дат формулом (4.13).

### 4.2.3. Егзактни метод

Дијаграми зрачења антенских елемената  $E_i$  и  $E_{i+1}$ , а самим тим сигнали  $s_i$ ,  $s_{i+1}$  и њихов збир  $\sigma_{i,(i+1)}$  и разлика  $\delta_{i,(i+1)}$  су по природи комплексне величине. Зато за егзактан прорачун основних амплитудски поређења, потребно је сигнале, њихов збир, разлику и количник разлике и збира, посматрати како комплексне, као што је то дато формулама (4.20)-(4.23) :

$$s_i = |s_i| e^{j\Omega_i} \quad (4.20)$$

$$s_{i+1} = |s_{i+1}| e^{j\Omega_{i+1}} \quad (4.21)$$

$$\sigma_{i,(i+1)} = |\sigma_{i,(i+1)}| e^{j\Omega_\sigma} \quad (4.22)$$

$$\delta_{i,(i+1)} = |\delta_{i,(i+1)}| e^{j\Omega_\delta} \quad (4.23)$$

где су  $\Omega_i$ ,  $\Omega_{i+1}$ ,  $\Omega_\sigma$ ,  $\Omega_\delta$  и  $\Omega_\rho$  релативни фазни углови функција одговарајућих сигнала, њиховог збира, разлике и количника у односу на референтни фазни угао, тако да важе следеће формуле (4.24) и (4.25):

$$\Omega_{i,i+1} = \Omega_i - \Omega_{i+1} \quad (4.24)$$

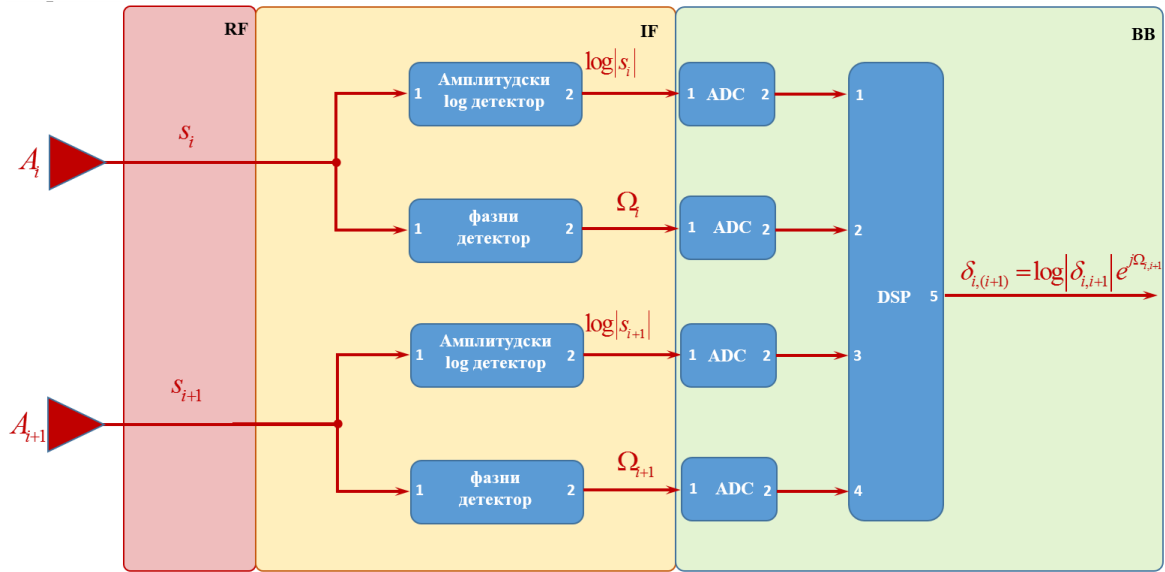
$$\Omega_\rho = \Omega_\delta - \Omega_\sigma \quad (4.25)$$

Тада се разлика логаритама амплитуда и количник разлике и збира улазних сигнала могу записати формулама (4.26) и (4.27) [63]:

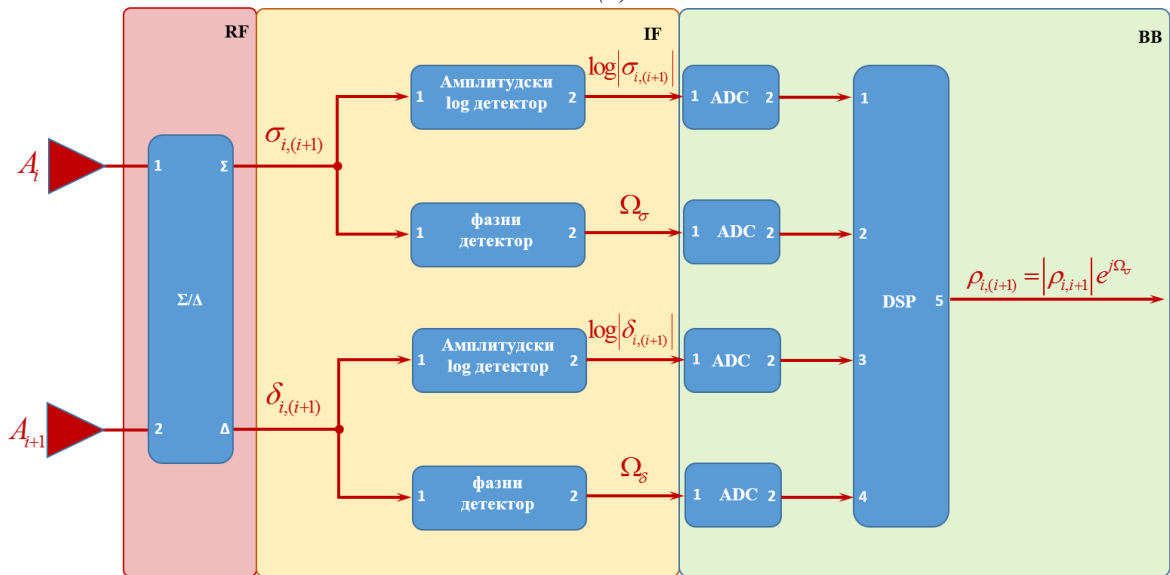
$$\delta_{i,i+1} = \log |s_i| e^{j\Omega_i} - \log |s_{i+1}| e^{j\Omega_{i+1}} = \log \frac{|s_{i+1}|}{|s_i|} e^{j\Omega_{i,j+1}} \quad (4.26)$$

$$\rho_{i,(i+1)} = \frac{\delta_{i,(i+1)}}{\sigma_{i,(i+1)}} = \frac{|\delta_{i,(i+1)}|}{|\sigma_{i,(i+1)}|} e^{j\Omega_p} \quad (4.27)$$

Блок шема егзактног поређења разликом логаритама амплитуда улазних сигнала приказан је на Слици 4.7 (а), док је блок шема егзактног поређења „нормализацијом“ дата на Слици 4.7 (б).



(а)



(б)

Слика 4.7. Блок шема егзактног метода (поређење фаза и амплитуда)

(а) поређењем логаритама амплитуда

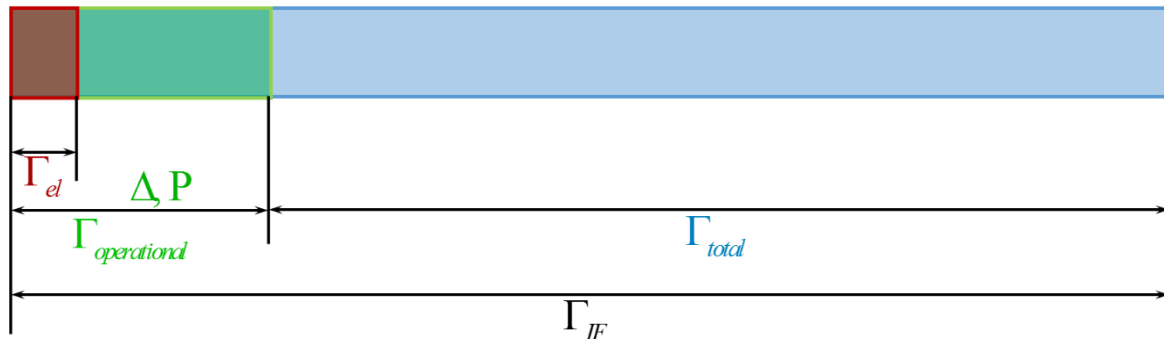
(б) „нормализацијом“

Са теоријског становишта, егзактни метод је квалитетнији приступ од амплитудских метода описаних у 4.2.2, док са становишта имплементације, резултати нису нужно бољи због несавршености имплементације, као што су на пример, неусаглашеност позиција антена, коначност оперативног динамичког опсега, шум детекције, итд. При том, у случају егзактног метода, комплексност детектора и комплексност софтверског процесирања значајно расте, што ограничава могућности примене у реалном времену.

### 4.3. Амплитудски оперативни динамички опсег

Амплитудски динамички опсег IF логаритамског детектора  $\Gamma_{IF}$ , дефинише хардверска ограничења и дефинише максимали домет DF-а. Амплитудски оперативни динамички опсег  $\Gamma_{operational} \in \{\Delta_{i,i+1}, P_{i,i+1}\}$ , дефинише се као неопходна маргина за имплементацију метода поређења. На тај начин, укупни амплитудски динамички опсег  $\Gamma_{total}$  је динамички опсег IF логаритамског детектора, нарушен за величину неопходног оперативног динамичког опсега, као што је дато формулом (4.28):

$$\Gamma_{total} = \Gamma_{IF} - \Gamma_{operational} \quad (4.28)$$



Слика 4.8. Динамички опсег детектора и оперативни динамички опсег

Динамички опсег IF логаритамског детектора, оперативни динамички опсег, као и укупни динамички опсег приказани су на Сlici 4.8. Са теоријског становишта мања величина динамичког опсега има предност, јер мање утиче на комплетни динамички опсег детектора. Са становишта имплементације мањи динамички опсег представља недостатак, због присуства електричног шума, чиме се нарушава квалитет динамичког опсега. Под претпоставком да је електрични шум константа, повећањем оперативног динамичког опсега, његов утицај се смањује, чиме се директно утиче на повећање тачности DF-а. Маргина неопходна за неометано функционисање DF-а  $\mu_{\Gamma}$ , може се представити као однос оперативног опсега и опсега у коме се налази електрични шум  $\Gamma_{el}$ , као што је дато формулом (4.29):

$$\mu_{\Gamma} = \frac{\Gamma_{operational}}{\Gamma_{el}} [\%] \quad (4.29)$$

Типично се дефинише да је маргина неопходна за неометано функционисање DF-а  $\mu_T > 10\%$ . Заменом (4.29) у (4.28) добија се да је укупни динамички опсег (4.30):

$$\Gamma_{total} = \Gamma_{IF} - \mu_T \Gamma_{el} \quad (4.30)$$

Блок шема са Сlike 4.3. омогућава високи степен ефикасности монопулсног метода чинећи га погодним за примене у реалном времену, али није једина реализација поређења разликом логаритама амплитуда сигнала. Комбиновањем формула (4.2) и (4.3) у (4.7) могуће је разлику логаритама амплитуда улазних сигнала  $\delta_{i,i+1}$  написати у следећом облику формулом (4.31):

$$\delta_{i,i+1} = \log \left| \frac{1 + \delta_{i,i+1}^* / \sigma_{i,i+1}^*}{1 - \delta_{i,i+1}^* / \sigma_{i,i+1}^*} \right|, \quad (4.31)$$

где су  $\sigma_{i,i+1}^*$  и  $\delta_{i,i+1}^*$ , збир и разлика улазних RF сигнала. У централном делу криве разлике, где је линеарност изражена, важи да је  $|\delta_{i,i+1}^* / \sigma_{i,i+1}^*| \ll 1$ , па се формула (4.31) у том опсегу може апроксимирати са формулом (4.32):

$$\delta_{i,i+1} = \log \frac{|s_i|}{|s_{i+1}|} \approx 2 \frac{\delta_{i,i+1}^*}{\sigma_{i,i+1}^*}. \quad (4.32)$$

На основу (4.32), могуће је закључити, да је карактеристика криве разлике логаритама амплитуда, за исти сет антенских елемената, има дупло већу резолуцију динамичког опсега  $R_T$ . Резолуција динамичког опсега  $R_T$  се дефинише као однос оперативног опсега  $\Gamma_{operational}$  и видокруга антенског низа  $\phi$  по јединици приказа, што је дато формулом (4.33):

$$R_T = \frac{\Gamma_{operational}}{\frac{\phi}{R_\phi}}. \quad (4.33)$$

У Табели 4.1. упоредно су приказани утицај електричног шума, оперативни динамички опсег, укупни динамички опсег и резолуција у степенима, за јединични приказ азимута од  $R_\phi = 1^\circ$  за покривеност целог видокруга  $\phi = 360^\circ$ .

**Табела 4.1.** Упоредне карактеристике разлике логаритама амплитуда и „нормализације“ као метода поређења

Величина	Разлика	Нормализација
$\Gamma_{operational}$	6 dB	$\approx 3$ dB
$\Gamma_{total}$	$\Gamma_{IF} - 6$ dB	$\approx (\Gamma_{IF} - 3)$ dB
$\Gamma_\omega$	6 dB / $360^\circ$	$\approx 3$ dB / $360^\circ$

# 5. Широкопојасна, вишеканална детекција

Разматрања DF техника и њихових метода, представљена су на примеру једног зрачећег елемента. Са практичног аспекта, реално је очекивати присуство више различитих зрачећих елемената у датом тренутку. Различитост може бити по просторној дислокацији, фреквенцији, снази и таласном облику сигнала [75].

Основни проблем, са којим DF треба да се избори, у присуству просторно дислоцираних циљева је разликовање блиских циљева. Суштински узрок овог проблема је што пријемник види суперпониран сигнал блиских циљева, и детектује га као један заједнички. Супер-резулционим методима, на основу Doppler помераја, и додатних информација о фреквенцији, фази и таласном облику сигнала, маргина разликовања блиских циљева се знатно поправља [70].

У случају класичних метода, нарочито монопулсних [63], решење датог проблема је вишеканална детекција. Применом вишеканалне детекције остварује се могућност потпуног разликовања бесконачно блиских циљева различитих фреквенција. Са друге стране, вишеканална детекција не решава проблем разликовања блиских циљева на истој фреквенцији.

Још једна позитивна особина вишеканалне детекције, је фреквенцијска класификација циљева. Потпуна класификација подразумева осим фреквенције и информацију о таласном облику сигнала. Класификација циљева није примарна функција DF-ова, али им омогућује и примену у системима за праћење покретних циљева [76].

Сужавање ширине фреквенцијског опсега пријемних канала, повећава укупан број канала и подиже квалитет фреквенцијске класификације, али повећава и потребно време процесирања, као и комплексност хардвера. Како је пропусни фреквенцијски опсег DF детектора типично веома широк, а код DF-ова постоји основана потреба да рад у реалном времену, тако да је и број канала ограничен дефинисаним временом процесирања.

Ширина дијаграма зрачења антене, не би требала да се мења са повећањем радне фреквенције. Код ускопојасних антена, промена је незнатна и може се сматрати

константном у целом опсегу, док код широкопојасних антена, разлика у ширини дијаграма, на почетној и крајњој фреквенцији може бити осетна. У пракси, корекција дијаграма зрачења је могућа калибрацијом појачања сигнала са појединих антенских елемената, и вишеканалном детекцијом [77].

## 5.1. Ширина фреквенцијског опсега детекције DF-а

У зависности од примене DF-а, потребна ширина оперативног опсега антене, може бити веома велика. Широкопојасност DF-а, сагледана је кроз употребу широкопојасних антена и примену, типично, амплитудских детектора [18]. Једна особина широкопојасних антена је неуједначеност добитка и ширине дијаграма зрачења у целом фреквенцијском опсегу антене. На Слици 5.1. приказано је по неколико дијаграма зрачења у  $E$  и  $H$  равни широкопојасне, микроталасне хорн антене, на карактеристичним фреквенцијама, у целом оперативном опсегу од 11-15 GHz.

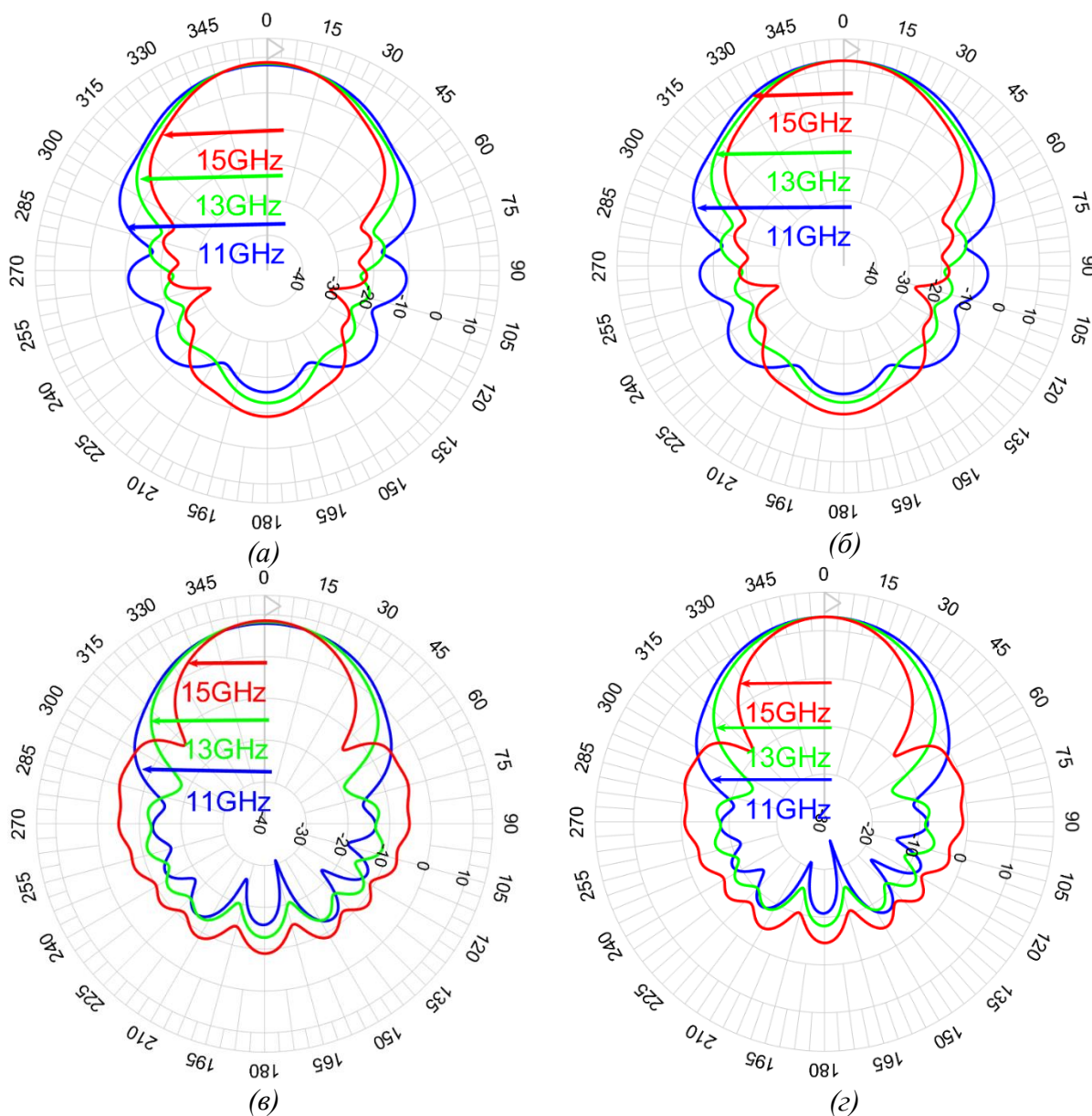
Изобличења дијаграма зрачења антена су конзистентна по свим правцима, чему сведоче прикази дијаграма зрачења у ортогоналним  $E$  и  $H$  равнима на Слици 5.1. (а) и (б). То значи да се са повећањем фреквенције, ширина дијаграма зрачења антене сужава, а добитак повећава. Иако су изобличења приметна, нису много изражена у корисном опсегу, ако се граница корисног опсега дефинише као половина максималне снаге (3 dB), и могуће их је ефикасно кориговати калибрацијом.

Фреквенцијска калибрација широкопојасних антена, састоји се из формирања референтне табеле поређења (енг. look-up table LU) са корекцијама дијаграма зрачења по свим каналима. Основни предуслов формирања овакве табеле је познавање информације о тренутној емитујућој фреквенцији зрачећег елемента, коју је могуће одредити вишеканалном детекцијом. Цео оперативни опсег фреквенција  $f_{DF}$ , може се поделити на  $K$  канала, опсега фреквенција  $(f_0 - f_{ch}/2, f_0 + f_{ch}/2)$ , где је  $f_0$  централна фреквенција канала, а  $f_{ch}$  ширина канала. Зависност броја канала и ширине канала дата је следећом формулом (5.1):

$$K = \frac{f_{DF}}{f_{ch}}. \quad (5.1)$$

Вишеканалном детекцијом се не одређује тачна емитујућа фреквенција  $f_e$ , већ само опсег у коме се она налази, тј. одговарајући канал  $(f_e - f_{ch}/2, f_e + f_{ch}/2)$ .



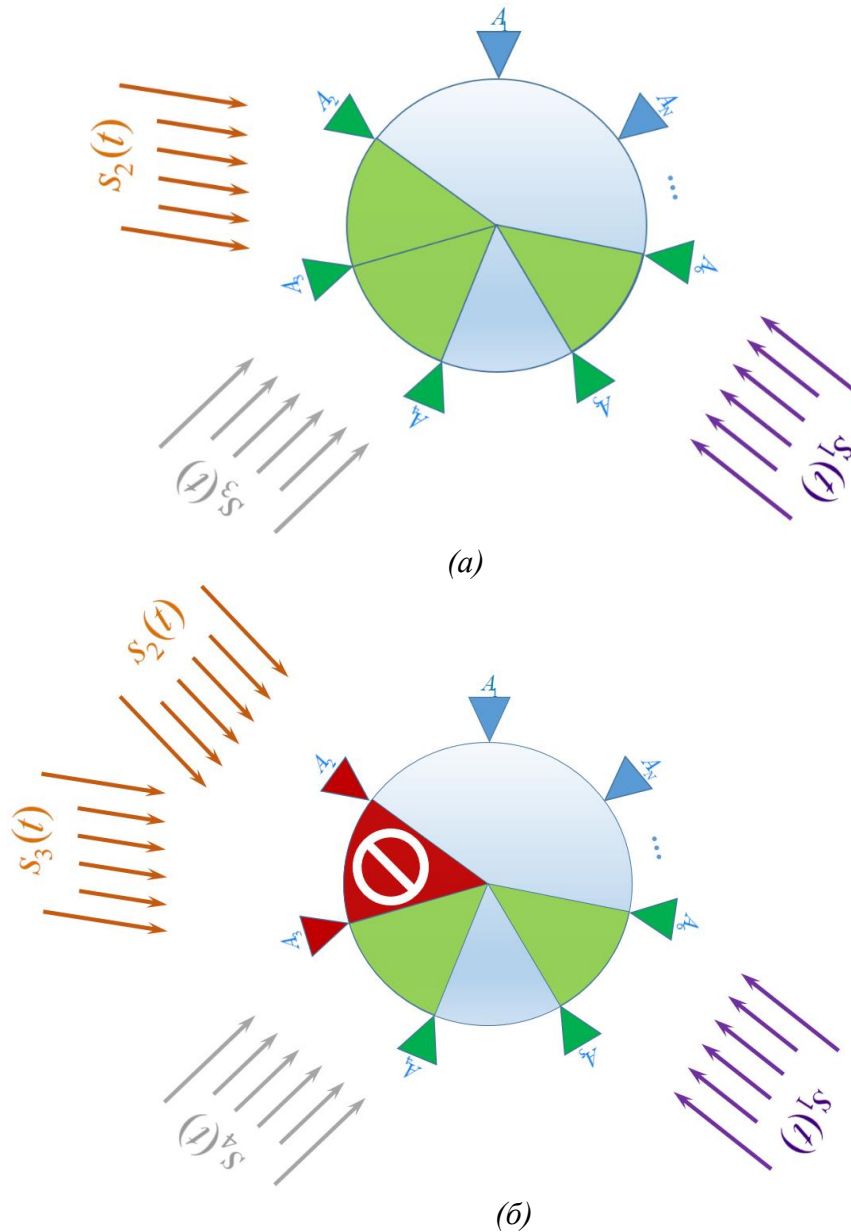


**Слика 5.1.** Оригинални и одговарајући усаглашени (калибрисани по амплитуди) дијаграми зрачења широкопојасне, микроталасне хорн антене оперативног опсега 11-15GHz

- (а) Оригинални дијаграми зрачења на 11 GHz, 13 GHz, 15 GHz у Е равни
- (б) Усаглашени дијаграми зрачења на 11 GHz, 13 GHz, 15 GHz у Е равни
- (в) Оригинални дијаграми зрачења на 11 GHz, 13 GHz, 15 GHz у Н равни
- (г) Усаглашени дијаграми зрачења на 11 GHz, 13 GHz, 15 GHz у Н равни

## 5.2. Проблем разликовања блиских зрачећих елемената

Као што је већ приказано, DF технике су углавном, формиране на неком виду антенског низа, састављеног из груписаних антенских елемената. Сама процена правца сигнала једног зрачећег елемента, активира само антенске елементе од интереса - антенске елементе у чијим видокрузима се налази сам зрачећи елемент, као што је приказано на Слици 5.2.



Слика 5.2. Проблем разликовања блиских циљева по углу

(a) Удаљени циљеви

(b) Блиски циљеви

Облик просторне дислокације неколико циљева, такав да не активира преклапања антенских елемента низа, не компромитује њихово разликовање. То значи да је могуће симултано одређивање праваца свих циљева несметано. Проблем разликовања блиских зрачећих елемената, настаје када се више елемента налазе у видокругу истог пријемног антенског елемента. Ефекат који се тиме постиже је суперпонирање електромагнетских таласа на пријему, па је резултат детектовани угао јединственог резултујућег правца. Са стратеског гледишта, то не мора да представља критичан проблем, јер је очигледно да циљеви имају сличан правац.

Манифестација проблема немогућности разликовања блиских циљева се разликује од технике до технике, али је у одређеној мери присутна код свих метода, при чему супер-резулционне методе поправљају маргине разликовања блиских циљева додатним процесирањем свих расположивих података о примљеном сигналу, као што су Doppler померај, фреквенција, фаза и таласни облик сигнала.

Уколико бесконачно блиски циљеви емитују сигнале на различитим фреквенцијама (каналима), вишеканална детекција, независно од имплементираног метода, пружа могућност потпуне сепарације. Та особна је од великог значаја када се узме у обзир да супер-резулциони методи само поправљају маргину, али не отклањају проблем у потпуности. Са друге стране, са становишта имплементације, због присуства шума детекције, већу угловну резолуцију од  $1^\circ$  скоро да није ни могуће остварити у пракси [73].

### **5.3. Класификација зрачећих елемената по фреквенцији**

Класификација зрачећих елемената представља систематизован приказ елемената на основу њихових карактеристика, које проистичу из основних параметара долазних сигнала. Зрачеће елементе је могуће класификовати по [1]-[9]:

- 1) удаљености долазног сигнала,
- 2) типу (фреквенцији и таласном облику долазног сигнала).

Процена удаљености детектованог зрачећег елемента, у случају активног DF-а реализује се на основу односа снага емитованог и примљеног сигнала. Активни DF емитује сигнал, који се потом рефлектује од објекта и враћа назад на пријем, што је довољно за процену удаљености. Код пасивних DF-ова, извор емитованог сигнала је зрачећи елемент, где снага емитованог сигнала генерално није позната. У том случају процена је могућа, ако се на основу других детектованих карактеристика пријемног сигнала препозна врста и тип извора зрачења, на пример модел нишанског радара ловачког авиона, а онда се на основу тога прочита снага зрачења из унапред меморисане базе података.

Класификација на основу фреквенције и таласног облика сигнала пружа информацију о типу емитованог сигнала, а индиректно и о снази који такав тип емитује, па је на тај начин могуће проценити и његову удаљеност. У случају детекције летећих циљева, улаз DF-ова су типично импулсно модулисани континуални таласни сигнали (енг. continuous wave, CW). Индекс модулације код импулсне ширинске модулације је типично  $< 10$ , док пауза између два фрејма CW сигнала, може бити и до пар ms.

Као што је речено, вишеканална детекција омогућује класификацију зрачећих елемената по фреквенцији. Комплетан фреквенцијски опсег једног DF-а дели се на уске канале, чије се процесирање обавља независно. Хардверска имплементација процесирања канала је у принципу нефлексибилна, релативно скупа, а може бити у потпуности симултана (паралелна), док је софтверска флексибилна и секвенцијална - извршава се у једном циклусу скенирања, тј. у једном евалуативном покушају естимације DOA.

Квалитет класификације по фреквенцији директно зависи и од броја канала - што је број канала већи то је прецизност процене фреквенције зрачећег елемента боља. Истовремено упоредо са повећањем броја канала цена реализације и време процесирања расту.

Одређивање таласног облика сигнала је захтева процесирање сигнала зрачећег елемента у временском домену. Анализом у временском домену одређује се тип модулације, док се информација о фреквенцији носиоца одређује вишеканалном детекцијом.

## 5.4. Ограничења вишеканалне детекције

Значај вишеканалне детекције, као што је претходно показано, је вишеструк. Омогућава корекцију дијаграма зрачења антена, чинећи их погодним за широкопојасну детекцију, као и фреквенцијско класификовање и разликовање блиских циљева по различитим фреквенцијским каналима.

Имплементација вишеканалне детекције, може бити чисто хардверске природе са једном антенном и  $K$  парова детектор-синтетизатор учестаности, тако да је сваки детектор подешен за потребе одговарајућег канала. Оваква имплементација је ефикасна, захваљујући паралелном процесирању канала, па је укупно време хардверског процесирања  $T_{HW}$ , једнако укупном времену процесирања једног канала  $T_{ch}$  (5.2):

$$T_{HW} = T_{ch}. \quad (5.2)$$

Цена таква изузетне ефикасности је сложеност хардвера, због неопходности детектора за сваки појединачни канал. Сходно томе, у пракси, оваква имплементација ретко налази примену код DF-ова са више канала.

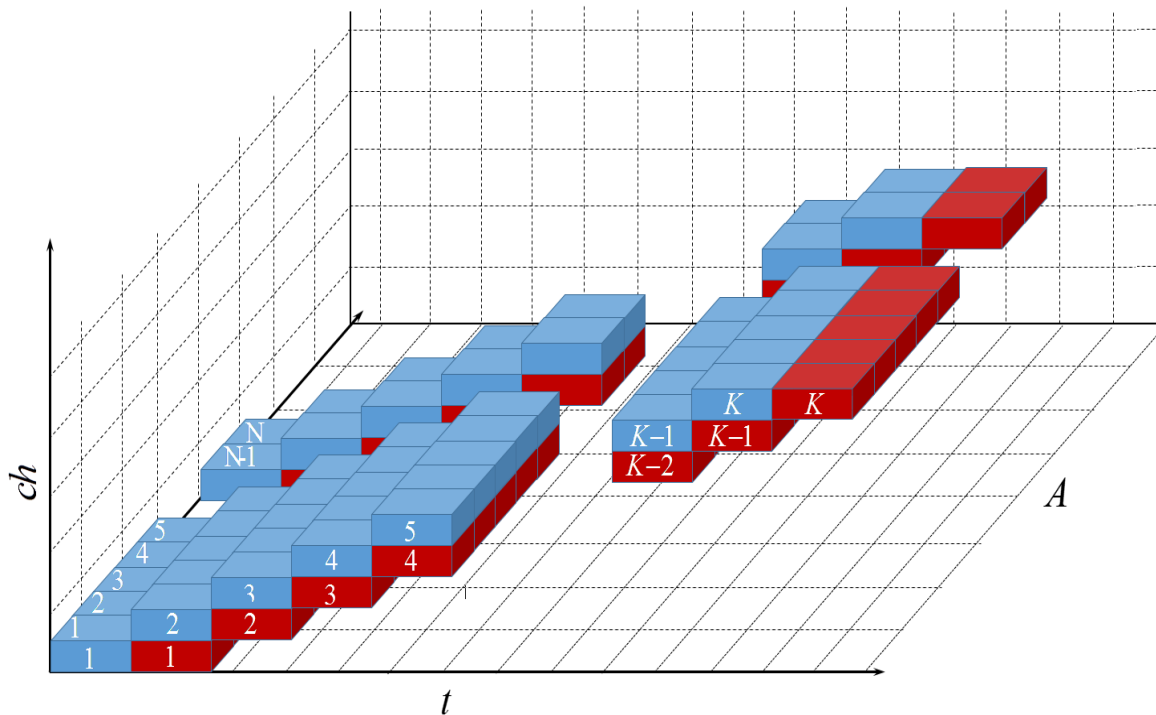
Типична имплементација вишеканалне детекције, базира се на једној антени и јединственим детектором и софтверски контролисаним синтетизатором учестаности.

