

**UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANËS**  
**FAKULTETI I TEKNOLOGJISË SË INFORMACIONIT**  
**DEPARTAMENTI I ELEKTRONIKËS DHE TELEKOMUNIKACIONIT**

**JULIAN IMAMI**

**PËR MARRJEN E GRADËS**

**“DOKTOR”**

**NË “TEKNOLOGJITË E INFORMACIONIT DHE KOMUNIKIMIT”**

**DREJTIMI “TELEKOMUNIKACION DHE INXHINIERI INFORMACIONI”**

## **DISERTACION**

***ALGORITMAT E NDRYSHME TË DIAGRAMËS SË RREZATIMIT TË  
ANTENAVE ARRAY***

**TIRANË, 2021**

**Udhëheqës Shkencor**

**Prof. Asoc. ELSON AGASTRA**

ALGORITMAT E NDRYSHME TË DIAGRAMËS SË RREZATIMIT TË  
ANTENAVE ARRAY

Disertacioni

i paraqitur në Universitetin Politeknik të Tiranës

për marrjen e gradës

“Doktor”

në

“Teknologjitë e Informacionit dhe Komunikimit”

drejtimi Telekomunikacion dhe Inxhinieri Informacioni

nga

Z. Julian Imami

2021

Disertacioni i shkruar nga

Z. Julian Imami

Master Shkencor Inxhinieri Telekomunikacioni, Universiteti i Triestes, Itali, 2009

Diplomë e Nivelit të Parë Inxhinieri Telekomunikacioni, Universiteti i Triestes, Itali,  
2006

JURIA PËR VLERËSIMIN E DISERTACIONIT PËR FITIMIN E GRADËS  
SHKENCORE “DOKTOR”

Miraturar

Me vendimin e Këshillit të Profesorëve të FTI-së Nr \_\_\_\_\_ , datë \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_, Kryetar i Jurisë së Disertacionit të Doktoraturës

\_\_\_\_\_, Anëtar i Jurisë së Disertacionit të Doktoraturës

\_\_\_\_\_, Anëtar i Jurisë së Disertacionit të Doktoraturës

\_\_\_\_\_, Anëtar i Jurisë së Disertacionit të Doktoraturës

\_\_\_\_\_, Anëtar i Jurisë së Disertacionit të Doktoraturës

Dekani i Fakulteti i Teknologjisë së Telekomunikacionit

\_\_\_\_\_

# PËRMBAJTJE

---

|  |      |
|--|------|
| Përmbajtje   | iv   |
| Lista e tabelave   | vii  |
| Lista e figurave   | viii |
| Lista e algoritmeve  | xii  |
| Akronime   | xiii |
| Falenderime  | xv   |
| Abstract   | xvi  |
| Përmbledhje  | xvii |
| 1 Hyrje  | 1    |
| 1.1 Motivimi   | 3    |
| 1.2 Qëllimi i punes dhe metodologjia e kërkimit                            | 4    |
| 1.3 Analiza ekonomike dhe përftimet nga teknologjia 3G, parashikime për 4G | 5    |
| 1.3.1 Vlerësimi ekonomik i përdorimit të 3G/4G përgjatë viteve             | 5    |
| 1.4 Matjet e parametrave të sinjalit 4G në Tiranë për 3 operatorë          | 8    |
| 1.4.1 Metoda e testimit  | 8    |
| 1.4.2 Algoritmi për matjet e parametrave të sinjalit 4G                    | 9    |
| 1.4.3 Rezultatet   | 9    |
| 1.4.4 Analiza  | 13   |
| 1.5 Situata ekzistuese (2G, 3G, 4G) dhe limitet e teknologjisë             | 13   |
| 1.5.1 Bazat e antenave   | 15   |
| 1.5.2 Teknologjitë e hershme   | 17   |
| 1.6 Optimizimi i mbulimit të rrjetit duke përdorur antenat array 4G        | 22   |
| 1.6.1 Planifikimi dhe implementimi i optimizimit të RN në rrjetin celular  | 22   |
| 1.6.2 Metodologjia e përdorur  | 28   |
| 1.6.3 Algoritmi i optimizimit të rrjetit RN                                | 30   |

---

|       |  |     |
|-------|--|-----|
| 1.6.4 | Rezultatet e monitorimit të rrjetit në terren _____                  | 31  |
| 1.7   | Teknologjia e antenave të avancuara _____                            | 35  |
| 1.7.1 | Antena beam të konfigurueshme _____                                  | 36  |
| 1.7.2 | Sistemet e antenave aktive (AAS) _____                               | 37  |
| 1.7.3 | Sistemet MIMO _____  | 38  |
| 2     | Antena array _____   | 41  |
| 2.1   | Array linear _____   | 42  |
| 2.2   | Array planar _____   | 44  |
| 2.3   | Array te fazuar _____  | 46  |
| 2.3.1 | Array të fazuar pjesa analitike _____                                | 48  |
| 2.4   | Teknika për projektimin e antenave array _____                       | 51  |
| 2.4.1 | Metoda Woodward – Lawson _____                                       | 54  |
| 2.4.2 | Algoritmi për ndërtimin e array-it me metodën Woodward – Lawson ____ | 61  |
| 2.5   | Studime të tjera në lidhje me këtë fushë _____                       | 62  |
| 3     | Beamforming: Analog, Dixhital dhe Hibrid _____                       | 71  |
| 3.1   | Arkitektura beamforming analog, dixhital dhe hibrid _____            | 71  |
| 3.1.1 | Arkitektura beamforming analog _____                                 | 71  |
| 3.1.2 | Beamforming dixhital _____   | 73  |
| 3.1.3 | Beamforming hibrid _____   | 75  |
| 3.2   | Beamforming dhe rastet e përdorimit _____                            | 81  |
| 4     | Teknika on/off në antenat array _____                                | 84  |
| 4.1   | Aplikimi i Teknikës on/off _____                                     | 84  |
| 4.1.1 | Përdorimi i teknikës W-L dhe Digital Beamforming në rastin studimor  | 85  |
| 4.1.2 | Distancat Euclidane dhe Hausdorffit _____                            | 87  |
| 4.1.3 | Algoritmi i implementimit të Teknikës on/off _____                   | 89  |
| 4.1.4 | Analiza dhe simulimi i antenave array _____                          | 90  |
| 4.2   | Përdorimi i algoritmit për lokalizimin në antenat array _____        | 97  |
| 4.2.1 | Algoritmi i lokalizimit në antenat array _____                       | 98  |
| 4.2.2 | Simulime dhe rezultatet e marra _____                                | 99  |
| 4.2.3 | Analiza e të dhënave _____   | 104 |
| 4.3   | Përdorimi i teknikës on/off në antenat array multi-beam _____        | 109 |

---

|       |   |     |
|-------|---|-----|
| 4.3.1 | Sistemet e Antenave Aktive (AAS) dhe multi-beam-i | 109 |
| 4.3.2 | Maska në formë multi-beam                         | 111 |
| 4.3.3 | Përkufizimi i problemit                           | 115 |
| 4.3.4 | Analiza dhe simulimet                             | 118 |
| 5     | Përfundime dhe punët në të ardhmen                | 126 |
| 6     | Referencat  | 128 |

## LISTA E TABELAVE

---

|   |    |
|---|----|
| Tab. 1.1 Ndarja e tregut të operatorëve gjatë periudhës 2010-2012 [2].            | 5  |
| Tab. 1.2 Volumi GB i transmetimit të të dhënave nga operatorët celularë ndër vite | 6  |
| Tab. 1.3 Përdorues aktivë broadband (3G/4G) në %                                  | 7  |
| Tab. 1.4 Përmbledhëse e informacioneve statistikore                               | 13 |
| Tab. 1.5 Tabela e krahasimeve të KPI-ve.  | 32 |
| Tab. 2.1 Vlerat e kampionëve të maskës [28]                                       | 58 |
| Tab. 2.2 Amplitudat $I_n$ të ushqimit të elementeve të projektuar [28]            | 59 |
| Tab. 2.3 Sfidat në MIMO masive  | 64 |
| Tab. 3.1 Diferencat midis beamforming dixhital dhe atij analog                    | 74 |
| Tab. 3.2 Detaje të rasteve për tipe beamforming                                   | 82 |
| Tab. 4.1 Distancat Euclidean dhe Hausdorff  | 96 |

## LISTA E FIGURAVE

---

|  |    |
|--|----|
| Fig. 1.1 Të ardhurat e një prej operatorëve ofrues të teknologjisë 3G .....                | 7  |
| Fig. 1.2 Ndryshimin në volum edhe në sasi të përdorimit të teknologjisë 3G.....            | 8  |
| Fig. 1.3 Zonat e marra në shqyrtim.....  | 10 |
| Fig. 1.4 Ping-u mesatar (ms).....  | 10 |
| Fig. 1.5 Informacion në lidhje me throughputin maksimal në DL (Mbit/s).....                | 11 |
| Fig. 1.6 Informacion në lidhje me DL throughput mesatar (Mbit/s) .....                     | 11 |
| Fig. 1.7 UL max throughput (Mbit/s) .....  | 12 |
| Fig. 1.8 UL mesatar i throughput (Mbit/s).....   | 12 |
| Fig. 1.9 Brendësia e një antene me strukturë moderne [11]. .....                           | 15 |
| Fig. 1.10 Pamja e pasme e një antene moderne që tregon mekanizmin tilt [11] .....          | 16 |
| Fig. 1.11 Teknologjitë ndër vite.....  | 17 |
| Fig. 1.12 Teknologjitë e viteve 1983-1995 [11] .....                                       | 17 |
| Fig. 1.13 Vendosi teknologjie antenash ekzistuese [14].....                                | 19 |
| Fig. 1.14 Teknologjia e antenave rreth vitit 2011 në rrjetet HSPA dhe LTE [14] .....       | 20 |
| Fig. 1.15 Teknologjia e parë 1G dhe teknologjia 4G.....                                    | 22 |
| Fig. 1.16 Topologjia e rrjetit në një nga operatorët celular .....                         | 23 |
| Fig. 1.17 Trafiku i zërit (Erlang) gjatë një periudhe 1 vjeçare për 2G dhe në 3G.....      | 23 |
| Fig. 1.18 Trafiku i të dhënave gjatë një periudhe 1 vjeçare për 3G dhe në 4G .....         | 24 |
| Fig. 1.19 Raporti i rënies së thirrjeve në përqindje i paraqitur në rrjet 2G, 3G, 4G ..... | 24 |
| Fig. 1.20 Bllokimi i thirrjeve në rrjet në përqindje për rrjetin 2G dhe 3G .....           | 25 |
| Fig. 1.21 Bllokimi i trasmetimit të shërbimit të të dhënave në % për rrjetin 3G, 4G.....   | 25 |
| Fig. 1.22 Matjet në terren të RSCP në rrjetin 3G UMTS në dBm.....                          | 26 |
| Fig. 1.23 Matjet në terren të RSRP në rrjetin 4G LTE në dBm.....                           | 27 |
| Fig. 1.24 Macro Site-vendodhje për zonat makro .....                                       | 27 |
| Fig. 1.25 Në të majtë kemi Mobile Site. Në të djathtë kemi Micro Site. ....                | 28 |



|  |    |
|--|----|
| Fig. 1.26 Shembull të antenës me tilt.....   | 29 |
| Fig. 1.27 Informacioni përpara ndryshimeve.....  | 30 |
| Fig. 1.28 Informacioni mbas ndryshimeve .....  | 30 |
| Fig. 1.29 Harta e KPI para dhe pas optimizimit .....                                       | 34 |
| Fig. 1.30 Rasti i studimit në qendrën e Fieri, marrë nga google earth.....                 | 35 |
| Fig. 1.31 Antena me beam të konfigurueshëm [11] .....                                      | 36 |
| Fig. 1.32 Sistem antenash aktive [14].....   | 38 |
| Fig. 1.33 Komunikimi me dhe pa teknologjinë MIMO .....                                     | 39 |
| Fig. 1.34 Implementimi i MIMO në LTE.....  | 39 |
| Fig. 2.1 Pamje të antenave array [27] .....  | 41 |
| Fig. 2.2 Avantazhet dhe disavantazhet e antenave array .....                               | 42 |
| Fig. 2.3 Elementët rrezatues të njëjtë midis tyre me ushqim të ndryshëm [28].....          | 43 |
| Fig. 2.4 Parametrat gjeometrike dhe sistemi i referencës së array linear [28].....         | 43 |
| Fig. 2.5 Ndryshime në çiftimin e elementëve [28] .....                                     | 44 |
| Fig. 2.6 Gjeometria e një array planar .....   | 45 |
| Fig. 2.7 Array të fazuar dhe formimi i modelit të rrezatimit .....                         | 46 |
| Fig. 2.8 Paraqitje skematike e konfigurimit a) PAESA dhe b) AESA .....                     | 47 |
| Fig. 2.9 Faktori i array për faza të ndryshme (Numri i elementëve N=20) .....              | 50 |
| Fig. 2.10 Skica e rrjetiti në marrje për një array të fazuar .....                         | 50 |
| Fig. 2.11 Rrjeti në marrje për një array Multi-beam.....                                   | 51 |
| Fig. 2.12 Maska e dëshiruar për faktorin e grupit dhe përafrimi me vetëm dy element. 54    |    |
| Fig. 2.13 Ushqimi i një array real i parë si një mbivendosje e tre array virtual [28]..... | 55 |
| Fig. 2.14 Faktori i grupit për N = 11 array virtual .....                                  | 56 |
| Fig. 2.15 Array virtual të marrë në analize ( $a_m = 1$ , linjat e vazhduar).....          | 57 |
| Fig. 2.16 Faktori i grupit i projektuar në shkallë lineare .....                           | 59 |
| Fig. 2.17 Faktori i grupit i projektuar në kordinata polare .....                          | 60 |
| Fig. 2.18 Faktori i grupit të projektuar në kordinata polare dhe paraqitje 3D [28] .....   | 60 |
| Fig. 2.19 Faktori i grupit të projektuar për numër të ndryshëm elementësh.....             | 60 |
| Fig. 2.20 Algoritmi cell zooming[34].....  | 66 |
| Fig. 2.21 Vlerëson me një kriter distance vektoriale BS-në që duhet fikur [37] .....       | 67 |
| Fig. 2.22 Propozon fikjen e një apo disa BS [38].....                                      | 67 |

|  |          |
|--|----------|
| Fig. 2.23 Vlerëson në bazë të trafikut dhe nr të përdoruesve BS-në që duhet fikur [40]                             | 69       |
| Fig. 2.24 Vlerëson BTS-në që duhet fikur me algoritmin për balancim trafiku [41]                                   | ..... 70 |
| Fig. 3.1 Arkitekura Sub-6 GHz e beamforming analog.....  | 72       |
| Fig. 3.2 Arkitekura Sub-6 GHz e beamforming të plotë dixhital .....  | 73       |
| Fig. 3.3 mmWave masive, duke formësuar aplikacione MIMO në rrjetet pa tela 5G....                                  | 76       |
| Fig. 3.4 Arkitektura beamforming në mmWave massive sistemet MIMO .....   | 78       |
| Fig. 3.5 Arkitekturë hibride parakodimi për transmetimet mmWave me Ns .....  | 78       |
| Fig. 4.1 Ushqimi dhe formimi i rrezeve nga një array virtual (Beam Forming) .....                                  | 85       |
| Fig. 4.2 Problemi i përcaktimit të gjeometrisë.....  | 86       |
| Fig. 4.3 Arkitektura e krijimit të digital beam të plotë. ....   | 87       |
| Fig. 4.4 Diferenca ndërmjet distances Hausdorff dhe asaj Euclidean .....   | 88       |
| Fig. 4.5 Modeli i array-it dhe rryma relative në secilin element nga W-L .....                                     | 91       |
| Fig. 4.6 Modeli array dhe raporti relativ i furnizimit me 21 elementë me 6 el. off.....                            | 92       |
| Fig. 4.7 Modeli array dhe raporti relativ i furnizimit me 21 elementë me 10 el. off.....                           | 93       |
| Fig. 4.8 Modeli array dhe raporti relativ i furnizimit me 21 elementë me 11 el. off.....                           | 93       |
| Fig. 4.9 Modeli array dhe raporti relativ i ushqimit me 9 elementë të antenës off.....                             | 94       |
| Fig. 4.10 Modeli array dhe raporti i ushqimit me 9 el. off (ndikim el. 9 dhe 13).....                              | 94       |
| Fig. 4.11 Modeli array dhe rryma relative në secilin elementn, 15 el. off.....                                     | 95       |
| Fig. 4.12 Përfaqëson terminalin dhe BS në qelizë. ....   | 98       |
| Fig. 4.13 Distanca midis BS dhe UE. ....   | 98       |
| Fig. 4.14 Foto nga google earth të rrugës që përshon UE dhe të BS .....  | 100      |
| Fig. 4.15 Mbivendosje të rrugës reale dhe të vlerësuar, për gjerësi dhe gjatësi .....                              | 102      |
| Fig. 4.16 Gabimi absolut në metra midis pikave aktuale dhe të llogaritura .....                                    | 102      |
| Fig. 4.17 Gabimi relativ i simulimit (x-dist. nga BS m).....   | 103      |
| Fig. 4.18 BS, rruga reale dhe e vlerësuar në 100 sim. me $\sigma_{\theta}=1^{\circ}$ dhe $\sigma_{toa}=10ns$ ..... | 103      |
| Fig. 4.19 Rruga rruga reale dhe e vlerësuar në 5 simulime me $\sigma_{\theta}=1^{\circ}$ .....                     | 104      |
| Fig. 4.20 Rruga reale dhe ajo e vlerësuar në 5 simulime me $\sigma_{\theta} = 3^{\circ}$ .....                     | 105      |
| Fig. 4.21 Gabimi absolut me $\sigma_{\theta} = 1^{\circ}$ .....  | 105      |
| Fig. 4.22 Gabimi absolut me $\sigma_{\theta} = 3^{\circ}$ .....  | 106      |
| Fig. 4.23 Rruga reale edhe vlerësuar, AOA reale dhe TOA e vlerësuar $\sigma_{toa}=20ns$ .....                      | 106      |
| Fig. 4.24 Gabimi absolut me $\sigma_{toa} = 20 ns$ .....   | 107      |

---

|   |     |
|---|-----|
| Fig. 4.25 Rruga reale dhe e vlerësuar me $\sigma_{toa} = 50$ ns. ....                   | 107 |
| Fig. 4.26 Gabimi absolut me $\sigma_{toa} = 50$ ns. ....                                | 108 |
| Fig. 4.27 Koncepti i sistemit AAS dhe multi-beam.....                                   | 110 |
| Fig. 4.28 Projektimi i antenës me W-L dhe beame ortogonale për 11 ele. të antenës..     | 111 |
| Fig. 4.29 Modeli i array-it dhe rryma relative në secilin element nga W-L .....         | 112 |
| Fig. 4.30 Modeli array dhe rryma relative në secilin element, 4 el. off.....            | 112 |
| Fig. 4.31 Modeli array dhe rryma relative në secilin element, 6 el. off.....            | 113 |
| Fig. 4.32 Modeli array dhe rryma relative në secilin element, 12 el. off.....           | 113 |
| Fig. 4.33 Modeli array dhe rryma relative në secilin element, 16 el. off.....           | 114 |
| Fig. 4.34 Modeli array dhe rryma relative në secilin 16 el. off në variantin e ri ..... | 115 |
| Fig. 4.35 Modeli array dhe rryma relative në secilin element, 25 el. off.....           | 115 |
| Fig. 4.36 Antena array me multi-beam .....  | 116 |
| Fig. 4.37 Modeli multi-beam dhe rryma relative në çdo element.....                      | 119 |
| Fig. 4.38 Modeli multi-beam dhe rrymat relative për 10 elementë të antenes të fikur.    | 120 |
| Fig. 4.39 Modeli multi-beam dhe rrymat relative për 12 elementë të antenes të fikur.    | 121 |
| Fig. 4.40 Multi-beam drejtuar UE: (a)problemi origjinal (b)UE2 ndryshon pozicion .      | 122 |
| Fig. 4.41 Multi-beam me drejtim beami të ndryshuar me të njëjtët 12 ele. të fikur ..... | 123 |
| Fig. 4.42 Multi-beam dhe rrymat për të gjithë ele. on për drejtimin e ri të UE2.....    | 124 |

## LISTA E ALGORITMEVE

---

|  |     |
|--|-----|
| Algoritmi 1: Matjet e parametrave të sinjalit 4G në Tiranë për 3 operatorë ..... | 9   |
| Algoritmi 2: Algoritmi i optimizimit të rrjetit RN.....                          | 31  |
| Algoritmi 3: Vlerësimi i AF me metodën Woodward – Lawson .....                   | 61  |
| Algoritmi 4: Teknika on/off në antena array linear .....                         | 89  |
| Algoritmi 5: Lokalizimi i UE në antenat array .....                              | 99  |
| Algoritmi 6: Teknika on/off në antena array linear multi-beam.....               | 117 |

# AKRONIME

---

|         |   |
|---------|---|
| ADC     | - Analog to Digital Converter                       |
| AESA    | - Active Electronically Steered Array               |
| AKEP    | - Autoriteti i Komunikimeve Elektronike dhe Postare |
| AoA     | - Angle of Arrive                                   |
| BS      | - Base Station                                      |
| BD      | - Baseband Digital                                  |
| CSMA    | - Carrier Sense Multiple Access                     |
| CNR     | - Carrier to Noise Ratio                            |
| CPRI    | - Common Public Radio Interface                     |
| DBF     | - Digital Beam Forming                              |
| DDC     | - Digital Down Converter                            |
| DSP     | - Digital Signal Processing                         |
| D2D     | - Device to Device                                  |
| FPGA    | - Field Programmable Gate Array                     |
| GA      | - Genetic Algorithm                                 |
| INSTAT  | - INstituti i Statistikave                          |
| IoV     | - Internet of Vehicles                              |
| HBF     | - Hybrid Beam Forming                               |
| OBSAI   | - Open Base Station Architecture Initiative         |
| OFDMA   | - Orthogonal Frequency-Division Multiple Access     |
| LTE     | - Long Term Evolution                               |
| LMS     | - Least Mean Square                                 |
| MIMO    | - Multiple Input and Multiple Output                |
| MU-MIMO | - Multiple User MIMO                                |
| M2M     | - Machine to Machine                                |

|          |   |
|----------|---|
| PCB      | - Printed Circuit Board                             |
| PESA     | - Passive Electronically Steered Array              |
| PSO      | - Particle Swarm Optimization                       |
| RAZ      | - Relative Azimuth Angles                           |
| RB       | - Resource Block                                    |
| RET      | - Remote Electrical Tilt                            |
| SAR      | - Synthetic Aperture Radar                          |
| SC-FDMA  | - Single Carrier-Frequency Division Multiple Access |
| SNR      | - Signal to Noise Ratio                             |
| TDMA     | - Time Division Multiple Access                     |
| TD-SCDMA | - Time Division-Code Division Multiple Access       |
| UE       | - User Equipment                                    |
| WCDMA    | - Code Division Multiple Access                     |

# FALENDERIME

---

Falenderoj së pari dhe shpreh mirënjohjen time ndaj profesorit të nderuar dhe udhëheqësin shkencor të këtij punimi, Prof. Asoc. Elson Agastra. Realizimi i kësaj teze do të ishte i pa mundur pa eksperiencën, profesionalizmin dhe mbështetjen e pa kushtëzuar gjatë periudhës së studimit dhe shkrimit të këtij disertacioni.

Falenderim i sinqertë shkon për të gjithë Departamenin e Elektronikës dhe Telekomunikacionit në veçanti për përgjegjës të departamentit profesorin e nderuar Prof. Asoc. Aleksandër Biberaj si edhe për Profesorët Olimpion Shurdi dhe Bexhet Kamo për mbështetjen që në nisje të kësaj teze doktrate.

Falënderime nga zemra kam edhe për familjen time, për mamën timë që ishte shtytësja për ta filluar këtë rrugëtim, për dy fëmijët e mrekullueshëm Saljoni dhe Sia dhe në veçanti për shpirtin tim binjak Lori ku pa durimin dhe mbështetjen e saj nuk do të arrija në hartimin përfundimtar të doktoratit.

Këtë punim ua dedikoj familjes sime dhe babit timë që nuk jeton më, me mirënjohje të thellë.

# ABSTRACT

---

The enormous growth of wireless data traffic is putting on constant pressure the mobile operators to offer always more. Mobile operators have several tools in their hand to increase their operating capacity in order to meet the growing demand. One of them, with wide use, is the smart antennas.

The use of smart antennas makes possible significant increase in throughput. These antennas types are adaptive ones, they have beam width and azimuth control which follows low variance traffic models.

Smart antennas also known as intelligent antennas due to the fact that they create special beams for different users. We should mention regarding it a recent technology called MIMO (Multiple Input Multiple Output) [10]. The system of multiple beam antennas compared to single beam antennas has advantages like: increased capacity of the wireless system, avoid of signal loss and elimination of interference, focus of radiation in the desired direction, etc.

A development that should be mentioned among the latest antenna evolution is undoubtedly the active AAS antenna systems. As communication technology is evolving more and more, mobile service providers are oriented towards operating multiple systems simultaneously within the same coverage area. However, special emphasis should be put on difficulties related to transmission and equipment installation.

To provide solutions for the problems addressed in this paper, are used linear array antennas, as one of the 4G/5G network configurations, which have equal distance between  $N$  elements (of the same type). We calculated the array factor (AF) using the Woodward - Lawson method [6] and then compared it with the mask of the defined model.

The analysis presented in the theses is focused on the binary format of switching on / off the antenna elements, in which turning off a part of the elements makes possible reduction of energy consumption without major modifications to the radiation model and consequently increases the antenna array lifecycle.



# PËRMBLEDHJE

---

Rritja e jashtëzakonshme e trafikut të të dhënave wireless, po i vë vazhdimisht nën trysni operatorët celularë për të ofruar gjithnjë e më tepër. Për të përballuar kërkesën në rritje nëpërmjet rritjes së kapaciteteve të tyre operuese, operatorët kanë disa mjete që mund të përdorin. Një ndër to, me përdorim të gjerë janë antenat smart.

Antenat smart bëjnë të mundur rritjen e konsiderueshme të throughput-it. Këto lloj antenash janë antena adaptive, kanë gjerësi beami dhe kontroll të azimuthit të cilat ndjekin modele trafiku me variancë të ulët.

Antenat Smart njihen ndryshe dhe me emrin antena inteligjente për shkak të faktit se krijojnë beam të veçanta për përdorues të vecantë. Lidhur me të duhet të përmendim një teknologji të kohëve të fundit të quajtur MIMO (Multiple Input Multiple Output) [10]. Sistemi i antenave multiple beam krahasuar me antenat me beam single ka avantazhe të tilla si: rritja e kapacitetit të sistemit wireless, shmang humbjen e sinjalit si dhe eleminon interferencat, fokuson rrezatimin drejt drejtimit të dëshiruar etj.

Një zhvillim tjetër që duhet të përmendet ndër zhvillimet e fundit të antenave janë pa dyshim sistemet e antenave aktive AAS. Ashtu si edhe u lartpërmend, duke qënë se teknologjia e komunikimit po zhvillohet gjithnjë e më shumë, operatorët ofruan të shërbimeve celulare janë orientuar drejt operimit të sistemeve të shumëfishta njëkohësisht në të njëjtën zonë mbulimi. Megjithatë duhet të vihet theks i veçantë tek vështirësitë e shumta në instalimin e pajisjeve dhe në transmetim.

Për të dhënë zgjidhje në lidhje me problematikat të cilat janë trajtuar në këtë punim u përdorën antenat array lineare si një nga konfigurimet e rrjetit 4G/5G, të cilat kanë distancë të barabartë midis  $N$  elementëve (të cilët janë marrë të të njëjtit lloj). Llogaritëm faktorin array (AF) duke përdorur metodën Woodward – Lawson [6] dhe më pas bëmë krahasimin me maskën e modelit të përcaktuar.

Analiza e paraqitur është përqendruar në formatin binar të ndezjes / fikjes së elementëve të antenës, në të cilën fikja e një pjesë të elementeve të saj bën të mundur uljen e konsumit të energjisë pa pasur modifikime të mëdha në modelin e rrezatimit dhe duke rritur rrjedhimisht ciklin e jetës së antenës array.

# 1 HYRJE

---

Komunikimi në distancë realizohet nëpërmjet përdorimit të antenave. Duke qenë se fushat në të cilat ato përdoren janë të shumëllojshme, tipet e antenave sigurisht që nuk mund të jenë të njëjta. Në varësi të fushës së sektorit të përdorimit përcaktohet dhe tipi më i përshtatshëm i antenave. Për shembull në shërbimet me stacione fikse është i këshillueshëm përdorimi i antenave direktive [1].

E kundërta është në komunikimet celulare në të cilët, për shkak se marrësi dhe dërguesi janë në lëvizje të vazhdueshme, është më i përshtatshëm përdorimi i antenave jo shumë direktive. Transmetuesi duhet të jetë në gjendje të arrijë tek marrësi kurdoherë ndërsa marrësi duhet të jetë në gjendje të marrë sinjal nga çdo drejtim. Kuptohet qartë se sa e rëndësishme është që antena të ketë karakteristika rrezatimi të ndryshme.

Sistemet e telekomunikacionit janë ndër sektorët me zhvillimin më të madh në ditët e sotme, në vendin tonë dhe jo vetëm. Ky zhvillim i kërkuar për të qënë pjesë konkures e tregut në të cilin janë pjesëmarrës kërkon pa dyshim zhvillim dhe investim të vazhdueshëm. Pjesa më e madhe e investimeve të tyre shkon sigurisht për produktin i cili ka kërkesën dhe hovin më të madh të zhvillimit.

Përfshirja gjithnjë e më shumë në rrjetet sociale, komunikimi online, puna me orare të papërcaktuara (si rrjedhojë edhe e zhvillimeve të kohëve të fundit) të cilat kërkojnë që në çdo moment të aksesosh ambjentet virtuale të punës, kanë bërë që kërkesa për komunikime wireless të rritet. Janë situata të cilat nxisin si përdoruesin për rritje të kërkesës, jo vetëm në anën sasiore por edhe në atë cilësore, por njëkohësisht nxisin ofruesin që ti sigurojë abonentëve që zotëron por edhe atyre potencial, shërbim të qëndrueshëm, cilësor dhe gjithnjë në përmirësim.

Në bazë të të dhënave që deklarohen nga kompanitë e telekomunikacionit celular në Shqipëri (bazuar tek të dhënat e marra nga AKEP [2]), përdorues të aksesit broadband në Internet të paktën një herë gjatë 2019 ishin rreth 2.4 milion. Krahasur me numrin e kartave sim në përdorim dhe numrit të përdoruesve të internetit të cilat kanë filluar të kenë trend rënës, volumni i përdorimit të internetit ka pësuar rritje të ndjeshme rreth 15% (krahasuar me 2018).

Përsa i përket mbulimit të territorit dhe të popullsisë me rrjet LTE (3G/4G) vërehet se ka pasur përmirësim të rëndësishëm. Mbulimi i territorit me rrjet LTE për vitin 2019 rezulton rreth 73%, nga 57% që raportohej për vitin 2018, ndërsa mbulimi i popullsisë me rrjet LTE në vitin 2019 ishte rreth 95% nga rreth 85% që raportohej për vitin paraardhës.

Këto shifra tregojnë se kompanitë celulare në Shqipëri, por edhe trendet e vendeve të tjera (të cilat shkojnë në të njëjtin drejtim), se investimi në teknologjinë që lidhet me aksesin broadband është duke u rritur në mënyrë të vazhdueshme nga viti në vit.

Ndryshimet thelbësore në lidhje me këtë shërbim u vunë re që nga kalimi në teknologjinë 3G e më pas avancimi në LTE, ndërsa 5G sigurisht që do të sjellë përmirësime akoma edhe më të mëdha.

Për këtë do të japim më poshtë një studim të bërë së si janë rritur të ardhurat e njërit prej operatorëve celularë që operojnë në Shqipëri nga futja e teknologjisë nga 2G në 3G dhe projekcioni për atë 4G LTE.

Për të siguruar një shërbim më të mirë kompanitë mund të ndërhyjnë në shtimin sektorëve, qelizave, përmirësimin e kapacitetit të ndërfaqes ose duke përdorur/ndërhyrë tek antenat smart. Kjo tezë do të përqëndrohet pikërisht tek ndryshimet tek antenat smart që mund të realizojnë kompanitë, në mënyrë të tillë që me modifikime lehtësisht të realizueshme të kemi përfitueshmëri tek të dy palët, marrësit dhe ofruesit e shërbimit.

Antena konsiderohet si elementi me kritik i komunikimit celular duke qene se dy kufizimet më të mëdha janë performanca dhe kapaciteti. Antenat smart [3] janë teknologji premtuese e cila ofron kapacitet më të madh tek rrjetet wireless.

Ato rrisin mbulimin dhe efikasitetin në transmetim. Standarti LTE ka sjellë përfitime të mëdha nëpërmjet përdorimit të antenave smart dhe të MIMO (Multiple Input Multiple Output) [4]. Këto terma do të hasen gjerësisht përgjatë trajtimit të kësaj teze.

#### – Organizimi i kapitujve

Kjo tezë doktrature do të përmbajë kapitujt të cilët kanë paraqitje si më poshtë:

Kapitulli 1 – Në kapitullin e parë shqyrtohen koncepte themelore të punimit duke përfshirë hyrjen, qëllimet e punës dhe metodologjia e kërkimit, situatat ekzistuese bashkë me limitet e teknologjisë, si edhe teknologjia e antenave të avancuara. Do paraqesim fushatë matjesh të parametrave të sinjalit LTE në Tiranë për 3 operatorë celularë si dhe një analizë ekonomike në lidhje me përfitimet e siguruar nga teknologjia 3G dhe një parashikim në lidhje me teknologjinë 4G. Do paraqesim algoritmin e optimizimit të rrjetit RN si dhe metodologjinë e përdorur, rezultatet e monitorimit të rrjetit në qendrën e Fierit. Pra do të përqëndrohemi tek antenat array 4G dhe në ato 5G ku qëndron dhe pikësynimi i punimit tonë.

Kapitulli 2 – Në kapitullin e dytë trajtohen koncepte që lidhen me antenave array një ndër teknologjitë e antenave më të përdorshme në 4G si edhe në 5G. Përqëndrim më i veçantë tek antenat array lineare dhe planare ku do të përqëndrohet dhe puna jonë, si dhe paraqitje e antenave të shfazuara. Në fund të këtij kapitulli janë trajtuar metoda Woodward-Lawson, algoritmi për ndërtimin e array-it me këtë metodë, si edhe studime aktuale të tjera në lidhje me këtë fushë punimi të kësaj teze doktrature.

Kapitulli 3 – Kapitulli i tretë jep trajtimin e beamforming në të tre format e kësaj teknologjie: Beamforming analog, dixhital dhe atë hibrid. Këto metodologji janë më të fundit të aplikuara në antenat array dhe do të jenë edhe pjesë e punës sonë simuluese.

Kapitulli 4 - Kapitulli i katërt jep punimin që lidhet me teknikën on/off të aplikuar në antenën array lineare, aplikimin e metodës Woodward-Lawson si dhe krahasimin e rezultateve me anë të distancave Euclidiane dhe Hausdorff. Gjithashtu jepet algoritmi i implementimit të kësaj teknike. Më pas paraqesim një metodë lokalizuese të pajisjes celulare (UE), si dhe algoritmin e lokalizimit. Matjet janë bërë përgjatë një rruge të dhënë dhe është llogaritur gabimi absolut dhe relativ. Kjo na shërben për të llogaritur beam-et në varësi të vendodhjeve të UE-ve. Pra më pas kemi aplikuar teknikën on/off edhe tek antenat array multi-beam, ku paraqesim algoritmin e saj, analiza dhe simulime.

Kapitulli 5 - Kapitulli i pestë lidhet me dhënien e konkluzioneve rreth kësaj teknike në bazë të simulimeve të bëra në këtë punim doktore, si edhe paraqiten disa sugjerime për punët në vazhdim.

## 1.1 Motivimi

Të shkruaja për këtë tezë ka qenë një sfidë njëkohësisht dhe kënaqësi për të ofruar zgjidhje në lidhje me problematikat që lidhen me fushën time të studimit e më pas të punësimit.

Kërkimet për këtë temë lidhen me disa fushata matjesh që janë bërë në një rajon të Shqipërisë në lidhje me antenat operuese midis operatorëve shqiptar. Janë bërë matje të antenës në lidhje me KPI të rëndësishëm që mund të arrihen të merren bazuar tek këto fushata. Në zona të ndryshme të Tiranës janë matur throughput në UL dhe DL, në zona me shumë popullsi dhe më pak të populluara [5]. Antenat operuese janë antena array 4G. Këto fushata paraqiten më të detajuara në këtë kapitull. Zonat në të cilat është bërë studimi janë ndarë në:

- Zona kafene, Hoteleri, Zona e Banimit, Qendra Tregtare, Universitet.

Po kështu një studim tjetër mjaft i rëndësishëm është matja dhe më pas optimizimi që është bërë për rajonin e Fierit nga një prej operatorëve operues në Shqipëri. Operatori ka bërë modifikime të antenave array 4G që ai përdor. Në këtë punim janë bërë teste në lidhje me sistemet GSM (2G), UMTS (3G) dhe LTE (4G). Disa nga ndryshimet e bëra konsistojnë në modifikime të azimutit dhe tilt-it. Për të verifikuar metodën tonë, maten dhe krahasohen KPI të tilla si Shkalla e pamundësisë së fillimit të telefonatës (AFR), Shkalla e ndërprejes së telefonatës (DCR- Drop Call Rate), Trafiku i Zërit (Erlang) dhe Trafiku i të Dhënave (MB) në një rrjet të drejtpërdrejtë celular.

Lidhur me këtë temë është parë edhe ana financiare që kanë operatorët pra të ardhurat e operatorëve celularë në shqipëri si rrjedhojë e ndryshimit të teknologjisë së internetit të ofruar. Ky çast është analizuar për të parë se çfarë ka ndodhur me të ardhurat e kompanive që kanë filluar ta ofrojnë teknologjinë 3G dhe më pas atë 4G.

## 1.2 QËLLIMI I PUNES DHE METODOLOGJIA E KËRKIMIT

Në këtë studim do të përdorim antenat array si një nga konfigurimet e antenave 4G, të cilat kanë distancë të barabartë midis  $N$  elementëve (të të njëjtit lloj). Ne do ta marrim faktorin array (AF) duke përdorur metodën Woodward – Lawson [6] dhe do ta krahasojmë me maskën e modelit të përcaktuar.