Одликује је мања процесна ефикасност, али и мањи, једноставнији и јефтинији хардвер, флексибилност ширине и броја канала  $K$ .

Укупно време софтверског процесирања  $T_{sw}$  зависи од броја канала  $K$  и времена потребног за процесирање једног канала  $T_{ch}$  и дато је формулом (5.3):

$$T_{sw} = K \cdot T_{ch}. \quad (5.3)$$

Време потребно процесирања једног канала  $T_{ch}$  састоји се од времена за постављање канала  $T_{setup}$  (време потребно за стабилизацију учестаности PLL-а и DDS-а), времена потребног за извршење DF алгоритма поређења и времена за естимацију азимута  $T_{DF}$ . Време постављања канала је  $T_{setup}$  хардверски параметар и зависи искључиво од примењеног хардвера. Треба напоменути да  $T_{setup}$  постоји само у случају софтверске имплементације, те да је  $T_{setup} = 0 s$  у случају чисто хардверског решења.



Слика 5.3. Одзив канала и процесирање DF поређења

Очигледно је да софтверски контролисана вишеканална детекција, значајно више одузима процесорског времена па је за њену имплементацију у реалном времену неопходан ефикасан алгоритам естимације азимута. С обзиром да је  $T_{setup}$  хардверско ограничење, оптимални алгоритам би био онај, чије је време процесирања мање или једнако том ограничењу  $T_{ch} \leq T_{setup}$ . На тај начин могуће је остварити учешљавање

процесирања алгоритма и времена потребног за постављање канала, као што је приказано на Слици 5.3.

Када је задовољен услов  $T_{DF} \leq T_{setup}$ , једначину (5.3) могуће је записати у облику (5.4):

$$T_{SW} = K \cdot T_{setup} + T_{DF}. \quad (5.4)$$

Као што је приказано на Слици 5.3, за детекцију свих зрачећих елемената потребно је исти поступак поновити онолико пута колико има антенских елемената у низу. Код дистрибуираног процесирања елемената антенског низа, процесирање антенских елемената се остварује путем одговарајућих аутономних процесорских јединица, што омогућава паралелно процесирање. То значи да укупна времена извршавања иста као и код процесирања једног антенског елемента  $T_{HW}$  и  $T_{SW}$ . У случају централизованог процесирања елемената антенског низа, процесирање антенских елемената обавља централна процесорска јединица, што нужно значи секвенцијално процесирање. На тај начин, за рад у реалном времену, потребна је ефикасније процесирање антенских елемената, тако да буде испуњен услов  $N \cdot T_{DF} \leq T_{setup}$ .

# 6. Модификације критеријума оптималности елемената антенског низа

Историјски посматрано први DF методи намењени су VHF и UHF подручјима фреквенција. Са напретком технологије, и појавом зрачећих елемената у микроталасном подручју, фреквенцијски опсег DF-ова увелико прелази у то подручје.

Формирање једне DF технике, након дефиниције фреквенцијског опсега стандардно почиње дефинисањем типа антенског низа.

Технике базиране на омнидирекционим антенама, захтевају антене великих габарита, па су такви антенски низови типично статичког типа. За технике код којих се захтева компактност и мобилност, DF је могуће је остварити усмереним антенским низовима, јер се тражени добитак антене може остварити са мањим њеним габаритом.

Микроталасне хорн антене је могуће фабриковати као усмерене, широкопојасне, са задовољавајућим добитком, а да при том буду довољно малих габарита. Нпр. јаги антене, рефлектори и сочива су такође усмерени, али јаги антене нису погодне за примене у микроталасном опсегу, док су антене са рефлекторима и сочива одличног добитка, али и великих габарита.

Једна од карактеристика DF техника намењених компактним и мобилним апликацијама, јесте прилагођење габарита и других електричних и електро-механичких карактеристика антенског низа конкретном систему, а самим тим и антенских елемената антенском низу. Поред тога електричне карактеристике антенских елемената треба да буду такве да антенски низ оствари што бољу функцију дискриминације упадног угла електромагнетског таласа. Уз то стандардне антенске електричне карактеристике треба да буду минимално нарушене. Из наведеног је јасно да се поред стандардних захтева за карактеристике антена појављују и додатни услови, па је због тога потребно модификовати и критеријуме оптималности антена антенског низа, а последично и

поступак пројектовања. При томе је један од делова поступака пројектовања и одређивање отиманог броја елемената антенског низа.

## 6.1. Стандардни критеријум оптимизације хорн антене

Повећавањем углова  $\theta_E$  и  $\phi_H$ , од  $0^\circ$  па на више, Слика 2.7, добија се боље прилагођење антене слободном простору, мања рефлексија, већа директивност и добитак. Али то важи само до одређене границе. У крајњем случају, ако су ти углови  $90^\circ$ , поново се добија отворени таласовод. Оптимизација геометрије хорн антене уобичајено представља налажење управо оптималних углова  $\theta_E$  и  $\phi_H$ , што је у ствари налажење компромиса између максималне фазне разлике на отвору антене, и величине површине отвора, а са циљем смањења димензија и очувања директивности. Наведени захтеви су контрадикторни, па не постоји идеално решење, већ се само може формирати погодан критеријум за оптималност геометрије [16].

С обзиром на квадратурну промену фазе по отвору [13]-[16], директивност се теоретски може повећати или повећањем дужине антене, што није економично и супротно је идеји оптимизације, или повећањем површине отвора. Друга опција, тј. повећање отвора пирамидалног хорна, приказаног на Слици 2.7 (а), своди се на проналажење оптималних вредности параметара отвора  $W$  и  $H$ , а самим тим и углова  $\theta_E$  и  $\phi_H$ .

При задатој дужини отвора пирамидалног хорна  $R = R_E = R_H$ , као што је већ речено, повећањем једног од параметара отвора, ширине  $W$  или висине  $H$ , антене долази до повећања директивности, услед увећања површи отвора. Директност пирамидалног хорна  $D_p$ , дата је следећом формулом (6.1) [16]:

$$D_p = \frac{\pi}{32} \left( \frac{\lambda}{w} D_E \right) \left( \frac{\lambda}{h} D_H \right) = \frac{\pi^3}{8\lambda^2} \varepsilon_i^2 \varepsilon_{PH}^E \varepsilon_{PH}^H HW, \quad (6.1)$$

где су  $D_E$  и  $D_H$  директивности одговарајућих  $E$  и  $H$  раванских секторских хорнова дате следећим формулама (6.2) и (6.3):

$$D_E \approx \frac{4\pi}{\lambda^2} \varepsilon_i \varepsilon_{PH}^E wH, \quad (6.2)$$

$$D_H \approx \frac{4\pi}{\lambda^2} \varepsilon_i \varepsilon_{PH}^H hW, \quad (6.3)$$

При томе је  $\varepsilon_i$  фактор ефикасности страница отвора,  $\varepsilon_{PH}^E$  и  $\varepsilon_{PH}^H$  фактори фазне ефикасности у  $E$  и  $H$  равни респективно, дати формулама (6.4) и (6.5):



$$\varepsilon_{PH}^E = \frac{C^2(2\sqrt{t_E}) + S^2(2\sqrt{t_E})}{4t_E}, \quad (6.4)$$

$$\varepsilon_{PH}^H = \frac{\pi}{64t_H} \left\{ \left[ C(2\sqrt{t_H}(1+1/8t_H)) + C(2\sqrt{t_H}(1-1/8t_H)) \right]^2 + \left[ S(2\sqrt{t_H}(1+1/8t_H)) + S(2\sqrt{t_H}(1-1/8t_H)) \right]^2 \right\}, \quad (6.5)$$

$S$  и  $C$  су Fresnel-ови интеграли, а аргументи  $t_E$  и  $t_H$  су дати формулама (6.6) и (6.7)

Са друге стране, услед фазне грешке, која је сразмерна квадрату ширине отвора, долази до смањења директивности. Расподела фазне грешке по  $x$  и  $y$  оси дата је формулама (6.6) и (6.7) [16]:

$$2\pi t_H = PH_{err}(x) = \frac{\pi}{\lambda R_{0H}} x^2, \quad x \in (0, W/2) \quad (6.6)$$

$$2\pi t_E = PH_{err}(y) = \frac{\pi}{\lambda R_{0E}} y^2, \quad y \in (0, H/2), \quad (6.7)$$

На основу (6.1)-(6.7), највећа вредност директивности у датој равни, при задатој дужини отвора пирамидалног хорна  $R$ , постиже се при одговарајућој максималној фазној разлици. Сходно томе, оптималне вредности ширине  $W$  и висине  $H$  отвора пирамидалног хорна дате су следећим формулама (6.8) и (6.9) [15] и [16]:

$$W = \sqrt{3R_{0H}\lambda} \quad (6.8)$$

$$H = \sqrt{2R_{0E}\lambda} \quad (6.9)$$

Када су познате оптималне вредности ширине  $W$  и висине  $H$  отвора хорна, на основу геометрије хорна могуће је одредити и ширину  $w$  и висине  $h$  таласовода. На основу сличности троугла могу се записати следеће формуле (6.10) и (6.11):

$$\frac{R_{0H}}{R_H} = \frac{W}{W-w}, \quad (6.10)$$

$$\frac{R_{0E}}{R_E} = \frac{H}{H-h}. \quad (6.11)$$

Због геометрије хорна  $R_E = R_H$  па се комбиновањем формула (6.10) и (6.11), добија следећа зависност параметара таласовода и отвора хорна (6.12):

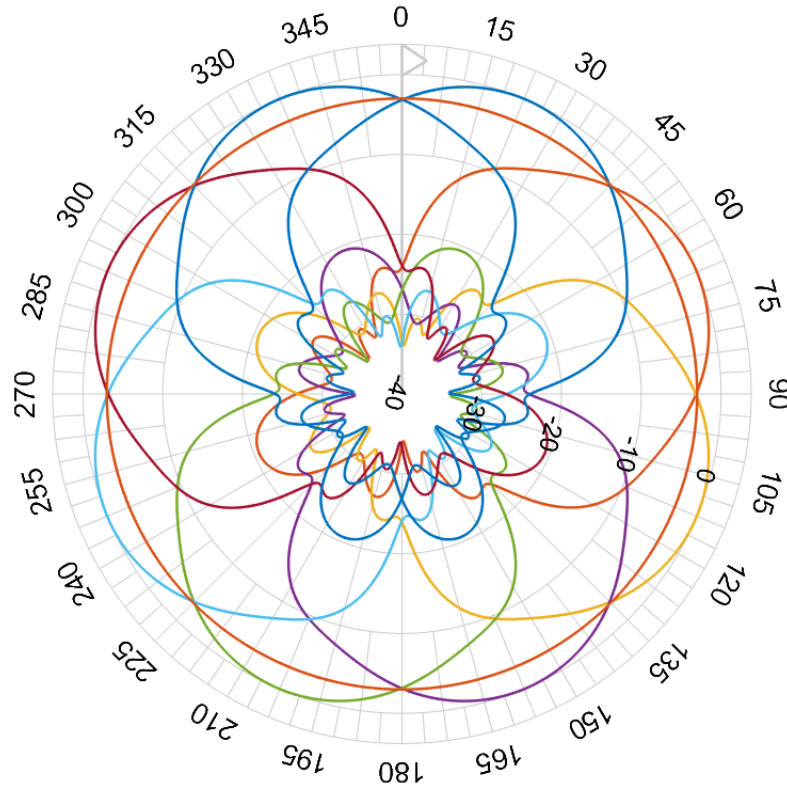
$$\frac{W-w}{W} R_{0H} = \frac{H-h}{H} R_{0E} \quad (6.12)$$

## 6.2. Метода оптимизације хорна одступањем од оптималне фазне разлике

Методи одређивања правца описани у глави 4, заснивају се на поређењу амплитуда детектованих на антенским елементима  $A_i$  и  $A_{i+1}$ , у корисном опсегу углова  $\phi \in (0^\circ, \Phi)$ , где је  $\Phi$  угао кога образују њихове осе видокруга  $\chi_i$  и  $\chi_{i+1}$ , као што је то приказано на Слици 4.1. Одговарајућа ширина дијаграма зрачења  $\Phi_{BW}$  антенских елемената  $A_i$  и  $A_{i+1}$ , треба да испуњава стандардни критеријум 3 dB, у корисном опсегу углова, што се може записати формулом (6.13):

$$\Phi_{BW} = \frac{\Phi}{2} \leq \Phi_{3dB} \quad (6.13)$$

где је  $\Phi_{3dB}$  гранични угао стандардног 3 dB критеријума. Са друге стране у поглављу 4.3, показано је да резолуција одређивања DOA опада са смањењем величине оперативног динамичког опсега. То значи да је оптимална ширина дијаграма зрачења управо граница стандардног 3 dB критеријума. Дијаграми зрачења антенских елемената једног DF антенског низа, где је  $\Phi_{BW} = \Phi_{3dB}$  приказани су на Слици 6.1.



**Слика 6.1.** Дијаграми зрачења осам хорн антенских елемената DF антенског низа у E-равни

Поступак одређивања оптималног хорна, приказаног у поглављу 6.1, започиње дефинисањем дужине отвора пирамидалног хорна  $R$ , на основу ког се одређује ширина  $W$  и висина  $H$  отвора хорна, са циљем остваривања максималне директивности антене

$D_p$ . То значи да постоји доња граница за дужину отвора пирамидалног хорна  $R$ , испод које више није могуће смањивати дужину, а да остане испуњен услов (6.13).

Позната метода одређивања оптималног хорна не задовољава све потребе пројектовања монопулсних DF метода описаних у глави 4, већ је потребан нови критеријум оптималног хорна. Идеја што је веће могуће директивности треба бити очувана, али критеријум за исту треба модификовати.

### 6.2.1. Ширина дијаграма зрачења у зависности од геометрије таласовода хорн антене

Стандардни таласоводи [13] се обично се праве за однос ширине  $w$  и висине  $h$  таласовода  $w/h=2$ , тако да је критична учестаност доминантног типа таласа  $f_{cTE_{10}} = f_{cTE_{01}}/2 = f_{cTE_{20}}/2$  у пола мања од следећих модова  $f_{cTE_{01}}$  и  $f_{cTE_{20}}$ . Додатно, код таквог таласовода у опсегу једне октаве  $f \in (f_{cTE_{10}}, 2f_{cTE_{01}})$ , не може се простирати ни један  $TM_{mn}$  талас може, тј. може се простирати само доминантни талас  $TE_{10}$ . Ширина  $w$  и висина  $h$  таласовода пирамидалног хорна дефинисане су геометријом хорна (6.12), што значи да за задату таласну дужину  $\lambda$ , постоји тачно један оптимални пирамидални хорн (6.8) и (6.9), који има стандардни таласовод ( $w/h=2$ ). Стандардна дужина отвора једног оптималног пирамидалног хорна, са приближно стандардним таласоводом  $w/h \approx 2$  је  $R_{0E} = 6\lambda$  [15]. То значи да за фреквенцију  $f = 13 \text{ GHz}$ , стандардна дужина отвора оптималног хорна треба да буде  $R_{0E} = 6\lambda = 13.85 \text{ cm}$ . С обзиром да габарити DF-а представљају значајан фактор и да постоје оптимални хорнови мањих габарита истих ширина дијаграма зрачења, овакав одабир хорн антена није задовољавајући.

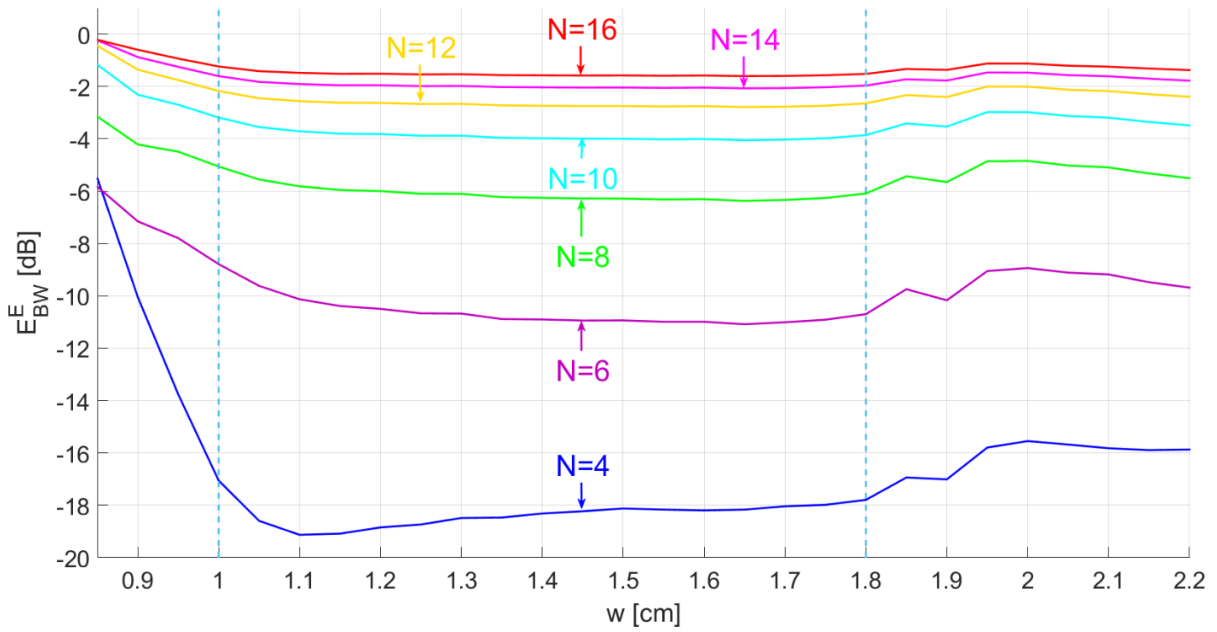
Разматран је пирамидални хорн, чија је дужина отвора 3.6 пута мања од стандардног оптималног хорна  $R_{0E} = 6\lambda/3.6 \approx 3.85 \text{ cm}$ . Са циљем сагледавања оптималних димензија таласовода, при смањивању габарита хорна антена, на Слици 6.2 приказан је ниво опадања електричног поља  $E_{BW}$  у функцији ширине таласовода  $w$ , за различит број елемената  $N=4,6,8,12,14,16$  антенског низа. Ширина  $W$  и висина  $H$  отвора хорна и висина таласовода  $h$  су дате формулама (6.8), (6.9) и (6.12), док је ниво опадања електричног поља  $E_{BW}$  дат формулом (6.14):

$$E_{BW} = \left| \max \{ E_j \} - |E(\phi = \Phi_{BW})| \right|. \quad (6.14)$$

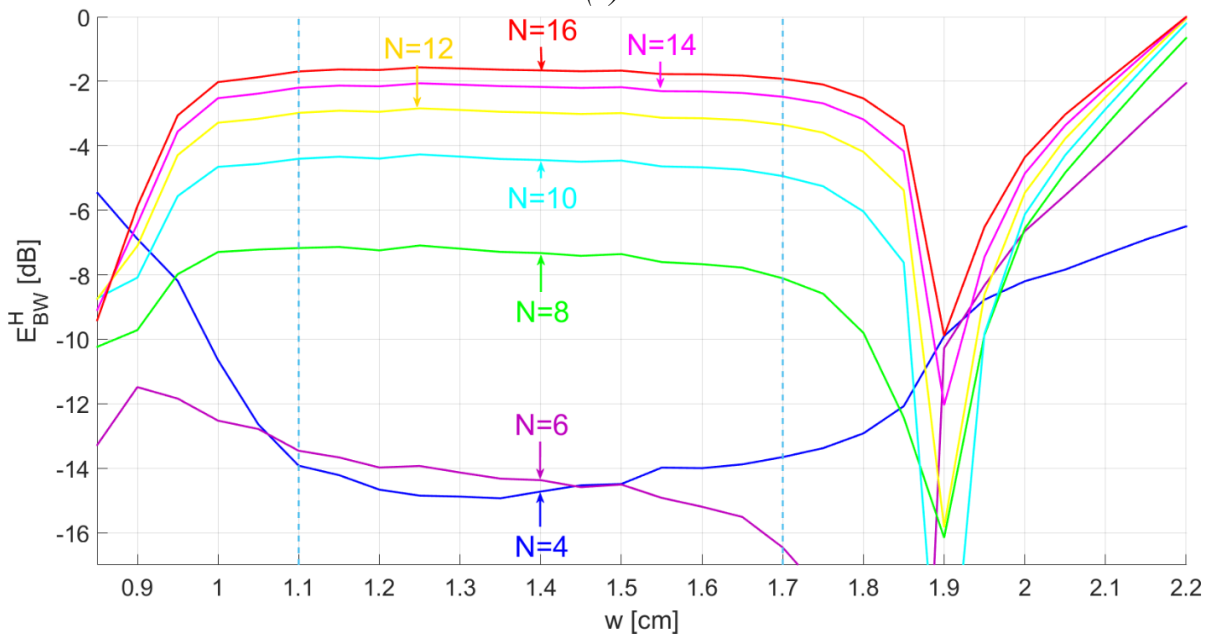
Комплетан опсег вредности ширина таласовода  $w$  може се поделити у три различите целине у зависности од понашања криве ширине пропусног опсега.

Први опсег  $w < 1 \text{ cm}$  када је у питању  $E_{BW}^E$  или  $w < 1.1 \text{ cm}$  када је у питању  $E_{BW}^H$ , односи се на дијаграме зрачења са помереним максимумом, као што је то приказано на Слици

6.3. Антене са таквим дијаграмима зрачења нису погодне за примене у DF техникама, јер не обезбеђују монотоност кривих на основу којих се врше поређења. Исто важи и за трећи опсег  $w > 1.8$  cm када је у питању  $E_{BW}^E$  или  $w > 1.7$  cm када је у питању  $E_{BW}^H$ .



(a)



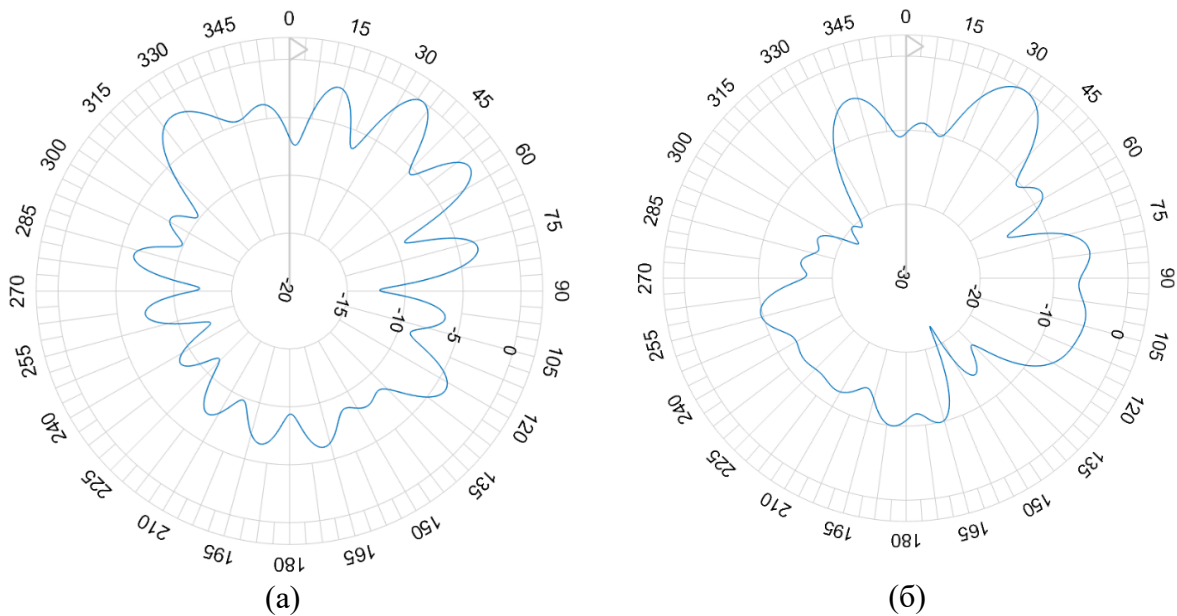
(б)

Слика 6.2. Ширина дијаграма зрачења у зависности од ширине таласовода хорн антене  $w$ , за различит број антенских елемената  $N = 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16$

(a) У E-равни ( $E_{BW}^E$ )

(б) у  $H$ -равни ( $E_{BW}^H$ )

У другом опсегу  $w \in (1 \text{ cm}, 1.8 \text{ cm})$  када је у питању  $E_{BW}^E$  или  $w \in (1.1 \text{ cm}, 1.7 \text{ cm})$  када је у питању  $E_{BW}^H$ , криве  $E_{BW}^E$  и  $E_{BW}^H$  су скоро константне, блиске максимуму, што означава да су дијаграми зрачења са једним максимумом, налик очекиваним са Сликe 2.8.



**Слика 6.3.** Пример дијаграма зрачења антене са помереним максимумом  
(а) у  $E$ -равни  
(б) у  $H$ -равни

С обзиром, да стандардни критеријум  $E_{BW} = 3 \text{ dB}$ , није могуће испунити за свако  $N$ , потребно је проценити оптималну вредност  $w$ , погодну за модификацију критеријума оптималног хорна. Као најмање подложна утицају модификације критеријума оптималности, за оптималну вредност  $w$ , бира се централна вредност из опсега два  $w_{opt} = 1.4 \text{ cm}$ .

### 6.2.2. Ширина дијаграма зрачења у зависности од геометрије отвора хорн антене

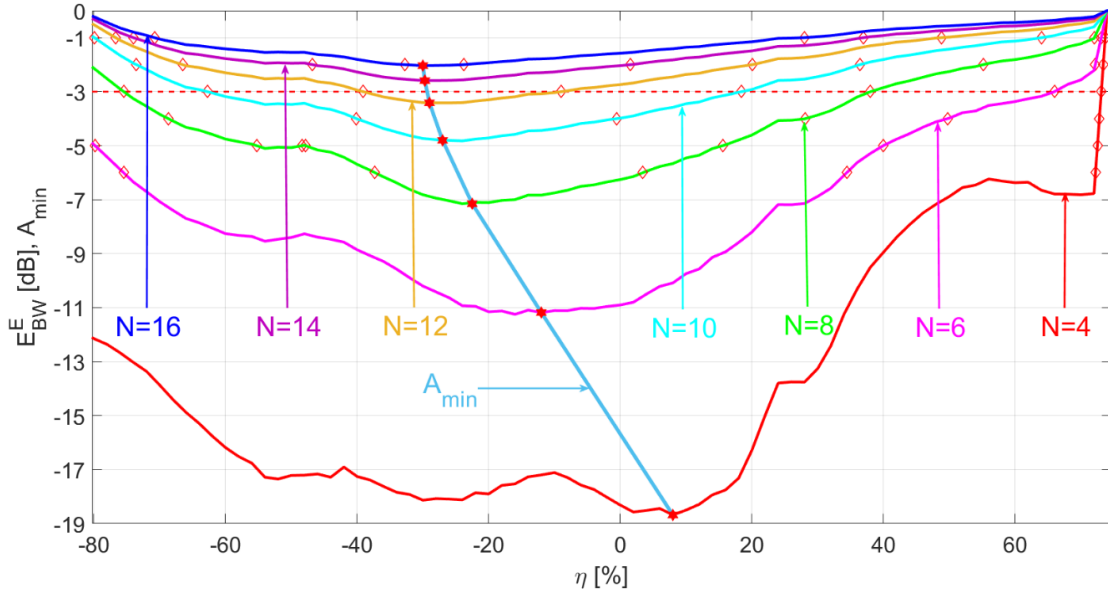
Ширина дијаграма зрачења хорна, при дефинисаној дужини отвора  $R_{0E} = 3.85 \text{ cm}$  и оптималној ширини таласовода  $w_{opt} = 1.4 \text{ cm}$ , зависи од вредности ширине  $W$  и висине  $H$  отвора хорна. Аспект правоугаоног отвора, стандардног оптималног хорна, описаног у поглављу 6.1, дефинисан је формулама (6.8) и (6.9). Приликом формирања новог

критеријума за пројектовање хорна антена, очување аспекта отвора хорна је круцијално, јер се тако чува облик дијаграма зрачења антене, у обе ( $E$  и  $H$ ) равни, што је значајно са становишта метода приказаних у 4. С циљем очувања аспекта отвора хорна, предложена је модификација датог критеријума, са процентуално истим повећањем/смањењем ширине  $E$  и висине  $H$  отвора хорна, дата формулама (6.15) и (6.16):

$$W = (1 - \eta/100)\sqrt{3R_{0H}\lambda} \quad (6.15)$$

$$H = (1 - \eta/100)\sqrt{2R_{0E}\lambda} \quad (6.16)$$

где је  $\eta$  фактор повећања/смањења ширине  $W$  и висине  $H$  отвора хорна, у процентима, тако да позитиван знак фактора  $\eta$  означава процентуално смањење отвора хорна, док негативан значи процентуално повећање отвора хорна. Треба напоменути, да овако формулисан критеријум, енкапсулира постојећи стандардни критеријум оптималног хорна за  $\eta = 0\%$ .



**Слика 6.4.** Ширина дијаграма зрачења  $E_{BW}^E$  у зависности од фактора  $\eta$ , за различит број антенских елемената  $N = 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16$

Промена ширине дијаграма зрачења, модификованих оптималних хорн антена, у зависности од фактора  $\eta$ , приказана је на Сlici 6.4, за различит број елемената  $N = 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16$  антенског низа.

Постоје два резултата анализе ширине дијаграма зрачења, модификованог критеријума оптималног хорна, у зависности од фактора  $\eta$ . Први резултат је проналажење компромисног решења, између захтеване ширине дијаграма зрачења  $E_{BW}^E = 3$  dB и максималног добитка хорн антена, неопходног за реализацију метода одређивања DOA, приказаних у поглављу 4. При дужини отвора хорн антене

$R_{0E} = 3.85$  cm, показано је да постоји макар по једна одговарајућа пирамидална хорна антена, за антенске низове са  $N = 6, 8, 10, 12, 14, 16$  антенских елемената.

Други резултат, се односи на габарите антене и показује, да за испуњавање поменутог критеријума, постоји минимални габарити хорн антене. То значи да је могуће пројектовати и антенске низове са  $N < 6$  и  $N > 12$  елемената антенског низа. Примера ради минимална дужина отвора хорн антене  $R_{0E}$ , за антенски низ од  $N = 16$  елемената, која испуњава  $E_{BW}^E = 3$  dB је  $R_{0E} = 6.6$  cm, при вредности фактора  $\eta = 30$  % .

На Слици 6.4, приказана је крива  $A_{\min}$ , која пролази кроз минимуме ширина дијаграма зрачења  $E_{BW}^E$ , показујући да се минимални габарити одговарајућих антена не остварују за случај стандардног оптималног хорна  $\eta = 0$  % . За  $N = 16$  елемената антенског низа, у случају методе стандардног оптималног хорна, минимална дужина отвора хорн антене која испуњава  $E_{BW}^E = 3$  dB је  $R_{0E} = 7$  cm .

Закључак је да датим критеријумом, при задатим габаритима, могуће је одредити антенске елементе одговарајуће ширине дијаграма зрачења, захтеваних од метода одређивања DOA, приказаних у поглављу 4, као и све могуће оствариве антенске низове.

# 7. Оптимални број елемента антенског низа

У претходном поглављу, разматране су електричне карактеристике оптималних антенских елемента у виду хорн антена, за различит број елемента у антенском низу. Показано је и да са повећањем броја елемената антенског низа повећавају се и његови габарити. У овом поглављу упоређени су антенски низови, различитог броја елемената  $N$ , као и различите ширине дијаграма зрачења, с циљем одређивања оптималног броја елемената  $N$ .

## 7.1. Критеријум анализе перформанси система

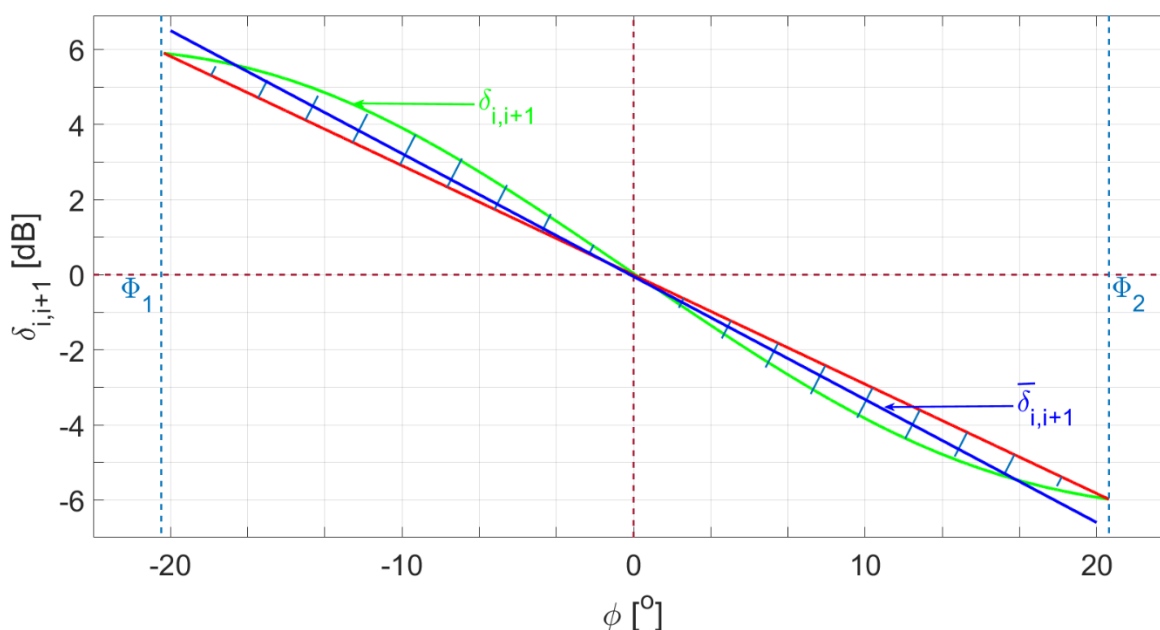
Метод апроксимације разлике логаритама амплитуда сигнала линеарним сегментом, дат формулом (4.12), уноси системску грешку (грешку апроксимације) у одређивање DOA, као што је то приказано на Слици 4.1 и Слици 7.1. Грешка апроксимације, представља погодан основ за поређење квалитета одређивања DOA, применом антенских низова различитог броја елемената  $N$ .

Статистички посматрано, грешка апроксимације може се моделовати средњим квадратним одступањем, тј. стандардном девијацијом, апроксимираних вредности  $\bar{\delta}_{i,i+1}(\phi)$  у односу на теоријске вредности разлике логаритама амплитуда  $\delta_{i,i+1}(\phi)$  у корисном опсегу углова  $\phi \in (\Phi_1, \Phi_2)$ . Стандардна девијација грешке апроксимације, дата је формулом (7.1):

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{\Phi} \int_{\Phi_1}^{\Phi_2} (\delta_{i,i+1}(\phi) - \bar{\delta}_{i,i+1}(\phi))^2 d\phi}, \quad (7.1)$$

где је  $\Phi$  ширина корисног опсега углова  $\Phi = \Phi_2 - \Phi_1$ .





Слика 7.1. Одступање линеарне апроксимације  $\bar{\delta}_{i,i+1}(\phi)$  од криве разлике логаритама амплитуда сигнала  $\delta_{i,i+1}(\phi)$

## 7.2. Перформансе система у зависности од броја елемената антенског низа и ширине дијаграма зрачења антенских елемената

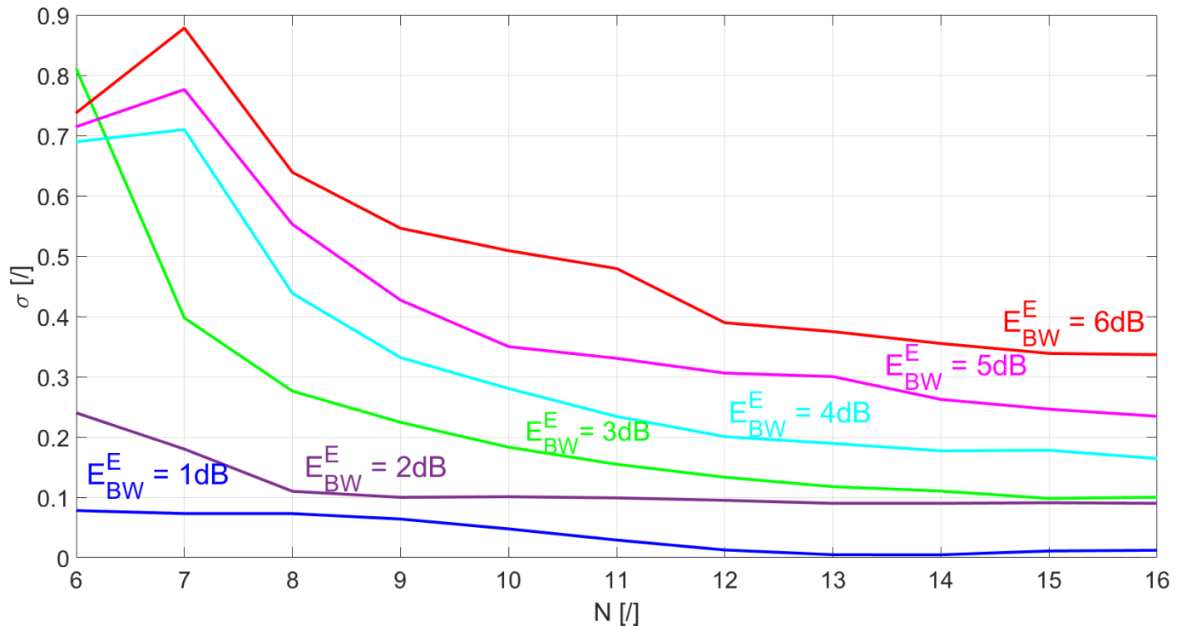
Критеријумом стандардне девијације, грешке апроксимације метода поређења разликом логаритама амплитуда сигнала, поређени су антенско низови у зависности од броја антена  $N$ . Зарад поређења антенских низова од  $N=6$  до  $N=16$  елемената, одабрана је минимална дужина отвора хорна  $R_{0E}$ , таква да је могуће остварити сваки од њих  $R_{0E} = 6.6 \text{ cm}$ .

У претходни поглављима, ширина дијаграма зрачења је дата стандардним теоријским условом  $E_{BW} = 3 \text{ dB}$ , а оправданост истог анализирана је истим критеријумом стандардне девијације. Утицајне величине на ширину дијаграма зрачења су:

- 1) резолуција естимације DOA  $R_{\Gamma}$ ,
- 2) и монотоност криве поређења разликом логаритама амплитуда сигнала.

Са становишта резолуције, повећањем ширине дијаграма зрачења повећава се и резолуција  $R_{\Gamma}$ , али и смањује величина укупног амплитудског динамичког опсега  $\Gamma_{total}$ , што је дискутовано у 4.3.

Монотоност криве разлике се односи на корисну ширину дијаграма зрачења антене, која се огледа кроз слабљење бочних лобова. У случају да су ширине дијаграма зрачења мање од неопходних, тада се крајеви криве разлике налазе у зонама бочних лобова, што може значајно да компромитује њену монотоност. На тај начин долази до неодређености у одређивању DOA, јер за више вредности азимута  $\phi$  постоји једна иста вредност разлике.



Слика 7.2. Средње квадратно одступање (девијација)  $\sigma$  у зависности од броја елемената антенског низа  $N$ , за неколико вредности ширине опсега  $E_{BW}^E$

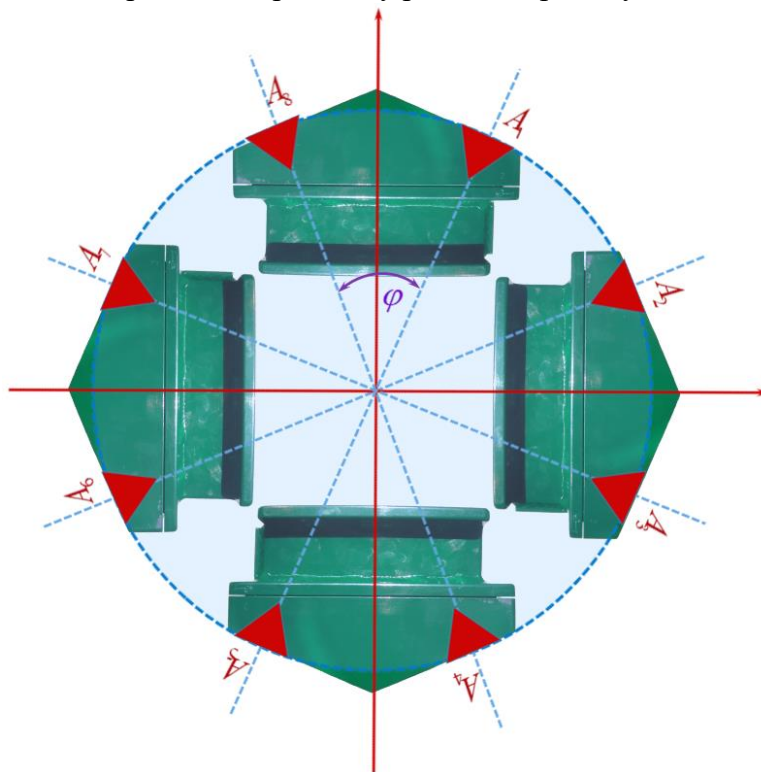
Промена средњег квадратног одступања (девијације) у зависности од броја елемената антенског низа  $N$ , за неколико вредности ширине опсега  $E_{BW}^E$ , приказана је на Слици 7.2.

Смањење ширине дијаграма зрачења, повећава прецизност апроксимације криве разлике логаритама амплитуда, али и смањује резолуцију  $R_r$ . Са становишта имплементације, на основу резолуције  $R_r$ , може се поставити услов  $E_{BW}^E \geq 2\text{ dB}$ . Показује се да је утицај ширине дијаграма зрачења, израженији код мањег броја елемената антенског низа. За већи број антенских елемената  $E_{BW}^E = 4\text{ dB}$  има  $\approx 2\times$  лошије перформансе него  $E_{BW}^E = 3\text{ dB}$ , док је у случају  $E_{BW}^E = 6\text{ dB}$  тај однос нешто мањи од  $4\times$ . Са друге стране, за већи број антенских елемената,  $E_{BW}^E = 3\text{ dB}$  има сличне перформансе као  $E_{BW}^E = 2\text{ dB}$ , што са становишта резолуције  $R_r$ , фаворизује стандардну границу ширине дијаграма зрачења антена  $E_{BW}^E = 3\text{ dB}$ .

Због сужавана ширине дијаграма антена, са повећањем броја елемената антенског низа, повећава се добитак антене па самим тим и веће потискивање бочних лобова. Резултат тога је повећање прецизности естимације DOA, са повећањем броја елемената антенског низа. За стандардну границу ширине дијаграма зрачења антена  $E_{BW}^E = 3 \text{ dB}$ , повећањем броја елемената антенског низа са  $N=6$  на  $N=7$ , перформансе DF-а се повећавају за 50 %, док за повећање са  $N=7$  на  $N=8$  повећавају за 20 % и тај тренд се наставља уз благи пад процената. Са друге стране повећањем броја антена повећавају се габарити антена, што је показано у 6.2.2, укупни габарити и цена, због већег броја парова антена-пријемник. Сходно датом, компромисом између габарита и цене са једне стране и перформансама DF система, оптималан број елемената антенског низа је  $N=8$ .

# 8. Пројектовање система за одређивање правца

У претходним поглављима, дискутовани су методи DF техника, типови детекција, одабир погодних DF антена у зависности од жељеног фреквенцијског опсега, ширине и облика дијаграма зрачења, као и оптимални број антена за његову имплементацију. Приказано је како минимизирати габарите, какав значај има вишеканална детекција и утицај ефикасности алгоритма на примене у реалном времену.



Слика 8.1. Циркуларни антенски низ од  $N = 8$  хорн антена

У овој глави биће приказано пројектовање DF система за одређивање DOA, базираног на поређењу амплитуда, примљених сигнала са суседних антена, логаритамском разликом [80]. Пројектовани DF антенски низ сачињен је од оптималног

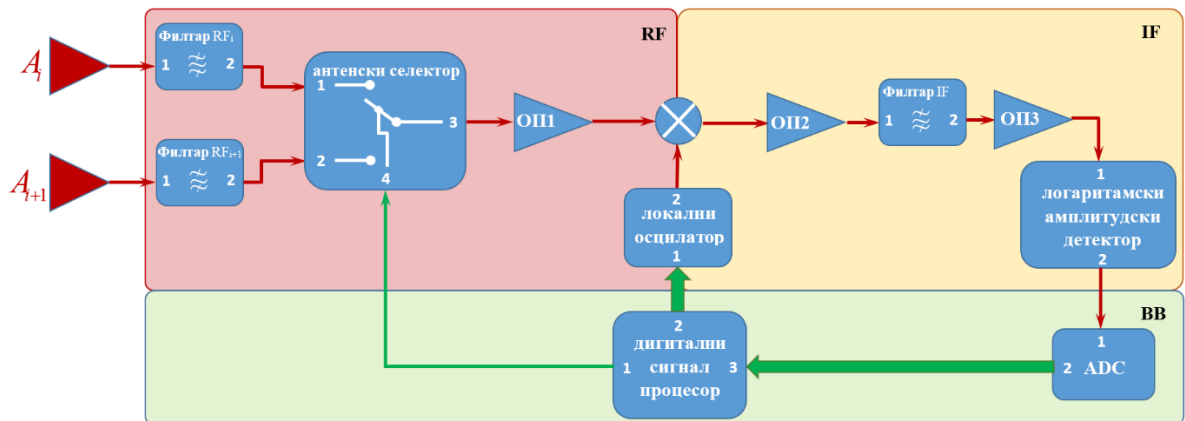
броја антенских елемената -  $N = 8$  хорн антена (поглавље 7), равномерно распоређених на ободу кружнице као што је приказано на Слици 8.1. Угао између оса видокруга суседних антенских елемената је  $\varphi = 360^\circ / N = 45^\circ$ , а ширина њихових дијаграма зрачења  $E_{BW} = E(\varphi)$ .

Велики недостатак класичних DF техника стационарни карактер због великих габарита антенских низова, као што је приказано на Слици 3.1. Портатилност пројектованог DF система омогућена је минимизацијом габарита хорн антена описаној у глави описаној у поглављу 6.2.

Класификација и разликовање блиских циљева, пројектованим DF системом, омогућени су широкопојасном, вишеканалном детекцијом у опсегу од фреквенција 11-15 GHz. Логаритамски детектор је базиран на детектору приказаном у поглављу 4.2.1, распоном динамичког опсега од -80 dB до -20 dB, и погодан за ефикасно поређење амплитуда сигнала логаритамском разликом. Широкопојасна вишеканална детекција оставља узак временски слот за процесирање података, па је ефикасност алгоритма од круцијалног значаја за одређивање DOA у реалном времену.

## 8.1. Блок шема пројектованог одређивача правца

Одређивање DOA, методом поређења логаритамском разликом амплитуда суседних антенских елемената базирано је на формули (4.7). Процес естимације DOA започиње у RF домену, аквизицијом сигнала  $s_i$  и  $s_{i+1}$  са одговарајућих антенских елемената  $A_i$  и  $A_{i+1}$ , наставља обрадом IF домену и завршава у BB домену, као што је то приказано блок шемом на Слици 8.2.



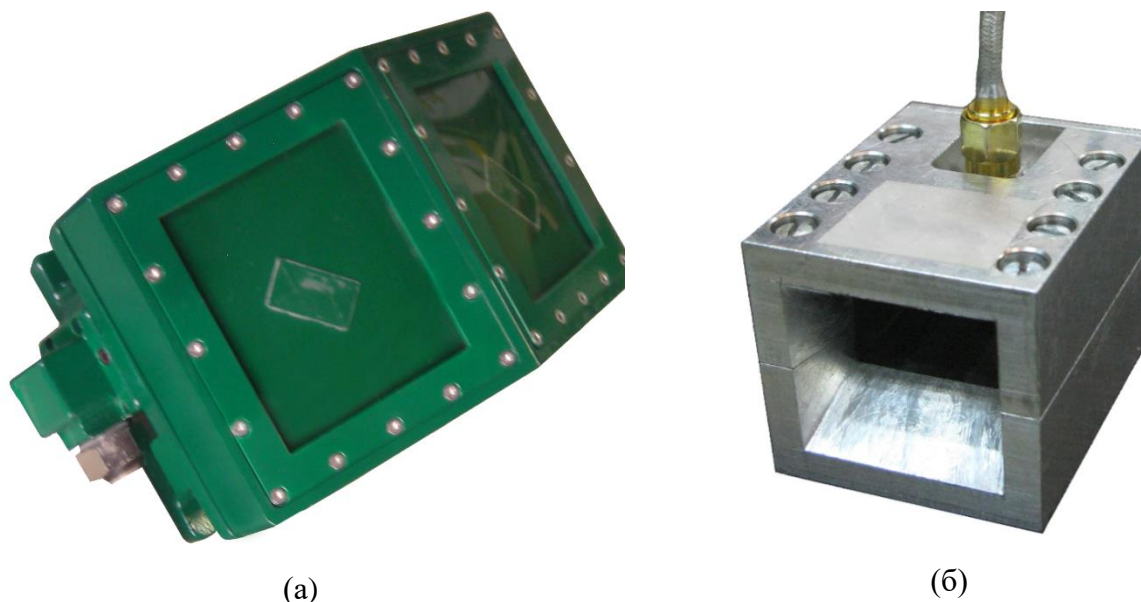
Слика 8.2. Блок шема пројектованог DF система: RF—радио фреквенцијски (микроталасни) опсег, IF—међуфреквенцијски опсег, BB(base-band)—основни опсег

Након филтрирања, одговарајућим широкопојасним филтрима пропусницима опсега  $RF_i$  и  $RF_{i+1}$ , улазни сигнали  $s_i$  и  $s_{i+1}$  доводе се на RF антенски селектор SPDT (енг. single

pole, double throw) који их пропушта наизменично, преко нискошумног појачавача, према мешачу. Управљање антенским селектором је дигитално из ВВ хардвера помоћу микс-сигнал процесорске јединице (енг. digital signal processor DSP). Осим контроле SPDT-а, DSP управља и локалним синтетизатором учестаности. RF сигнал локалног синтетизатора се даље користи транслирање улазних RF сигнала, путем мешача на међуфреквенцијски IF опсег. У општем случају, пријемник је хетеродински, тј. фреквенција RF излаз осцилатора не одговара фреквенцији улазних сигнала па је  $RF_{IF}$  ускопојасни филтар пропусник опсега. У конкретном случају пројектовани пријемник је хомодински, директног типа, што значи да је IF опсег, заправо сведен на ВВ па је ускопојасни филтар  $RF_{IF}$  нископропусни, као што је то показано на Слици 8.2. Филтриран и појачан излаз мешача доводи се на логаритамски амплитудски детектор, чиме је завршено процесирање у IF домену. Излаз логаритамског детектора се дигитализује брзим 12 bit A/D конвертером (ADC-ом) и прослеђује DSP-у, као улаз алгоритма за естимацију DOA.

## 8.2. Циркуларни антенски низ

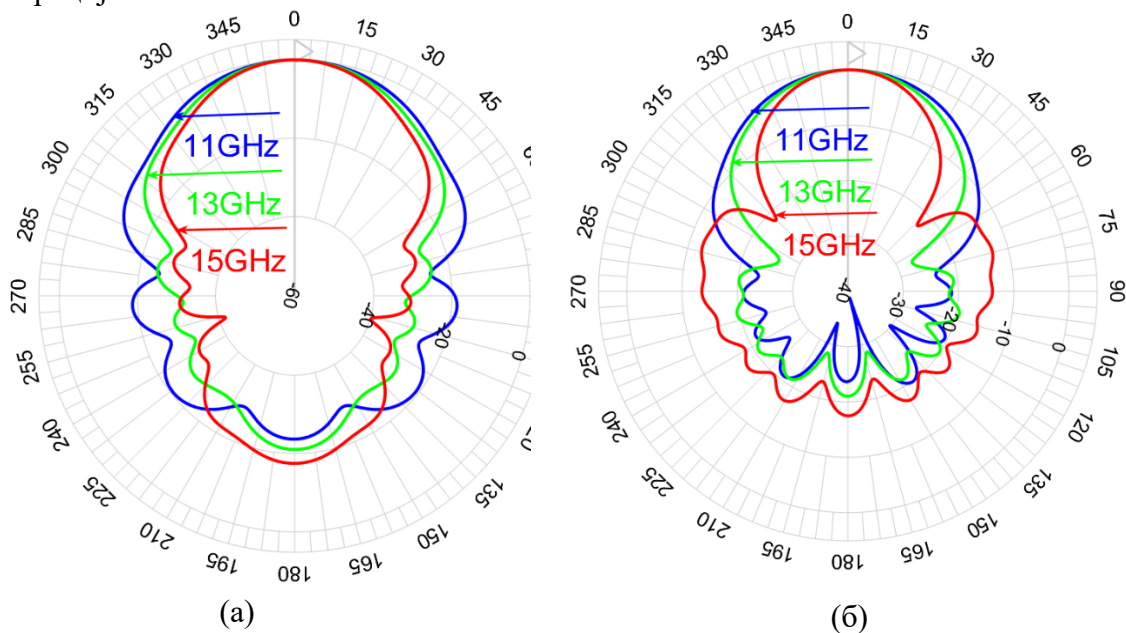
Циркуларни антенски низ од  $N=8$  хорн антена, равномерно распоређених на ободу кружнице, као што је то приказано на Слици 8.1, формира дијаграме зрачења приказане на Слици 6.1, образујући жељену целину за потпуну покривеност азимута



Слика 8.3. Елементи циркуларног антенског низа  
 (а) Кућиште са два антенска елемента  
 (б) Хорн антена

С циљем лакше мобилности и веће универзалности приликом инсталације, антенски низ је организован у целине од по два антенска елемента и одговарајућим антенским селектором у једном кућишту, као што је то приказано на Слици 8.3 (а). Елементи антенског низа су пројектоване микроталасне хорн антене, дужине отвора хорна  $R_0 = 3.85 \text{ cm}$ . Дизајн пројектоване хорн антене, приказане на Слици 8.3 (б), је компактан, због практичних разлога, чинећи је отпорном на потресе и ударце. Укупни габарити, ове реализације хорна антене су  $3.85 \times 3.5 \times 3.7 \text{ cm}$ , што је сразмерно габаритима остатка пријемника DF-а [77] и [81].

Ширина микроталасног фреквенцијског опсега, хорн антене са Сликe 8.3 (б) је 11-15 GHz. Утицај промене фреквенције датом опсегу на облик (ширину) дијаграма зрачења са у приказан је на Слици 8.4. Атена је пројектована за централну фреквенцију од 13 GHz из датог опсега, што одговара референтном дијаграму зрачења. Снижавањем или повећањем фреквенције, дијаграми зрачења не знатно шире односно скупљају у корисном угаоном интервалу, и нешто мало више ван њега. Одступања дијаграма зрачења у азимутној  $E$ -равни, у односу на референтни, на границама корисног опсега (3 dB), је -0.4 dB на 11 GHz, док је +0.5 dB за исто одступање на 15 GHz. Природа поступка поређења, описаних у поглављу 4, је таква да се утицај промене дијаграма зрачења са променом фреквенције може у потпуности компензовати поступком калибрације.



**Слика 8.4.** Дијаграми зрачења пројектоване хорн антене на неколико карактеристичних фреквенција  
 (а) у  $E$ -равни  
 (б) у  $H$ -равни

Да би примена метода поређења логаритамском разликом била могућа, критеријум за дијаграме зрачења антенских елемената дат је формулом (6.13). Иако је могуће имплементирати антенски са ширином дијаграма зрачења мањом од стандардног услова  $E_{BW} = 3 \text{ dB}$ , таква варијанта није погодна, јер се смањује оперативни динамички опсег DF-а  $\Gamma_{operational}$ , тј. смањује се резолуција процене DOA  $R_{\Gamma}$ . Ширина дијаграма зрачења антенских елемената пројектованог DF-а је  $E_{BW} = E(\phi = 45^{\circ}) = 3 \text{ dB}$ .

Појава рефлексија и преслушавања антена су, са практичног становишта, значајан проблем сваке DF имплементације. Проблем рефлексије постоји чак и у ниско-рефлексивним срединама каква је глува соба, јер извор рефлексија може бити и сам DF. С циљем сузбијања рефлексија и побољшања перформанси DF-а, комплетан поклопац кућишта пројектованог система, израђен је од апсорбера.

Проблем преслушавања суседних антенских елемента елиминисан је употребом антенског селектора високог степена изолације између улазних сигнала  $>45 \text{ dB}$ , чији су детаљи имплементације дискутовани у поглављу 8.3. Антенски селектор је софтверски контролисан, тако да током једног циклуса скенирања свака антена буде селектована тачно једанпут. Код покретних извора зрачења, аквизиција сигнала у временском мултиплексу утиче на повећање фазне грешке, с обзиром да извор зрачења прелази одређени пут између два тренутка одабирања. Минимизација утицаја временског мултиплекса сигнала, остварена је имплементацијом ефикасних аналогно дигиталних конвертора, брзине одабирања од  $12.5 \text{ MHz}$ .

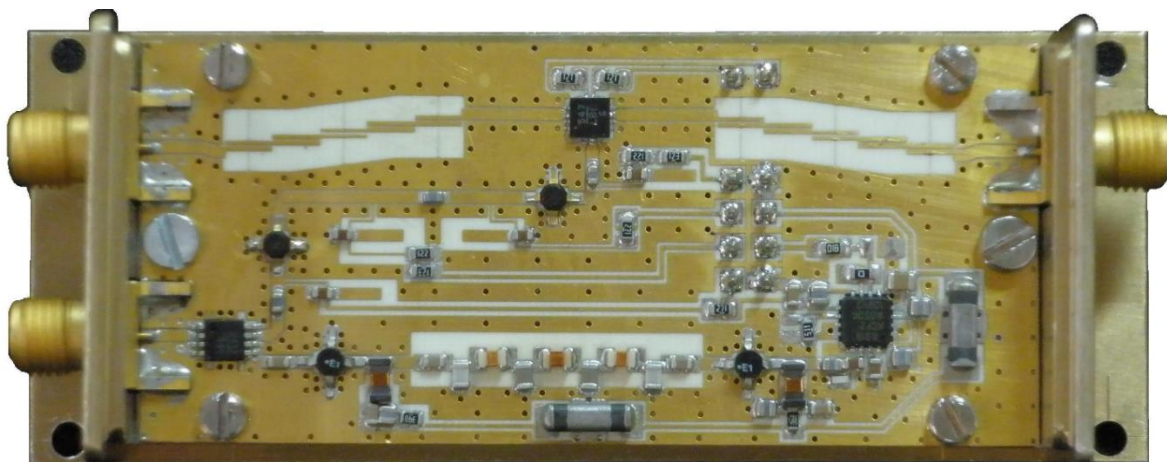
### 8.3. Амплитудска детекција микроталасним логаритамским детектором

Процесирање примљених сигнала започиње већ на RF-у применом антенских селектора. Као што је речено у поглављу 8.2, имплементација DF-а са антенским селектором елиминише у значајној мери ефекат преслушавања антена, увећава фазни шум, али и смањује укупне габарите и цену DF-а, мапирајући два антенска елемента на један детектор приказан на Слици 8.5.

SMA коаксијалним RF кабловима, сигнали са антенских елемената, доводе се до пријемника [82], где се првобитно филтрирају одговарајућим микроталасним филтрима пропусницима опсега  $11\text{-}15 \text{ GHz}$ . Реализација филтара остварена је на штампаној плочи направљеној од Rogers материјала дебљине  $1 \text{ mm}$ , образујући симетричну топологију тока сигнала [83]-[84]. Површински слој штампане плоче превучен је танким златним филмом, чија је улога заштита бакарних водова. Несавршеност површине бакарних водова доводи временом до оксидације, све до потпуног ишчезавања бакра. Глаткоћа површинског слоја се може остварити пресвлачењем танким филмом злата или никла. Никл има значајно слабију проводност, приближно трећина, и  $\mu_r = 500$  па је потребна



значајно већа дебљина филма у поређењу са златом. Злато има одличну проводност, нема феромагнетска својстава и има  $\mu_r = 1$ , што га чини погоднијим за дату примену.



Слика 8.5. Микроталасни логаритамски амплитудски детектор

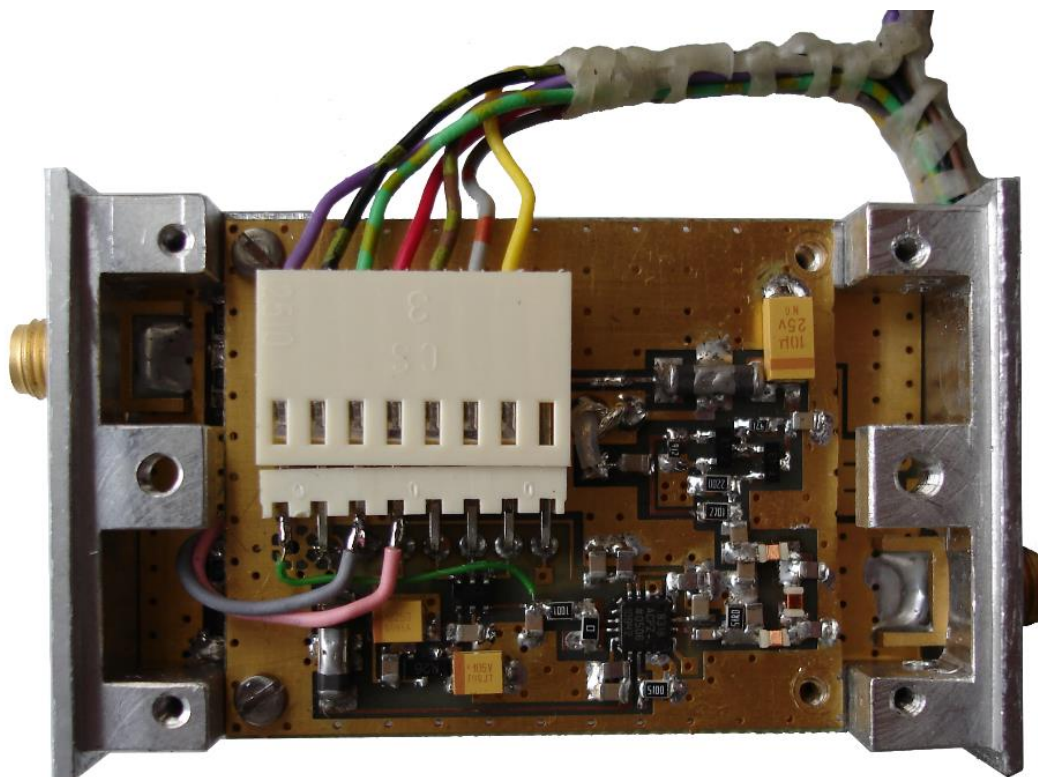
SPDT селектор, HMC547LP3 [85], пропушта наизменично филтриране улазне сигнале преко нискошумног појачава до пасивног дупло балансираног мешача HMC412MS8G [86], где се множи се сигналом локалног синтетизатора учестаности. Излаз мешача се преко нискошумних појачавача и нискофреквентног филтра, граничне учестаности 50 MHz, доводи до логаритамског детектора AD8318 [87]. За разлику од улазног дискретног двостепеног RF појачавача, појачавачи у основном опсегу су реализовани интегрисаним компонентама. AD8318 је логаритамски детектор, широког фреквенцијског опсега од 1 MHz - 8 GHz, високе прецизности од  $\pm 1$  dB у опсегу од 55 dB када је  $f < 5.5$  GHz и брзог импулсног одзива од 10 ns за улазну ивицу, и 12 ns за силазну.