Në këtë punim do të bazohemi tek antenat array për shkak të rëndësisë së madhe që kanë këto antena dhe njëkohësisht për shkak të avantazheve të tilla si gain më i lartë, diversivitetin e path-it (MIMO) që ul interferencën dhe rrit qëndrueshmërinë e komunikimit.

Analiza e propozuar bazohet në ndryshimin e statusit (ndezyja ose fikja) të ushqimit të disa elementëve të antenës. Ky modifikim i sjelljes së elementeve të array-it do të reflektojë gjithashtu tek modeli i rrezatimit të antenës, në të cilën fikja e një pjesë të elementëve të antenës, bënë të mundur uljen e konsumit të energjisë pa pasur modifikime të mëdha në modelin e rrezatimit.

Qëllimi i kësaj pune është të demonstrojë se modeli i modifikuar është gjithashtu një shkëmbim i vlefshëm (trade-off) midis numrit të elementëve të fikur dhe kërkesës për maskën e modelit array relativ.

Për të vlerësuar modelin e marrë nga metoda Woodward – Lawson, do të përdoren dy teknika të ndryshme:

- Distanca Euklidiane
- Distanca Hausdorff

Të dy këto distanca lejojnë të vlerësojnë se sa afër është modeli i rrezatimit i modifikuar nga ai i dëshiruari.

Për të përmirësuar konsumin e energjisë dhe për të zgjatur jetën e antenës, përmes zvogëlimit të nxehtësisë të energjisë të shpërndarë, në këtë punim po shyrtojmë mundësinë ta arrijmë duke fikur qëllimisht një pjesë të elementëve të antenës (pra zinxhiri përkatës RF).

Fikja e disa elementëve të antenës do të ndryshojnë në mënyrë të pashmangshme edhe modelin e rrezatimit origjinal. Nga perspektiva e operatorit të antenës, duke zvogëluar fuqinë e konsumit çon në rritjen e jetëgjatësisë së antenës dhe do të zvogëlojë shpenzimet operative.

Analiza e paraqitur është përqëndruar në formatin binar të ndezjes / fikjes së elementëve të antenës i cili është më i lehtë dhe nuk kërkon aftësi më të larta teknikash vlerësimi të beamforming. Modifikimi i sjelljes së antenës array është më i shpejtë me vetëm ndezjen / fikjen e elementeve sipas kërkesës, sesa ndryshimin e rrejtës së shpërndarjes së energjisë dhe fazës ose rrejtës të beamforming (formimit të rrezes). Kjo punë do të jetë baza të cilën do ta apikojmë edhe në sistemet array me multi-beam.

### 1.3 ANALIZA EKONOMIKE DHE PËRFTIMET NGA TEKNOLOGJIA 3G, PARASHIKIME PËR 4G

Deri në fund të vitit 2013 përdorues të teknologjisë celulare ishin afërsisht 4.86 milion. Në këtë periudhë Vodafone Albania zotëronte 46% të përdoruesve aktivë, AMC zotëronte 37%, Eagle Mobile zotëronte 10% dhe Plus 7% të përdoruesve aktivë [7].

Të katërt operatorët celularë shqiptarë kishin çmime të ngjashme të shërbimit të voice dhe SMS, ndërsa ju paraqit një mundësi e re në vitin 2010 kur për herë të parë në Shqipëri u prezantua teknologjia 3G. Në fund të vitit 2010 qeveria shqiptare i dha licencën e parë të rrjetit 3G Vodafone Albania për 31.4 milion € dhe Vodafone Albania u bë operatori i parë që prezantoi teknologjinë 3G në Shqipëri. Siç e shohim edhe nga çmimi i ofruar për këtë licencë mundësia që gjen operatori duke ofruar këtë lloj shërbimi është tepër e lartë.

Duke filluar nga viti 2011 edhe operatorë të tjerë e kanë shfrytëzuar rastin për të ofruar këtë shërbim. Çështja e mëposhtme do të tregojë një vlerësim ekonomik të mënyrës sesi operatorët kanë përfituar nga shërbimi 3G dhe një parashikim se si ata dhe ekonomia shqiptare do të përfitojnë nga implementimi i teknologjisë 4G.

#### 1.3.1 Vlerësimi ekonomik i përdorimit të 3G/4G përgjatë viteve

Bazuar tek informacionet të cilat janë marrë nga faqja zyrtare e AKEP [2], futja e operatorit PLUS Communication në treg rriti të ardhurat e tij me 2%, rritje e shoqëruar me uljen e të ardhurave të operatorëve të tjerë ekzistues. Shohim se AMC ka rënien më të madhe në të ardhura, Eagle Mobile nuk ka pësuar ndryshime ndësa vërehet një fakt shumë interesant: Operatori Vodafone i ka rritur të ardhurat me 4% krahasuar me 2010. E gjitha kjo për faktin se Vodafone Albania në vitin 2011 filloi të ofrojë për tregun shërbimin 3G. Ky element bazohet në faktin se: edhe pse përdoruesit janë ulur me 3% në numër, të ardhurat u rritën. Pra analiza bazohet edhe në faktin se edhe pse operatori Eagle mobile ka më shumë përdorues ata kanë arritur vetëm stabilitetin e të ardhurave krahasuar me 2010, si në Tab. 1.1.

Tab. 1.1 Ndarja e tregut të operatorëve gjatë periudhës 2010-2012 [2].

|                        | Vitet | AMC | VODAFONE | EAGLE | PLUS |
|------------------------|-------|-----|----------|-------|------|
| <b>Përdorues aktiv</b> | 2012  | 40% | 42%      | 12%   | 6%   |
|                        | 2011  | 37% | 34%      | 21%   | 8%   |
|                        | 2010  | 44% | 37%      | 18%   | 1%   |
| <b>Të ardhurat</b>     | 2012  | 29% | 56%      | 10%   | 5%   |
|                        | 2011  | 34% | 52%      | 12%   | 2%   |
|                        | 2010  | 40% | 48%      | 12%   | -    |

Në 2012 vëmë re afërsisht të njëjtën situatë si në 2011. Avantazhi konkures mbahet nga Vodafone Albania me rritje të të ardhurave prej 4% krahasuar me 2011.

Në këtë vit jepen dhe licencat e 3G edhe për AMC dhe Eagle Mobile.

Në 2013 numri i përdoruesve 3G bie krahasuar me 2012 megjithëse numri i operatorëve që e ofrojnë atë rritet. Edhe ofertat lidhur me këtë shërbim rriten ndjeshëm.

Bazuar tek ky informacion shohim se duke nisur nga raporti i 2013, themi se kjo teknologji, pra 3G, nuk përbën më avantazh konkurrues duke qënë se ofrohet nga 3 prej 4 operatorëve që operojnë në Shqipëri. Për këtë arsye operatorët e shtynë gjithnjë e më shumë veten drejt teknologjisë 4G. Megjithatë duhet theksuar faktin se së bashku me rritjen e volumit të përdorimit dhe të ardhurave shtesë që sjell kjo teknologji, për kompaninë ul të ardhurat nga shërbimet e tjera që ajo ofron.

Kalimi drejt përdorimit të telefonëve smart (në ditët e sotme ndër sistemet e operimit më të përhapura janë android dhe iOS) u dha të gjithëve mundësinë për të shkarkuar dhe përdorur pa pagesë aplikacione të tilla si viber, whatsapp, tango etj. Këto dhe të tjera të ngjashme janë aplikacione voice over IP (VoIP), pra janë aplikacione të cilat përdorin një lidhje interneti në vend të shërbimeve tradicionale celulare të ofruara nga kompanitë për të komunikuar me zë, figurë apo për të dërguar mesazhe. Përdorimi i tyre masiv tashmë ka hyrë në dekadën e dytë. Efektet që sollën lidhen drejtpërdrejt me shërbimet që ekzistonin.

Të ardhurat nga shërbimet Voice (veçanërisht trafiku ndërkombëtar) dhe SMS pësuan ulje të ndjeshme, ulje e cila arriti deri në vitin 2016 të përballohet nga rritja në të ardhura nga shërbimi i internetit, por pas këtij viti shohim një kthesë dhe rënie në fitimet e kompanive. Po ashtu shërbime të tjera si MMS apo mesazhet zanore shkuan drejt mos përdorimit total.

Numri i përdoruesve të rrjetit broadband vazhdoi të kishte rritje në lidhje me aksesin në rrjetet 3G e më pas në 4G. Megjithëse numri i përdoruesve për vitet 2013-2017 ka pësuar një rritje me vetëm 65% numri i përdoruesve të shërbimit broadband dhe volumi i përdorimit të të dhënave është rritur shumë më shumë, rreth 18 herë gjatë kësaj periudhe. Pra numri i përdoruesve nuk ka pasur të njëjtin impakt krahasuar me volumin e përdorimit i cili ka pasur një hov shumë herë më të madh, si në Tab. 1.2.

Tab. 1.2 Volumi GB i transmetimit të të dhënave nga operatorët celularë ndër vite

| Viti | Volumi total i të dhënave të transmetuar në rrjete celulare (GB) |
|------|--|
| 2013 | 2 529 549  |
| 2014 | 6 269 940  |
| 2015 | 12 740 073   |
| 2016 | 26 753 639   |
| 2017 | 45 901 117   |
| 2018 | 60 051 808   |

Siç vihet re nga Tab. 1.3, përfshirja e teknologjisë 3G dhe më pas 4G ka sjellë rritje tepër të madhe të volumit të të dhënave të transmetuara. Rritje e parë më së shumti në

download. Kjo rritje justifikohet sigurisht me rritjen në të njëjtin drejtim në numrin e klientëve të cilët kanë pasur akses në rrjetin 3G apo 4G në varësi të periudhës së aksesit.

Tab. 1.3 Përdorues aktivë broadband (3G/4G) në %

| Viti | Telecom Albania | Vodafone | Eagle Mobile | Plus |
|------|-----------------|----------|--------------|------|
| 2011 | 19%             | 81%      | N/A          | N/A  |
| 2012 | 37%             | 63%      | N/A          | N/A  |
| 2013 | 25%             | 52%      | 23%          | N/A  |
| 2014 | 25%             | 61%      | 15%          | N/A  |
| 2015 | 29%             | 55%      | 17%          | N/A  |
| 2016 | 27%             | 55%      | 14%          | 4%   |
| 2017 | 30%             | 51%      | 14%          | 5%   |

Në këtë analizë do të japim të dhëna në lidhje me të ardhurat Fig. 1.1 e një prej operatorëve celular në Shqipëri. Të dhënat përkojnë me një periudhë prej gjatë muajsh përpara ofrimit të teknologjisë 3G dhe pas ofrimit të kësaj teknologjie.

Vihet re lehtësisht se ndryshimi në volumin i internetit të përdorur është rritur ndjeshëm.

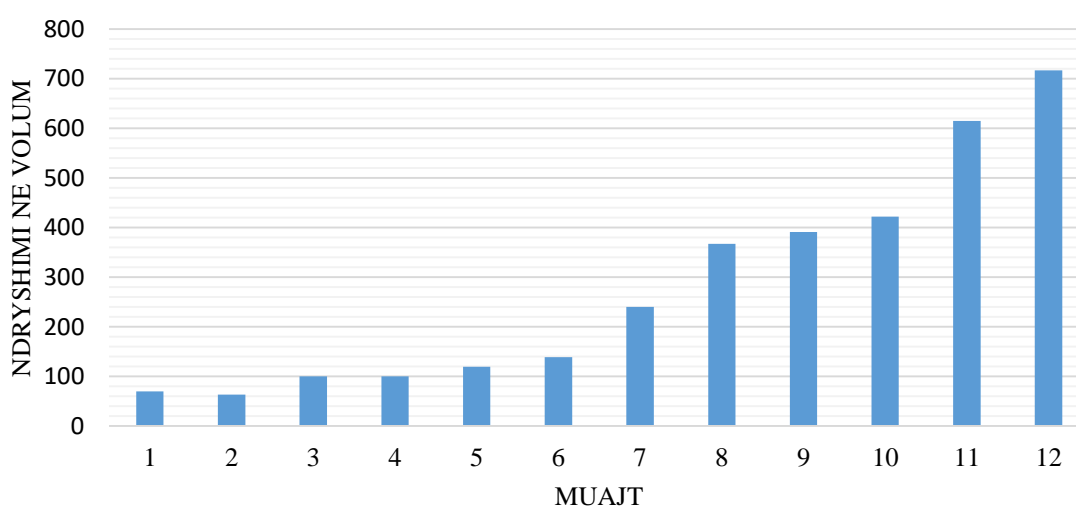


Fig. 1.1 Të ardhurat e një prej operatorëve ofrues të teknologjisë 3G

Grafiku Fig. 1.2 tregon ndryshimin në volum edhe në sasi të përdorimit të teknologjisë 3G nga një prej operatorëve celularë që operojnë në tregun shqiptar. Gjatë 6 muajve të parë kjo kompani nuk kishte filluar të ofronte teknologjinë 3G dhe më pas kemi situatën me ofrimin e teknologjisë 3G. Kjo tregon se të ardhurat për operatorin celular janë rritur ndjeshëm (dësa here) në zërin e të ardhurave që vijnë nga përdorimi i internetit data. Siç shihet qartë se qasja dhe më pas implementimi i teknologjive të reja (sidomos për LTE)



ka çuar që kompanitë pjesën më të madhe të të ardhurave ta marrin nga zëri i përdorimit të internetit.

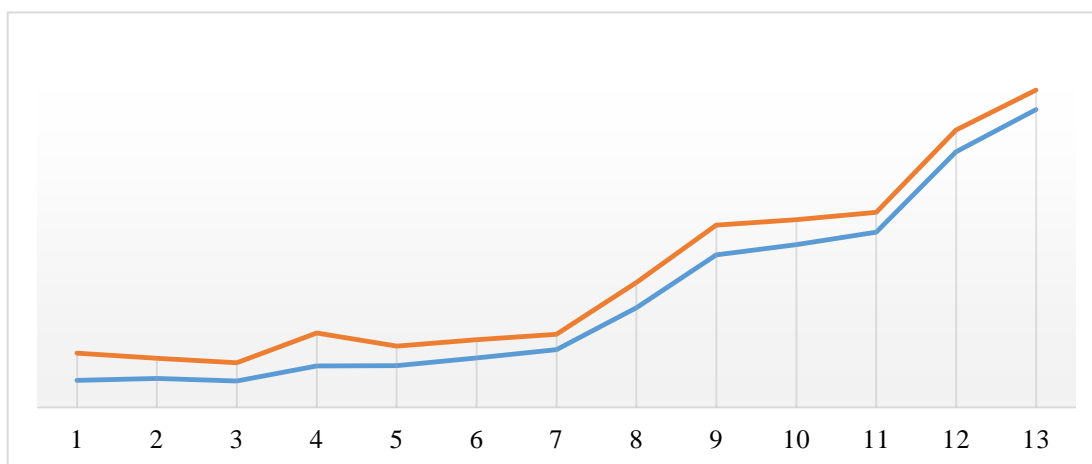


Fig. 1.2 Ndryshimin në volum edhe në sasi të përdorimit të teknologjisë 3G

#### 1.4 MATJET E PARAMETRAVE TË SINJALIT 4G NË TIRANË PËR 3 OPERATORË

Në këtë kapitull do të flasim gjerësisht në lidhje me matjet që kemi bërë në lidhje me shpejtësinë e ngarkimit (upload) dhe shkarkimit (download) të ofruar nga operatorët shqiptarë. Kjo matje është parë si e rëndësishme për faktin se numri i përdoruesve 4G LTE në Shqipëri ka pësuar rritje nga viti në vit. Mjetet e përdorura për provën dhe analizën e mëtejshme janë si më poshtë:

- TEMS Software për Hetimin [8]
- Dy telefona celularë Samsung Galaxy Note 4, 1 x PCTelscanner, 3 x modem Huawei LTE.
- Një kompjuter laptop, 1 x GPS, Tems mjete i zbulimit, ActixTool

##### 1.4.1 Metoda e testimit

- Është përdorur modemi Huawei LTE për FTP DL / UL në pesë pika të ndryshme në qytetin e Tiranës me të njëjtat kushte radio RF për të tre operatorët në vitin 2016.
- Një skaner për rrjetin LTE.

USB LTE E3272 [9] suporton shpejtësinë maksimale 150 Mbit/s në DL dhe 50 Mbit/s në UL, e cila korrespondon me kategorinë LTE. Për përdorimin e tij nevojiten disa drivers (që instalohen në përdorimin e parë) dhe më pas për lidhje të mëtejshme nuk nevojiten veprime të tjera.

Huawei E3272 mund të përdorë [9]:

- LTE: 800/900/1800/2100/2600 MHz
- UMTS: 900/2100 MHz
- GSM: 850/900/1800/1900 MHz

Mund të përdoret si me Windows ashtu edhe me Mac OS, si sistemi Windows nga XP (Service Pack 3), Windows Vista (Service Pack 1), deri te Windows 7 ose Windows 8, por mund të përdoret edhe me MAC OS. Është përdorur TEMS Investigation sepse mbështet pjesën më të madhe të teknologjive të fundit, në këtë mënyrë është parë si mjeti më i përshtatshëm për këtë lloj prove.

#### 1.4.2 Algoritmi për matjet e parametrave të sinjalit 4G

Më poshtë do të paraqesim në formë algoritmike të gjithë procesin e matjeve dhe të analizës së kryer gjatë kësaj fushate matjesh.

---

#### **Algoritmi 1: Matjet e parametrave të sinjalit 4G në Tiranë për 3 operatorë**

---

##### **Hapi 1: Identifikimi i problemit**

- a. Matja e parametrave të sinjalit 4G (Pingu mesatar, throughput DL/ UL )
- b. Matja do të bëhet për të tre operatorët që ofrojnë sinjal 4G

##### **Hapi 2: Përcaktimi i variablave të matjes**

- a. Përzgjedhja e Tiranës si qyteti ku do të bëhen matjet
- b. Përcaktimi i 45 pikave të matjeve
- c. Ndarja e pikave në 5 zona (hoteleri, universitete, kafene, rezidencë banimi dhe qendra tregtare)
- d. Koha e matjes për çdo pikë zgjat rreth 60 minuta

##### **Hapi 3: Realizimi i matjeve**

- a. Matje për gjatë një javë në të 45 pikat e paracaktuara
- b. Hedhja e të dhënave në DB

##### **Hapi 5: Analizimi dhe përpunimi i të dhënave.**

- a. Vlerësimi i mesatares, modës, mesores, devijimit standart, min, max për çdo zonë të marrë në shqyrtim

##### **Hapi 6: Vlerësimi i KPI**

- a. Pingu mesatar
- b. DL/ UL throughput

##### **Hapi 7: Fund**

---

#### 1.4.3 Rezultatet

Të gjitha matjet janë bërë bazuar në 45 pika në qytetin e Tiranës. Këto 45 pikat janë grupuar në 5 grupe kryesore Fig. 1.3. Grupimet janë realizuar sipas ngjashmërive të

pikave të matjes. Pra, rezultatet shprehen të analizuara dhe të grupuara në këto ndarje kryesore: Zona kafene, Hotel, Zona e Banimit, Qendra Tregtare, Universitet.

Të gjitha matjet bëhen në qytetin e Tiranës, i cili është kryeqyteti i Shqipërisë, për faktin se Tirana [5] ka një popullsi prej rreth 811,000 persona me një dendësi prej rreth 450 banorë/ km<sup>2</sup>. Është zona më e populluar në Shqipëri edhe për faktin se procesi i migrimit është shumë i lartë. Matjet janë bërë gjatë 1 jave dhe janë marrë në konsideratë vetëm tre operatorët që ofrojnë shërbimin 4G (Operatori 1, Operatori 2, Operatori 3).



Fig. 1.3 Zonat e marra në shqyrtim

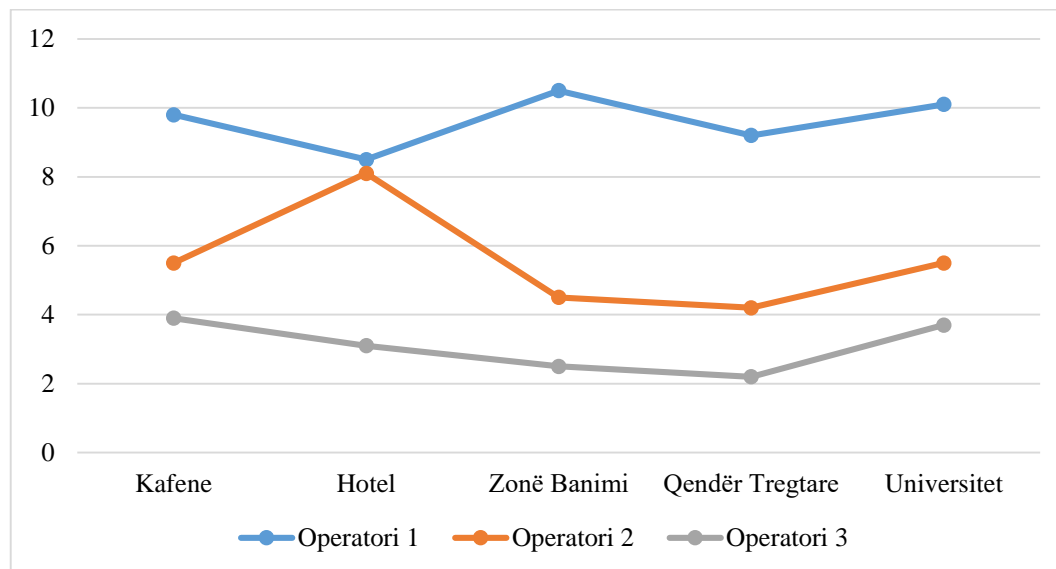


Fig. 1.4 Ping-u mesatar (ms)

Grafiku Fig. 1.4 tregon informacionin në lidhje me Ping-un mesatar.

Nga ky grafik mund të shohim lehtësisht se lidhja më e mirë me antenat i përket Operatorit 3, pastaj vjen Operatori 2 dhe i fundit është Operatori 1.

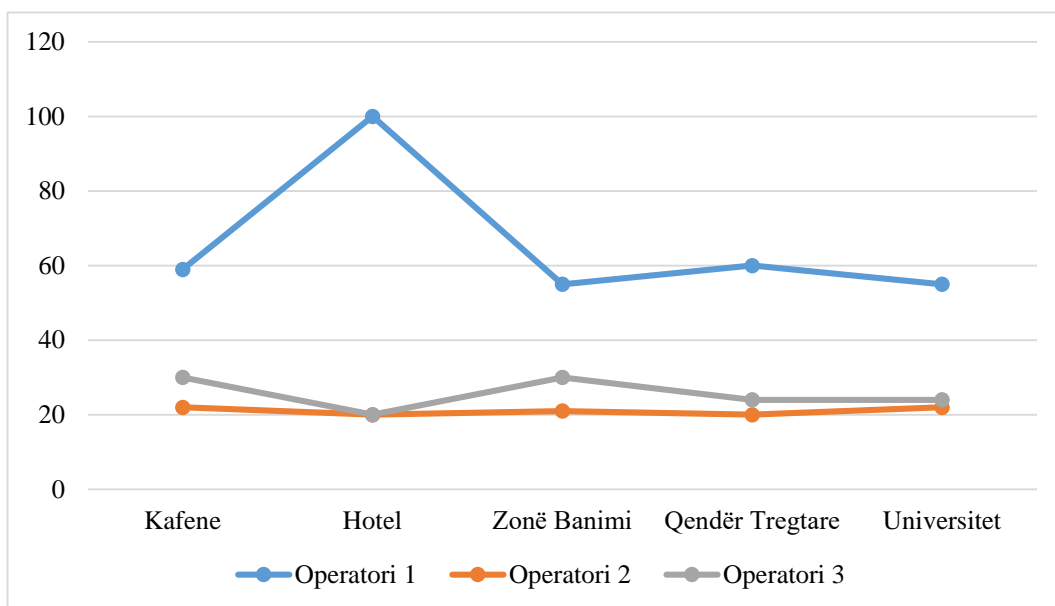


Fig. 1.5 Informacion në lidhje me throughputin maksimal në DL (Mbit/s)

Lidhur me Down Link-un nga rezultatet që shihen në Fig. 1.5, vihet re se maksimumi i throughput-it është në zonën e hotelit dhe i përket Operatorit 1. Ka një vlerë prej 99,93 Mbit / s.

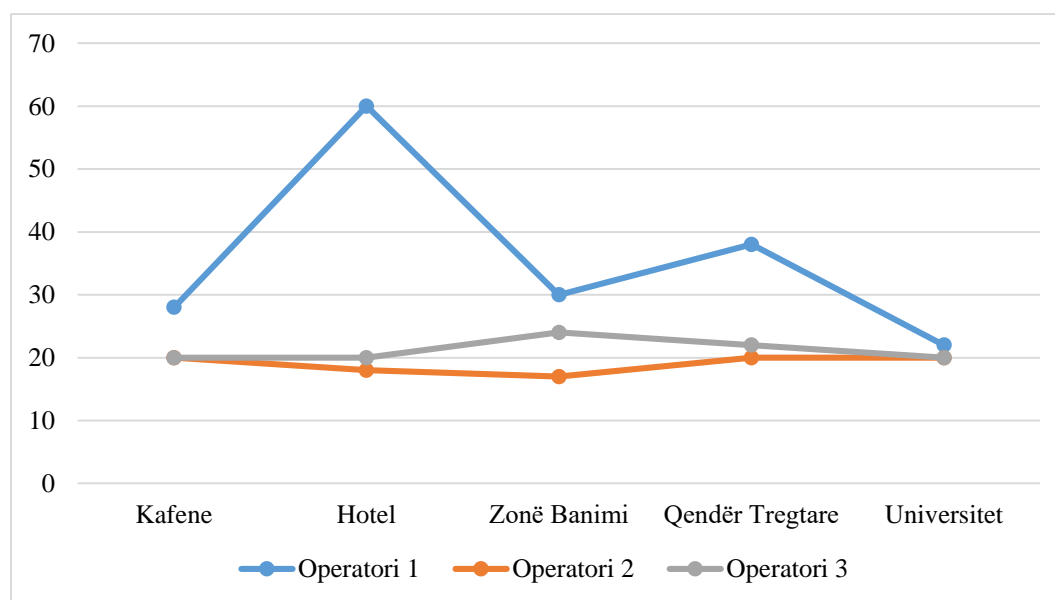


Fig. 1.6 Informacion në lidhje me DL throughput mesatar (Mbit/s)

Gjithashtu tek Fig. 1.6 shihet që throughput mesatar më i lartë në DL i përket Operatorit 1. Në të 5 Zonat, ky operator ka një throughput mesatar më të lartë sesa operatorët e tjerë.

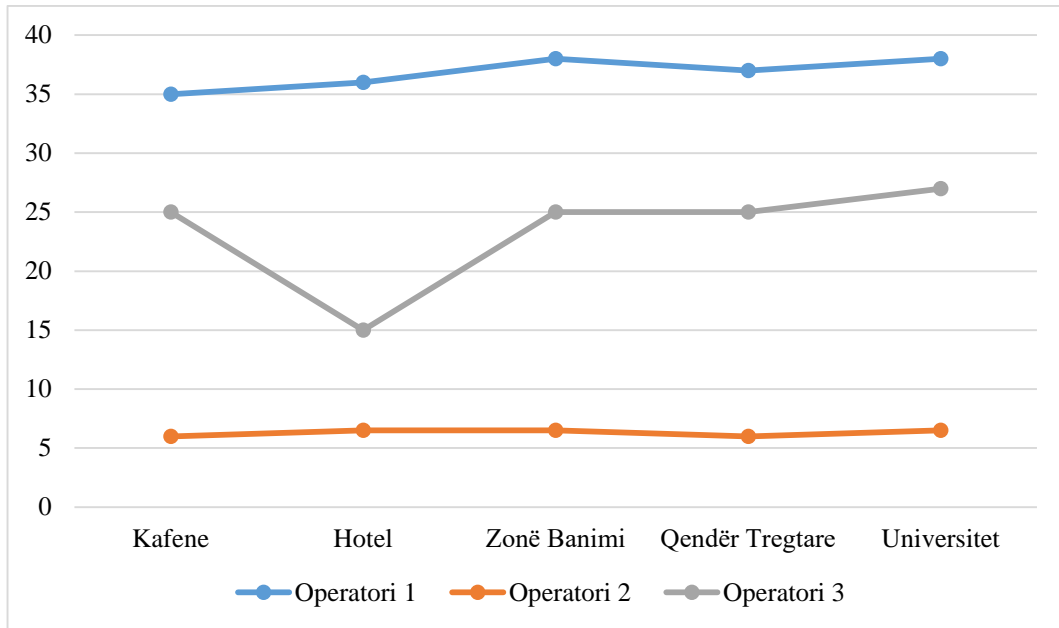


Fig. 1.7 UL max throughput (Mbit/s)

Në throughput Uplink kemi vënë re një luhajtje më të vogël siç shihet në Fig. 1.7. Nga ky grafik vihet re qartë se vlerat e volumeve të Uplink-ut janë më afër njëra-tjetrës. Edhe në këtë rast Operatori 1 ka vlerat më të larta, vlera maksimale e arritur në zonën e banimit është 37.46 Mbit / s.

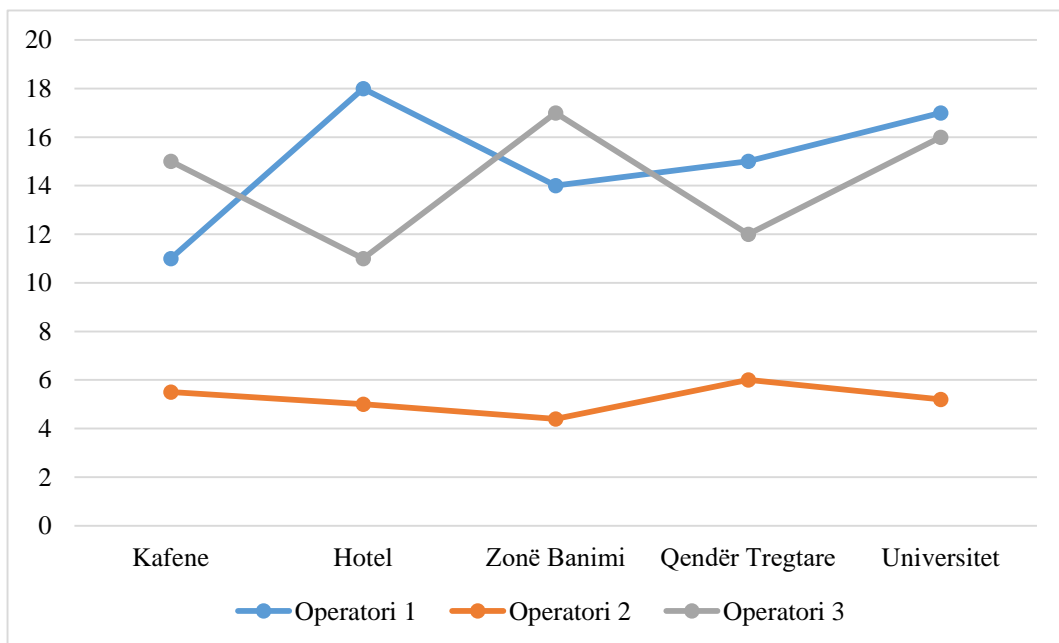


Fig. 1.8 UL mesatar i throughput (Mbit/s)

Në throughput-in mesatar Fig. 1.8 në UL ka 2 operatorë të cilët ndryshojnë me njëri-tjetrin për vlerat më të larta (Operatori 1 dhe 3). Zonat me vlerat më të larta janë zona hoteliere dhe rezidenciale.

#### 1.4.4 Analiza

Tab. 1.4 Përmbledhëse e informacioneve statistikore tregon informacionin në lidhje me mesataren, medianën, devijimin standard, maksimumin dhe min e vlerave të matura.

Tab. 1.4 Përmbledhëse e informacioneve statistikore

| Zonat           |    | Mesatare | MED.  | ST. DEV | MAX   | Min   |
|-----------------|----|----------|-------|---------|-------|-------|
| Zonë kafe       | DL | 23.56    | 21.31 | 3.62    | 28.67 | 20.71 |
| Hotel           | DL | 33.21    | 20.80 | 19.22   | 60.36 | 18.48 |
| Qendër banimi   | DL | 23.70    | 24.65 | 5.04    | 29.34 | 17.10 |
| Qendër tregtare | DL | 27.09    | 23.79 | 7.08    | 36.93 | 20.55 |
| Universitet     | DL | 24.67    | 24.29 | 0.97    | 26.00 | 23.72 |
| Zonë kafe       | UL | 10.63    | 11.35 | 4.00    | 15.14 | 5.41  |
| Hotel           | UL | 11.22    | 11.27 | 5.40    | 17.81 | 4.58  |
| Qendër banimi   | UL | 11.83    | 14.44 | 5.57    | 16.96 | 4.09  |
| Qendër tregtare | UL | 10.93    | 12.13 | 3.87    | 14.98 | 5.69  |
| Universitet     | UL | 12.58    | 15.66 | 5.32    | 16.99 | 5.10  |

Vlerat mediane zgjidhen sepse duke qenë se matjet bëhen në vende të ndryshme dhe me orare të parregullta, vlera mediane përshkruan më mirë tendencat mesatare të shpërndarjeve të dy DL mestare.

Devijimi standard tregon se sa përhapje kanë vlerat e matura. Të dhënat maksimale dhe minimale tregojnë vlerën e sipërme dhe të poshtme që maten.

Nga matjet kemi vërejtur se vlerat maksimale për throughputin mesatar në DL (Mbit/s) maten në zonën e Hotelit dhe i përket Operatorit 1 (60.36 Mbit/s). Vlerat minimale për DL throughput mesatar shihen në zonat e banuara (17.1 Mbit/s). Vlerat maksimale për throughput UL mesatare me throughput (17.81 Mbit/s) maten në zonën e hotelit dhe vlerat minimale për UL mesatare me throughput (4.09 Mbit/s) shihen në zonën e banimit.

Zona me devijimin standard maksimal është zona e hotelit dhe zona me devijimin standard më të ulët është zona e Universitetit.

Edhe pse kemi matur disa raste me throughpute të mira UL ose DL, mesataret e të gjitha zonave nuk janë të shkëlqyera në të gjitha rastet, në lidhje me vlerat e 4G LTE që operatorët pretendojnë të kenë në skenarin më të mirë (100 Mbit/s në downlink dhe 50 Mbit/s në uplink).

#### 1.5 SITUATA EKZISTUESE (2G, 3G, 4G) DHE LIMITET E TEKNOLOGJISË

Rritja e jashtëzakonshme e trafikut të të dhënave wireless, po i vë vazhdimisht nën trynisi operatorët celularë për të ofruar gjithnjë e më shumë. Për të përballuar kërkesën në rritje

dhe për të rritur kapacitetet e tyre operatorët kanë disa mundësi. Një ndër to dhe ndër më të përdorurat janë antenat smart.

Antenat smart janë ato që sigurojnë rritje të konsiderueshme në throughput. Këto lloj antenash janë antena adaptive që kanë gjerësi beam dhe kontroll të azimuth-it të cilat ndjekin modele trafiku me variancë të ulët.

Vetë krijimi i antenave smart, përmirësimet por edhe modifikime që lidhen me to kanë sjellë përmirësime të vazhdueshme në fushat ku ato përdoren. I vëmë re nëpërmjet shërbimeve më të mira, shërbimeve të shtuara, kostove të ulura, cilësisë në rritje etj. Të gjitha këto ofrohen nga operatorët të cilët i shfrytëzojnë këto përmirësime.

Nëpërmjet përmirësimit të direktivitetit të antenës (element thelbësor në përmirësimin e sinjalit qoftë ai marrës apo transmetues) apo të beam-it sigurohen përmirësime të dukshme të shërbimeve të lidhura me to. Të quajtura ndryshe antena inteligjente (smart) emërohen të tilla për faktin se janë në gjendje të krijojnë beam (tufë rrezesh) të veçantë për secilin përdorues i cili lidhet me shërbime të ofruara nga këto antena. Fjala e fundit e kësaj teknologjie quhet MIMO (Multiple Input Multiple Output) [10].

Dihet se antenat array kanë karakteristika kryesore që i bën ato edhe të veçanta faktin se përbëhen nga elementë të shumtë. MIMO i jep karakteristika unike duke shtuar numrin e elementëve që kjo antenë ka, pra antenat e shumëfishta si në terminale ashtu edhe në base station. MIMO na paraqitet si teknologjia e cila lejon marrjen dhe dhënien e shumëfishtë dhe të njëkohëshme të sinjaleve.

Dy janë formatet kryesore të MIMO:

- Diversiviteti hapsinor
- Multipleksimi hapsinor

Me futjen e kësaj teknologjie, e cila erdhi si rrjedhojë e viteve të shumta të kërkimit nga grupe të shumta pune, lindi dhe kërkesa për modifikime të elementëve përbërës të antenës dhe të vetë antenave array.

Antenat e përforcuara tashmë me teknologjinë MIMO nuk ofrojnë një beam të vetëm por beam për çdo përdorues, pra arrihet të krijohet rrezatim në drejtimin e përcaktuar, kjo sjell shmangien e humbjes së sinjalit dhe për rrjedhojë interferencat zvogëlohen.

Gjithashtu karakteristika e krijimit të një rreze e cila është e dedikuar drejt pajisjes së një përdoruesi të caktuar bën që sinjali i marrë të jetë shumë më i mirë. Ky fakt vihet re lehtësisht edhe nga përdoruesi.

Shtytja kryesore e cila ka sjellë të gjithë zhvillimet e rëndësishme teknologjike, mbi evoluimin e të cilave do të flitet më gjerësisht më poshtë, ka qënë rritja gjithnjë e më e madhe e kërkesave dhe e tendencave që janë shfaqur gjatë kohës. Për ti bërë ballë këtyre kërkesave kemi hasur rritje të vazhdueshme të bandave të frekuencave celulare, funksionalitete të shtuara nën një strukturë e të tjera të ngjashme.

### 1.5.1 Bazat e antenave

Siç e përmendëm dhe më lartë antenat janë një ndër mjetet që operatorët kanë për të rritur kapacitetet e komunikimeve wireless.

Kapaciteti i antenave dhe sigurisht rritja e tij ka qënë fjala më e lakuar në teknologjinë e antenave në vitet e fundit. Antenat e përdorura në shërbimet e ditëve të sotme i referohemi si antena moderne. Zhvillimi i antenave është një histori e gjatë e kaluar me modifikime të rëndësishme ndër vite të cilat na kanë sjellë deri në ditët e sotme në antenat moderne. Këto antena kanë një karakteristikë të vecantë që lidhet me numrin e elementëve përbërës. Antenat nuk janë më individuale, janë antena të cilat kanë elementë të shumëfishtë të përfshirë nën të njëjtën strukturë (quajtur në gjuhën teknike radome). Fig. 1.9 [11] jep një praqitje skematike të strukturës së tyre në ditët e sotme.