Фреквенцијски опсег синтетизатора је тако подешен, да одговара фреквенцијском опсегу улазног сигнала. На тај начин, остварен је директан хомодински пријемник, који детектује сигнал само када се фреквенција улазног сигнала поклапа са фреквенцијом сигнала локалног синтетизатора. Контрола фреквенције локалног синтетизатора детаљно је описана у поглављу 8.4.

Комплетан микроталасни детектор оклопљен је металним кућиштем с циљем испуњавања стандарда електромагнетске компатибилности. Излаз пријемника је ВВ сигнал, реализовани у виду крутих „piggyback“ конекција помоћу „pin header“ конектора. Такав вид конекције, практично се показао значајно бољим, у односу на стандардно каблирање у ВВ домену. На Слици 8.6, приказан је лабораторијски прототип, код кога је излаз детектора кабловима доведен до улаза ADC-а.

Лабораторијски прототип је показао, да због компактности пријемника, RF, IF и ВВ у заједничком кућишту, долази до нежељеног назрачивања сигнала путем каблова и конектора, што доводи до неконзистентности читавања ADC конверзије. Тај проблем је у потпуности елиминисан кратком крутом везом, у виду „piggyback“ конекције, код

детектора са Сlike 8.5. Предност круте конекције је вишеструка и са практичног аспекта, јер елиминише проблем стабилности конекција у присуству вибрација, која је такође постојала код лабораторијског прототипа.



Слика 8.6. *Лабораторијски прототип микроталасног амплитудског детектора*

## 8.4. Локални синтетизатор учестаности

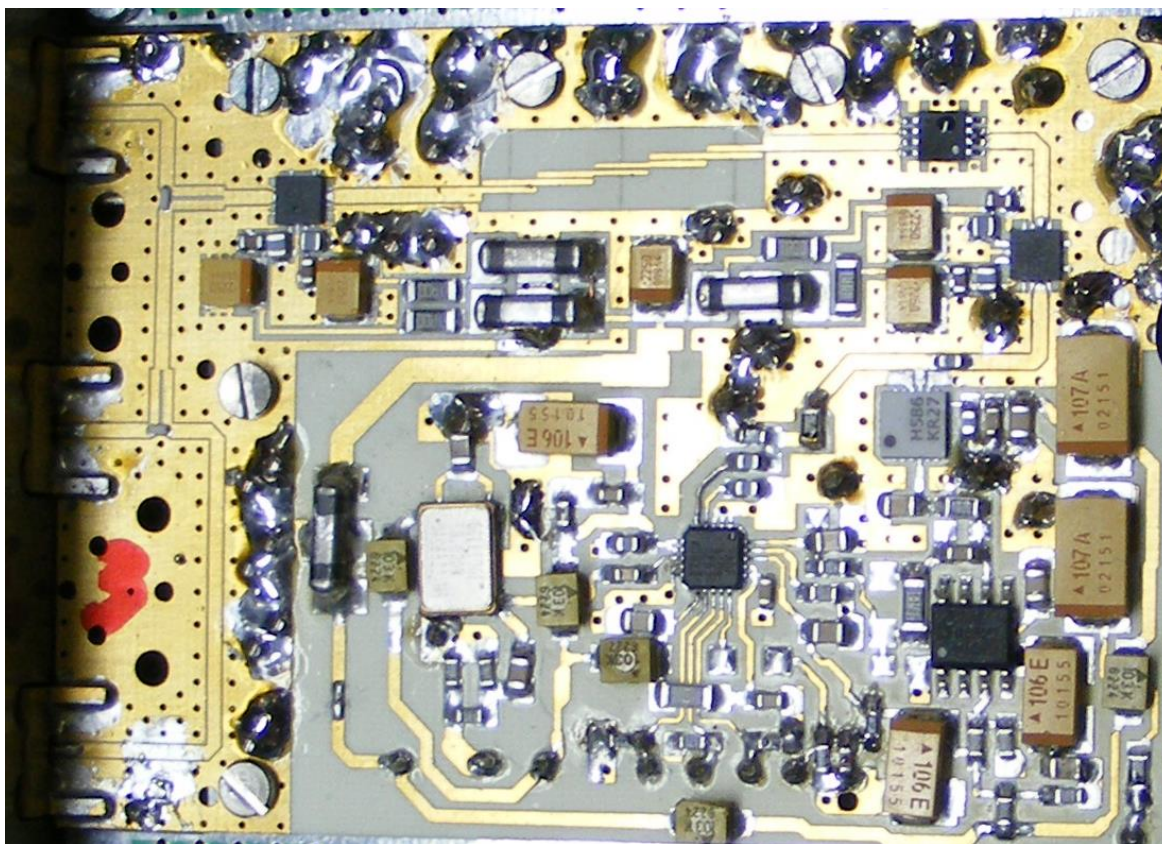
Важну улогу у директном хомодинском пријемнику сигнала има локални синтетизатор учестаности [91], чији се излаз доводи на улаз мешача заједно са филтрираним RF улазима, чиме се улазни опсег фреквенција 11-15 GHz своди на основни опсег [88]-[90]. Имплементација локалног синтетизатора учестаности је двостепена:

- 1) IF степен - синтеза учестаности,
- 2) и RF степен - фреквенцијско множење ( $\times 2$ ).

IF степен се састоји се од добро уклопљене фазно синхронисане петље (енг. phase lock loop PLL) и директног дигиталног синтетизатора учестаности (енг. digital direct synthesizer DDS) за прецизно подешавање излазне фреквенције у опсегу од 5.5-7.5 GHz.

За имплементацију PLL-а, искоришћена је фазно синхронисана петља ADF4108 [92], опсега генерисаних учестаности 8 GHz, програмабилна са дуал-моде прескалерима 8/9, 16/17, 32/33 и 64/65, којом се управља преко серијског SPI интерфејса. Управљање сетом прескалера PLL-а ADF4108, могуће је произвести велики број фреквенција, али то није довољно за прецизни, униформни сет канала од по 100 MHz у жељеном опсегу. Прецизно синтетизовање датих канала, могуће је остварити упаривањем датог PLL-а ADF4108, са DDS колом AD9951 [93]. DDS AD9951 поседује 400 MSPS брзину интерног такта, 14 bit DAC, одличне динамичке перформансе ( $>80$  dB SFDR при 160 MHz, офсет  $\pm 100$  kHz,  $A_{OUT}$ ) и серијски SPI интерфејс за управљање.

Излаз IF степена се преко нискошумног појачавача доводи на дублер фреквенције HMC204MS8GE [94]. Синтетизовани опсег учестаности 5.5-7.5 GHz се дуплира, да би се остварио фреквенцијски опсег који одговара опсегу улазних сигнала DF-а (хомодински тип пријемника). Излаз дублера, доводи се на микроталасни филтар пропусник опсега учестаности 11-15 GHz, реализован на позлаћеној штампаној плочи направљеној од Rogers материјала дебљине 1 mm [83]-[84]. Филтрирани излаз RF степена се преко нискошумног појачавача и SMA коаксијалних RF каблова доводи до мешача пријемника, као што је то приказано на Слици 8.7.



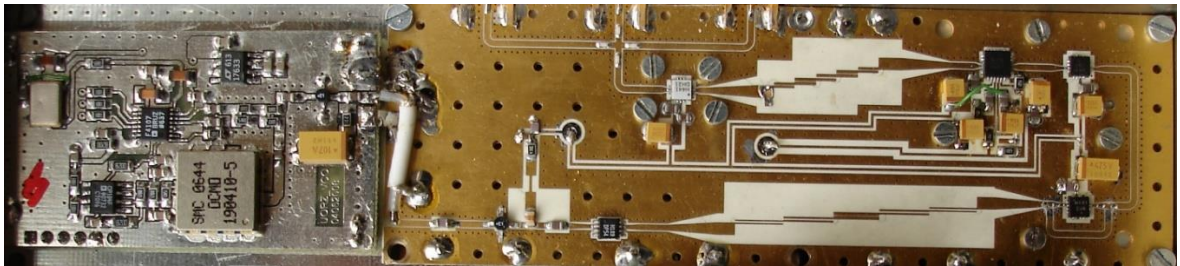
Слика 8.7. Синтетизатор учестаности



Овакав синтетизатор учестаности, оптимизован је да се добију максималне перформансе у погледу фазног шума, брзине синхронизације, равне амплитудске карактеристике у целом опсегу и поузданости у раду. Равна амплитудска карактеристика у целом фреквенцијом опсегу, не уноси додатно варијабилно слабљење улазних сигнала, што је веома значајно са становишта алгоритма, који се заснива на поређењу амплитуда. Иако је равну амплитудску карактеристику тешко постићи на RF опсегу, остварена је на IF опсегу, захваљујући двостепеној конфигурацији синтетизатора учестаности.

Управљање излазном фреквенцијом синтетизатора учестаности (PLL и DDS) је дигитално у ВВ помоћу микс-сигнал процесорске јединице и преко серијског SPI интерфејса. Време потребно да за конфигурацију и време постављања излаза PLL-а и DDS-а дефинише хардверско ограничење процесирања у реалном времену  $T_{setup} \approx 20 \text{ ms}$ , дефинисано у поглављу 5.4, што при задатом одзиву DF-а од једне секунде, ставља на располагање 50 канала ширине 80 MHz за покривање фреквенцијског опсега 1-15 GHz. Захваљујући софтверски контролисаном локалном синтетизатору имплементирана је вишеканална детекција са 40 различитих канала ширине 100 MHz, чиме је омогућено разликовање бесконачно блиских циљева на различитим фреквенцијским каналима, као и класификација извора зрачења.

Референца приказаног синтетизатора учестаности је осцилатор фреквенције осциловања 50 MHz. Мерењима је установљено да независне референце DSP-а и лабораторијског прототипа синтетизатора учестаности приказаног на Слици 8.8, нису добро решење, јер уносе додатни шум приликом AD конверзије. Код решења са Слици 8.7, DSP и синтетизатор учестаности користе заједничку референцу, чиме је овај недостатак лабораторијског прототипа отклоњен.



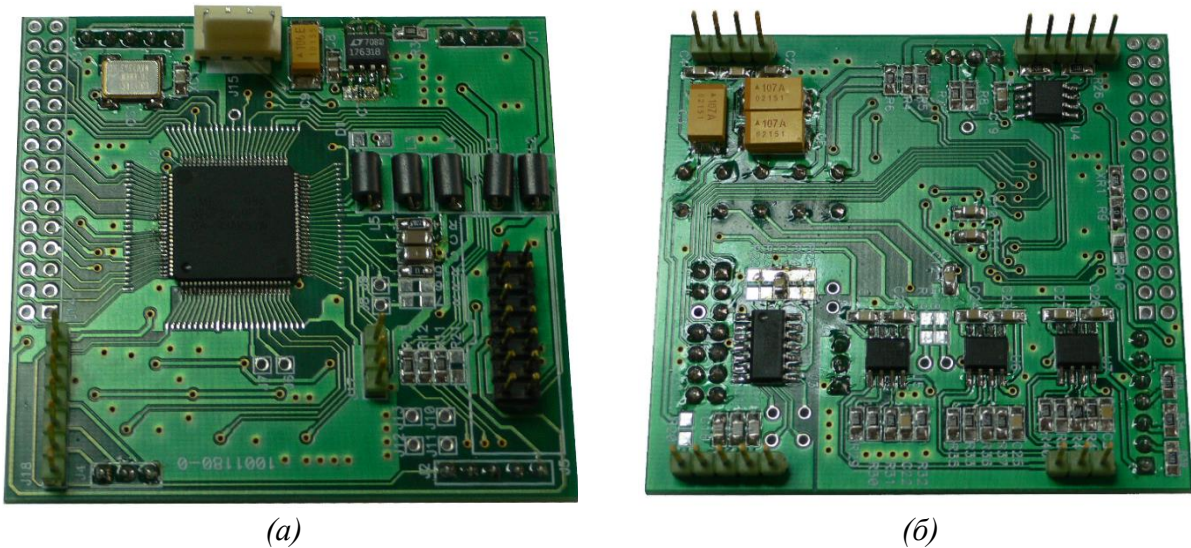
Слика 8.8. Лабораторијски прототип синтетизатор учестаности

## 8.5. Јединица за микс-сигнал процесирање сигнала

Одређивање DOA пројектованим микроталасним широкопојасним DF системом, на бази вишеканалне детекције и хомодинског пријемника, је комплексан процес управљања, аквизиције и процесирања. Процес започиње, задавањем конфигурације програмабилним компонентама локалног синтетизатора учестаности (PLL и DDS)

путем серијског SPI интерфејса. Наставља се контролисаном аквизицијом улазних RF сигнала суседних елемента антенског низа, њиховом детекцијом и дигитализацијом, док је излаз синтетизатора учестаности у стабилном стању. Финално, завршава се процесирањем алгорита одређивања DOA [80].

Цео процес управљања, аквизиције и одређивања DOA, контролисан је јединицом за микс-сигнал процесирање сигнала TMS320F2809 [95], радног такта до 100 MHz, која је опремљена брзим 12 bit AD конвертором, времена конверзије 80 ns (12.5 MSPS) и четири серијска SPI интерфејса. За такт DSP-а одабрана је заједничка референца са локалним синтетизатором учестаности из практичних разлога (погледати 8.4.). Микс-сигнал процесор сигнала TMS320F2809 повезан је, крутим, тз. „piggyback“ конекцијама, директно са PLL-ом, DDS-ом и референцом локалног синтетизатора, преко драјвера са SPDT антенским селектором HMC547LP3 и преко бафера са логаритамским детектором AD8318. На Слици 8.9, приказана је плоча јединице за микс-сигнал процесирање сигнала и њених одговарајућих пратећих склопова – на Слици 8.9 (а) приказан је поглед са врха, док је на Слици 8.9 (а) приказан поглед са дна.



**Слика 8.9.** Микс-сигнал процесорска јединица  
 (а) Поглед са врха  
 (б) Поглед са дна

Плоча јединице за микс-сигнал процесирање сигнала са Сликe 8.9, налази се у заједничком кућишту са локалним синтетизатором учестаности и одговарајућим DC/DC конверторима за напајање. Сваки блок је имплементиран независно, а повезани су међусобно су преко ВВ плоче, као што је то приказано на Слици 8.10. Плоча синтетизатора учестаности је положена директно на ВВ плочу, док су плоче DC/DC конвертора и јединице за микс-сигнал процесирање сигнала повезани преко „pin header“ конектора.



Слика 8.10. ВВ плоча са микс-сигнал процесорском јединицом

## 8.6. Вероватноћа детекције

Одређивање DOA пројектованим DF системом, базира се на логаритамској разлици сигнала суседних антенских елемената, што значи да вероватноћа детекције  $P_d$  таквог система, зависи од вероватноћа детекција по обе путање [96]. У одсуству долазног сигнала, на RF улазима антенског низа присутан је само адитивни бели Gauss-ов шум (енг. additive white Gaussian noise AWGN) па енvelope сигнала  $S_{out}$  на излазу логаритамског детектора има Rayleigh-еву расподелу густине вероватноће  $p_0$ , што је дато формулом (8.1):

$$p_0(S_{out}) = \frac{S_{out}}{N_{out}} \cdot e^{-\frac{S_{out}^2}{N_{out}^2}}, \quad (8.1)$$

где је  $N_{out}$  варијанса шума излазног сигнала. За случај, када постоји долазни сигнал, енvelope сигнала има Rice-ову расподелу густине вероватноће  $p_1$ , што је дато формулом (8.2):

$$p_1(S_{out}) = \frac{S_{out}}{N_{out}} \cdot e^{-\frac{S_{out}^2 + U_{out}^2}{2N_{out}^2}} \cdot I_0\left(\frac{S_{out} U_{out}}{N_{out}^2}\right), \quad (8.2)$$



где је  $U_{out}$  амплитуда сигнала. Сигнал пре уласка у логаритамски детектор, пропушта се кроз филтар па су амплитуда сигнала и варијанса шума излазног сигнала дати формулама (8.3) и (8.4):

$$U_{out} = \sqrt{4E_b\tau}, \quad (8.3)$$

$$N_{out} = N_0\tau, \quad (8.4)$$

где су  $E_b$  енергија примљеног сигнала,  $N_0$  густина снаге шума једне стране и  $\tau$  трајање присуства долазног сигнала. У присуству улазног сигнала  $E_b \gg N_0$ , Rice-ва расподела густине вероватноће се може апроксимирати Gauss-овом функцијом густине вероватноће. На тај начин, вероватноћа доношења погрешне одлуке о присуству долазног сигнала  $P_e$ , по једној путањи сигнала, дата је следећим формулама (8.5) и (8.6) :

$$P_e = P_0P_{1/0} + P_1P_{1/0}, \quad (8.5)$$

$$P_e = \frac{1}{2} \cdot \left( \int_{U_i}^{\infty} \frac{S_{out}}{N_{out}} \cdot e^{-\frac{S_{out}^2}{2N_{out}^2}} dS_{out} + \int_{-\infty}^{U_i} \frac{1}{\sqrt{2\pi N_{out}}} \cdot e^{-\frac{(S_{out}-U_{out})^2}{2N_{out}^2}} dS_{out} \right), \quad (8.6)$$

где је  $U_i$  праг одлуке. Упрошћењем формуле (8.6), може се показати да је вероватноћа доношења погрешне одлуке једне путање сигнала дата формулом (8.7):

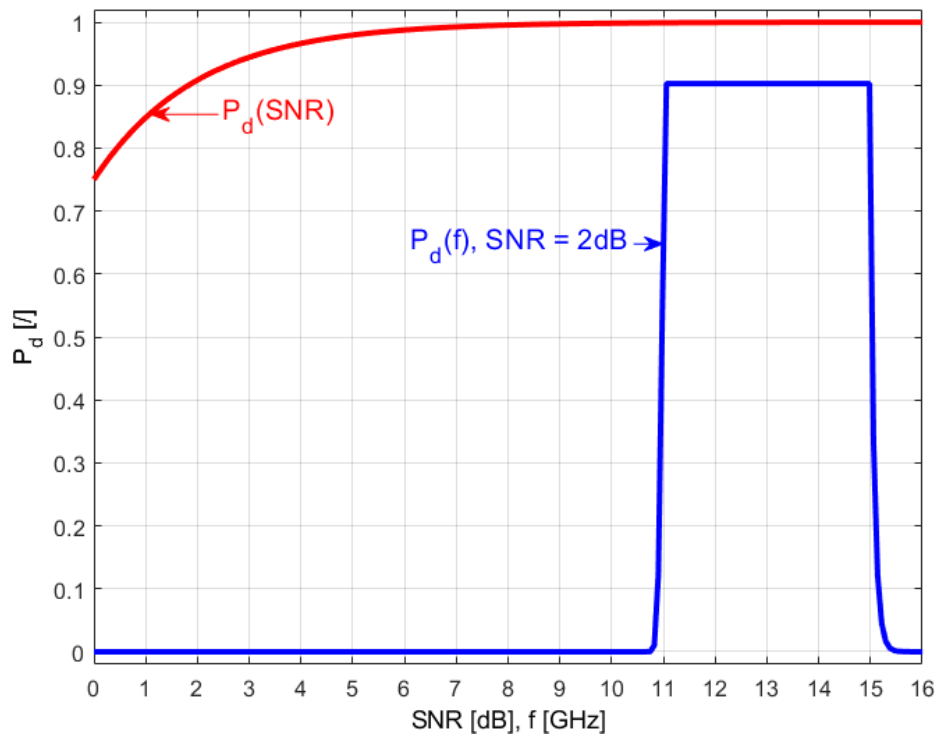
$$P_e = \frac{1}{2} \cdot e^{-\frac{E_b}{2N_0}}, \quad (8.7)$$

Заменом  $E_b = S_{in}\tau$  и  $N_{in} = N_0\beta_{IF}$  у формулу (8.7), где је  $S_{in}$  улазни сигнал,  $N_{in}$  варијанса шума улазног сигнала, и  $\beta_{IF}$  опсег филтра на улазу у логаритамски детектор, вероватноћа детекције, укључујући оба сигнала, може се записати формулама (8.8) и (8.9):

$$P_d = 1 - (1 - P_{d,i}) \cdot (1 - P_{d,j}) = 1 - P_{e,i} \cdot P_{e,j}, \quad (8.8)$$

$$P_d = 1 - \frac{1}{4} \cdot e^{-SNR \cdot \beta_{IF} \tau}, \quad (8.9)$$

где је  $SNR = \frac{G \cdot S_{in}}{G \cdot N_{in} + N_{el}}$  однос сигнал шум (енг. signal-to-noise ratio  $SNR$ ),  $N_{el}$  електрични шум и  $G$  добитак антене. У пракси, већи утицај на деградацију DF перформанси, у односу на електрични шум, имају спољашњи услови  $N_{el} \ll G \cdot N_{in}$  [1]. На Слици 8.11, приказана је вероватноћа детекције  $P_d$  у односу на однос сигнал шум  $SNR$ , када је  $\beta_{IF} \tau = 1$ , као и вероватноћа детекције  $P_d$  у фреквенцијом опсегу детектора када је  $SNR = 2$  dB.



Слика 8.11. Вероватноћа детекције у односу на однос сигнал-шум  $SNR$



# 9. Ефикасна микс-сигнал обрада

Пројектовани DF систем, описан у поглављу 8, користи метод поређења логаритамске разлике амплитуда, описан у поглављу 4.2.1, за одређивање DOA. Флексибилност синтезе учестаности пројектованом DF систему пружа, осим просторног, и фреквенцијски преглед извора зрачења, али и ограничава максимално време процесирања алгоритма. Временски слот за аквизицију, детекцију сигнала и процесирање алгоритма, датог DF-а, је  $T_{DF} \leq 20 \text{ ms}$ . Моћни супер-резулционни алгоритми, којима је могуће детектовати блиске циљеве на истој фреквенцији, нису погодни за имплементацију, јер захтевају превелику процесорску моћ. Алгоритам погодан за вишеканалну детекцију мора бити изузето ефикасан и добро уклопљен у процес аквизиције и детекције.

Подешавање PLL-а и DDS-а локалног синтетизатора, контрола RF SPDT антенског селектора и управљање процесом аналогно-дигиталне конверзије, додатно смањује расположиво време за процесирање алгоритма.

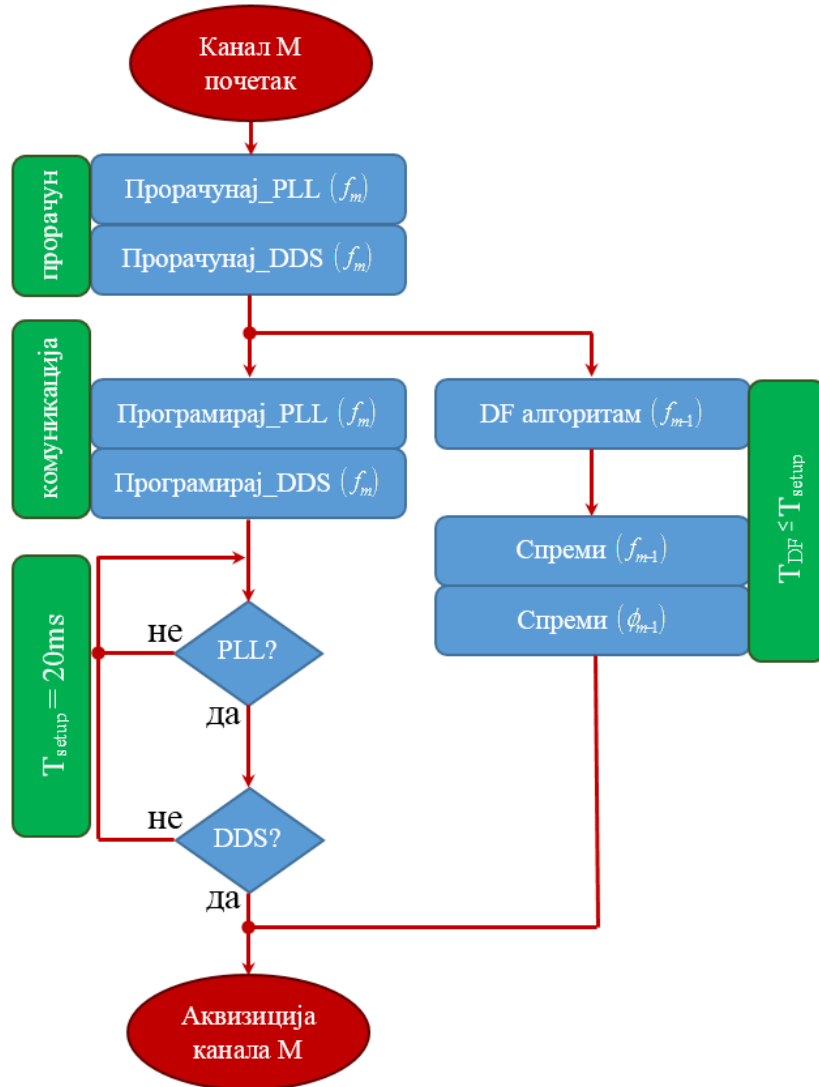
Дистрибуираност и просторна дислоцираност пријемника, пројектованог DF система, Слика 8.1, онемогућује примену аналогне аутоматске регулације појачања. Решење је софтверска дигитална регулација појачања, применом ауто-калибрације, што омогућује дистрибуцију пријемника у простору и смањује укупну величину хардвера.

## 9.1. Проточни (pipeline) алгоритам вишеканалне детекције

Процесирањем у реалном времену, проточни (pipeline) алгоритам, базиран на софтверски контролисаној вишеканалној детекцији, одређује DOA и класификује долазне сигнале по фреквенцији.

Поступак започиње постављањем излаза локалног синтетизатора учестаности, на централну вредност тренутно активног канала. Процес постављања излаза локалног синтетизатора се састоји од прорачуна централне фреквенције тренутно активног канала, два циклуса серијске SPI комуникације, којима се програмирају регистри PLL-а и DDS-а и потребног времена да се стабилизује излаз локалног синтетизатора

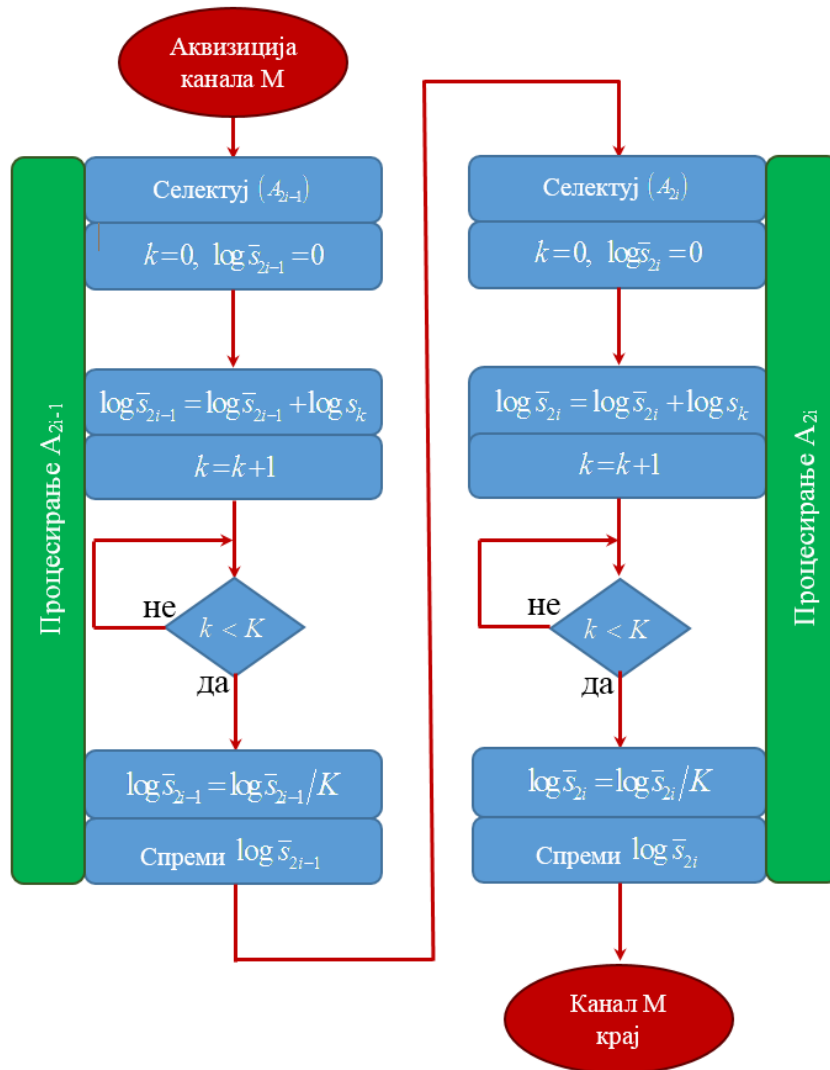
учестаности. Време потребно за стабилизацију излаза локалног синтетизатора учестаности, назива се временски слот за извршавање алгоритма естимације DOA над улазима добијеним процесирањем претходног канала. Пројектовани DF ради у реалном времену, ако се алгоритам естимације DOA изврши у том временском слоту, што је  $T_{setup} \approx 20\text{ ms}$  у случају пројектованог DF-а. Овим је остварен софтверски pipeline за процесирања DF алгоритма, што је приказано на Слици 9.1.



Слика 9.1. „Pipeline“ алгоритам постављања канала и DF алгоритма

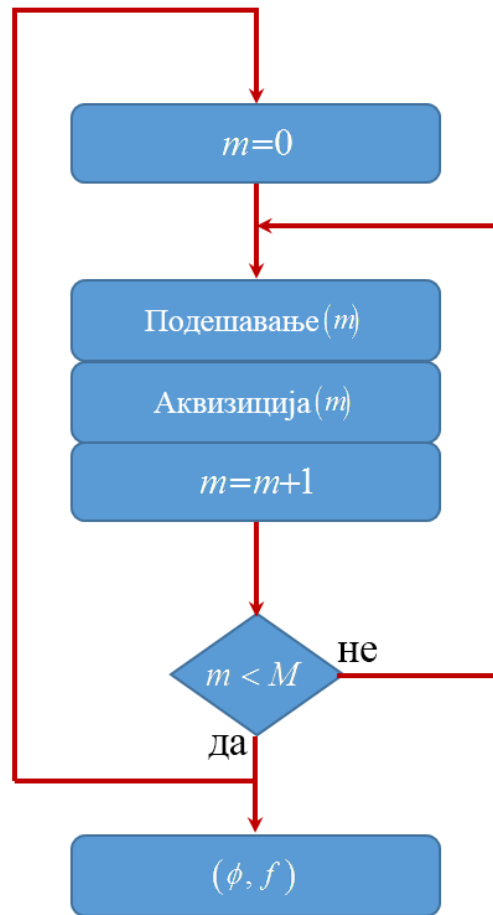
Када је излаз локалног синтетизатора учестаности стабилан, управљањем RF SPDT антенским селектором, пропуштају се наизменично улазни RF сигнали према логаритамском детектору. Излаз детектора се семплије  $K = 16$  пута брзим 12 bit ADC конвертором, усредњава и спрема у меморију. Тако спремљен податак се користи као

улаз за алгоритам естимације DOA, чије је процесирање заказано за наредни временски слот. Алгоритам аквизиције улазних RF сигнала, приказан је на Слици 9.2.



Слика 9.2. Алгоритам аквизиције улазних RF сигнала

Поступак детекције се наставља, процесирањем наредног канала и извршавањем алгоритма претходног канала у временском слоту подешавања излаза синтезатора учестаности. Скенирање је континуали процес циклуса инкременталног процесирања канала, од првог до последњег, а резултат процесирања се добија на крају сваког циклуса. Активирање алгоритама естимације DOA, у оквиру предвиђеног временског слота, условљено је присуством детектованог сигнала, чиме је остварено филтрирање тзв. лажних аларма. Цео описани поступак се одвија у паралели за све парове антенских елемената. Алгоритам скенирања целог опсега канала, приказан је на Слици 9.3.



Слика 9.3. Алгоритам скенирања целог опсега канала

## 9.2. Имплементација ефикасног алгоритма одређивања правца

Супер-резулционни алгоритми, омогућавају разликовање фреквентно и просторно (по азимуту) блиских циљева, па чак и у случају делимично корумпираног пријема, што је приказано у поглављу 3.2. Такви алгоритми су веома комплексни за процесирање па су углавном примењивани у моноканалним системима или као алгоритми за пост-процесирање, неког од класичних алгоритама. Са практичног становишта, емитовање сигнала на истој фреквенцији зрачећих елемената, није чест случај у пракси, јер долази до интерференције сигнала између извора зрачења. Класични, директни алгоритми нису отпорни на делимично корумпиран пријем, али су са становишта имплементације је ефикаснији од супер-резулционих. Изузетно ефикасни алгоритми, базирани на монопулсном методу, добро укомбиновани са хардверским ограничењима вишеканалне детекције, омогућавају разликовање просторно (по азимуту) бесконачно

блиских циљева различитих фреквенција носиоца. Постављањем вишеканалне детекције као стандарда у техникама DF-а, појам супер-резолуције би се односио на фреквенцијску резолуцију, тј. ширину канала.

Принцип поређења „нормализацијом“ може бити реализован директним и логаритамским детектором. Ефикаснији метод са директним детектором и метод разлике логаритама амплитуда сигнала, са становишта процесирања су у потпуности исти, што значи да имају подједнако добру ефикасност. Оно што их разликује су физичке величине које се пореде. У случају „нормализације“, величине које се пореде су хардверски генерисани збир и разлика амплитуда сигнала, док су случају разлике то логаритмоване амплитуде сигнала. Хардверско генерисање збира и разлике остварује се додатним, габаритним микроталасним хардвером, тз. компараторима приказаним у поглављу 3.1.4, што овакав метод чини непогодним за мобилне примене.

Имплементирани алгоритам за одређивање DOA, процењује азимут на основу монотоне криве разлике логаритама амплитуда улазних RF сигнала суседних антена. Поставка метода приказана је у поглављу 4.2.1, са предложеном алгоритмом естимације DOA на основу формуле (4.12), док је резолуција таквог алгоритма дата је у Табели 4.1. Одликује га изузетна ефикасност, што га чини погодним за примену у реалном времену и задовољавајућа резолуција.

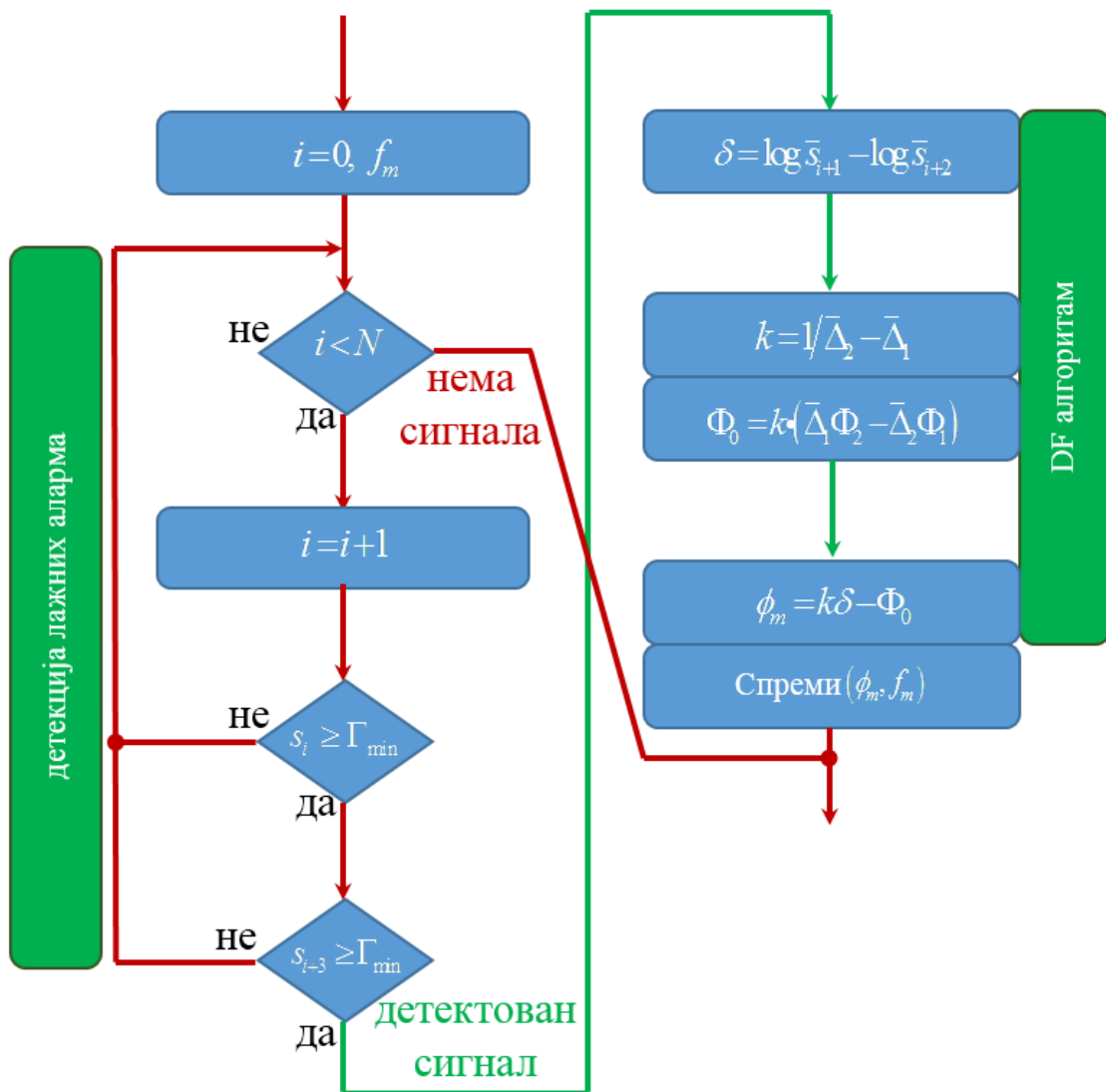
Један приступ елиминацији несавршености хардвера, као што су непостојаност ширине дијаграма зрачења у целом фреквенцијском опсегу и неминовна разлика у појачању пријемничких блокова, јесте формирање статичке 2D калибрационе матрице амплитуда сигнала по фреквенцији и антенским елементима, пре процеса скенирања описаног у 9.1. Таквом калибрацијом могуће је свести дијаграме зрачења свих антенским елемената  $N = 8$  у целом фреквенцијском опсегу 11-15 GHz ( $M = 40$  канала) на пројектовани дијаграм зрачења на централној фреквенцији опсега 13 GHz, што омогућује концепт апроксимације линеарним карактеристикама, описаних у поглављу 4.2.1. Имплементиран је алгоритам за одређивање DOA, који апроксимира карактеристику разлике логаритама, са део по део линеарним сегментима између тачака калибрације. Реализација таквог алгоритма захтева још мапирање криве разлике  $\Delta(l, f)$  и азимута  $\Phi(l, f)$  извора зрачења.

Алгоритам за естимацију DOA линеарном апроксимацијом, састоји се од две функционалне целине:

- 1) Софтверско филтрирање лажних аларма,
- 2) процесирање естимације DOA.

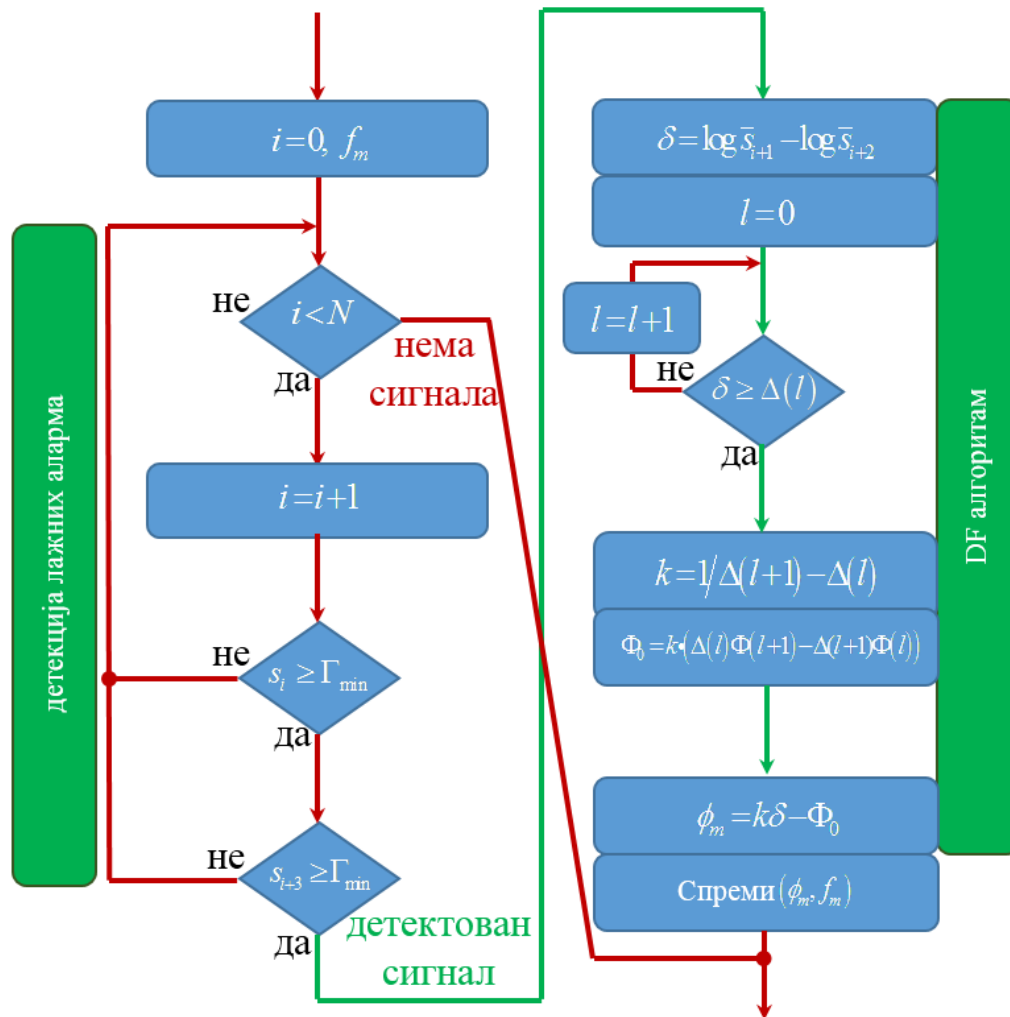
Број антена пројектованог антенско низа је  $N = 8$ , што значи да присуство једног зрачећег елемента, детектује истовремено оних  $N/2 = 4$  суседних елемената антенског низа  $A_i, A_{i+1}, A_{i+2}, A_{i+3}$ , чије су осе видокруга усмерене ка њему. Та особина пројектованог DF-а, искоришћена је за филтрацију лажних аларма и идентификацију тренутног сета активних елемената антенског низа.

Алгоритам започиње скенирањем детектованих усредњених вредности свих елемената антенског низа и провером да ли постоји валидна комбинација екситованих антенских елемената. У случају негативног исхода, процесирање алгоритма се прекида, док у случају потврде алгоритам се наставља. Због симетрије у геометрији антенског низа, и постојања само 2 улаза за естимацију DOA, формулом (4.12), постоје две могућности избора антенских елемената за процесирање естимације - унутрашњи  $A_{i+1}, A_{i+2}$  и спољашњи  $A_i, A_{i+3}$  антенски пар. Одабир је да то буде унутрашњи антенски пар, пошто је значајно већи део енергије сигнала детектован тим антенским паром. Блок дијаграм алгоритма за естимацију DOA линеарном апроксимацијом, приказан је на Слици 9.4.



Слика 9.4. Блок дијаграм алгоритма за естимацију DOA линеарном апроксимацијом

Први део алгоритма је исти као и код алгоритма линеарном апроксимацијом целог опсега, док процесирање естимације DOA, започиње претрагом LU табеле, с циљем проналазака ком сегменту припада одређена усредњена разлика логаритама амплитуда  $\delta$ . Након проналазака одговарајућег сегмента, на основу граница рачунају се нагиб  $k$  и померај  $\Phi_0$ , на основу којих се линеарном апроксимацијом сегмента естимира DOA. Блок дијаграм алгоритма за естимацију DOA део по део линеарним апроксимацијама приказан је на Слици 9.5.



Слика 9.5. Блок дијаграм алгоритма за естимацију DOA део по део линеарним апроксимацијама

### 9.3. Софтверска дигитална регулација појачања применом ауто-калибрације

Постојање више независних пријемника, доводи до неуједначености појачања између њих. У Табели 9.1. приказано је једно лабораторијско мерење азимута  $\phi$ , некалибрисаним DF-ом, у опсегу углова  $\phi \in (0^{\circ}, 180^{\circ})$ , на средини фреквенцијског и амплитудског опсега. У датом примеру, неусаглашеност појачања достиже и до 20 % динамичког опсега имплементираног метода одређивања DOA.

**Табела 9.1.** Једно лабораторијско мерење азимута  $\phi \in (0^{\circ}, 180^{\circ})$ , некалибрисаним DF-ом, при побуди CW сигналом на 13GHz, снаге  $-50\text{dB}$

$\phi$ [ $^{\circ}$ ]	$s_1$ [mV]	$s_2$ [mV]	$s_3$ [mV]	$s_4$ [mV]	$s_5$ [mV]	$s_6$ [mV]	$s_7$ [mV]	$s_8$ [mV]
0	<u>-50</u>	-54	-66.2					-54.1
5	-50.2	-53.6	-66					-59
10	-50.5	-53.2	-65.7					-62.1
15	-50.8	-52.9	-64.6					-62.7
20	-51.1	-52.6	-63.4					-64.2
25	-51.5	-52.3	-62					-64.8
30	-51.9	-51.8	-61.5					-65.8
35	-52.3	-51.4	-61					-67
40	-52.8	-50.8	-57.8					-67.4
45	-53.3	<u>-50.6</u>	-52.9	-68.4				
50	-58.3	-50.8	-52.4	-68.2				
55	-61.5	-51.3	-51.9	-67.8				
60	-62	-51.7	-51.4	-66.7				
65	-63.5	-52	-50.9	-65.6				
70	-64	-52.3	-50.5	-64				
75	-65.1	-52.6	-50.1	-63.6				
80	-66.2	-52.9	-59.7	-63.1				
85	-66.6	-53.2	-49.4	-60				
90	-66.8	-53.6	<u>-49.2</u>	-54.9	-66.4			
95		-57.5	-51.5	-52.6	-68			
100		-60.8	-51.7	-52.1	-67.7			
105		-61.2	-52	-51.5	-66.5			
110		-62.7	-52.2	-51	-65.3			
115		-63.2	-52.5	-50.7	-63.8			
120		-64.3	-53	-50.3	-63.4			
125		-65.4	-53.4	-49.9	-63			
130		-65.8	-53.9	-49.7	-59.8			
135		-66	-54.5	<u>-49.5</u>	-54.8	-66.3		
140			-58.9	-49.3	-54.5	-66.2		
145			-62	-49.6	-54	-65.8		
150			-62.6	-50	-53.5	-64.7		
155			-64.1	-50.4	-53	-63.6		
160			-64.6	-50.8	-52.6	-62.2		
165			-65.8	-51.3	-52.2	-61.6		
170			-66.8	-51.7	-51.8	-61.2		
175			-67.2	-52.1	-51.5	-57.9		
180			-67.4	-52.6	<u>-51.3</u>	-53	-68.2	

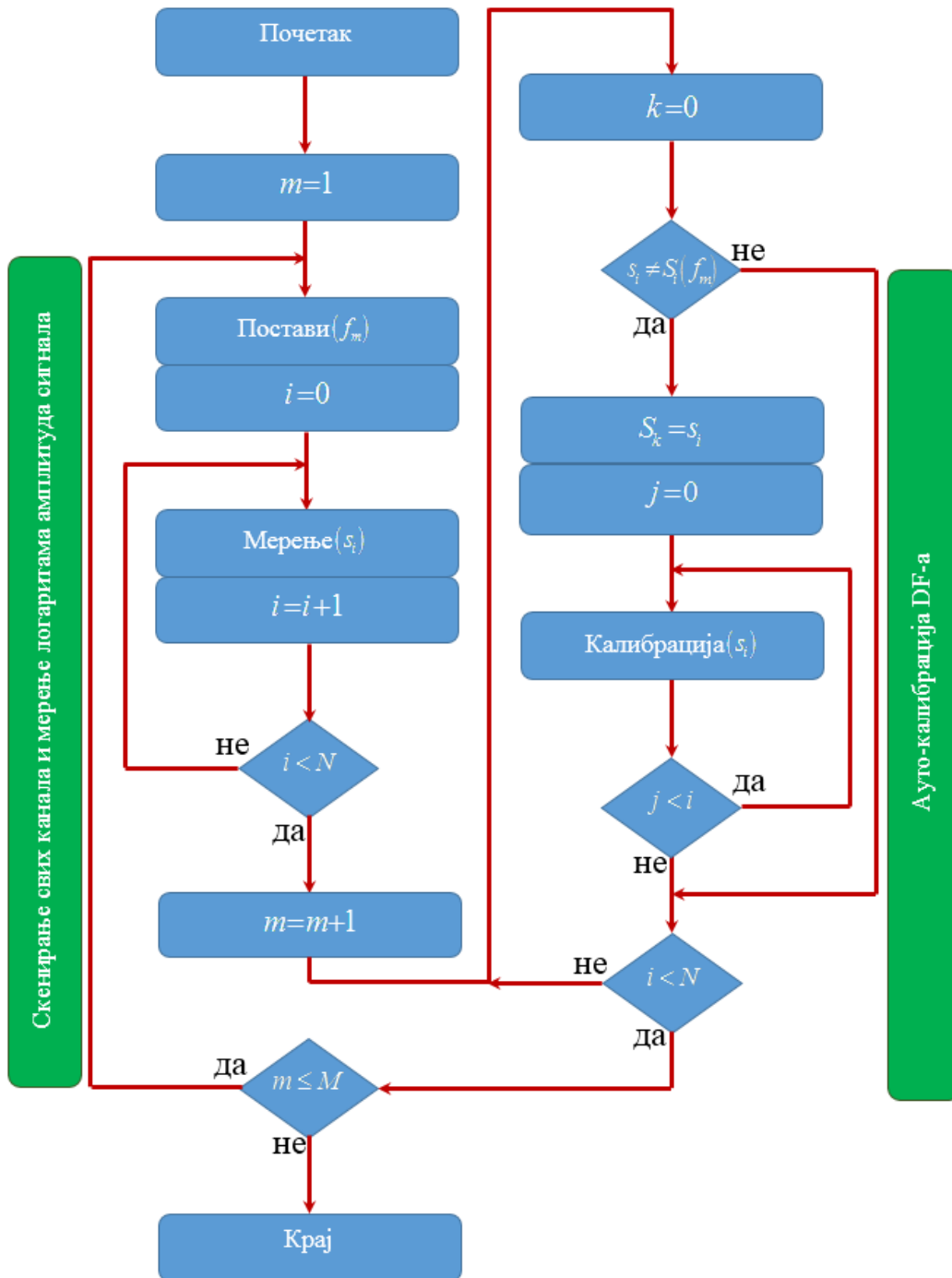


Пројектовани DF систем, састоји се од  $N=8$  елемената антенског низа, организованих тако да један пријемнички блок опслужује два антенска елемента. Разлика путања сигнала од антенских елемената до логаритамског детектора, једног пријемничког блока, су независни RF филтри на улазу. Разлика у слабљењу RF филтара на улазу није значајна, што значи да је естимација DOA у области видокруга једног пријемника могућа и без регулације појачања. Проблем постоји, код естимације DOA, у видокругу антенских елемената између пријемничких блокова, јер се путање сигнала од антенских елемената до логаритамских детектора у потпуности разликују. То се директно одражава на различито појачање дијаграма зрачења антенских елемената (смакнутост кривих), а самим тим, индиректно и на одређивање DOA.

Стандарда аутоматска регулација појачања није примењива на пројектовани DF систем, због просторне дистрибуираности пријемника. Могућа је само у оквиру једног пријемничког блока, где суштински није ни потребна, због већинског преклапања путања сигнала (исти детектор).

Решење за неусаглашеност појачања је софтверска дигитална регулација појачања применом ауто-калибрације, која омогућује просторну дислоцираност пријемника, чиме се смањује укупна величина хардвера.

Изворна 2D калибрација описана у 9.2, је статичког типа. Саставни је део производног процеса DF-а и захтева понављање након неког времена експлоатације уређаја. Алгоритам софтверске регулације појачања ауто-калибрацијом је динамичког карактера и представља корекцију статичке 2D калибрације. Може бити саставни је део секвенце иницијализације DF-а, а може бити и позвана током употребе DF-а. Започиње скенирањем свих антена по свим каналима, у одсуству улазног сигнала, и мерењем усредњених логаритама амплитуда. Проверавају се сви нивои појачања свих антенских елемената да ли су у одговарајућим границама  $\pm 5\%$ , поређењем са вредностима референте LU табеле, добијене претходном статичком 2D калибрацијом. Уколико дође до одступања нивоа неког антенског елемента, на тренутно активном каналу, 2D калибрациона табела се коригује усаглашавањем нивоа свих антенских елемената за тај канал. Уколико нема одступања, нема ни корекције. Блок дијаграм алгоритма дигиталне регулације појачања применом ауто-калибрације приказан је на Слици 9.6.



Слика 9.6. Блок дијаграм алгоритама дигиталне регулације појачања применом ауто-калибрације

# 10. Одређивање метролошких карактеристика DF-а

## 10.1. Основне метролошке карактеристике

Метролошке карактеристике пројектованог DF-а, одређене су лабораторијским мерењима саставних блокова DF-а и мерењем прецизности детекције и процесираниог алгорита у реалним теренским условима.

Основне метролошке карактеристике, пројектованог DF-а, одређене мерењима у лабораторијским условима су:

- 1) фреквенцијске карактеристике синтетизатора учестаности,
  - a. дуготрајна стабилност,
  - b. краткотрајна стабилност - фазни шум,
  - c. динамичке карактеристике,
  - d. временски слот за процесирање DOA у реалном времену,
- 2) карактеристика улазних филтара,
- 3) осетљивост микроталасног пријемника,
- 4) дијаграми зрачења антена,
- 5) усаглашеност нивоа парова детектор-антена.

Основна метролошка карактеристика, пројектованог DF-а, одређена мерењима у теренским условима је мерење прецизности детекције и процесираниог алгорита.

## 10.2. Методологија процене мерне несигурности резултата мерења

Постоје два типа мерне несигурности – мерна несигурност типа А и типа В.

Стандардна мерна несигурност типа А, процењује се на бази статистичке анализе вишеструког понављања процедуре мерења. Очекивана вредност мерне величине  $X$ , која се случајно мења, описује се аритметичком средином, добијеном из  $n$  мерења независних резултата  $X_i$ , што је дато формулом (9.1):

$$\bar{X} = \sum_{i=1}^n X_i \quad (9.1)$$

Мерна несигурност типа А  $u_A$ , утврђује се средњим квадратним одступањем према формули (9.2) [101]:

$$u_A = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2}, \quad (9.2)$$

Мерна несигурност типа В, заснива се на анализи кључних параметара:

- 1) подаци произвођача мерила,
- 2) докази о расипању резултата,
- 3) подаци експерименталних испитивања,
- 4) несигурност компоненти,
- 5) подаци провере калибрације.

За случај равномерне (правоугаоне) расподеле, мерна несигурност типа В  $u_B$ , рачуна се по формули (9.3) [101]:

$$u_B = \frac{W_B}{\sqrt{3}} \text{ или } u_B = \frac{a}{\sqrt{3}} \quad (9.3)$$

где је  $W_B$  неискључена систематска грешка задата границама  $\pm W_B$  и  $a$  доња и горња граница одступања мерне величине од резултата мерења. Када се ради о инструментима, као извору грешке мерења, у спецификацијама произвођача могуће је наћи  $w_B$ .

Комбинована мерна несигурност  $u_C$ , представља систематизацију мерних несигурности типа А и В и рачуна се по формули (9.4) [101]:

$$u_C = \sqrt{u_A^2 + u_B^2}, \quad (9.4)$$

Проширена комбинована мерна несигурност  $U_C$ , рачуна се формулом (9.5) [101]:

$$U_C = k_C u_C \quad (9.5)$$

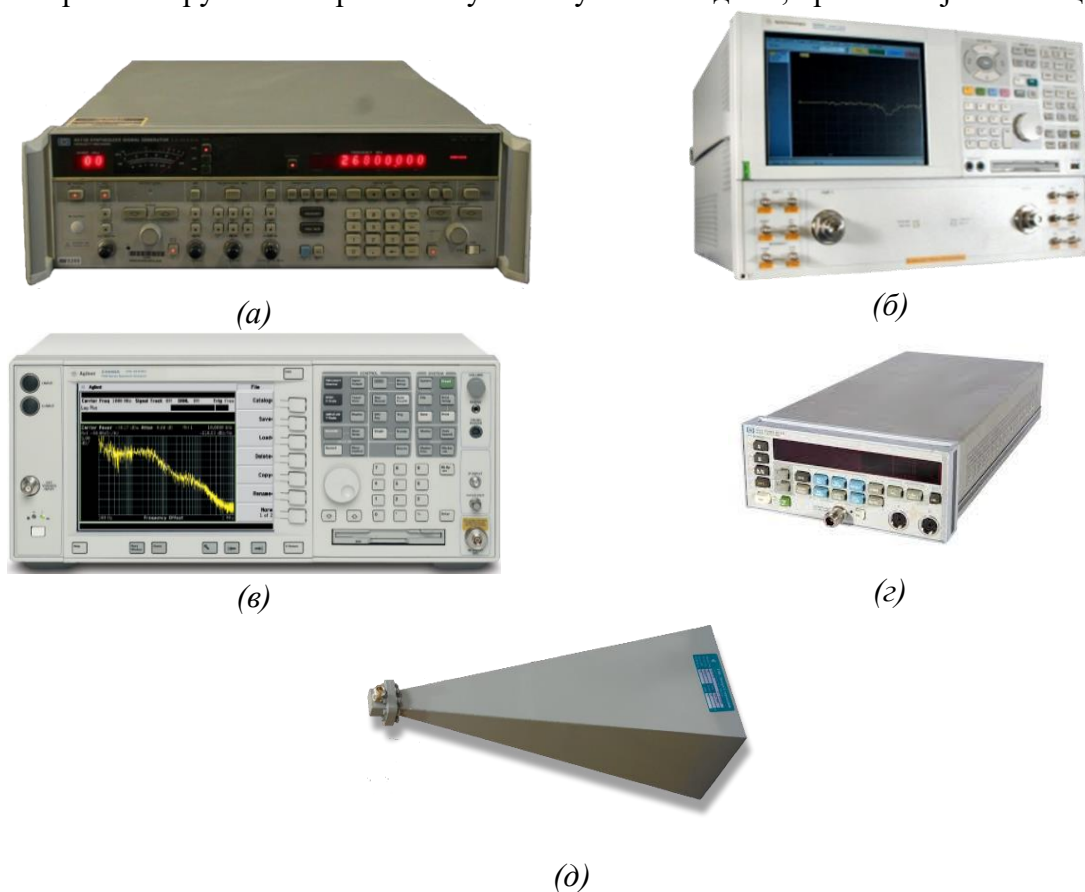
где је  $k_C$  фактор проширења – фактор који дефинише са којом вероватноћом су резултати одређени мерном несигурношћу.

### 10.3. Приказ метролошких карактеристика мерних инструмената

Мерни инструменти коришћени у одређивању метролошких карактеристика пројектованог DF-а су:

- 1) сигнал генератор HP 8673B [98],
- 2) мрежни анализатор E8364A [99],
- 3) анализатор спектра E4448A [100],
- 4) мерач снаге HP 438A [101],
- 5) директна антена SA 12-12 [102].

Мерни инструменти коришћени у поменутим методима, приказана је на Слици 10.1.



Слика 10.1. Лабораторијска опрема коришћена у мерењима

- (а) Сигнал генератор HP 8673B
- (б) Мрежни анализатор E8364A
- (в) Анализатор спектра E4448A
- (г) Мерач снаге HP 438A
- (д) Референтна хорн антена SA 12-12

Лабораторијска опрема и неки њени параметри, коришћена у поменутиим методима, дата је у Табели 10.1.

**Табела 10.1.** *Списак коришћене лабораторијске опреме неопходне*

<i>Инструменти</i>	<i>Ознака</i>	<i>Серијски број</i>	<i>Величина</i>	$W_B$
<i>Сигнал генератор</i>	HP 8673B	8673B-H07-819	ниво	$\pm 0.1 \text{ dB}$
			фреквенција	$\pm 1.5 \text{ kHz}$
<i>Мрежни анализатор</i>	E8364A	MY47420331	трансмисија	$\pm 1.5 \text{ dB}$
			рефлексија	$\pm 2.5 \text{ dB}$
			фреквенција	$\pm 10^{-6} \cdot f$
<i>Анализатор спектра</i>	E4448A	N10193	ниво	$\pm 0.07 \text{ dB}$
			фреквенција <sup>1</sup>	$\pm 1.8 \cdot 10^{-7} \cdot f$
			фреквенција <sup>2</sup>	$\pm 110.5 \text{ MHz}$
<i>Мерач снаге</i>	HP 438A	438A/11730/8482A	ниво	$\pm 0.02 \text{ dB}$
<i>Референтна хорн антена</i>	SA 12-12	12FS-12	ниво	$\pm 0.3 \text{ dB}$

Вредности неискључене систематске грешке задате границама  $W_B$ , дате у Табели 10.1., прерачунате су за одговарајуће мерне опсеге.