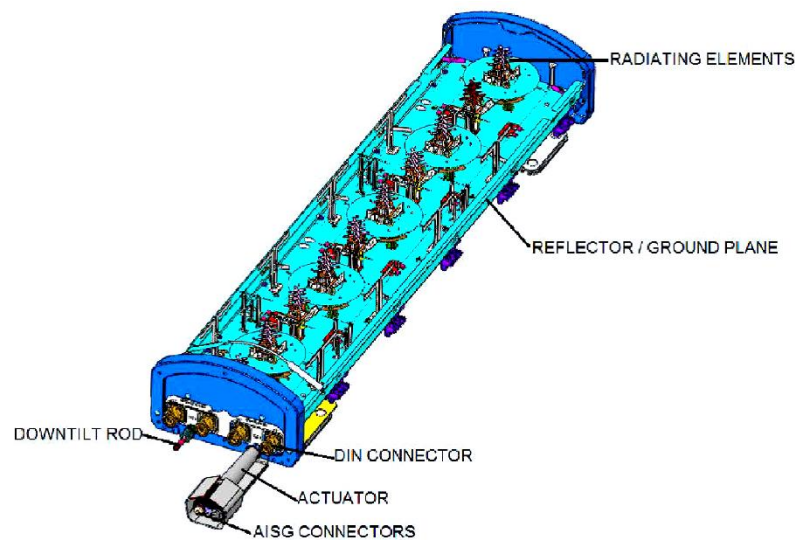


Fig. 1.9 Brendësia e një antene me strukturë moderne [11].

Karakteristikat e rrezatimit përshtaten në mënyrë të tillë që të jenë sa më estetike apo të përshtatshme me zonën ku ato instalohen. Kështu mund të hasim banda të frekuencës së lartë me dyfishin e gain-t (përfitimit) po të krahasohen me bandat e frekuencës së ulët. Kjo aplikohet tek antenat të cilat kanë një gjatësi fikse e cila është e limituar. Gjerësia e antenës limiton gjerësinë e beam-it horizontal.

Antena e paraqitur në Fig. 1.10 [11] ka 4 DIN koaksial (Konektorë koaksial RF të standartizuar nga Deutsches Institut für Normung. I themeluar në vitin 1917 është instituti gjerman për standartizimin e normave).

Në këtë tip antene kemi vonesë të transmetimit tek elementët e poshtëm. Kjo bëhet në mënyrë që valët elektromagnetike të cilat sigurisht që rrezatohen nga elementët përbërës të antenës do të jenë në fazë në një tilt (kënd i anuar i antenës), poshtë konektorëve të cilët operojnë si banda me dy polarizime frekuence për secilin prej tyre.

Një pamje të detajuar të antenave moderne e shohim në figurën e mëposhtme:



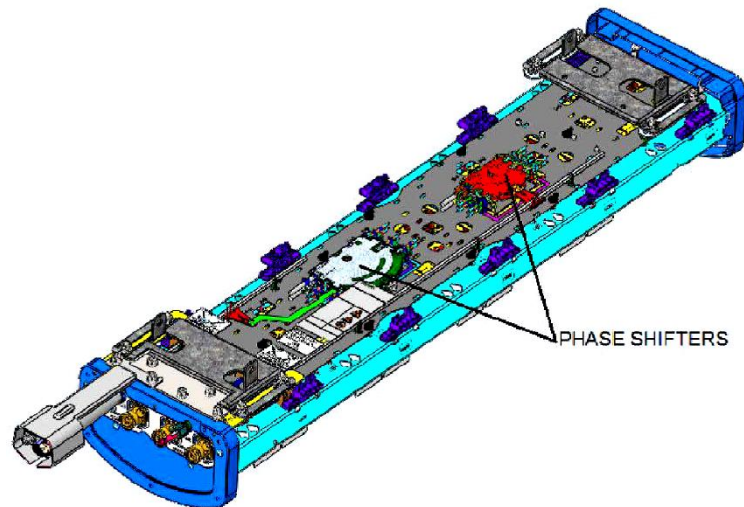


Fig. 1.10 Pamja e pasme e një antene moderne që tregon mekanizmin tilt [11]

Katër sinjalet e ndara të elementit rrezatues lidhen me anë të lidhësit koaksial me ushqyesin ose rrjetin e ushqimit. 2 konektorë të ndryshëm koaksial ushqejnë respektivisht polarizimin  $+45^\circ$  i cili i përket 5 elementëve që janë më rrezatues në brezin e frekuencës dhe nga ana tjetër i dyti ushqen elementët më pak rrezatues të cilët në rastin tonë janë 4. Pjesë përbërëse e rrjetit ushqyes është edhe një variabël ndryshues faze i cili vonon transmetimin e elementëve të poshtëm. Këndi i dhënë  $45$  gradë mund të ndryshohen me anë të një aktuatori elektronik i cili vendoset dhe kontrollohet lehtësisht mbi lidhjen AISG.

Kjo strukturë ka 18 elementë rrezatues:

- 5 me bandë të madhe  $+45^\circ$  dhe në  $-45^\circ$
- 4 me bandë të ulët në çdo polarizim

Antena të cilën e kemi marrë për demonstrim ka 18 elementë individualë por që konsiderohet si një e vetme. Elementët rregullohen dhe montohen brenda një strukture të posaçme (radome). Kjo antenë është me dy banda frekuence të kryqëzuara dhe quhet ndryshe polarizim i kryqëzuar. Antenta e paraqitur është pasive për shkak të mungesës së elementëve aktivë pra nuk ka elektronë aktivë që të bëjnë modifikimin apo transformimin e sinjalit.

Nëse elementët përbërës të antenës i vendosim në kolonë është e qartë se gjatësia e antenës ndikon drejtpërsëdrejti në numrin e elementëve përbërës të saj. Sa më i madh numri i elementëve aq më i madh rezolucioni i modelit të rrezatimit. Nëse dyfishojmë gjatësinë e antenës arrijmë të marrim gjysmën e gjerësisë së beam vertikal dhe përforcim të dyfishuar të antenës. Dyfishimi i frekuencës do të na sjellë gjithashtu edhe dyfishim të gain-it të saj.

## 1.5.2 Teknologjitë e hershme

Ashtu si edhe e përmendëm më lart evolucioni i antenave të përdorura në komunikimet e telefonisë celulare ka rrjedhur përgjatë disa viteve. Më poshtë në Fig. 1.11 jepet një rrugëtim i zhvillimit të tyre duke filluar nga viti 1983.

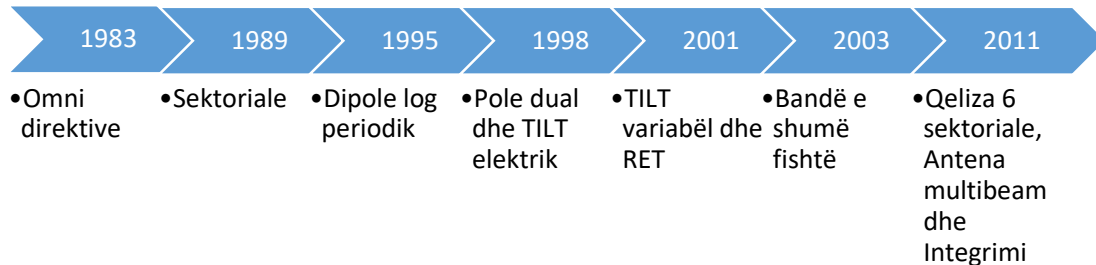


Fig. 1.11 Teknologjitë ndër vite

Antenat e para që do të bëjnë pjesë në historinë e zhvillimit teknologjik janë antenat **omni-direktive** (të prezantuara rreth vitit 1983 [12]). Janë antenat e para qelizore të paraqitura. Këto tipe antenash janë të thjeshta për tu identifikuar për faktin se janë në formë tubash ose si cilindra. Mund të jenë të përfshira gjithashtu edhe në radome. Përgjithësisht rrezatojnë me fuqi uniforme (me fuqi rrezatimi rënëse lidhur me këndin sipër dhe poshtë planit) në të gjitha drejtimet e azimuth-it.

Janë antena që arrijnë të rrezatojnë valë elektromagnetike në mënyrë uniforme gjithë drejtimëshe 360 gradë në planin horizontal ndërkohë që lobet në planin vertikal janë pranë. Prefiksi **Omni** i referohet faktit se antena ka aftësi të marrë sinjale nga çdo drejtim. Antenat Omni japin kapacitet të ulët. Fig. 1.12 [11].

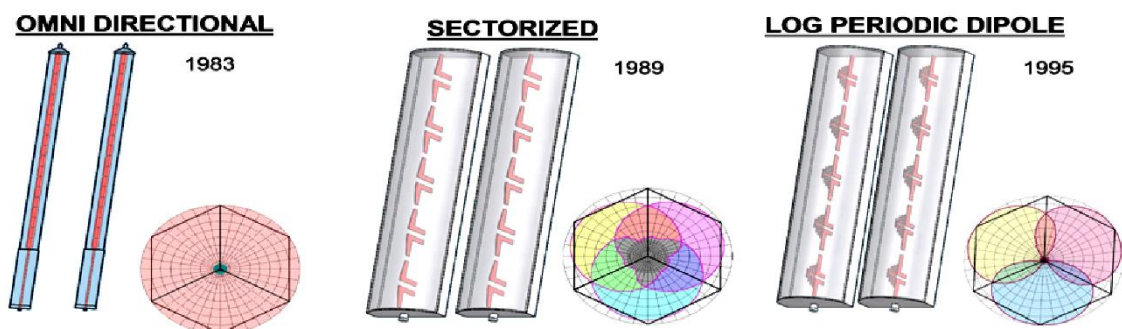


Fig. 1.12 Teknologjitë e viteve 1983-1995 [11]

Zhvillimi i rradhës na çon në vitin 1989. Teknologjia e antenave base station prezantoi antenat e para panel. **Antenat sektor** janë antena direktive të përdorura për ambiente të jashtme. Janë të vendosura në hapësira të gjera dhe janë të pajisura me kapse në pjesën e pasme.

Nëse vendosen në antena në formë kulle në dizejnim duhet të mbahet parasysh përmasat e tyre në mënyrë që të kemi optimizim të hapësirës së antenës. Duke qenë se janë antena

për përdorim të jashtëm janë konfiguruar në mënyrë të tillë që ti përshtaten të gjitha kushteve atmosferike.

Janë të pajisura gjithashtu me up dhe down tilt mekanik. Kanë kapacitet më të lartë krahasuar me antenat Omin Direktive dhe për rrjedhojë kanë gain më të lartë. Quhen antena të sektorizuar sepse bëjnë të mundur shpërndarjen nga sektori në sektor. Kanë direktivitet si në planin horizontal ashtu edhe në atë vertikal. Ofrojnë kontroll të beamtit dhe polarizim vertikal. Kanë mbulim 360 gradë. Forma e mbulimit jepet duke u bazuar tek tilt mekanik dhe gjërësia e beamtit.

Në vitin 1995 në evolucionin e antenave del si karakteristikë e re futja e elementëve të **log-periodike të antenave dipole**. Me futjen e këtij elementi u përmirësua direktiviteti i array dhe u reduktuan interferencat. Këto tipe antenash bëjnë pjesë tek antenat direktive dhe qëllim të tyre kryesor kanë transmetimin e volumeve të mëdha të të dhënave [11].

Elementët e kësaj antene e cila operon me anë të beamtit, janë të fokusuar tek sektorët. Operon në tre spektra UHF, HF, VHF. Në përgjithësi karakteristikat që ajo shfaq lidhen ngushtë me spektrin e frekuencave të atij diapazoni. Elementët bëhen aktiv në varësi të frekuencave. Jo të gjithë janë aktiv në të njëjtën kohë në çdo frekuencë.

Këto antena i gjejmë në formën e LPDA, slot, dipole, zig-zag etj. Për shkak të karakteristikave të sipër përmendura gjejmë përdorim të gjerë dhe të shumtë. Në varësi të përdorimit elementët e antenës vendosen në largësi të ndryshme me antena me gjatësi të shumëllojshme.

Kalojmë në vitin 1998 dhe kemi dy përmirësime shumë të rëndësishme që vijnë në teknologjinë e antenave base station me shpikjen e antenës array të dy-polarizuar. Në këtë antenë marrim dy porta të cilat arrihen nëpërmjet polarizimit. Ato kombinohen në një antenë të vetme. Elementët përdorin polarizim të pjerrët (slant)  $45^\circ$ , me polarizimin e dytë të rrotulluar  $90^\circ$ . Dy antena vertikale të polarizuara arriten tani që të zëvendësoheshin nga një antenë e vetme e dy-polarizuar. Në këtë periudhë një arritje tjetër shumë e rëndësishme edhe për zhvillimet që do të pasojnë është Tilti elektrik. Tilti elektrik i antenave përcaktohet si zhvendosja këndore në ngritjen e fitimit maksimal të antenës nga një dizajn specifik elektrik i antenës. Ka dy tipe TILT-i elektrik fiks ose i ndryshueshëm.

Rasti më tipik i përdorimit të TILT lidhet me rritjen e mbulesës së secilës qelizë, në këtë mënyrë arrijmë jo vetëm një mbulim më të mirë por edhe zvogëlim të interferencës. Efekti që sjell Tilt-i është ndryshimi i diagramës 3D dhe për rrjedhojë ndryshim të përhapjes së sinjalit. Zëvendësimi i Tilt-it mekanik me atë elektrik u arrit nëpërmjet Tilt të kontrolluar në fazë i cili shfrytëzoi teknologjinë e re për të anuar (tilt) rrezen, duke siguruar kontroll mbulimi pa efektin e shtrembërimit. Një ndër efektet e padëshiruar që merrej nga Tilt mekanik ishte pikërisht efekti i shtrembërimit të cilin nëpërmjet Tilt elektrik arrijmë ta mënjanojmë. Fig. 1.13 [14].

Viti 2001 sjell antenat me tilt të ndryshueshme dhe TILT elektrik i largët (i njohur edhe si RET). Ndërruesit e fazës në këtë tip antene mund të bashkohen me sistemet e aktuimit

të motorizuar me aftësi të komandimit nga larg. RET është një karakteristikë për antenat sektoriale dhe antenat base station. Ai lejon që këndi tilt të komandohet që nga larg. RET është pjesë përbërëse e grupit standart të ndërfaqes së antenës e cila është përgjegjëse për kontrollin e ndërfaqes së antenës.

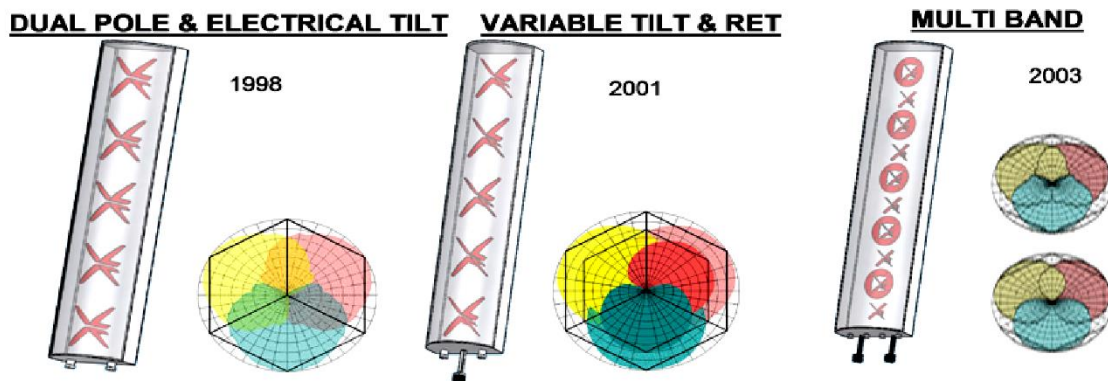


Fig. 1.13 Vendosi teknologjia antenash ekzistuese [14]

Në momentin që optimizohet beam tilt përpara daljes së teknologjisë Tilt RET duhet që tekniku të vendoset fizikisht në majë të kullës dhe të operonte me rregullimin e këndit të antenës. Pas daljes së kësaj teknologjie optimizimi për realizimin e mbulimit më të mirë të qelizave arrihet të realizohet që nga larg. Një kompjuter modifikon lehtësisht këndin. Rregullimet beam-tilt të rrezes së qelizës optimizojnë interferencën dhe kthimet.

Viti 2003 solli zhvillimin e antenave me bandë të dyfishtë. Kërkesa e cila çoi në lindjen e këtyre antenave ishte përmasa fizike e antenës. Nevojitej një antenë që minimizonte përmasat deri tani masive. Ajo çfarë nënkuptohet me këtë lloj antene është një antenë e cila bën të mundur kombinimin e brezave të ndryshëm frekuence nën një strukturë të vetme. Arritja e kësaj teknologjie është kombinimi i antenave me bandë të ulët dhe atyre me bandë të lartë nën një antenë të vetme. Ashtu si pothuasje çdo zhvillim që lidhet me antenat përdorimi i saj fillestar lidhet me qëllimet ushtarake dhe duke u shtrirë më vonë edhe në përdorimin civil e komercial. Me zvogëlimin e përmasave të antenës, pra zvogëlimi i numrit të radomave, u minimizuan dhe kostot sepse u ulën shpenzimet e qirasë, u rrit efikasiteti i përdorimit të hapësirës në kulla. Pavarësisht se këto antena përfshijnë nën një radome breza frekuence të ndryshme, secili prej tyre ka kontroll të pavarur RET. Në këtë mënyrë optimizimi i njërës prej tyre nëse është nevoja nuk do të prek të tjerët të cilët nuk duhet të ndikohen nga ky proces. Banda e dyfishtë ishte vetëm fillimi sepse zhvillimi i mëtejshëm i saj solli banda të trefishta nën të njëjtën radome [11],[14].

Epoka e rradhës na prezanton me konceptin e qelizave. Kemi të bëjmë me qeliza të strukturura 6 sektoriale. Çdo qelizë ka përmasë identike me të tjerat. Sigurisht që ky zhvillim erdhi në sinkron me zhvillimin e pajisjeve të përdoruesve, të cilat arritën të suportonin këtë teknologji. Pavarësisht se kemi të bëjmë me qeliza me përmasa të njëjta beam-et që krijohen janë të shumëllojshme, të përmasave dhe drejtimeve të dëshiruara

(dmth në drejtim të përdoruesve). Ky zhvillim bëri të mundur që të zhvillohen teknologji shumë të rëndësishme si multi-beam, antenat array apo antenat aktive të cilat kanë çuar në një tjetër nivel aftësinë e beam për tu krijuar në drejtim të përdoruesit në mënyrë që atij ti ofrohet cilësia maksimale e shërbimit [15].

Një zhvillim tepër i rëndësishëm është një linjë antenash të destinuara për konfigurimin e faqeve të qelizave me 6 sektorë. Ky shtim i sektorëve bën të mundur rritjen e kapacitetit të antenës. Përdorimi 6 sektorësh rrit portat e antenave dhe për rrjedhojë rritet kapaciteti i mundshëm. Kolonat e shumëfishta të antenave krijojnë beam te ngushta.