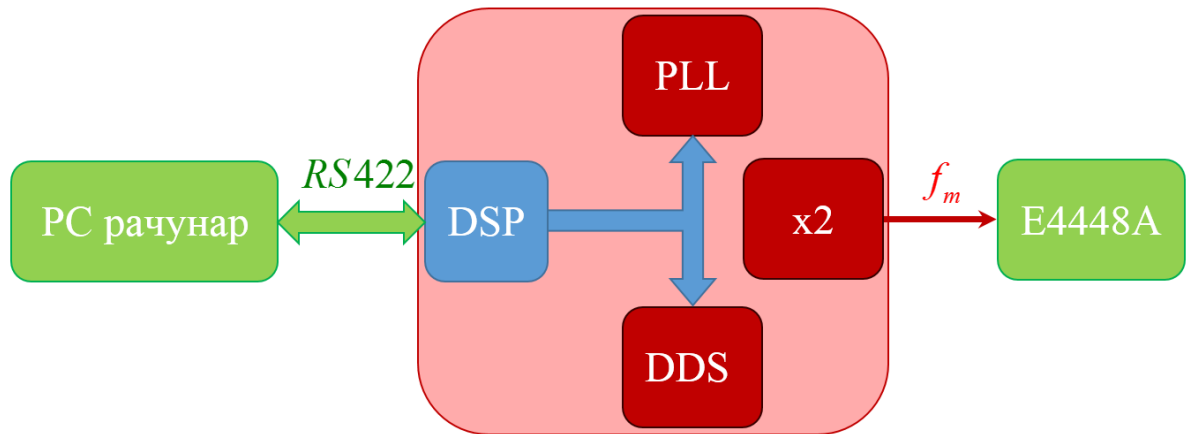
## 10.4. Мерење карактеристика синтетизатора учестаности

Основни параметар који одређује квалитет неког синтетизатора јесте стабилност излазне фреквенције. Две основне врсте стабилности су краткотрајна и дугорочна. Краткорочна стабилност је мера релативне промене фреквенције у кратком временском интервалу и настаје као последица шума у компонентама синтетизатора учестаности. Посматра се у домену фазе, јер су релативне промене фреквенције мале фреквенцијском домену. Отуда се краткорочна стабилност фреквенције мери фазним шумом. Дугорочна стабилност је мера релативне промене фреквенције у дужем временском интервалу и одређена је процесом старења компоненти синтетизатора.

Заједничка блок шема метода за одређивање минималног времена постављања синтетизатора учестаности, као и мерење статичке и динамичке фреквенцијске карактеристике и фазног шума, приказана је на Слици 10.2. Командовање излазном фреквенцијом задаје се РС рачунаром преко терминала. Рачунар је повезан са микс-сигнал процесорском јединицом DSP серијским диференцијалним RS422 интерфејсом. DSP управља синтетизатором учестаности (PLL и DDS), а фреквенцијске карактеристике излаза синтетизатора, мере се анализатором спектра E4448A. Софтвер за контролу локалног синтетизатора, прилагођен је специфичностима мерења.

<sup>1</sup> Односи се нормални мод анализатора спектра

<sup>2</sup> Односи се на *sweep* мод анализатора спектра



Слика 10.2. Блок шема мерне методе одређивања фреквенцијских и фазних карактеристика синтетизатора учестаности

### 10.4.1. Мерење фреквенцијске карактеристике синтетизатора учестаности

Лабораторијским мерним методом одређена је фреквенцијска карактеристика дугорочне стабилности синтетизатора учестаности. Метод се састоји из статичког мерења фреквенције и слабљења бочних лова RF излаза локалног осцилатора. Метод је базиран је блок шеми, приказаној на Сlici 10.2. Процедура мерења се састоји од задавања мерне фреквенције, путем командног интерфејса (терминала) PC рачунара. Комаду коју DSP прима од рачунара, у виду фреквенције, трансформише у одговарајуће PLL и DDS команде и шаље их серијским SPI интерфејсом. Мерење синтетисане фреквенције врши се анализатором спектра E4448A, након времена потребног за стабилизацију фреквенције  $\geq T_{\text{setup}} \approx 20 \text{ ms}$ .

Утицајне улазне величине на мерну несигурност су:

$u_f$  - тачност мерења фреквенције анализатором спектра E4448A у нормалном моду, дата у Табели 10.1.

$u_{s1}$  - тачност мерења напонског нивоа главног лоба анализатором спектра E4448A, дата у Табели 10.1.

$u_{s2}$  - тачност мерења напонског нивоа првог бочног лова анализатором спектра E4448A, дата у Табели 10.1.

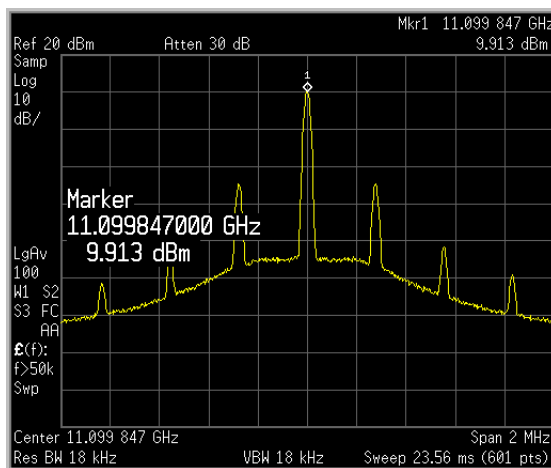
Поменуте мерне несигурности су В типа и свака подлеже правоугаоној расподели. Утицајне мерне величине изражене су у различитим јединицама, што значи да је прво потребно конвертовати их у проценте па тек онда поделити са  $\sqrt{3}$ . Ни један од извора мерне несигурности није у корелацији са неким другим извором, што значи да је

кофицијент осетљивости  $c_i = 1$ . Проширене мерне несигурности  $U_{C_1}$  (9.6) мерења фреквенције  $f_m$  и  $U_{C_2}$  (9.7) мерења потискивања бочних лобова  $\Delta_s$ , за фактор покривања  $k_C = 2$ , што одговара нивоу поверења од 95.45 %, дата су следећим формулама:

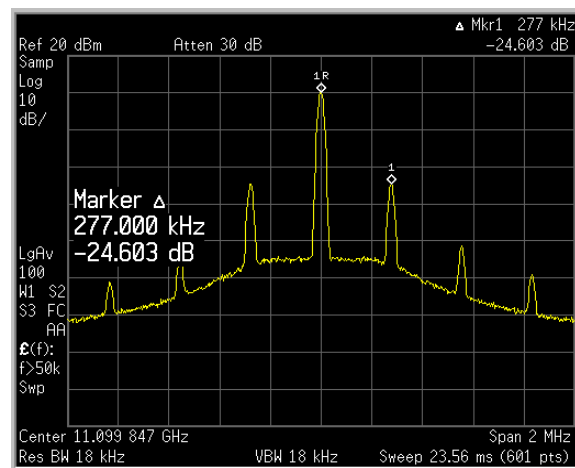
$$U_{C_1} = 2\sqrt{u_f^2 + u_s^2} = 2u_{C_1}, \quad (9.6)$$

$$U_{C_2} = 2\sqrt{u_f^2 + u_{s1}^2 + u_{s2}^2} = 2u_{C_2} \quad (9.7)$$

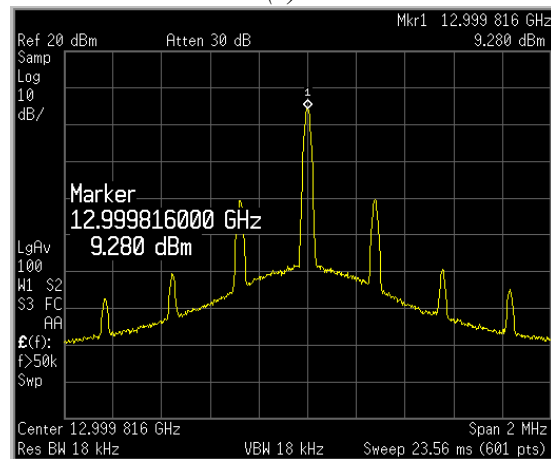
Резултати мерења дати за карактеристичне вредности опсега излазних фреквенција 11-15 GHz, приказани су на Слици 10.3.



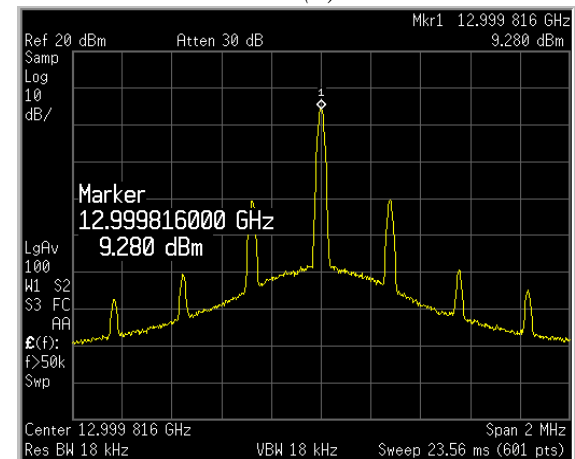
(a)



(б)

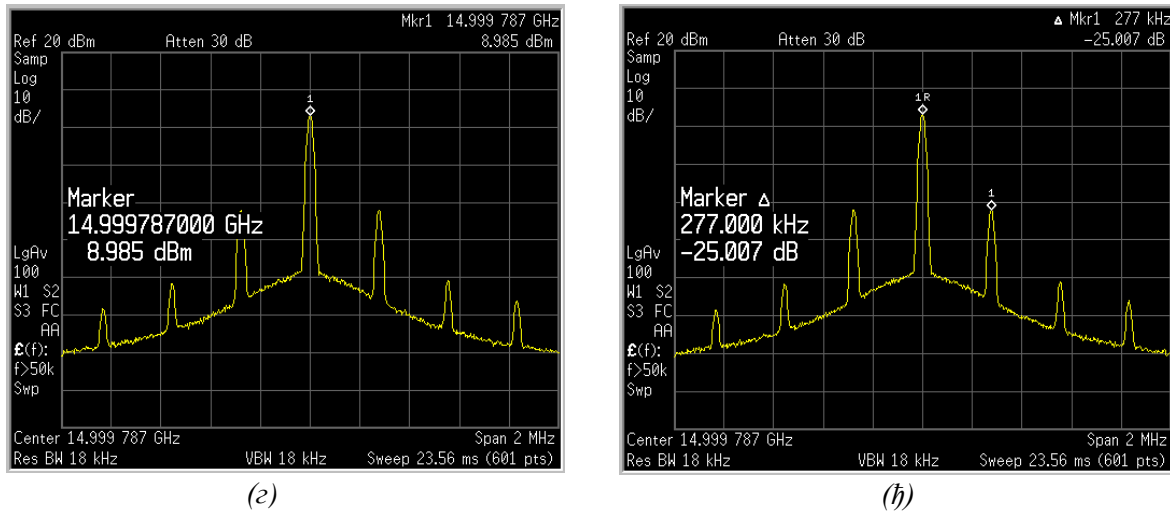


(в)



(г)





**Слика 10.3.** Резултати мерења фреквенцијске карактеристике синтетизатора учестаности

- (a) Мерење фреквенције и напонског нивоа излаза синтетизатора на 11GHz
- (б) Мерење потискивања бочних лобова 11GHz
- (в) Мерење фреквенције и напонског нивоа излаза синтетизатора 13GHz
- (z) Мерење потискивања бочних лобова 13GHz
- (д) Мерење фреквенције и напонског нивоа излаза синтетизатора 15GHz
- (h) Мерење потискивања бочних лобова 15GHz

Резултати мерења фреквенцијских карактеристика синтетизатора учестаности, показују да је фреквенција синтетизатора fino подешена са грешком од  $<10^{-4} \cdot f$  и потискивањем бочних лобова  $>24.5$  dB. Мерна несигурност овог мерења фреквенције и потискивања бочних лобова пројектованог синтетизатора учестаности, дата је у Табели 10.2.

**Табела 10.2.** Мерна несигурност мерења фреквенцијске карактеристике синтетизатора учестаности

Утицајна улазна величина ( $X_i$ )	Процена ( $x_i$ )	Стандардна несигурност $u(x_i)$ [%]	Функција распореде вероватноће	Коефицијент осетљивости $c_i$	Допринос стандардној несигурности $U(y) = c_i u(x)$ [%]
$u_f$	$\pm 1.8 \cdot 10^{-7} \cdot f_m$	$1.04 \cdot 10^{-8}$	униформна	1	$1.04 \cdot 10^{-8}$
$u_{s_1}$	$\pm 0.07$ dB	0.7	униформна	1	0.7
$u_{s_1}$	$\pm 0.07$ dB	0.7	униформна	1	0.7
$u_{c_1}$	Комбинована мерна несигурност мерења $f_m$				0.7

$U_{C_2}$	Проширена мерна несигурност ( $k_c = 2$ ) мерења $f_m$	1.4
$u_{C_2}$	Комбинована мерна несигурност мерења $\Delta_s$	1.98
$U_{C_2}$	Проширена мерна несигурност ( $k_c = 2$ ) мерења $\Delta_s$	3.96

### 10.4.2. Мерење фазног шума синтетизатора учестаности

Мера краткотрајне стабилности синтетизатора, познатија као фазни шум  $L(f)$ , дефинише се као однос спектралне густине снаге на датој фреквенцији  $P_n$  и укупне снаге носиоца  $P_0$  и може се записати следећом формулом (9.8):

$$L(f) = P_0 \text{ (dBm)} - P_n \text{ (dBm/Hz)} \quad (9.8)$$

Лабораторијским мерним методом одређена је фазна карактеристика (краткотрајна стабилност) синтетизатора учестаности. Метод је базиран је блок шеми, приказаној на Слици 10.2. Процедура мерења се састоји од задавања мерне фреквенције, путем командног интерфејса (терминала) РС рачунара. Комаду коју DSP прима од рачунара, у виду фреквенције, трансформише у одговарајуће PLL и DDS команде и шаље их серијским SPI интерфејсом. Мерење карактеристике фазног шума врши се анализатором спектра E4448A, након времена потребног за стабилизацију фреквенције  $\geq T_{setup} \approx 20 \text{ ms}$ .

Утицајне улазне величине на мерну несигурност су:

$u_f$  - тачност мерења фреквенције анализатором спектра E4448A у нормалном моду, дата у Табели 10.1.

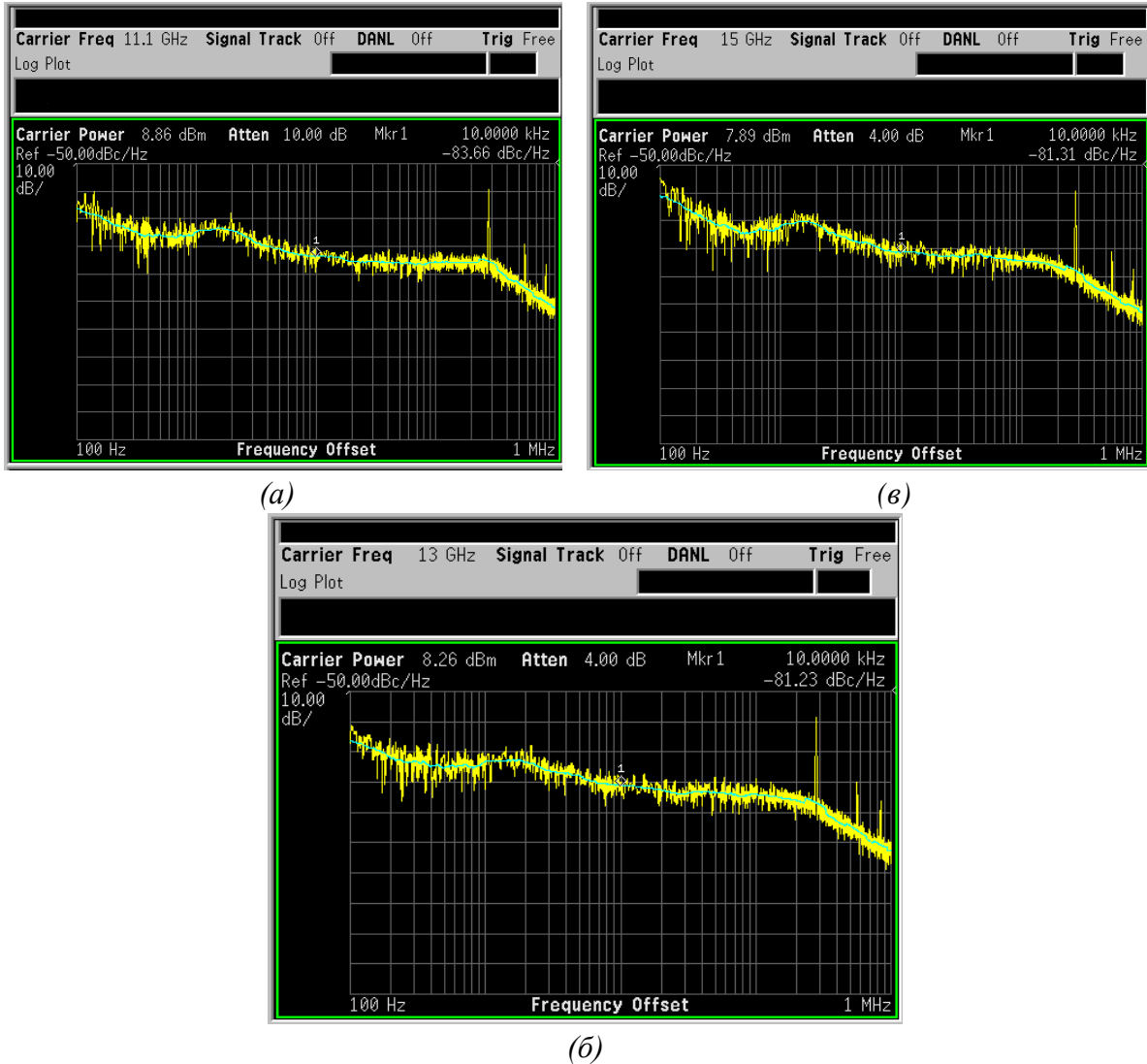
$u_s$  - тачност мерења напонског нивоа главног лоба анализатором спектра E4448A, дата у Табели 10.1.

Поменуте мерне несигурности су В типа и свака подлеже правоугаоној расподели.

Утицајне мерне величине изражене су у различитим јединицама, што значи да је прво потребно конвертовати их у проценте па тек онда поделити са  $\sqrt{3}$ . Ни један од извора мерне несигурности није у корелацији са неким другим извором, што значи да је коефицијент осетљивости  $c_i = 1$ . Проширена мерна несигурности  $U_C$ , мерења фазног шума, за фактор покривања  $k_c = 2$ , што одговара нивоу поверења од 95.45 %, дата је следећом формулом (9.9):

$$U_C = 2\sqrt{u_f^2 + u_s^2} = 2u_C, \quad (9.9)$$

Резултат мерења фазног шума синтетизатора учестаности на карактеристичним фреквенцијама опсега (границе и централна фреквенција опсега), приказан је на Слици 10.4.



Слика 10.4. Резултати мерења карактеристике фазног шума излаза синтетизатора учестаности

- (а) Мерење фазног шума на 11GHz
- (б) Мерење фазног шума на 13GHz
- (в) Мерење фазног шума на 15GHz

Резултати мерења фазног шума синтетизатора учестаности, показују да је утицај фазног шума већи на нижим фреквенцијама. Фазни шум, у целом опсегу, на фреквенцијском офсету 10kHz од носећих учестаности канала DF-а, је  $L(f_m + 10 \text{ kHz}) < 80 \text{ dB}$ .

Мерна несигурност мерења карактеристике фазног шума, пројектованог синтетизатора учестаности, дата је у Табели 10.3.

**Табела 10.3.** Мерна несигурност мерења фазног шума синтетизатора учестаности

Утицајна улазна величина ( $X_i$ )	Процена ( $x_i$ )	Стандардна несигурност $u(x_i)$ [%]	Функција расподеле вероватноће	Коефицијент осетљивости $c_i$	Допринос стандардној несигурности $U(y) = c_i u(x)$ [%]
$u_f$	$\pm 1.8 \cdot 10^{-7} \cdot f_m$	$1.04 \cdot 10^{-8}$	униформна	1	$1.04 \cdot 10^{-8}$
$u_s$	$\pm 0.07$ dB	0.7	униформна	1	0.7
$u_c$	Комбинована мерна несигурност мерења $f_m$				0.7
$U_c$	Проширена мерна несигурност ( $k_c = 2$ ) мерења $f_m$				1.4

### 10.4.3. Мерење динамичке карактеристике синтетизатора учестаности

Лабораторијским методом мерења одређене су динамичке карактеристике синтетизатора учестаности. Метод је базиран је блок шеми, приказаној на Слици 10.2. Процедура мерења се иницира путем командног интерфејса (терминала) РС рачунара. Након примљене команде DSP активира алгоритам сличан оном описаном у поглављу 9.1, са разликом да нема аквизиције сигнала и процесирања DF алгоритма. Време потребно за аквизицију сигнала се емулира одбројавањем. Мерење фазне карактеристике врши се анализатором спектра Е4448А, у *sweep* моду.

Утицајне улазне величине на мерну несигурност су:

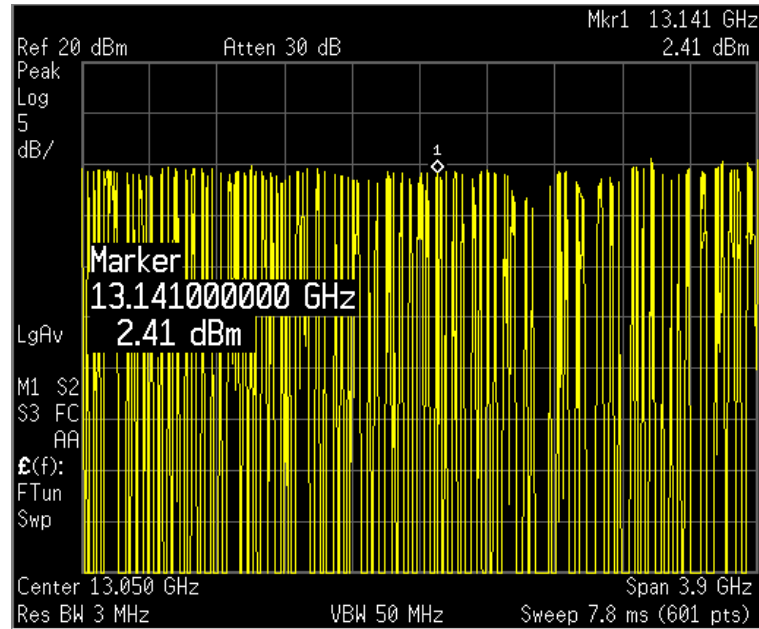
$u_f$  - тачност мерења фреквенције анализатором спектра Е4448А у *sweep* моду, дата у Табели 10.1.

$u_s$  - тачност мерења напонског нивоа главног лоба анализатором спектра Е4448А, дата у Табели 10.1.

Поменуте мерне несигурности су В типа и свака подлеже правоугаоној расподели. Утицајне мерне величине изражене су у различитим јединицама, што значи да је прво потребно конвертовати их у процене па тек онда поделити са  $\sqrt{3}$ . Ни један од извора мерне несигурности није у корелацији са неким другим извором, што значи да је коефицијент осетљивости  $c_i = 1$ . Проширена мерна несигурности  $U_c$  мерења фреквенције и добитка синтетизатора учестаности, за фактор покривања  $k_c = 2$ , што одговара нивоу поверења од 95.45 %, дата је следећом формулом (9.10):

$$U_c = 2\sqrt{u_f^2 + u_s^2} = 2u_c, \quad (9.10)$$

Резултати мерења динамичких карактеристика синтетизатора учестаности на централној фреквенцији опсега, приказан је на Слици 10.5.



**Слика 10.5.** Резултат мерења динамичких карактеристика синтетизатора учестаности

Резултати мерења динамичке карактеристике синтетизатора учестаности, показују синтетизабилност свих пројектованих канала са уједначеним појачањем у целом опсегу фреквенција.

Мерна несигурност мерења карактеристике фазног шума, пројектованог синтетизатора учестаности, дата је у Табели 10.4.

**Табела 10.4.** Мерна несигурност мерења динамичке фреквенцијске карактеристика синтетизатора учестаности

Утицајна улазна величина ( $X_i$ )	Процена ( $x_i$ )	Стандардна несигурност $u(x_i)$ [%]	Функција расподеле вероватноће	Коефицијент осетљивости $c_i$	Допринос стандардној несигурности $U(y) = c_i u(x)$ [%]
$u_f$	$\pm 110,5$ MHz	0.486	униформна	1	0.486
$u_s$	$\pm 0.07$ dB	0.7	униформна	1	0.7
$u_c$	Комбинована мерна несигурност мерења $f_m$				1.342
$U_c$	Проширена мерна несигурност ( $k_c = 2$ ) мерења $f_m$				2.684

### 10.4.3.1. Мерење минималног времена постављања синтетизатора учестаности

Време постављања синтетизатора учестаности  $T_{setup}$ , представља хардверско ограничења брзине одзива DF-а. Дефинише се као најкраће време у коме је могуће стабилизovati централну фреквенцију сваког појединачног канала. У процесу скенирања,  $T_{setup}$  се разликује за сваки канал. Узрок варијабилности неопходног времена су другачији почетни услови за закључавање PLL-а, а почетно стање је централна фреквенција претходног канала.

Резултат промене прескалера PLL-а током закључавања петље није ни једна од две задате фреквенције. Та особина искоришћена је за одређивање минималног времена подешавања.

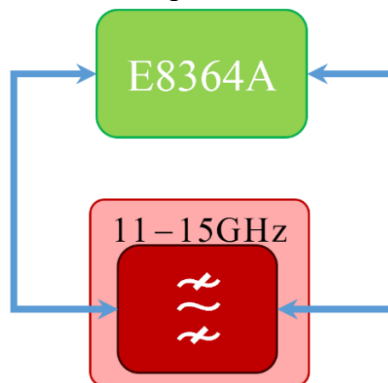
Метод испитивања минималног времена постављања фреквенције је лабораторијски мерни метод заснован је на методу испитивања динамичке фреквенцијске карактеристике синтетизатора учестаности. Састоји се из скупа итеративних мерења, датог метода испитивања, таквих да се сваком наредном итерацијом задато време постављања смањује. Процес се понавља у корацима од 100  $\mu$ s све до тренутка, када се макар једна централна фреквенција канала није закључана.

Резултат одређивања времена постављања фреквенције је  $19 \text{ ms} \leq T_{setup} \leq 20 \text{ ms}$ .

Мерна несигурност одређивања времена постављања синтетизатора, пројектованог DF-а, дата је у Табели 10.4.

## 10.5. Мерење карактеристика улазног филтра

Лабораторијским мерним методом одређене су фреквенцијске карактеристике филтра у виду  $S$ -параметара пројектованог улазног RF филтра пропусника опсега 11-15 GHz, применом мрежног анализатора E8364A.



Слика 10.6. Блок шема мерења карактеристике улазног филтра

Блок шема мерења фреквенцијске карактеристике филтра приказана је на Слици 10.6. Састоји се из мрежног анализатора и пројектованог филтра, који су директно повезани. Мрежним анализатором мерени су губици у повратној грани, тј. коефицијент рефлексије, параметар  $S_{11}$ , и коефицијент трансмисије, параметар  $S_{21}$ , филтра у широком опсегу фреквенција од 2-24 GHz.

Утицајне улазне величине на мерну несигурност су:

$u_f$  - тачност мерења фреквенције мрежним анализатором E8364A, дата у Табели 10.1.

$u_t$  - тачност мерења трансмисије мрежним анализатором E8364A, дата у Табели 10.1.

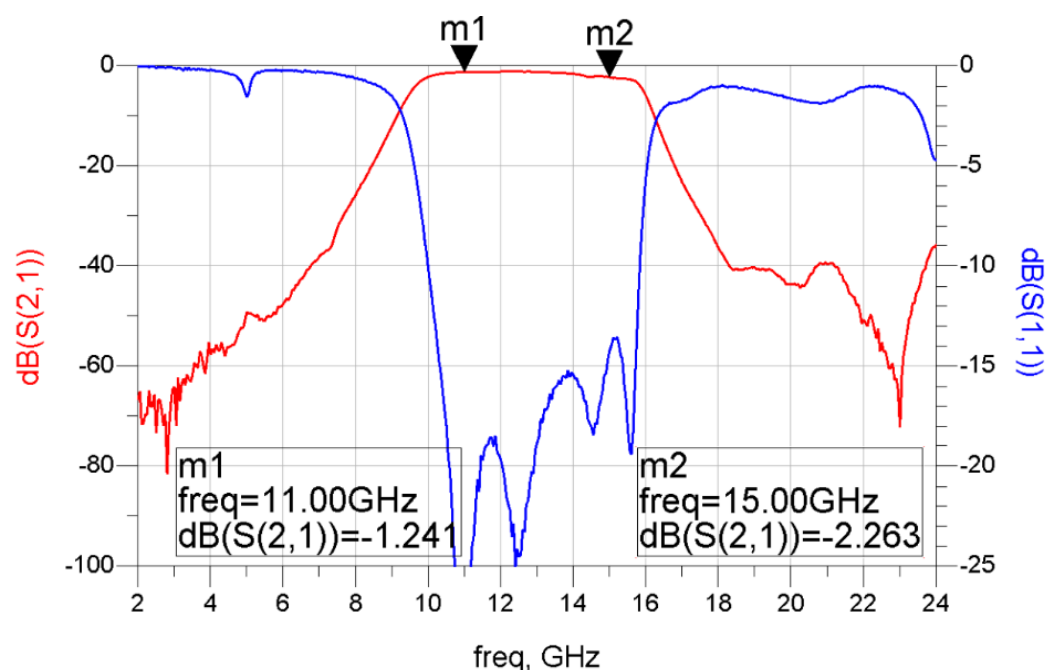
$u_r$  - тачност мерења рефлексије мрежним анализатором E8364A, дата у Табели 10.1.

Поменуте мерне несигурности су В типа и свака подлеже правоугаоној расподели. Утицајне мерне величине изражене су у различитим јединицама, што значи да је прво потребно конвертовати их у проценти па тек онда поделити са  $\sqrt{3}$ . Ни један од извора мерне несигурности није у корелацији са неким другим извором, што значи да је коефицијент осетљивости  $c_i = 1$ . Проширене мерне несигурности  $U_{c_i}$  (9.11) мерења коефицијента рефлексије  $S_{11}$  и  $U_{c_i}$  (9.12) мерења коефицијента трансмисије  $S_{21}$  улазног RF филтра, за фактор покривања  $k_c$ , што одговара нивоу поверења од 95.45 %, дата је следећим формулама:

$$U_{c_i} = 2\sqrt{u_f^2 + u_r^2} = 2u_{c_i}, \quad (9.11)$$

$$U_{c_i} = 2\sqrt{u_f^2 + u_t^2} = 2u_{c_i}, \quad (9.12)$$

Резултати мерења  $S_{11}$  и  $S_{21}$  параметра улазног RF филтра у опсегу фреквенција од 2-24 GHz, приказани су на Слици 10.7.



Слика 10.7. Резултат испитивања карактеристике улазног филтра пропусника опсега 11-15 GHz

Резултати мерења карактеристика улазног филтра, показују да је карактеристика филтра нешто шира 10-15.8 GHz и у пропусном опсегу изразито равна, а потискавање од 40 dB, остварено је фреквенцијске компоненте <7 GHz и >18 GHz.

Мерна несигурност мерења  $S$ -параметара улазног RF филтра, дата је у Табели 10.5.