Këto lloj antenash ofrojnë përdorimin e RET dhe bandave të dyfishta megjithëse këto të fundit nuk janë shumë të përdorura. Kemi gjerësinë e rrezes së azimuthit prej 33 ose 45 gradë. Struktura me 3 sektorë zakonisht përdorin një gjerësi vale prej 65, 85 apo 90 gradë si në Fig. 1.14.

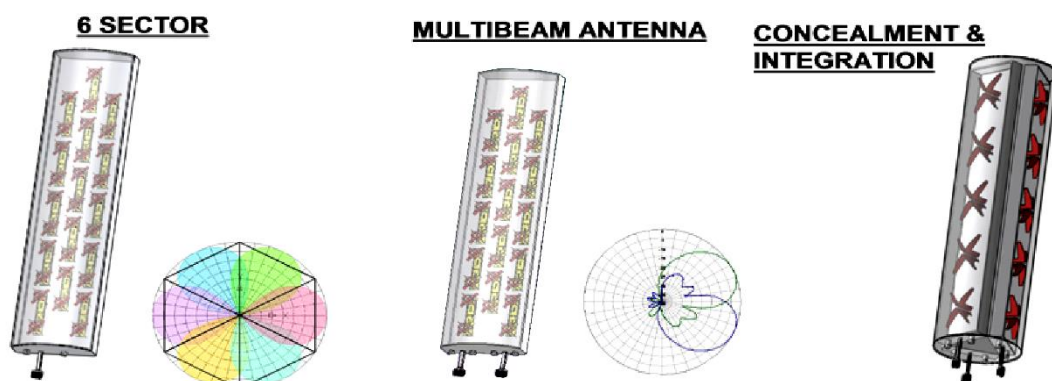


Fig. 1.14 Teknologjia e antenave rreth vitit 2011 në rrjetet HSPA dhe LTE [14]

Ajo që i duhet një antene për të qënë e dëshiruar është sigurisht gjatësia e valës, modeli beam-it, gjerësia e bandës dhe fuqia (gain). Këto karakteristika arrijnë të përmirësohen nëse antena me 6 sektorë përfshin gjithashtu edhe beam-e të shumëfishtë në një vendodhje të vetme. Kjo arrihet duke kombinuar elementë në mënyrë të tillë që sinjalet në kënde të caktuara të kenë interferencë konstruktive ndërkohë që kjo interferencë në këndet e tjera është destruktive [16].

Nëse arrihen të krijohen beam-e të shumëfishtë nga një array i vetëm sigurisht që do arrijmë të kemi porta dhe tilt të veçantë për secilin prej tyre. Për të rritur kapacitetin dhe mbulimin mund të krijohen rreze të njëjta të cilat do të jenë nën të njëjtën vendodhje dhe po me të njëjtin nivel gradimi. Kjo do arrihet pa pasur kosto të tjera si shtimi i vendeve të reja anash kullës por duke shfrytëzuar polarizimin e kryqëzuar.

Ky polarizim arrihet nëpërmjet vendosjes së elementëve në kënd 45 gradë. Vendosja nën këtë kënd sjell edhe minimizimin e hapësirës së antenës. Ky zhvillim është i mundur të përdoret si në transmetim dërgues ashtu edhe në atë marrës. Nëse kërkohet të formohen 10 beam duhet 10 elementë antene [11],[14].

Sot antenat e këtij tipi që janë në përdorim kanë zakonisht 2 ose 4 kolona me elementë. Elementët janë të polarizuar kryq me polarizim  $+45^\circ$  dhe  $-45^\circ$ . Nëpërmjet kësaj strukture bëhet e mundur që të sigurohen 2-4 degë për brezin e frekuencës [18]. Këto tipe antenash janë futur gjithnjë e më shumë në përdorim edhe për faktin se zvogëlojnë dukshëm përmasat e peshën e antenës.

Një zhvillim tjetër quhet vendodhja e integruar. E njohur ndyshe edhe si një strukturë e fshehur për faktin se disa antena mund të përfshijnë nën një strukturë në formë të fshehur, pra të pa dukshme në pamje të parë, disa antena njëkohësisht së bashku me elementë të tillë si përforcuesit, RET, njësi të tjera periferike, TMS etj.

Duke qënë se elementët përfshihen brenda të njëjtës strukturë bëhet i mundur përmirësimi i dukshëm estetik dhe jo vetëm. Antenat mund të kenë përmasa e tipologji dizenjimi nga më të ndryshmet në varësi të kerkesës apo ambientit ku do të implementohet.

Në këto antena gjerësitë e rrezes (beamwidth) shkojnë në kundërshti me hapjen e antenës. Pra nëse një radome mund të gjenerojë një gjerësi të caktuar vertikale të rrezes, krahasuar me një radome 3 herë më të gjatë mund të gjenerohet gjerësi vertikale e rrezes 3 herë më e ngushtë dhe me afërsisht trefishin e gain (fitimit).

Ajo që mbahet parasysh edhe në këtë tip antene është fakti se të gjithë beam-et caktohen në mënyrë të tillë që të maksimizojnë frekuencën.

Ashtu siç edhe e përmendëm më lartë, ishte teknologjia 4G e cila i dha zhvillim tjetër teknologjisë së antenave. 4G e vë theksin tek beam-i. Pra ofrimi i shërbimit tek një përdorues specifik dhe rritja e kapacitetit mbështeten pikërisht tek beam-i. Beam-i bën të mundur që pavarësisht se përdoruesi dhe pajisja që ai ka në përdorim ndryshon vendodhje beam-i përshatet për ti dhënë shërbimin më të mirë.

Ndryshim ka pësuar jo vetëm mënyra se si ofrohet beam për çdo përdorues por edhe fakti se integrimi i antenës me base station është në ndryshim të vazhdueshëm. Në strukturat e reja koka e antenës (radio head) është bërë pjesë përbërëse e strukturës totale duke çuar për shembull në shmangien apo eliminimin e kabullit ushqyes RF. Njësia e bazës së bandës së base station lidhet nëpërmjet ndërfaqjes së fibrave CPRI/OBSAI.

Në Fig. 1.15 kemi një paraqitje të sektorëve të teknologjive. Fillojmë me teknologjinë e parë të prezantuar edhe më lartë pra antenat Omni direktive 1G e deri tek teknologjia me më shumë përhapje në përdorim si ajo LTE (Long Term Evolution).

Pra evolucioni afatgjatë i cili në vetvete është standart i komunikimeve wireless që bazohet në teknologji të tilla si UMTS dhe GSM, apo 4G e cila është teknologji e rrjetit celular më saktësisht gjenerata e katërt e saj (pasardhëse e teknologjisë 3G dhe pararendëse e asaj 5G) e cila duhet të ketë specifika sipas ITU-së.

Arsyeja e shtimit të sektorëve lidhet me zgjerimin e kapacitetit dhe të mbulimit të një zone sa më të gjerë dhe të sa më shumë klientëve.

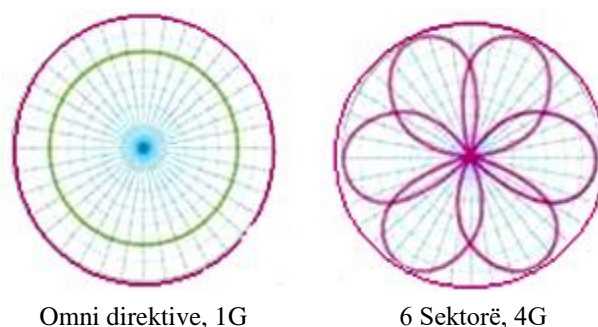


Fig. 1.15 Teknologjia e parë 1G dhe teknologjia 4G

## 1.6 OPTIMIZIMI I MBULIMIT TË RRJETIT DUKE PËRDORUR ANTENAT ARRAY 4G

Në ditët e sotme edhe një ndryshim i vogël në një nga aspektet e shumta teknologjike mund të ndryshojë në mënyrë drastike shërbimin e ofruar. Bazuar në këtë supozim ky kapitull do të përqëndrohet tek ndryshimet dhe marrja e rezultateve të testimeve të kryera mbi bazë të ndryshimeve të realizuara nga një prej operatorëve celularë që operojnë në Shqipëri.

Ne e dimë se për një operator celular antenat janë baza mbi të cilat mund të bëhen ndryshime të rëndësishme. Në këtë punim kemi bërë një prove testimi në lidhje me sistemet GSM (2G), UMTS (3G) dhe LTE (4G).

Disa nga ndryshimet e bëra konsistojnë në modifikime të azimutit dhe tilt-it. Këto përmirësime janë bërë në rajonin e Fierit. Bazuar në statistikën kombëtare ky rajon renditet i treti për nga rajonet me dendësinë më të lartë të popullsisë në Shqipëri (161 banorë për km<sup>2</sup>) [5]. Për të verifikuar metodën tonë, maten dhe krahasohen KPI të tilla si Shkalla e pamundësisë së fillimit të telefonatës (AFR), Shkalla e ndërprejes së telefonatës (DCR-Drop Call Rate), Trafiku i Zërit (Erlang) dhe Trafiku i të Dhënave (MB) në një rrjet të drejtpërdrejtë celular.

### 1.6.1 Planifikimi dhe implementimi i optimizimit të RN në rrjetin celular

Përpara se të flasim për metodologjinë e përdorur do përmendim pak disa nga aspektet kryesore në lidhje me workflow (rrjedha e punës) në optimizimin e Radio Network.

Fig. 1.16 paraqitet një tipologji rrjeti e cila është aktualisht në përdorim (në vitin 2020) në një nga operatorët celularë në Shqipëri. Vihet re se kjo tipologji ndahet në dy pjesë: në pjesën Core Network dhe në pjesën e aksesit në rrjet (Access Network). Punimi fokusohet në pjesën e aksesit të rrjetit. Shohim se për rrjetin 2G (GSM) përdoren BTS (base transceiver station), për rrjetin 3G (UMTS) përdoren NodeB ndërsa për sistemin 4G (LTE) përdoren eNodeB (evolved Node B). Siç dihet nodeB përdor protokolle UTRA WCDMA (Wideband Code division multiple access) ose TD-SCDMA (Time division-code division multiple access) ndërsa eNodeB përdor protokolle E-UTRA OFDMA

( Orthogonal frequency-division multiple access) në downlink dhe SC-FDMA (Single-carrier frequency-division multiple access ) në uplink.

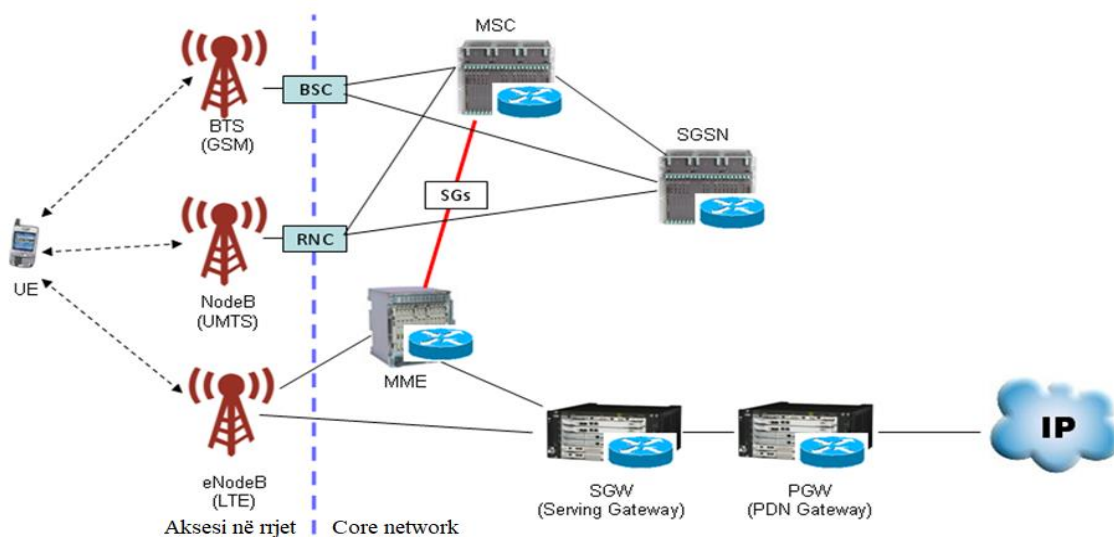


Fig. 1.16 Topologjia e rrjetit në një nga operatorët celular

Koncepti për optimizimin e rrjetit radio është i lidhur ngushtë me tre elementë kryesor të çdo rrjeti celular. Ato janë kapaciteti, cilësia dhe mbulimi. Pra qëllimi kryesor: arritja e optimizimit të rrjetit lidhet me krijimin e një ekuilibri midis kapacitetit, cilësisë dhe mbulimit të rrjetit. Pikënisja për optimizimin e rrjetit radio mund të merret nga burime të ndrrshme siç janë statistikatat e trafikut (Fig. 1.17, Fig. 1.18, Fig. 1.19, Fig. 1.20, Fig. 1.21), testet në terren (Fig. 1.22, Fig. 1.23) si edhe nga një aspekt shumë i rëndësishëm për operatorët siç janë ankesat nga klientët.

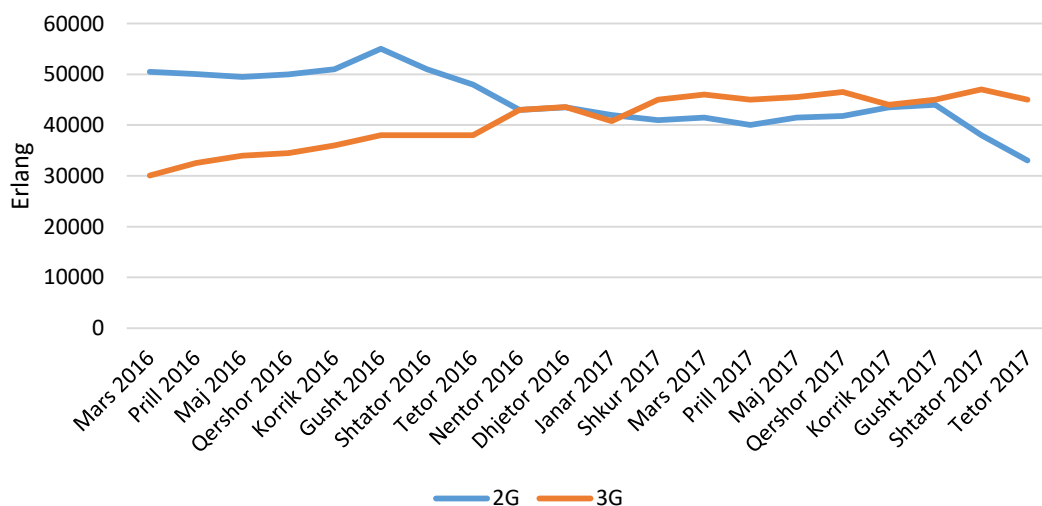


Fig. 1.17 Trafiku i zërit (Erlang) gjatë një periudhe 1 vjeçare për 2G dhe në 3G



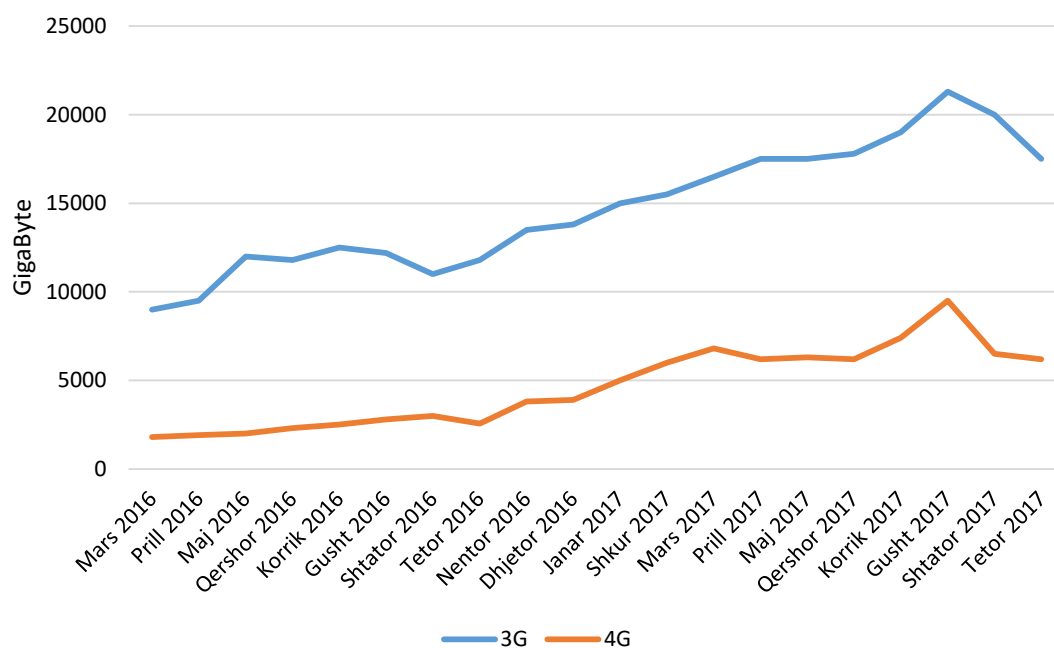


Fig. 1.18 Trafiku i të dhënave gjatë një periudhe 1 vjeçare për 3G dhe në 4G

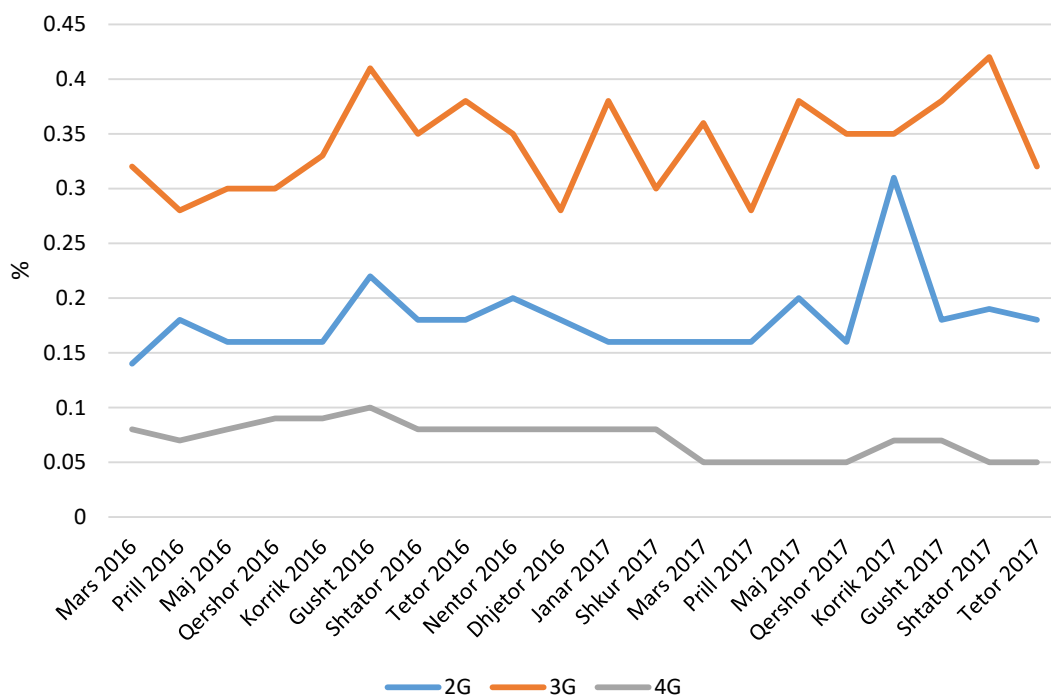


Fig. 1.19 Raporti i rënies së thirrjeve në përqindje i paraqitur në rrjet 2G, 3G, 4G

Figurat Fig. 1.17 – Fig. 1.21 bazohen në të dhëna që zgjasin në kohë. Raportet mbi bazën e së cilëve janë ndërtuar figurat e sipërpërmendura janë marrë nga databasa-t Oracle që ruajnë informacionet e mësipërme dhe të dhëna të tjera të ngjashme.

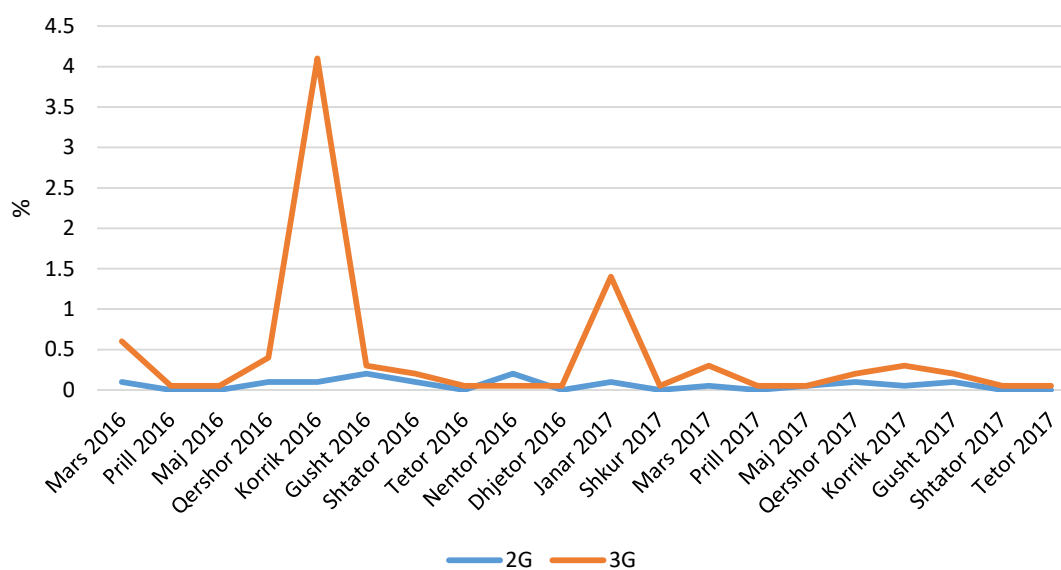


Fig. 1.20 Bllokimi i thirrjeve në rrjet në përqindje për rrjetin 2G dhe 3G

Në Fig. 1.22

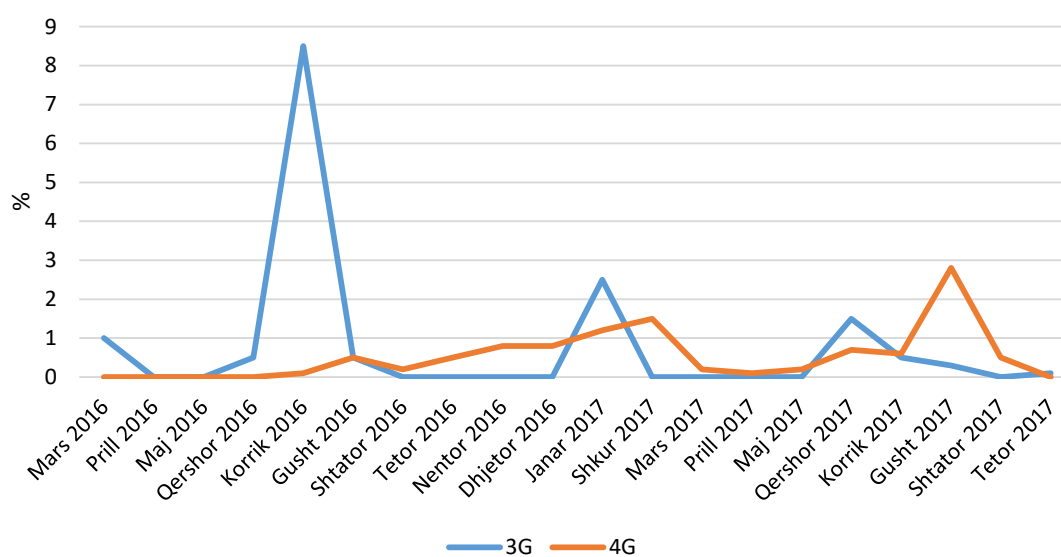


Fig. 1.21 Bllokimi i trasmetimit të shërbimit të të dhënave në % për rrjetin 3G, 4G

Në Fig. 1.22 shihen matjet e kryera në terren nëpërmjet një pajisje celulare që ka shërbimin 3G. Në sistemin e komunikimit celular UMTS, fuqia e kodit të sinjalit të marrë (RSCP) tregon fuqinë e matur nga një marrës në një kanal të veçantë komunikimi fizik. Ai përdoret: si një tregues i fuqisë së sinjalit, si një kriter në handover, në kontrollin e energjisë në downlink dhe për të llogaritur humbjen e rrugës. Në sistemet CDMA, çdo kanal fizik i korrespondon një kod i veçantë i përhapjes që quhet Fuqia e kodit të sinjalit të marrë.

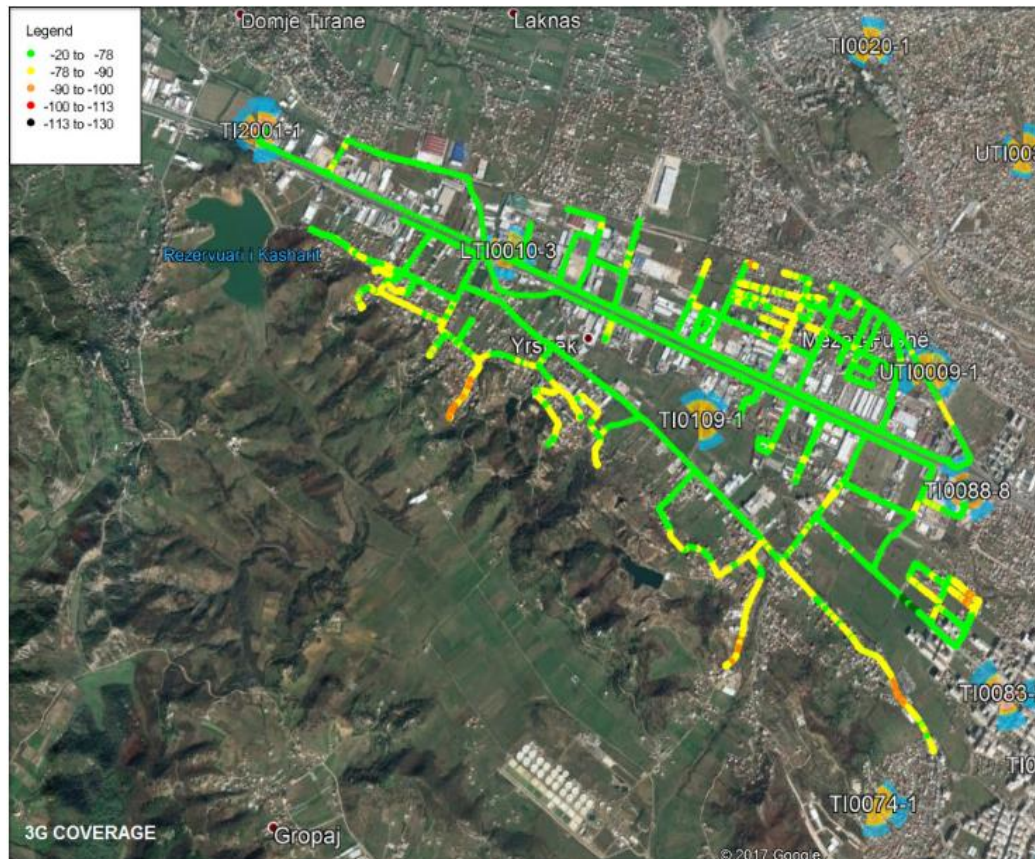


Fig. 1.22 Matjet në terren të RSCP në rrjetin 3G UMTS në dBm.

Në Fig. 1.23 shihen matjet e kryera në terren nëpërmjet nje paisje celulare UE që ka shërbimin 4G. RSRP (Referenca Signal Receive Power) është fuqia mesatare e Elementeve të Burimeve (RE) që mbartin Sinjalet Referencë specifike të qelizave (RS) mbi gjithë gjerësinë e bandës, kështu që RSRP matet vetëm në simbolet që mbajnë RS. RSRP bën një punë më të mirë për të matur fuqinë e sinjalit në një sektor specifik duke qenë se përjashton potencialisht zhurmën dhe ndërhyrjet nga sektorë të tjerë. Diapazoni i raportimit është ndërmjet kufirit  $-44\text{dBm}$  dhe  $-140\text{dBm}$ , nivelet e RSRP për sinjalin e përdorshëm zakonisht variojnë nga  $-75\text{dBm}$  në afërsi të një qelize LTE deri në  $-120\text{dBm}$  në kulmin e mbulimit LTE [17].

Ndër problemet më të zakonshme në optimizimin e rrjetit radio RN mund të përmendim mbulimin e zonës me sinjal, si mbulimi në zonat e brendshme (indoor) dhe ato të jashtme (outdoor), dështimet për aksesimin e rrjetit, rënia e thirrjeve, throughput i vogël, rënia e shpejtësisë, interferencat, dështimi i handoverit etj.

Në rast të mungesës së mbulimit në një zonë të caktuar indoor/outdoor vendosen antena të tjera për ta mbuluar zonën specifike. Disa nga antenat e një prej operatorëve celularë dhe përdorimi i tyre jepet në Fig. 1.24 dhe në Fig. 1.25. Përkatësisht antenat që përdoren në makro site (për vendodhje të mëdha) si dhe antenat për Micro site (për vendodhje të vogla). Gjithashtu kemi të paraqitur një foto reale të Mobile site, pra vendodhje të lëvizshme.

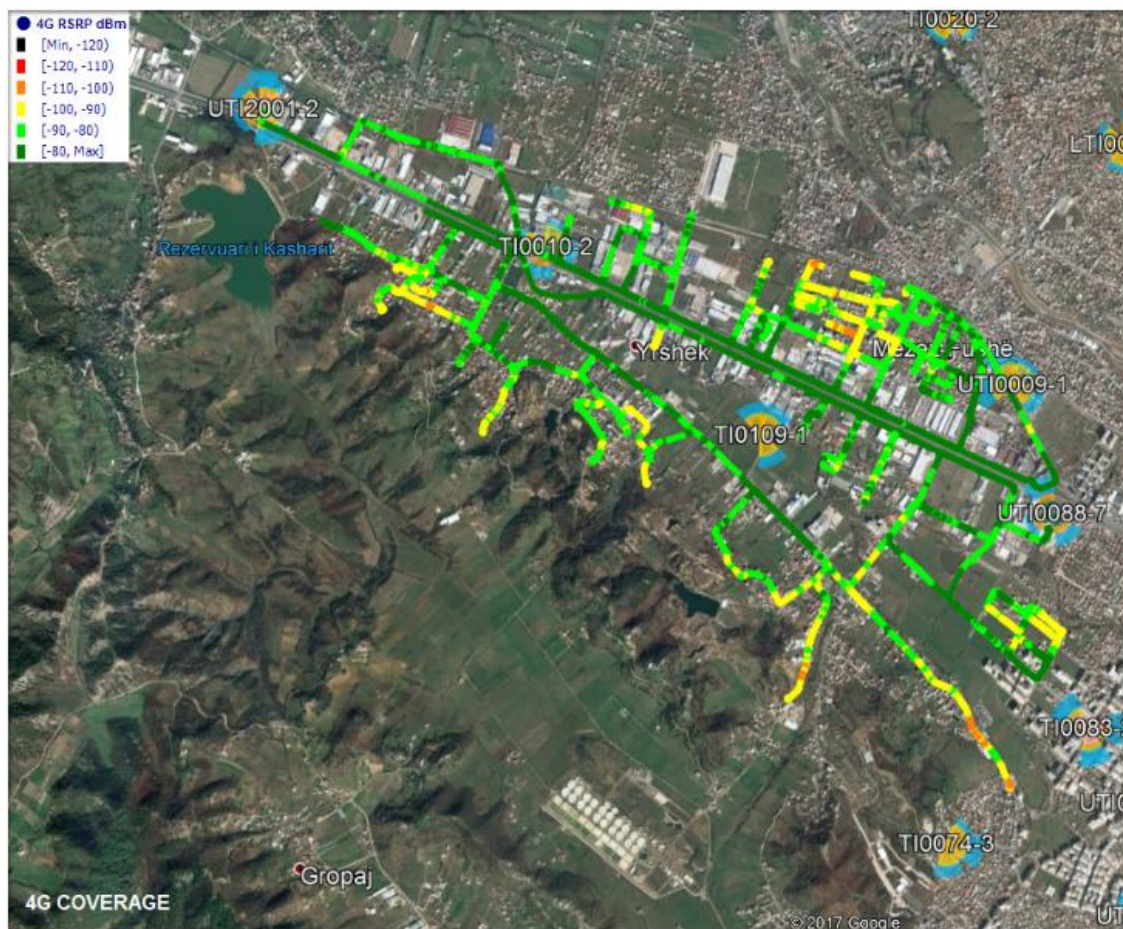


Fig. 1.23 Matjet në terren të RSRP në rrjetin 4G LTE në dBm



Fig. 1.24 Macro Site-vendodhje për zonat makro



Fig. 1.25 Në të majtë kemi Mobile Site. Në të djathtë kemi Micro Site.

## 1.6.2 Metodologjia e përdorur

Operatorët e rrjetit celular përdorin mjete të ndryshme të planifikimit të rrjetit radio për të siguruar mbulim për zonën gjeografike që një stacion bazë (ose qeliza) duhet të mbulojë. Duke u kthyer te antena e stacionit bazë, azimuthi dhe tilti në antenë janë dy mundësi për të ndihmuar nevojat e planifikimit të rrjetit celular. Në rastin e operatorit që ne kemi marrë në shqyrtim antenat e përdorura janë antenat Agissson. Ato janë antena array (pjesë të antenave të përfshira në të njëjtin aks) të cilat mbulojnë rrjete 2G, 3G, 4G dhe 4G+.

Përmirësimet që bëhen janë në dy pjesë: azimuthi në pjesën horizontale dhe tilti në atë vertikale. Azimuthi i referohet rrotullimit të të gjithë antenës rreth një boshti vertikal. Praktikisht, ju lirohet kllapa kryesore e montimit dhe lëkundet tërë pjata përreth një aksi 360 gradë. Tilti i antenës përcaktohet si këndi midis rrezes kryesore të antenës (beam) dhe rrafshit horizontal [19]. Qëllimi i ndryshimeve është që të ketë një mbulim më të mirë të territorit, në zonën e interesit.

Zona që është marrë parasysh në matjet tona është qendra e qytetit të Fierit. Metoda e testimit për këtë zonë është si më poshtë:

Pas ndryshimeve në azimuth dhe tilt bëjmë të njëjtin monitorim për çdo antenë që është në zonë në mënyrë që të identifikojmë hapësirat boshe të cilat janë pa mbulim të rrjetit. Përpiqemi të arrijmë një mbulim më të mirë me anë të antenave ekzistuese, në rast se ky përmirësim nuk është i mundur (me antenat ekzistuese), zgjidhja e vetme është shtimi i

një antene të re. Kur bëjmë ndryshimet e tiltit, është e rëndësishme të mos rritet pjesa pa mbulim nën vetë antenën.

Ndryshimet në azimuth përfshijnë hapjen horizontale të antenës. Për shembull, për 66 gradë beam-it (rrezja) kryesore për antenën Agisson vendosim azimuthin në 25 gradë. Në mënyrë që ai drejtim të ketë një mbulim më të mirë, duhet të jetë 33 gradë në secilin vend të lobit. Pas ndryshimeve monitorojmë nëse ka një mbulim të mirë të të gjithë rajonit. Kjo procedurë është realizuar për çdo antenë.

Situata përpara se të bëhen ndryshimet përfaqësohet nga një antenë e cila është e vendosur në një kodër me një lartësi prej 40 metrash. Vetë antena është 30 metra e lartë. Lartësia prej 70 metrash përdoret për të mbuluar një hapësirë të banuar prej afërsisht 2 km. Pas përmirësimeve përmes parametrin azimuth për zonën përreth, përdoret modifikimi i tilt-it në mënyrë që mbulimi të zgjerohet sa më shumë që të jetë e mundur për të mbuluar rajonin.

Horizonti do të thotë që: pika -3dB në lobin kryesor hapet në horizont dhe nuk prek tokën (duke supozuar terren të rrafshët) si në Fig. 1.26. Formula për llogaritjen e distancës është  $((H_b - H_r) / \tan A) / 5280$  ku A është këndi. Formula për llogaritjen e këndit është  $\tan^{-1} * ((H_b - H_r) / (D * 5280))$  ku D është distanca.

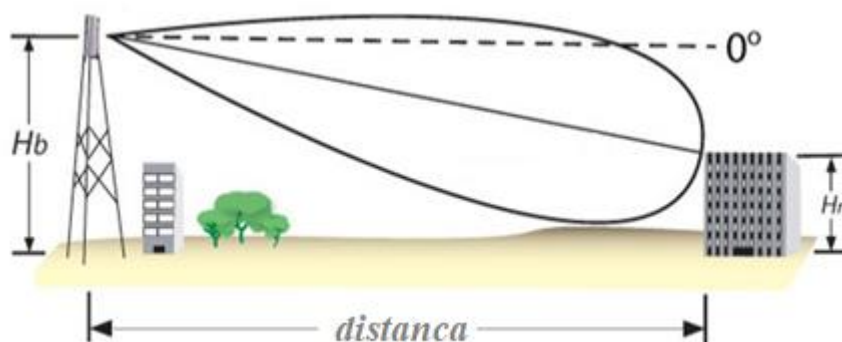


Fig. 1.26 Shembull të antenës me tilt

Llogaritja e pjerrtësisë bëhet përmes një programi të quajtur Kathrein Scala Division i cili përdor formula si në figurën më poshtë. Figurat Fig. 1.27 dhe Fig. 1.28 janë pamjet e marra nga ky program i cili tregon parametrat tanë.