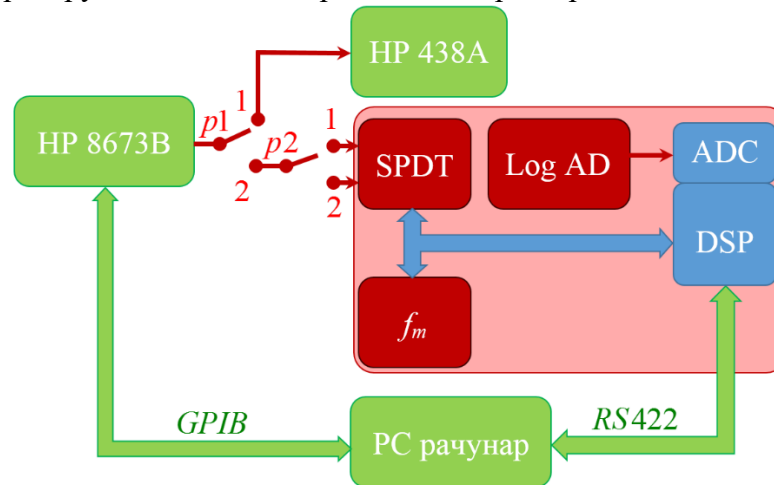
Табела 10.5. Мерна несигурност мерења фазног шума синтетизатора учестаности

Утицајна улазна величина ( $X_i$ )	Процена ( $x_i$ )	Стандардна несигурност $u(x_i)$ [%]	Функција расподеле вероватноће	Коефицијент осетљивости $c_i$	Допринос стандардној несигурности $U(y) = c_i u(x)$ [%]
$u_f$	$\pm 10^{-6} \cdot f$	$10^{-6}$	униформна	1	$10^{-6}$
$u_t$	$\pm 1.5$ dB	1.5	униформна	1	1.5
$u_r$	$\pm 2.5$ dB	2.5	униформна	1	2.5
$u_{c_i}$	Комбинована мерна несигурност мерења $S_{21}$				1.5
$U_{C_i}$	Проширена мерна несигурност ( $k_c = 2$ ) мерења $S_{11}$				3
$u_{c_r}$	Комбинована мерна несигурност мерења $S_{21}$				2.5
$U_{C_r}$	Проширена мерна несигурност ( $k_c = 2$ ) мерења $S_{11}$				5



## 10.6. Мерење осетљивости микроталасног пријемника

Софтверски контролисаним лабораторијским мерним методом одређена је осетљивост микроталасног пријемника (калибрација пријемника). Заснован је на примени сигнал генератора HP 8673B као побуде и мерача снаге HP 438A, као референце за проверу очекиваних метролошких карактеристика.



Слика 10.8. Блок шема методе испитивања микроталасног пријемника

Блок шема мерења осетљивости микроталасног пријемника, приказана је на Слици 10.8. Мерни метод осетљивости микроталасног пријемника је аутоматизован и контролисан PC рачунарском апликацијом [78]. Процес мерења започиње рачунар, задавањем нивоа сигнал генератору преко GPIB интерфејса. Иницијално преклопник  $p1$  је у положају 1, с циљем провере тачности излаза сигнал генератора мерачем снаге. Уколико је очитана снага у реду, преклопник се пребацује у положај 2, чиме је излаз сигнал генератора доведен на један од улаза пријемника.

Рачунар прослеђује информацију мерној фреквенцији, позицију прекидача  $p2$  и броју одбирака  $K$ , микс-сигнал процесорској јединици DSP путем диференцијалног серијског RS422 интерфејса. На основу примљене команде DSP управља локалним синтетизатором учестаности и антенским селектором SPDT. Након стабилизације излазне фреквенције локалног осцилатора, DSP започиње аквизицију сигнала сигнал генератора, одабирањем излаза логаритамског детектора  $K$  пута, помоћу ADC-а. Одбирци амплитуде сигнала се потом усредњавају и шаљу ка рачунару, где се спремају у меморију. Поступак се понавља за све канале DF-а. Након тога, рачунар командује нови ниво излаза сигнал генератора и започиње исту процедуру мерења. Поступак се понавља у корацима од 10 dB у амплитудском опсегу пријемника -80 dB до -20 dB.

Утицајне улазне величине на мерну несигурност су:

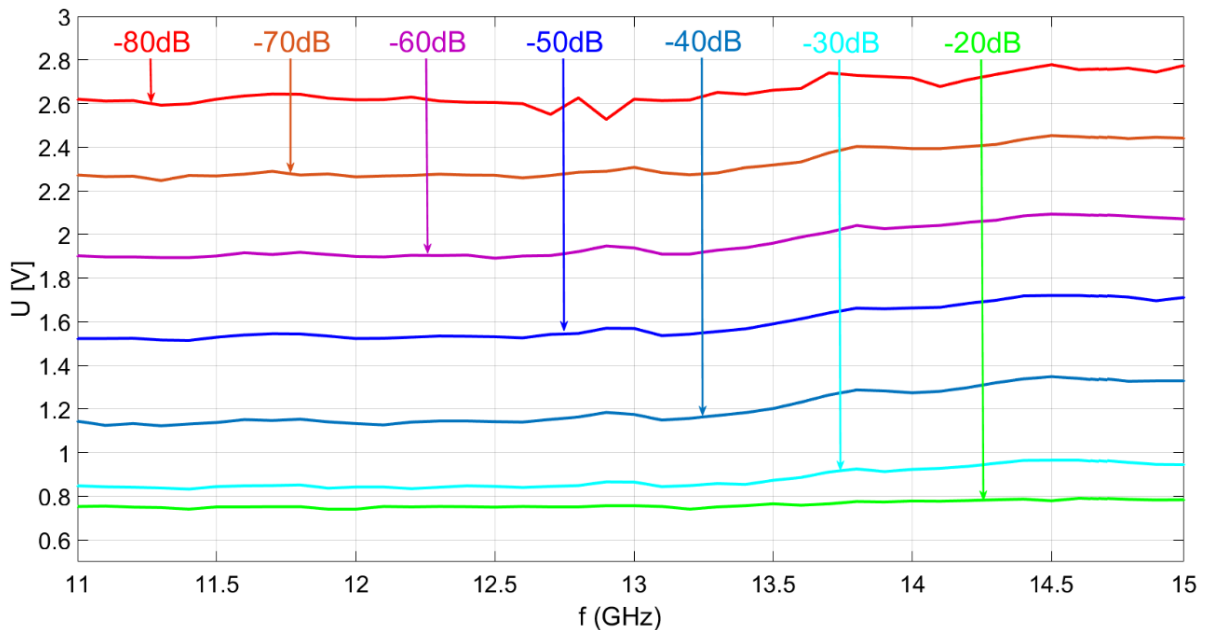
$u_s$  - тачност мерења мерача снаге HP 438А, којим је калибрисан сигнал генератор, дата у Табели 10.1.

$u_a$  - тачност мерења амплитуде сигнала детектоване логаритамским детектором.

Мерна несигурност  $u_s$  је В типа, мерна несигурност  $u_a$  А типа, док обе подлежу правоугаоној расподели. Ради конзистентности резултата утицајне вредности су првобитно преведене у проценте па су тек онда подељене са  $\sqrt{3}$ . Ни један од извора мерне несигурности није у корелацији са неким другим извором, што значи да је коефицијент осетљивости  $c_i=1$ . Проширена мерна несигурности  $U_C$  мерења фреквенције и добитка синтезатора учестаности, за фактор покривања  $k_C=2$ , што одговара нивоу поверења од 95.45 %, дата је следећом формулом (9.13):

$$U_C = 2\sqrt{u_s^2 + u_a^2} = 2u_C, \quad (9.13)$$

Резултати мерења осетљивости микроталасног пријемника, у целом опсегу фреквенција 11-15 GHz, приказани су на Слици 10.9.



**Слика 10.9.** Резултати испитивања амплитудске карактеристике хомодинског пријемника са логаритамским детектором у опсегу од 11-15 GHz

Резултати мерења осетљивости микроталасног пријемника, показују да је остварен амплитудски опсег пријемника од -80 dB до -20 dB.

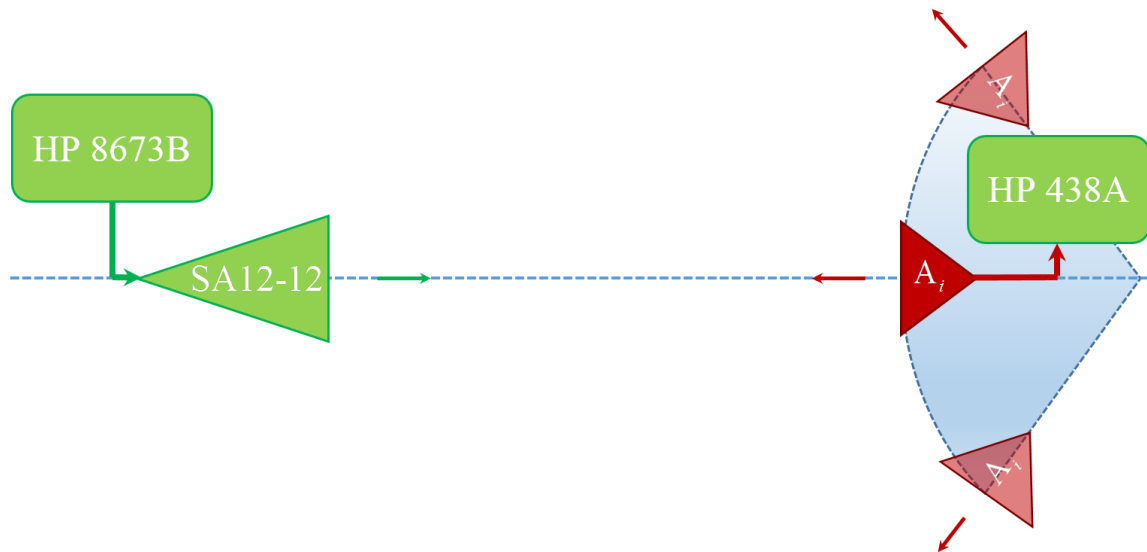
Мерна несигурност мерења осетљивости микроталасног пријемника, дата је у Табели 10.6.

**Табела 10.6.** Мерна несигурност мерења осетљивости микроталасног пријемника

Утицајна улазна величина ( $X_i$ )	Процена ( $x_i$ )	Стандардна несигурност $u(x_i)$ [%]	Функција расподеле вероватноће	Коефицијент осетљивости $c_i$	Допринос стандардној несигурности $U(y) = c_i u(x)$ [%]
$u_s$	$\pm 0.02$ dB	0.018	униформна	1	0.018
$u_a$	$\pm 0.3$ dB	0.5	униформна	1	0.5
$u_c$	Комбинована мерна несигурност мерења $f_m$				0.5
$U_c$	Проширена мерна несигурност ( $k_c = 2$ ) мерења $f_m$				1

## 10.7. Мерење дијаграма зрачења елемената антенског низа

Лабораторијским мерним методом одређени су дијаграми зрачења елемената антенског низа. Одређени су ширина и облик дијаграма зрачења, применом сигнал генератора HP 8673B и референтне хорн антене SA12-12 као побуде и мерача снаге HP 438A, са циљем провере очекиваних метролошких карактеристика.



**Слика 10.10.** Блок шема мерења дијаграма зрачења елемената антенског низа

Блок шема мерења дијаграма зрачења антенског низа приказана је на Слици 10.10. Мерни метод почиње подешавањем оса видокруга референтне хорн антене и пројектованог елемента антенског низа, тако да имају исти правац и супротан смер. Задавањем фреквенције и напонског нивоа сигнал генератора, сигнал се емитује референтном хорн антенном и смеру антенског елемента, чији дијаграм зрачења се мери.

Ротацијом око вертикалне осе антенског елемента, у корацима од  $1^\circ$ , мери се ниво примљеног зрачења мерачем снаге.

Утицајне улазне величине на мерну несигурност су:

$u_{sg}$  - тачност напонског нивоа сигнал генератора HP 8673B, дата у Табели 10.1.

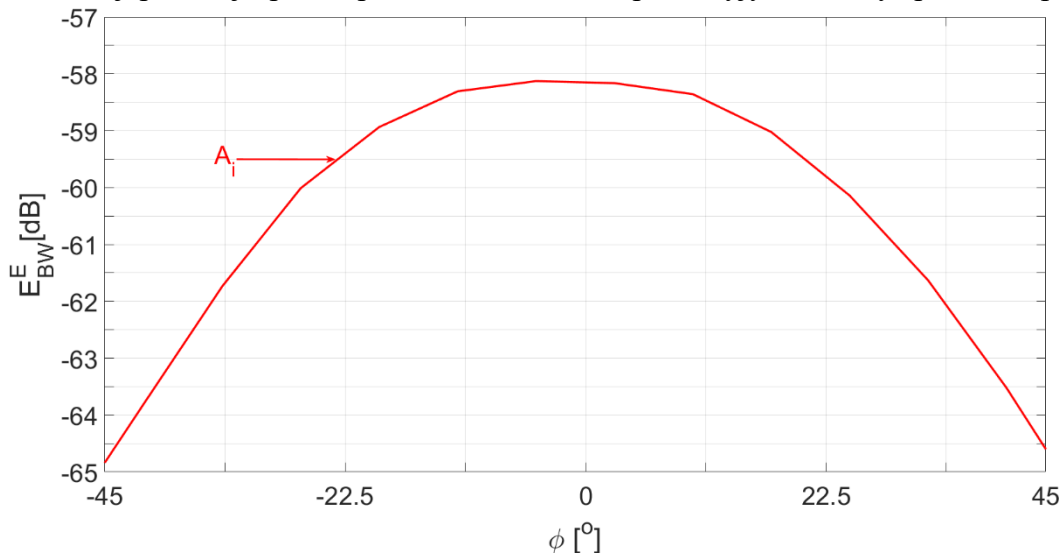
$u_{rha}$  - тачност емитованог сигнала референтне хорн антене SA12-12, дата у Табели 10.1.

$u_{pm}$  - тачност мерења мерача снаге HP 438A, дата у Табели 10.1.

Поменуте мерне несигурности су В типа и свака подлеже правоугаоној расподели. Ради конзистентности резултата утицајне вредности су првобитно преведене у проценте па су тек онда подељене са  $\sqrt{3}$ . Ни један од извора мерне несигурности није у корелацији са неким другим извором, што значи да је коефицијент осетљивости  $c_i = 1$ . Проширена мерна несигурности  $U_C$  мерења дијаграма зрачења елемената антенског низа, за фактор покривања  $k_C = 2$ , што одговара нивоу поверења од 95.45 %, дата је следећом формулом (9.14):

$$U_C = 2\sqrt{u_{sg}^2 + u_{rha}^2 + u_{pm}^2} = 2u_C, \quad (9.14)$$

Резултати мерења дијаграма зрачења елемената антенског низа на централној фреквенцији опсега 13 GHz, приказани су на Слици 10.11. Приказан је дијаграм једне хорн антене, јер се дијаграми зрачења свих антена разликују на нивоу грешке мерења.



Слика 10.11. Резултат мерења дијаграма зрачења једног елемената антенског низа

Резултати мерења дијаграма зрачења елемената антенског низа, показују да пројектоване пирамидалне хорн антене одговарају пројектним параметрима ширине дијаграма зрачења. Мерна несигурност мерења осетљивости микроталасног пријемника, пројектованог синтезатора учестаности, дата је у Табели 10.7.

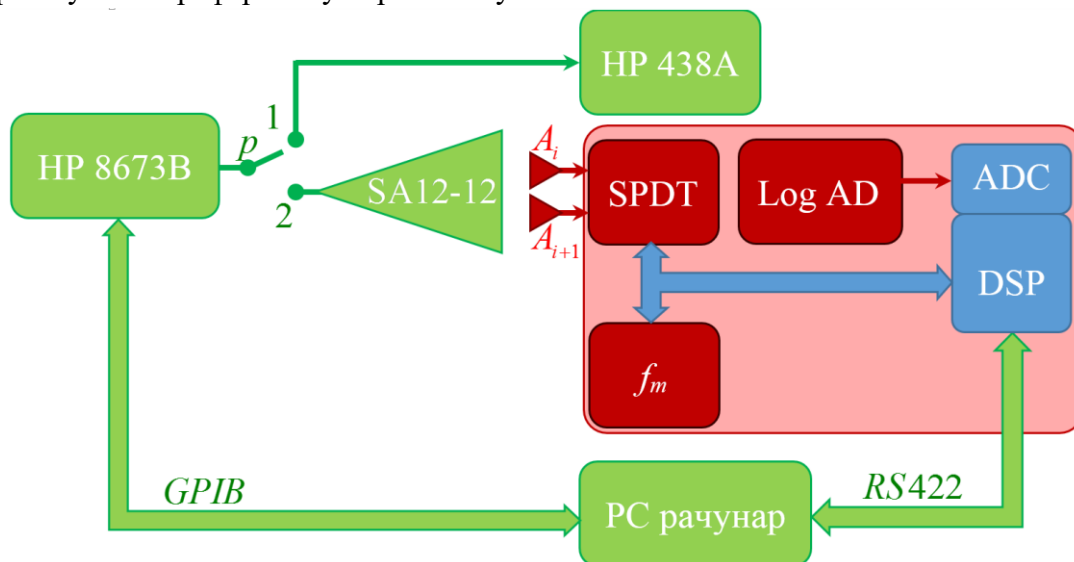
Табела 10.7. Мерна несигурност испитивања осетљивости микроталасног пријемника

Утицајна улазна величина ( $X_i$ )	Процена ( $x_i$ )	Стандардна несигурност $u(x_i)$ [%]	Функција распореде вероватноће	Коефицијент осетљивости $c_i$	Допринос стандардној несигурности $U(y) = c_i u(x)$ [%]
$u_{sg}$	$\pm 0.1$ dB	0.093	униформна	1	0.093
$u_{rha}$	$\pm 0.3$ dB	1.21	униформна	1	1.21
$u_{pm}$	$\pm 0.02$ dB	0.018	униформна	1	0.018
$u_c$	Комбинована мерна несигурност мерења $f_m$				1.124
$U_c$	Проширена мерна несигурност ( $k_c = 2$ ) мерења $f_m$				2.248

## 10.8. Мерење усаглашености нивоа парова пријемник-антена

Софтверски контролисаним лабораторијским мерним методом усаглашени су нивои појачања парова пријемник-антена. Заснован је на примени сигнал генератора HP 8673B и референтне хорн антене SA12-12 као побуде и мерача снаге HP 438A, као референце за проверу очекиваних метролошких карактеристика.

Блок шема мерења усаглашености нивоа парова пријемник-антена, приказана је на Слици 10.12. Процедура калибрисања сигнал генератора је иста као у 10.6, док у случају преклопника  $p$  у положају 2, сигнал генератор није директно повезан на пријемник него је прикључен на референтну хорн антену.



Слика 10.12. Блок шема мерења усаглашености нивоа парова пријемник-антена

Процес мерења започиње позиционирањем једног елемента антенског низа, тако да његова оса видокруга и оса видокруга референтне хорн антене имају исти правац, а супротан смер. Аквизиција сигнала је иста као и у 10.6, с том разликом да је информација о положају преклопника  $p2$ , са Сlike 10.8, замењена информацијом који антенски елемент је усмерен према референтном хорну.

Утицајне улазне величине на мерну несигурност су:

$u_s$  - тачност мерења мерача снаге HP 438А, којим је калибрисан сигнал генератор, дата у Табели 10.1.

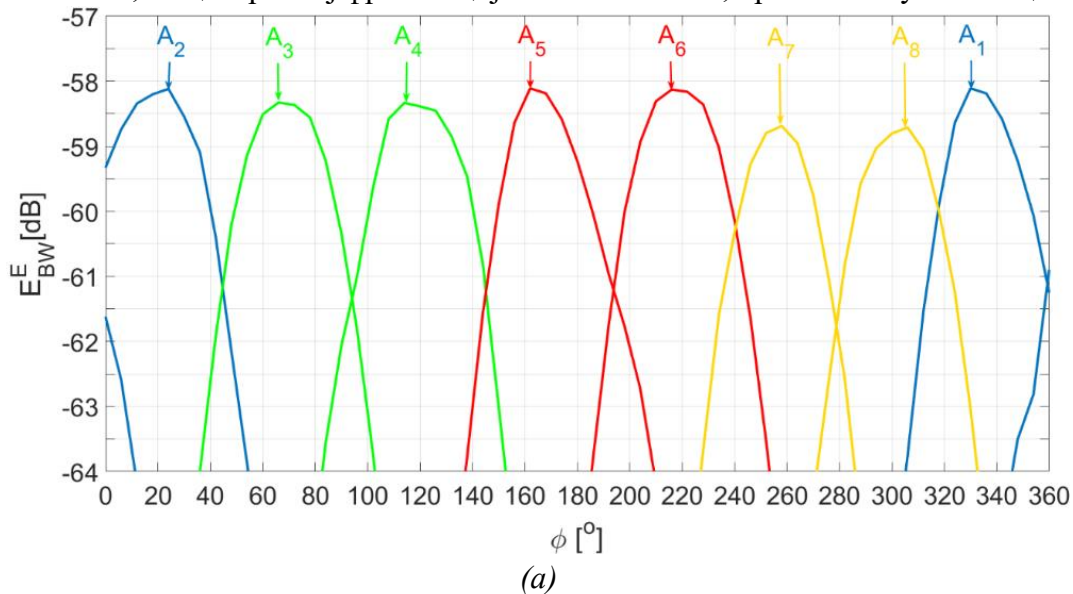
$u_{rha}$  - тачност емитованог сигнала референтне хорн антене SA12-12, дата у Табели 10.1.

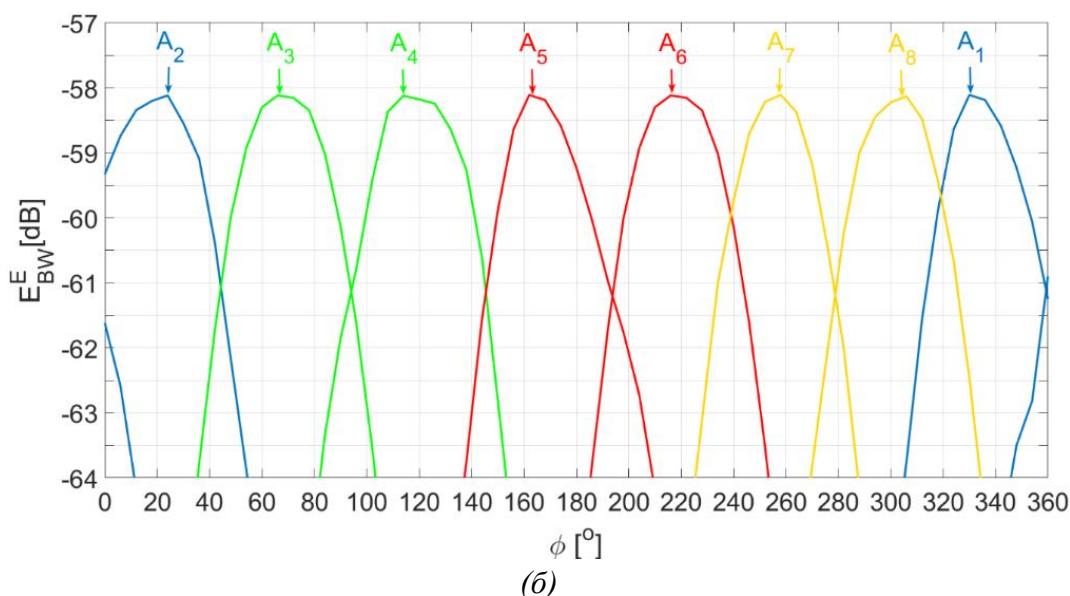
$u_a$  - тачност мерења амплитуде сигнала детектоване логаритамским детектором.

Мерне несигурности  $u_s$  и  $u_{rha}$  су В типа, док је мерна несигурност  $u_a$  А типа. Све мерне несигурности подлежу правоугаоној расподели. Ради конзистентности резултата утицајне вредности су првобитно преведене у проценте па су тек онда подељене са  $\sqrt{3}$ . Ни један од извора мерне несигурности није у корелацији са неким другим извором, што значи да је коефицијент осетљивости  $c_i = 1$ . Проширена мерна несигурности  $U_c$  мерења фреквенције и добитка синтетизатора учестаности, за фактор покривања  $k_c = 2$ , што одговара нивоу поверења од 95.45 %, дата је следећом формулом (9.13):

$$U_c = 2\sqrt{u_s^2 + u_{rha}^2 + u_a^2} = 2u_c, \quad (9.15)$$

Резултати мерења усаглашености парова пријемник-антена, пре и после усаглашавања, на централној фреквенцији опсега 13 GHz, приказани су на Сlici 10.13.





Слика 10.13. Резултат усаглашавања нивоа парова пријемник-антена  
 (а) Дијаграми зрачења елемената антенског низа пре усаглашавања  
 (б) Дијаграми зрачења елемената антенског низа након усаглашавања

Резултати мерења усаглашености нивоа парова пријемник антена, показују да је усаглашеност нивоа између парова антена унутар пријемничког блока добра ( $<0.15$  dB), што није случај у остатку система ( $<0.7$  dB). Резултат овог мерења искоришћен је калибрацију, након чега су нивои свих антенских елемената усаглашени, што је приказано на Слици 10.13. (б).

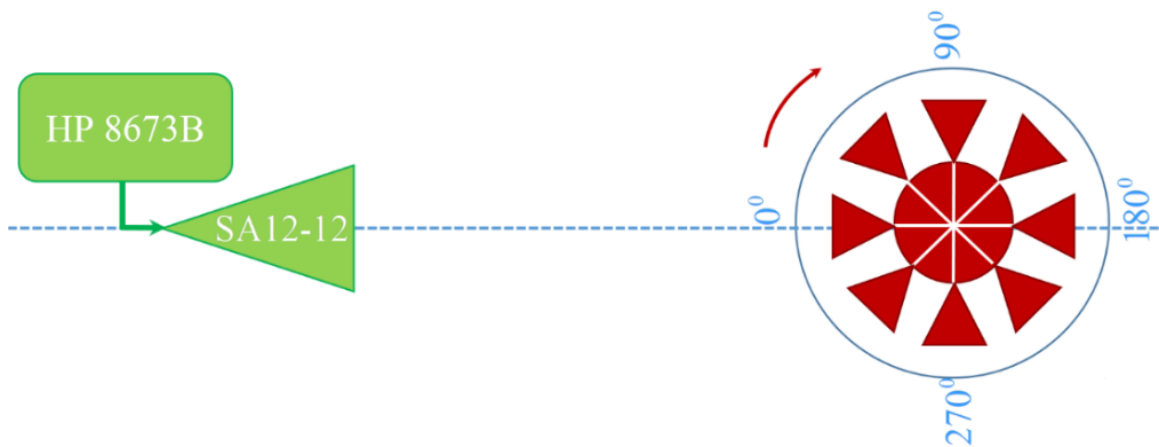
Мерна несигурност мерења усаглашености нивоа парова пријемник-антена, дата је у Табели 10.8.

Табела 10.8. Мерна несигурност мерења усаглашености нивоа парова пријемник-антена

Утицајна улазна величина ( $X_i$ )	Процена ( $x_i$ )	Стандардна несигурност $u(x_i)$ [%]	Функција расподеле вероватноће	Коефицијент осетљивости $c_i$	Допринос стандардној несигурности $U(y) = c_i u(x)$ [%]
$u_{sg}$	$\pm 0.02$ dB	0.018	униформна	1	0.018
$u_{rha}$	$\pm 0.3$ dB	1.21	униформна	1	1.21
$u_a$	$\pm 0.3$ dB	0.5	униформна	1	0.5
$u_c$	Комбинована мерна несигурност мерења $f_m$				1.309
$U_c$	Проширена мерна несигурност ( $k_c = 2$ ) мерења $f_m$				2.618

## 10.9. Мерење прецизности детекције и процесираниог алгоритма

Теренским мерним методом одређена је прецизности детекције и процесираниог алгоритма за одређивање DOA. Одређене су метролошке карактеристике функционалности комплетног DF-а, применом сигнал генератора HP 8673В и референтне хорн антене SA12-12 као побуде.



**Слика 10.14.** Блок шема мерења прецизности детекције и процесираниог алгоритма за одређивање DOA

Блок шема мерења прецизности детекције и процесираниог алгоритма за одређивање DOA, приказана је на Слици 10.14. Примењен је специфичан мерни метод емулације предајника, који помоћу сигнал генератора и усмерене референтне антене оштрог елевационог угла у односу на подлогу, са циљем избегавања детекције зрачења бочних лобова. Насупрот емулираног предајника постављени је DF-а систем, на удаљености од 25 m. Пријемнички блокови, пројектованог DF-а, постављени су на заједничко постоље ротирајуће постоље, по ободу круга, као што је приказано на Слици 10.14.

Референтна антена емитује сигнал у смеру DF-а, који детектује сигнал вишеканалном детекцијом и процесира алгоритам одређивања DOA. Ротацијом постоља око вертикалне осе која пролази кроз центар круга који образују пријемници, мери се азимут емулираног предајника. Овакав принцип мерења, последица је непрактичности ротирања габаритног предајника око DF-а, због велике удаљености предајника и пријемника.

Мерење започиње подешавањем одговарајуће фреквенције и напонског нивоа излаза сигнал генератора, који се доводи на улаз референтне антене. Ротацијом постоља DF-а



се доводи у положај одговарајућег азимута. Поступак ротације се понавља са кораком од  $1^{\circ}$  степени.

Утицајне улазне величине на мерну несигурност су:

$u_{sg}$  - тачност напонског нивоа сигнал генератора HP 8673В, дата у Табели 10.1.

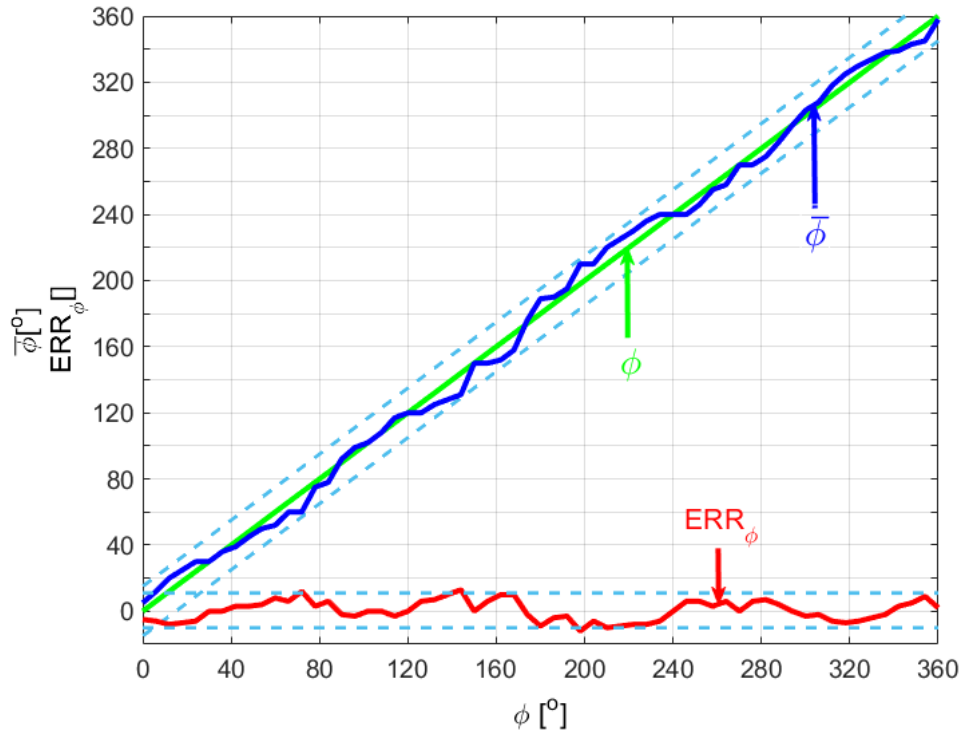
$u_{rha}$  - тачност емитованог сигнала референтне хорн антене SA12-12, дата у Табели 10.1.

$u_a$  - тачност мерења амплитуде сигнала детектоване логаритамским детектором.

Мерне несигурности  $u_{sg}$  и  $u_{rha}$  је В типа, мерна несигурност  $u_a$  А типа, док обе подлежу правоугаоној расподели. Ради конзистентности резултата утицајне вредности су првобитно преведене у проценте па су тек онда подељене са  $\sqrt{3}$ . Ни један од извора мерне несигурности није у корелацији са неким другим извором, што значи да је коефицијент осетљивости  $c_i = 1$ . Проширена мерна несигурности  $U_C$  мерења фреквенције и добитка синтетизатора учестаности, за фактор покривања  $k_C = 2$ , што одговара нивоу поверења од 95.45 %, дата је следећом формулом (9.13):

$$U_C = 2\sqrt{u_{sg}^2 + u_{rha}^2 + u_a^2} = 2u_C, \quad (10.1)$$

Резултати мерења прецизности детекције и процесираниог алгоритма за одређивање DOA, приказани су на Слици 10.15.



Слика 10.15. Резултат мерења прецизности детекције и процесираниог алгоритма одређивања DOA

Резултати мерења прецизности детекције и процесираних алгоритма, показују да је грешка у одређивању азимута варијабилна и да зависи од парова антена који естимирају DOA. Максимална апсолутна грешка одређивања DOA унутар пријемничких блокова је мања и износи  $5^0$ , док је у осталим случајевима  $10^0$ .

Мерна несигурност мерења прецизности детекције и процесираних алгоритма одређивања DOA, дата је у Табели 10.9.

**Табела 10.9.** Мерна несигурност мерења прецизности детекције и процесираних алгоритма одређивања DOA

Утицајна улазна величина ( $X_i$ )	Процена ( $x_i$ )	Стандардна несигурност $u(x_i)$ [%]	Функција расподеле вероватноће	Коефицијент осетљивости $c_i$	Допринос стандардној несигурности $U(y) = c_i u(x)$ [%]
$u_s$	$\pm 0.1$ dB	0.093	униформна	1	0.093
$u_{rha}$	$\pm 0.3$ dB	1.21	униформна	1	1.21
$u_a$	$\pm 0.3$ dB	0.5	униформна	1	0.5
$u_c$	Комбинована мерна несигурност мерења $f_m$				1.313
$U_c$	Проширена мерна несигурност ( $k_c = 2$ ) мерења $f_m$				2.626

# 11. Закључак

Предмет докторске дисертације је пројектовање и реализација ефикасног DF уређаја заснованог на унапређеном и модификованом монопулсном радарском методу, са циљем широкопојасне детекције, разликовања и класификације блиских извора зрачења у реалном времену, комбиновањем вишеканалне детекције и ефикасног алгорита. За потребе DF техника базираних на монопулсном радарском методу, развијен је посебно погодан метод пројектовања елемената антенског низа, који проширује и енкапсулира постојећи метод пројектовања оптималног пирамидалног хорна. На основу, развијеног метода, могуће је одредити оптимални број елемената антенског низа и потребну ширину дијаграма зрачења антенских елемената.

Антене и антенски низови престављају основу свих DF техника. На основу карактеристика антенског низа, простом или комплексном микс-сигнал обрадом сигнала, одређује се DOA. У дисертацији је дат осврт на стандардне антене које се користе за DF примене, прегледом фреквенцијских опсега, номенклатуре и дијаграма зрачења различитих типова антена, уз посебан осврт на микроталасне пирамидалне хорн антене, које су коришћене у дисертацији.

Од времена првих DF техника, до данашњег времена модерних техника, променили су се многи захтеви, као што су брзина одзива, фреквенцијски опсег, дomet и сл., па самим тим антенски системи. Сходно томе дискутоване су погодности и мане одређених дијаграма зрачења у амплитудским DF техникама, као и остале карактеристике антена, као што су врста, поларизација и фреквенцијски опсег.

С обзиром да дугу историју, DF техника DOA методе се деле на класичне и супер-резулционе.

Описане су основне супер-резулционе технике, које сублимирају све расположиве корисне информације и одређују DOA сложеним процесирањем података, нудећи високу резолуцију и прецизно разликовање блиских циљева. Поред тога дискутоване су карактеристике супер-резулционих техника, које их дисквалификују за примене у портабилним DF-овима, базираним на вишеканалној детекцији у реалном времену

У дисертацији је дат преглед класичних техника, које директним приступом, на основу поређења детектованих амплитуда и/или фаза, одређују DOA. Дискутоване су Watson Watt техника, најчешће примењивана на Adcock-овим антенама, псеудо-Doppler техника, техника корелативног интерферометра, као и техника базирана на монопулсном радарском методу.

Главне амплитудске технике базиране на монопулсном радарском методу, метод поређења разлике логаритама амплитуда, поређење „нормализацијом“ и „егзактни“ метод детаљније су обрађени. Дато је и њихово поређење на основу ефикасности, динамичког амплитудског опсега логаритамског детектора и резолуције одређивања DOA. Поређење „нормализацијом“, које се заснива на поређењу збира и разлике амплитуда сигнала, добијених применом директног детектора, је подједнако ефикасно као и поређење методом разлике логаритама амплитуда сигнала, али има дупло мањи динамички оперативни опсег, што значи да има лошију резолуцију одређивања DOA. Друга имплементација поређења „нормализацијом“, применом логаритамског детектора, усложњава процесирање алгоритма одређивања DOA, што није погодно за DF-ове засноване на вишеканалној детекцији. Још једна предност метода поређења разликом логаритама су габарити, који су код оба типа поређења „нормализацијом“ значајно већи, због примене микроталасних компаратора за формирање сигнала збира и разлике. „Егзактни“ метод поређења, састоји се из амплитудске и фазне детекције, па је комплекснији, већих габарита, и неефикасног алгоритма процесирања. На основу тога, метод одређивања DOA, селектованог и пројектованог DF уређаја обрађеног у дисертацији, заснива се на поређењу разлике логаритама амплитуда долазног сигнала, примљеног на суседним антенама.

У дисертацији је приказан значај вишеканалне детекције, као и ограничења поводом ефикасности алгоритма за одређивање DOA. Док супер-резолуционе технике, са више или мање успеха, решавају проблем разликовања угловно блиских циљева, са неком побољшаном резолуцијом, вишеканалном детекцијом остварује се разликовање бесконачно блиских циљева и код класичних метода, када су зрачећи елементи на различитим фреквенцијским каналима. Вишеканалном детекцијом, остварена је и фреквенцијска класификација зрачећих елемената, као и калибрација дијаграма зрачења широкопојасних антена.

У оквиру истраживања које је тема докторске дисертације, развијен је оригиналан метод пројектовања пирамидалних хорн антена, за потребе одређивања DOA амплитудским монопулсним методима поређења. Стандардни метод оптималног хорна, који максимизује добитак антене максималном фазном разликом, није погодан за пројектовање антенског низа малих габарита, јер не задовољава критеријуме ширине дијаграма зрачења, који су изузетно значајни за имплементацију метода. Развијени метод пројектовања пирамидалних хорн антена, енкапсулира стандардни метод оптималног хорна и проширује га за фактор ширине дијаграма зрачења. Захваљујући оствареном компромису између добитка антене и ширине дијаграма зрачења, развијена метода максимизује добитак антене, за унапред дефинисану ширину дијаграма зрачења, што је и био циљ пројектовања елемената антенског низа. Резултат пројектовања елемената микроталасног антенског низа је хорн антена малих габарита дужине отвора  $R_{0E}(f = 13 \text{ GHz}) = 3.85 \text{ cm}$ , што је приближно 3.6 пута мање од стандардног хорна  $R_{0E}(f = 13 \text{ GHz}) = 6\lambda = 13.85 \text{ cm}$  [15].

Захваљујући новом поступку за пројектовање антенског низа, погодног за метод поређења разликом логаритама, и критеријумом средњег квадратног одступања

(стандардна девијација) одређена је оптимална ширина дијаграма зрачења елемената антенског низа  $E_{BW} = 3 \text{ dB}$ , као и број елемената антенског низа  $N = 8$ .

Пројектовање и испитивање DF уређаја, на бази датог циркуларног антенског низа хорн антена, директног хомодинског пријемника, са логаритамским амплитудским детектором, локалним синтетизатором учестаности, и јединицом за микс-сигнал процесирање, приказано је у дисертацији. Пројектован је широкопојасни пријемник опсега фреквенција 11–15 GHz,  $M = 40$  канала вишеканалне детекције од по 100 MHz и ефикасног алгорита за одређивање DOA, уклопљеног у временски слот неопходан за промену канала.

У оквиру одређивања метролошких карактеристика DF уређаја и алгорита одређивања DOA, развијени су специфични лабораторијски и теренски методи мерења метролошких карактеристика, чији су резултати и прорачун мерне несигурности приказани у дисертацији. Резултати мерења фреквенцијских карактеристика синтетизатора учестаности, показују да је фреквенција синтетизатора фино подешена са грешком од  $< 10^{-4} \cdot f$  и потискивањем бочних лобова  $> 24.5 \text{ dB}$ . Резултати мерења фазног шума синтетизатора учестаности, показују да је утицај фазног шума већи на нижим фреквенцијама. Фазни шум, у целом опсегу, на фреквенцијском офсету 10 kHz од носећих учестаности канала DF-а, је  $L(f_m + 10 \text{ kHz}) < 80 \text{ dB}$ . Резултати мерења динамичке фреквенцијске карактеристике синтетизатора учестаности, показују синтетизабилност свих пројектованих канала са уједначеним појачањем у целом опсегу фреквенција. Резултати мерења минималног времена постављања синтетизатора учестаности, показују да је максимално време потребно за подешавање излазне фреквенције синтетизатора учестаности  $T_{\text{setup}} \approx 20 \text{ ms}$ , што дефинише временски слот за процесирање алгорита одређивања DOA. Резултати мерења карактеристика улазног филтра, показују да је карактеристика филтра нешто ширира 10–15.8 GHz и у пропусном опсегу изразито равна, а потискивање од 40 dB, остварено је за опсега  $\omega < 7 \text{ GHz}$  и  $\omega > 18 \text{ GHz}$ . Резултати мерења осетљивости микроталасног пријемника, показују да је остварен амплитудски опсег пријемника од -80 dB до -20 dB. Резултати мерења дијаграма зрачења елемената антенског низа, показују да пројектоване пирамидалне хорн антене одговарају пројектним параметрима ширине дијаграма зрачења. Резултати мерења усаглашености нивоа парова пријемник-антена, показују да је усаглашеност нивоа између парова антена унутар пријемничког блока добра ( $< 0.15 \text{ dB}$ ), што није случај у остатку система ( $< 0.7 \text{ dB}$ ). Резултати овог мерења искоришћени су за калибрацију DF. Резултати мерења прецизности детекције и процесираних алгорита, показују да је грешка у одређивању азимута варијабилна и да зависи од парова антена који естимирају DOA. Максимална апсолутна грешка одређивања DOA унутар пријемничких блокова је мања и износи  $5^\circ$ .

DF уређаји, познати по великим димензијама, типично су стационарног карактера или су саставни део габаритних стратешких средстава. Резултати приказани у овој дисертацији показују једну нову перспективу портабилних, ефикасних, DF уређаја, са могућношћу класификације извора зрачења, као што је то овај DF заснован на унапређеном и модификованом монопулсном радарском методу, са циљем широкопојасне детекције,

разликовања и класификације блиских извора зрачења у реалном времену, комбиновањем вишеканалне детекције и ефикасног алгоритма процесирања.

# Литература

- [1] A. Rembovsky, A. Ashikhmin, V. Kozmin, and S. M. Smolskiy, *Radio Monitoring: Problems, Methods and Equipment*, London-New York, USA: Springer, 2009.
- [2] S. E. Lipsky, *Microwave Passive Direction Finding*, Raleigh, SciTech Publishing, Inc., 2004.
- [3] US Army Intelligence Center, *Introduction to Radio Direction Finding*, Edition C, Subcourse Number IT0302, 1999.
- [4] L. Tetley, D. Calcutt, *Electronic Navigation Systems*, 3rd Edition, Butterworth-Heinemann, 2001.
- [5] J. J. Keaveny, *Analysis and Implementation of a Novel Single Channel Direction Finding Algorithm on a Software Radio Platform*, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2005.
- [6] Meril Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, McGraw-Hill Education, NY 2002.
- [7] W. Read, "Review of Conventional Tactical Radio Direction Finding Systems," Ottawa, Defense Research Establishment, May 1989.
- [8] B. Mahafza, *Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB*, 3rd Edition, Huntsville A Chap Man & Hall Book, 2013.
- [9] *Radiomonitoring & Radiolocation Catalog 2011/2012*, Rohde & Schwarz, Munich, Germany, 2012, pp.72-95.
- [10] C. Gentile, N. Alsindi, R. Raulefs, C. Teolis, *Geolocation Techniques: Principles and Applications*, New York, Springer-Verlag, 2013.
- [11] I. Progni, *Geolocation of RF Signals: Principles and Simulations*, New York, Springer-Verlag, 2011.
- [12] A. T. Holdener III - *Geolocation*, O'Reilly Media, 2011.
- [13] A. Ђорђевић, Д. Тошић, *Микроталасна техника*, Београд, Академска мисао, 2006.
- [14] М. Б. Драговић, *Антене и простирање радио таласа*, 4-то издање, Београд, Академска мисао, 2008.
- [15] С.А. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th Edition, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2016.
- [16] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 3rd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [17] E.A. Laport, *Radio Antenna Engineering*, McGraw-Hill, 1952.
- [18] J. L. Volkais, et al. "Direction Finding Antennas and Systems", *Antenna Engineering Handbook*, 4th Edition, Chapter 47, McGraw-Hill, 2007.
- [19] J. J. Carr, *Antennas for Radio Direction Finding (RDF), Practical Antenna Handbook*, 4th Edition. McGraw-Hill, 2001.
- [20] D. Caratelli, I. Liberal, and A. Yarovoy, "Design and full-wave analysis of conformal ultra-wideband radio direction finders," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, pp. 1164-1174, Jul. 2011.
- [21] A. Нешковић, *Радио комуникације*, Београд, Академска мисао, 2015.
- [22] G. Byun, H. Choo, and S. Kim, "Design of a Dual-Band Quadrifilar Helix Antenna Using Stepped-Width Arms," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, Iss. 4, pp.1858-1862, Apr. 2015.
- [23] D. Wang, M. Feng, B. Chen, W. Luo, and Y. Liu, "Analysis of radiation characteristics of multi-arm helix antenna using theory of circular array," in *Proc. IEEE 5th International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC-Beijing)*, pp.28-31. Oct. 2017.
- [24] K.-L. Wong, S.-W. Su, and C.-L. Tang, "Broadband omnidirectional metal-plate monopole antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, Iss. 1, pp.581-583, Jan. 2005.
- [25] S. Ghosh, A. Chakrabarty, "Ultrawideband Performance of Dielectric Loaded T-Shaped Monopole Transmit and Receive Antenna/EMI Sensor," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 358-361, Mar. 2008.
- [26] H. L. Zhu, K. L. Chung, C. Ding, G. Wei, C. Zhang, and Y. J. Guo, "Polarization-Rotated Waveguide Antennas for Base-Station Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.16, pp. 1545-1548, Jan. 2017.
- [27] M. Amanta, K. S. Lubis, D. P. Yusuf, F. Y. Zulkifli, E. T. Rahardjo, "Bandwidth improvement with narrow wall slotted waveguide antenna," in *Proc. 2017 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications (ICRAMET)*, Oct. 2017.
- [28] B.B. Konstantinos, "Polynomial-Based Evaluation of the Impact of Aperture Phase Taper on the Gain of Rectangular Horns," *J. Electromagnetic Analysis & Applications*, vol. 2, pp. 424-430, Jul. 2010.
- [29] K. B. Baltzis, "Calculation of the Half-Power Beamwidths of Pyramidal Horns with Arbitrary Gain and Typical Aperture Phase Error," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp.612-614, Jun. 2010.

- [30] M. Secmen, S. Demir, and A. Hizal, "E-plane sectoral horn power divider," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 4, Iss. 2, pp. 191-199, Feb. 2010.
- [31] Y. Ge, C. Lin, and K. Liu, "A Metasurfaced Pyramidal Horn Antenna for Circularly-Polarized Applications," in *Proc. 2018 IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, Aug. 2018.
- [32] K. Rong, L. Qiuyuan, S. Donglin, "Analysis for phase center of Pyramidal horn antennas for out of band," in *Proc. Proceedings of the 9th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, Nov. 2010.
- [33] K. T. Selvan, "Accurate Design Method for Pyramidal Horns of Any Desired Gain and Aperture Phase Error," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp.31-32, Feb. 2008.
- [34] Z. Gu and X. H. Wu, "Substrate-Integrated E-Plane Waveguide Horn Antenna and Antenna Array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, Iss. 5, pp.2382-2391, May 2018.
- [35] K.T. Selvan, "Accurate design method for optimum gain pyramidal horns", *IET Electronic Letters*, vol. 35 No. 4, pp.249-250, Feb. 1999.
- [36] Z. Gu and X. H. Wu, "A novel SMA fed substrate integrated E-plane horn antenna," 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Jul. 2017.
- [37] J. Mateo, A. M. Torres, A. Belenguer, and A. L. Borja, "Highly Efficient and Well-Matched Empty Substrate Integrated Waveguide H-Plane Horn Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp.1510-1513, Jan. 2016.
- [38] S. R. Ranade and D. U. Nair, "Design of a substrate integrated waveguide H plane Horn antenna on a PTFE substrate for automotive radar application," in *Proc. IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, Dec. 2011.
- [39] A. R. Mallahzadeh and S. Esfandiarpour, "Wideband H-Plane Horn Antenna Based on Ridge Substrate Integrated Waveguide (RSIW)," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp.85-88, Jan. 2012.
- [40] N. Bayat-Makou and A. A. Kishk, "Aperture controlled substrate integrated h-plane horn antenna," in *Proc. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Jul. 2017.
- [41] N. A. Aboserwal, C. A. Balanis, and C. R. Birtcher, "Conical Horn: Gain and Amplitude Patterns," *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. 61, No. 7, pp. 3427-3433, Jul. 2013.
- [42] A. Elboushi and A. Sebak, "High-Gain Hybrid Microstrip/Conical Horn Antenna for MMW Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp.129-132, Jan. 2012.
- [43] S.-S. Qi, W. Wu, and D.-G. Fang, "Dual/Single Band Conical-Beam Nested Horn Antennas With Dual/Single Pointing Angles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 6, iss. 10, pp.4911-4915, Oct. 2012.
- [44] D. Wu, Z. Feng, and W. Liu, "A novel conical horn antenna loaded with ball cone dielectric," in *Proc. of 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, Jul. 2014.
- [45] M. Akbari and A. R. Sebak, "Comparison between circularly-polarized hybrid DR/conical horn and hybrid DR/spherical lens antennas in millimeter wave," in *Proc. of IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, Jul. 2016.
- [46] M. Barbuto, D. Ramaccia, F. Trotta, A. Toscano, and F. Bilotti, "Conical horn antennas with enhanced functionalities through the use of metamaterial concepts," in *Proc. The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Apr. 2014.
- [47] M. A. Al-Tarifi and D. S. Filipovic, "On the Assessment of Antenna Patterns for Wideband Amplitude-Only Direction Finding," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, iss. 3, pp.385-388, Mar. 2018.
- [48] M. A. Al-Tarifi and D. S. Filipovic, "Impact of flat radomes on amplitude-only direction finding performance," in *Proc. International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*, pp., Mar. 2018.
- [49] M. A. Al-Tarifi and D. S. Filipovic, "Amplitude-Only Direction Finding Using Squinted Stabilized-Pattern Horn Antennas in W-Band," in *Proc. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pp. 1183-1184, Jun. 2016.
- [50] M. S Jessup and S. Simpson. "Circular Dual-Polarised Wideband Arrays for Direction Finding," in *Proc. IET Circular Dual-Polarised Wideband Arrays for Direction Finding*, pp.61-67, Mar. 2008.
- [51] M. S. Sharawi, F. Sultan, and D. N. Aloï, "An 8-Element Printed V-Shaped Circular Antenna Array for Power-Based Vehicular Localization," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp.1133-1136, Sep. 2012
- [52] M. Esquius-Morote, J.-F. Zürcher, J. R. Mosig, and B. Fuchs, "Low-profile Direction Finding System with SIW Horn Antennas for Vehicular Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp.591-592, Jul. 2014.



- [53] A. Oestreich, T. Samaritano, and R. Kamali-Sarvestani, "Miniaturized Watson-Watt direction finder: An advancement in vehicle safety," in *Proc. IEEE 16th International Symposium on Consumer Electronics*, Jun. 2012.
- [54] W. Du and S. Xie, "Mutual coupling analysis of Adcock Watson Watt direction finding system based on the receiving mutual impedance," in *Proc. ISAPE2012*, pp.22-26, Oct. 2012.
- [55] A. Г. Сорочан и Д. А. Петров, „Обработка модулированного сигнала в Доплеровском пеленгаторе“, *24th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology*, pp. 278-279, Sep. 2014.
- [56] R. Whitlock, "High Gain Pseudo-Doppler Antenna," in *Proc. Loughborough Antennas & Propagation Conference*, pp. 169-172, Nov. 2010.
- [57] J.-H. Lee and J.-M. Woo, "Interferometer Direction-Finding System with Improved DF Accuracy Using Two Different Array Configurations," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, pp. 719 - 722, Dec. 2014.
- [58] J.-H. Lee, J.-K. Kim, H.-K. Ryu and Y.-J. Park, "Multiple Array Spacings for an Interferometer Direction Finder with High Direction-Finding Accuracy in a Wide Range of Frequencies," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, pp. 563-566, Feb. 2018.
- [59] A. Xiaobo and F. Zhenghe, "A Single Channel Correlative interferometer Direction Finder Using VXI Receiver," in *Proc. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 1158-1161, 2002.
- [60] C.-S. Park and D.-Y. Kim, "The Fast Correlative Interferometer Direction Finder using I/Q Demodulator," in *Proc. Asia-Pacific Conference on Communications*, Sep. 2006.
- [61] H.-W. Wei, Y.-G. Shi, "Performance Analysis and Comparison of Correlative Interferometers for Direction Finding," in *Proc. IEEE International Conference on Signal Processing*, pp. 393-396, Oct. 2010.
- [62] Y. Liu, S.Xie, X. Hao, L. Zhao, and X. Chen, "A Developed Phase Differences Interpolation Algorithm in the Correlative Interferometer," in *Proc. ISAPE2012*, pp. 451-454, Oct. 2012.
- [63] S. M. Sherman, D. A. Barton, *Monopulse Principles and Techniques*, 2<sup>nd</sup> Edition, Boston-London, Artech House, 2011.
- [64] U. Nickel, "Overview of Generalized Monopulse Estimation," *IEEE A&E Systems Magazine*, vol. 21, No. 6, pp.27-56, Jun. 2006.
- [65] W. Kederer and J. Detlefsen, "Direction of Arrival (DOA) Determination Based on Monopulse Concepts," *Microwave Conference Asia-Pacific*, 2000.
- [66] E. Hosko and J. Vesely, "Omnidirectional Multi-lobe Passive Direction Finder with Modified Butler Matrix Algorithm Using," *Advances in Military Technology*, vol. 5, No. 2, pp. 85-100, Dec. 2010.
- [67] Z. Chudy, L. Kachel, "Direction finding device with eight element circular antenna array," in *Proc. 17th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, May 2008.
- [68] GB patent 130490, Frank Adcock, "Improvements in Means for Determining the Direction of a Distant Source of Electro-magnetic Radiation", granted 1919-08-07. Enlace.
- [69] Thales, *ALTESSE-C Compact naval C-ESM solution*, 2010.
- [70] P.J.D. Gething, *Radio Direction Finding and Superresolution*, Reprint 2<sup>nd</sup> Edition, London, IET, 2006.
- [71] D. Brandwood, *Topics in the Accuracy and Resolution of Superresolution Systems*, PhD Thesis, University College London, Sep. 2009.
- [72] Y. T. Chanm B. H. Lee, R. Inkol, and Q. Yuan, "Direction Finding with a Four-Element Adcock-Butler Matrix Antenna Array," *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 37, No. 4, pp.1155-1161, Oct. 2001.
- [73] Richard G. Wiley, *The Interception and Analysis of Radar Signals*, Artech House, London, 2006.
- [74] "100-2000 - The Authoritative Dictionary of IEEE Standards Terms," 7<sup>th</sup> Edition, *IEEE*, Dec. 2000.
- [75] N. M. Mitrovic, D. D. Obradovic, P. S. Manojlovic, and S. P. Jovanovic, "Pulse measurements via portable wideband microwave detector," in *Proc. IEEE TELSIKS'11*, Niš, Serbia, pp. 529-532, Nov. 2011.
- [76] N.M. Mitrović, and Z. Djurović, "Toward Adaptive Initialization of New Tracks in MTT Systems", in *Proc. of the 46th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies, ICEST2011*, Niš, Serbia, vol. 1, pp. 149-152, Jun. 2011.
- [77] N.M. Mitrović, D.D. Obradović, and P.S. Manojlović, "Analysis of Wide Band Unknown Microwave Signals Detected by One Antenna", in *Proc. of the 45th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies, ICEST2010*, Ohrid, Macedonia, vol. 1, pp. 123-126, Jun. 2010.
- [78] Д.Д. Обрадовић, П.С. Манојловић, Н.М. Митровић, С.П. Јовановић, и Ж. Бојовић: "Софтвер за аутоматизовано мерење широкопојасних микроталасних пријемника", у зборнику XVI Телекомуникационог форума ТЕЛФОР2010, Београд, Србија, pp.1301-1304, Нов. 2010.
- [79] S. E. Lipsky, "Log Amps Improve Wideband Direction Finding," *Microwaves*, May 1973

- [80] N. M. Mitrovic, M. M. Ponjavic, "Multichannel 2-D Direction Finding Based On Differential Amplitude Detection," *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, issue 9, pp. 5064-5070, Sep. 2015.
- [81] Н.М. Митровић, Д.Д. Обрадовић, и П.С. Манојловић, "Једна метода одређивања азимута извора зрачења употребом хорн антена", у зборнику радова 53. конференције ЕТРАН2009, Врњачка бања, Србија, Нов. 2009.
- [82] Јовановић, С.П., Манојловић, П.С., Тасић, С.А., Обрадовић, Д.Д.и Митровић, Н.М.: "Широкопојасни пријемник за детекцију сигнала у опсегу 11-15 GHz", у зборнику радова XVI Телекомуникационог форума TELFOR2010, Београд, Србија, pp.856-859, Нов. 2010.
- [83] Ian Hunter, *Theory and Design of Microwave Filters*, University Press, Cambridge, 2001.
- [84] Hong, J.-S., and Lancaster, M.J. "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters", *IEEE Transation Microwave Theory Technology*, vol. 45, No. 12, pp. 2358–2365, 1997.
- [85] HMC547LP3/547LP3E, *GaAs MMIC SPDT NON-REFLECTIVE SWITCH, DC-20GHz*, Analog Devices Inc., Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
- [86] HMC412MS8G Double-Balanced Mixer, 9.0-15.0GHz, Analog Devices Inc., Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
- [87] AD8318, *1 MHz to 8 GHz, 70dB Logarithmic Detector/Controller*, Analog Devices Inc., 2004.
- [88] N. M. Mitrovic, D. D. Obradovic, and S. A. Tasic, "High Frequency Low Cost Fast Channel Switching Synthesizer," in *Proc. IEEE TELSIKS'09*, pp. 48-51, Oct. 2009.
- [89] С.А. Тасић, Б.М. Тодоровић и Н.М. Митровић, "Једно решење фреквенцијског синтетизатора UVF радиоуређаја који користи технику проширеног спектра методом директне секвенце", у зборнику радова 53. конференције ЕТРАН2009, Врњачка бања, Србија, Јун 2009.
- [90] N. Mitrovic, D. Obradovic, S. Tasic and Z. Gajic, "Frequency Synthesis Control (DDS and PLL) based on SiLabs C8051F121 microcontroller", in *Proc. TEFOR'08*, Beograd, Serbia, Nov. 2008.
- [91] R. E. Best, *Phase-Lock Loops - Design, Simulation and application*, 5th ed., Ed. New York: McGraw-Hill, 2004.
- [92] PLL Frequency Synthesizer ADF4107, Analog Devices Inc., Norwood, MA 02062-9106, U.S.A., 2006-2007.
- [93] 400MSPS 14-bit, 1.8V CMOS Direct Digital Synthesizer - AD9951, Analog Devices Inc., Norwood, MA 02062-9106, U.S.A., 2008.
- [94] HMC204MS8G/204MS8GE - *GaAs MMIC SMT PASSIVE FREQUENCY DOUBLER, 4-8GHz INPUT*, Analog Devices Inc., Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
- [95] TMS320F2009, TMS320F2008, TMS320F2006, TMS320F2002, TMS320F2001, TMS320F2801, TMS320F2802, *TMS320F2801x DSPs Data Manual*, Texas Instruments, USA, 2009.
- [96] G. Brooker, *Sensors and Signals*, Sydney, Australian Centre for Field Robotics, University of Sydney, pp.283-302, 2007.
- [97] Guidance for the use of repeatability, reproducibility and trueness estimates in measurement uncertainty evaluation, *ISO 21748*, 2<sup>nd</sup> Edition, Apr. 2017.
- [98] *Signal Generators, High-Performance Microwave*, HP 8673B, 8673C, 8673D, 8673E, Hewlett-Packard
- [99] *Agilent PNA Series, Microwave Network Analyzers, Data Sheet*, USA, Agilent Technologies Inc., Sep. 2002.
- [100] *Agilent PSA Series, Spectrum Analyzers, Data Sheet*, USA, Agilent Technologies Inc. 2000-2004.
- [101] *Power Meter Model HP 438A*, Hewlett-Packard
- [102] *Series 12 Standard Gain Horn*, Scientific-Atlanta
- [103] *International Standard ISO10012, Measurement management systems - Requirements for measurement processes and measuring equipment*, 1st Edition, Aprl. 2003.

# Биографија аутора

Немања М. Митровић рођен 24. децембра 1983. године у Београду, Република Србија, где је завршио основну школу и гимназију. Дипломирао је на Електротехничком факултету, Универзитета у Београду 2007. године стекавши звање Дипломирани инжењер електротехнике на одсеку за електронику, телекомуникације и аутоматику, смер за електронику. Докторске студије на Електротехничком факултету, Универзитета у Београду, уписао је 2009. године.

У периоду од 2008. до 2012. године радио је као стручни сарадник у Институту за Микроталасну Технику и Електронику (ИМТЕЛ), где је стекао научно звање истраживача. Од 2012.-2018. године радио је у ELSYS-у, где је као изнајмљени инжењер радио за Texas Instruments, Intel и NXP. Од 2018. године члан је Chipglobe-а, где ради као изнајмљени инжењер у Infineon-у.

Област интересовања су му дигитална и микс-сигнал обрада сигнала, embedded системи, RF, микроталасна техника, антене и SoC системи.

Учествовао је на четири пројекта Министарства за науку и технолошки развој Републике Србије и као резултат објавио је два рада у научно-стручним часописима, седамнаест радова на међународним и домаћим научним скуповима и пријавио пет техничких решења.

## **Категорија M21:**

Mitrović, N.M. and Ponjavić, M.M.: Multichannel 2-D Direction Finding Based On Differential Amplitude Detection, *-IEEE Sensors Journal*, vol. 15, issue 9, pp. 5064-5070, 2015 (**IF=1.852**) (DOI: 10.1109/JSEN.2015.2434876)

## Изјава о ауторству

Име и презиме аутора \_\_\_\_\_ Немања Митровић \_\_\_\_\_

Број индекса \_\_\_\_\_ 2015/5044 \_\_\_\_\_

### Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

### Одређивач правца заснован на пасивној вишеканалној детекцији електромагнетског сигнала

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

Потпис аутора

У Београду, 25.03.2019. год.

Н. Митровић

**Изјава о истоветности штампане и електронске верзије  
докторског рада**

Име и презиме аутора Немања Митровић

Број индекса 2015/5044

Студијски програм Електротехника и рачунарство

Наслов рада **Одређивач правца заснован на пасивној  
вишеканалној детекцији електромагнетског сигнала**

Ментор др. Милан Поњавић, ванредни професор

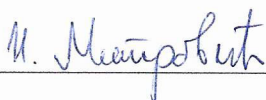
Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла ради похрањена у **Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду**.

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

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

**Потпис аутора**

У Београду, 25.03.2019. год.



## Изјава о коришћењу

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

### Одређивач правца заснован на пасивној вишеканалној детекцији електромагнетског сигнала

која је моје ауторско дело.

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

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

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

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

Потпис аутора

У Београду, 25.03.2019. год.

И. Мешероват

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

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

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

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

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

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