Siç vihet re në Fig. 1.27 kemi pasur si parametra: lartësi 70 m, rrezjen vertikale afërsisht 8 dhe kemi vendosur pjerrësinë 3. Pas llogaritjeve kemi vënë re se rrezja e sipërme shkon drejt horizontit, rrezja kryesore 1.3 km ndërkohë është 3dB më e ulët afërsisht 570 metra. Rrezja kryesore nuk shkon në 2 km sipas qëllimit tonë. Nuk mbulon gjithçka. Pas ndryshimeve të bëra në tilt, ne e vendosim atë në 6, në mënyrë që të ngushtojmë hapësirën pa mbulim dhe kështu që situata rezulton si më poshtë:

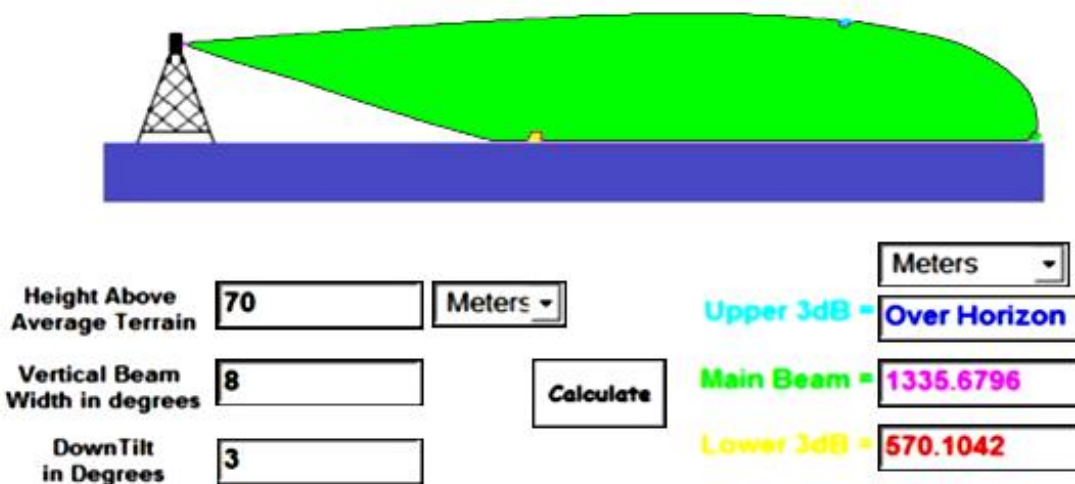


Fig. 1.27 Informacioni përpara ndryshimeve

Në mënyrë që të kemi një mbulim sa më pranë antenës, por në të njëjtën kohë të kemi një mbulim sa më të mirë horizontal, ne ndryshojmë tilt-in nga 3 në 6.

Siç tregohet në Fig. 1.28 rezultatet janë: rrezja sipërme 3dB shkon për afërsisht në 2.1 km, rrezja kryesore (main beam) shkon 666 m dhe 3dB e poshtme në 391 m.

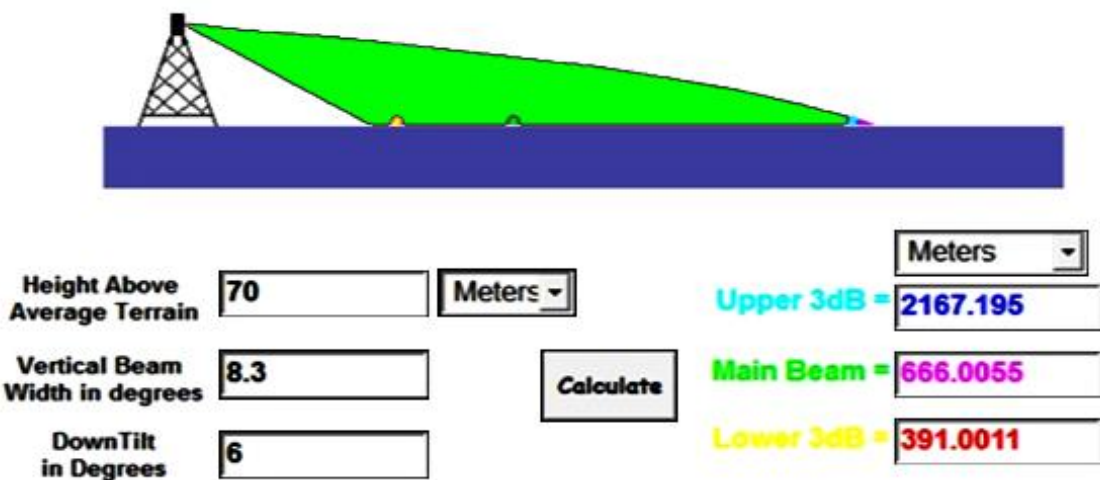


Fig. 1.28 Informacioni mbas ndryshimeve

Kjo do të thotë që ne kemi mungesë të mbulimit të rrjetit në zonën e afërt me vetëm 391 m, krahasuar me 570 m në rastin e parë. E sipërmja është më e mirë, duke qenë se është 2.1 km krahasuar me 2 km që ishte synimi ynë.

### 1.6.3 Algoritmi i optimizimit të rrjetit RN

Më poshtë do të paraqesim algoritmin që paraqet optimizimin e rrjetit.

---

**Algoritmi 2: Algoritmi i optimizimit të rrjetit RN**


---

**Hapi 1: Elementët hyrës të optimizimit**

- a. Statistikat e trafikut
- b. Testet në terren
- c. Ankesat nga klientët

**Hapi 2: KPI kryesor për tu arritur**

- a. Volumi i trafikut të voice/data
- b. Përqindja e telefonatave të suksesshme
- c. Raporti i rënies së telefonatave
- d. Përqindja e handover-it të suksesshëm
- e. Throughputi për LTE
- f. Etj.

**Hapi 3: Plani i veprimit**

- a. Ndryshime hardware (ndryshimi i direktivitetit të antenës për mbulim më të mirë)
  - TILT
  - Azimuth
- b. Ndryshime software (ndryshimi i parametrave të software)
- c. Implementimi i përsëritësve të brendshëm dhe të jashtëm
- d. Implementimi i një qelize/site të ri

**Hapi 4: Vlerësimi i KPI mbas impelmentimit të ndryshimeve**

**Nese:** KPI është arritur

Shko në hapin 5

**Përndryshe:**

Rikthehu në hapin 3

**Hapi 5: Fund****1.6.4 Rezultatet e monitorimit të rrjetit në terren**

Metoda e testimit e përdorur në këtë testim është si më poshtë:

- Telefonata të shkurtra (short call) duke përdorur samsung note4 (4G)
- Telefonata të gjata –samsung note 4 (vetëm 2G)
- Metoda Idle –samsung note 4 (4G)
- Metoda Idle –samsung note 4 (3G)
- HTTP DL/UL –samsung note 4 (4G)
- FTP DL-LTE Modem Huawei E398 (4G)
- 2G/3G/4G Skanim të rrjetit –PC Tel Scanner

Në rajonin e dhënë në zonën pranë qendrës së Fierit dhe me matjet e bëra me metodat e lartpërmendura, janë bërë monitorimet përkatëse dhe rezultatet janë paraqitur në formë tabelore. Në Tab. 1.5 paraqiten rezultatet e testeve të realizuara para dhe pas ndryshimeve,



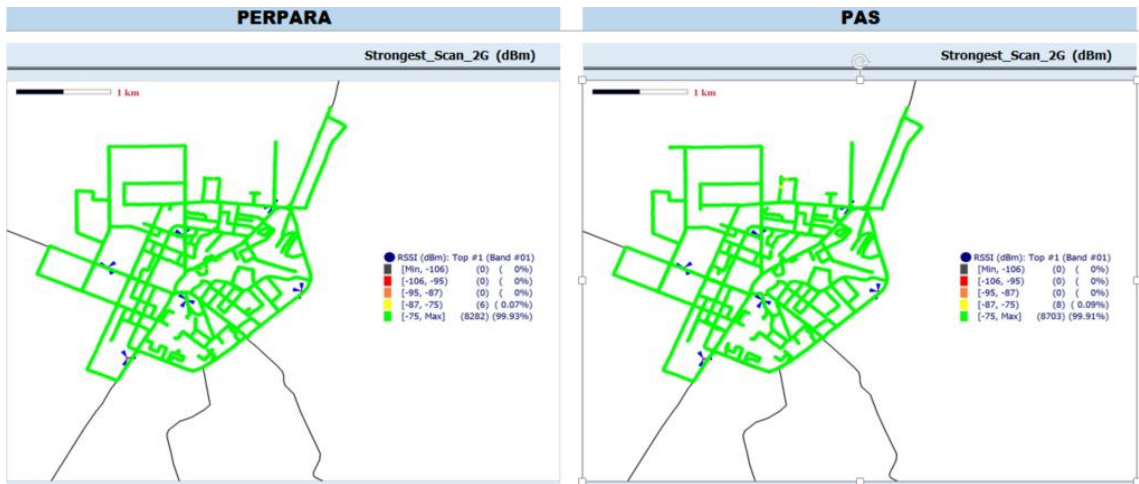
pra para dhe pas optimizimit. Për të verifikuar metodën tonë dhe matjet, krahasohen KPI të tilla si:

- Shkalla e pamundësisë së fillimit të telefonatës (AFR), Shkalla e Ndërprerjes së Thirrjes (DCR), Trafiku i Zërit (Erlang), Trafiku i të Dhënave (MB) në një rrjet të drejtpërdrejtë celular etj.

Tab. 1.5 Tabela e krahasimeve të KPI-ve.

| KPI  |                        | Para     |         | Pas     |         |
|--|------------------------|----------|---------|---------|---------|
| <b>Strongest Scan (dBm) [2G]</b>           | Avg.                   | -53.62   |         | -53.99  |         |
| <b>RSCP Scan (dBm) [3G]</b>                | Avg.                   | -75.03   |         | -72.98  |         |
| <b>RSRP Scan (dBm) [4G]</b>                | Avg.                   | -93.59   |         | -94.24  |         |
| <b>Rx Qual (dedicated) [2G]</b>            | Avg.                   | 0.19     |         | 0.2     |         |
| <b>Ec/Io Scan (dB) [3G]</b>                | Avg.                   | -9.28    |         | -9.03   |         |
| <b>RSRQ Scan (dB) [4G]</b>                 | Avg.                   | -9.21    |         | -8.97   |         |
| <b>Number of Dropped Calls (long call)</b> | Count                  | 0        |         | 0       |         |
| <b>FTP Throughput DL (Kbps)</b>            | Avg.                   | 23466.15 |         | 9467.74 |         |
| <b>HTTP Download</b>                       | Session Failure Ratio  | 0.61     |         | 5.41    |         |
|  | Mean Throughput (kbps) | 12337.76 |         | 6963.32 |         |
| <b>HTTP Upload</b>                         | Session Failure Ratio  | 0.07     |         | 0.43    |         |
|  | Mean Throughput (kbps) | 6326.08  |         | 6941.79 |         |
| <b>DNS Resolution Failure Ratio</b>        | Failure                | 0.09     |         | 0       |         |
| <b>DNS ResolutionTime (max)</b>            | Sec                    | 0.55     |         | 0.44    |         |
| <b>Idle Mode (3G Preferred)</b>            | WCDMA                  | 16117    | 96.08%  | 17705   | 100.00% |
|  | GSM                    | 657      | 3.92%   | 0       | 0.00%   |
| <b>Idle Mode (4G Preferred)</b>            | LTE                    | 14101    | 80.30%  | 15989   | 90.24%  |
|  | WCDMA                  | 3311     | 18.86%  | 1729    | 9.76%   |
|  | GSM                    | 148      | 0.84%   | 0       | 0.00%   |
| <b>CSSR (4G preferred)</b>                 | Successful             | 111      | 100.00% | 162     | 100.00% |
|  | Failed                 | 0        | 0.00%   | 0       | 0.00%   |
| <b>Handover [2G]</b>                       | Successful             | 126      | 100.00% | 131     | 100.00% |
|  | Failed                 | 0        | 0.00%   | 0       | 0.00%   |
| <b>Inter Frequency Handover [3G]</b>       | Successful             | 3        | 75.00%  | 4       | 100.00% |
|  | Failed                 | 1        | 25.00%  | 0       | 0.00%   |
| <b>Irat-CS Handover (3G-&gt;2G)</b>        | Successful             | 6        | 100.00% | 4       | 100.00% |
|  | Failed                 | 0        | 0.00%   | 0       | 0.00%   |
| <b>Irat-PS Handover (4G-&gt;3G)</b>        | Successful             | 26       | 100.00% | 7       | 100.00% |
|  | Failed                 | 0        | 0.00%   | 0       | 0.00%   |

Nga rezultatet që paraqiten në tabelë mund të vëmë re lehtësisht se kemi përmirësime pothuajse në të gjitha rastet. Këto përmirësime mund ti shohim edhe nga hartat e pikave si më poshtë për disa nga KPI si Fuqia e skanimit në 2G (dBm), skanimi i RSCP në 3G (dBm), skanimi i RSRP 4G (dBm), Idle Mode (4G Preferred) dhe throughput në DL i aplikacionit:



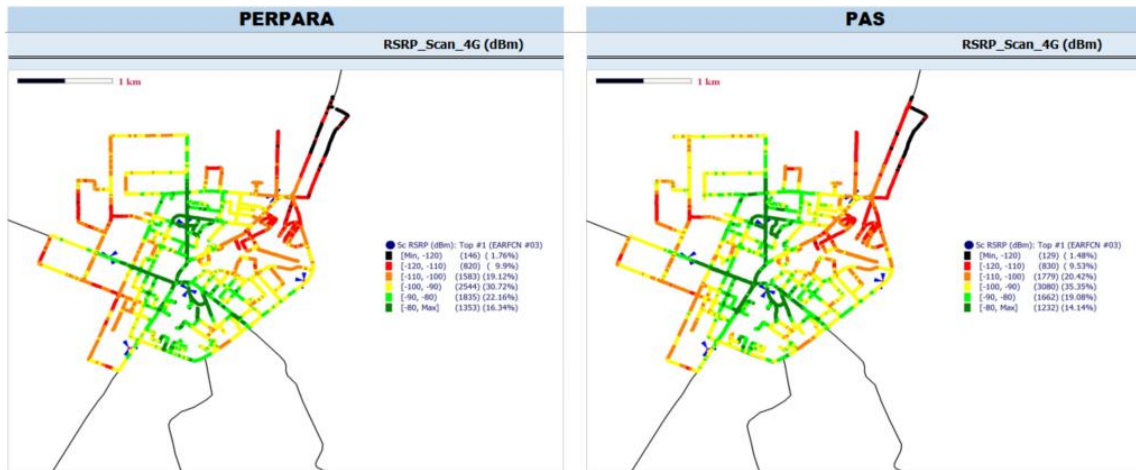
a)



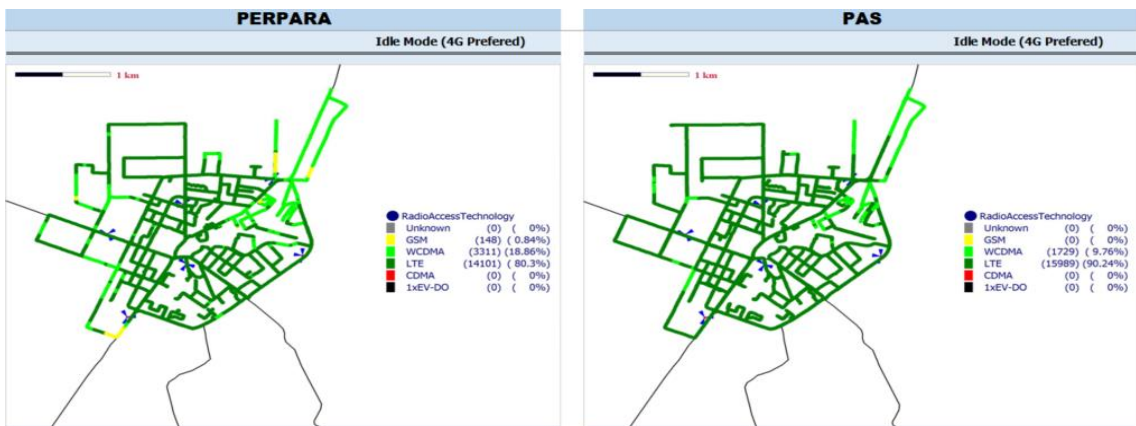
b)



c)



d)



e)



f)

Fig. 1.29 Harta e KPI para dhe pas optimizimit

### Sugjerimet:

Pas realizimit të monitorimit në lidhje me antenat e operatorit specifik para dhe pas ndryshimeve që janë bërë mund të përfundojmë duke dhënë disa rekomandime për të ardhmen si më poshtë:

- Për të përmirësuar mbulimin 3G në qendër të qytetit, nevojitet një sit i ri.
- FI0003 dhe FI0007 janë bllokuar pjesërisht nga ndërtesat e reja, duke çuar në një zonë të kufizuar të mbulimit, prandaj duhen të zhvendosen.
- Për përmirësimin e mëtejshëm të mbulimit 4G është e nevojshme të implementohen site të tjera 4G.

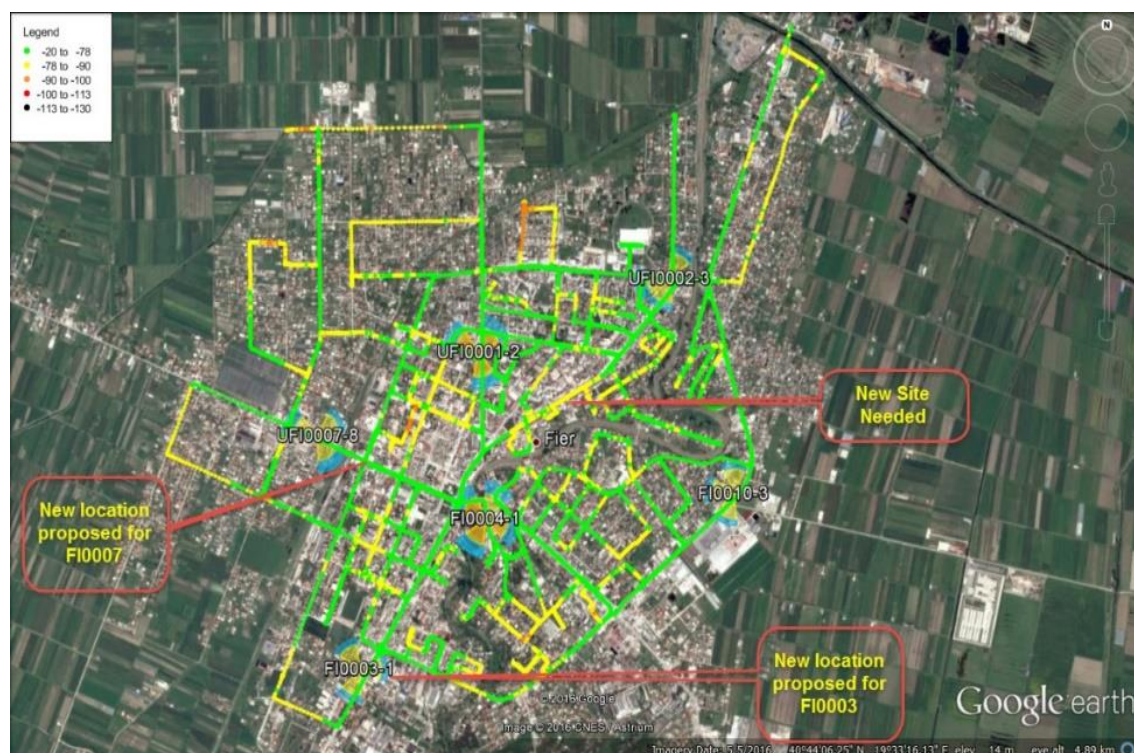


Fig. 1.30 Rasti i studimit në qendrën e Fieri, marrë nga google earth

Në Fig. 1.30 kemi një hartë të rajonit Fieri e cila është marrë nga google earth [20]. Në këtë hartë janë përshkruar se ku do të ishte mirë të zbatohen ndryshimet nga rekomandimet e mësipërme.

## 1.7 TEKNOLOGJIA E ANTENAVE TË AVANCUARA

Në pjesën e mëposhtme do të shqyrtojmë një ndër teknologjitë më të rëndësishme përsa i përket atyre që quhen antena të avancuara. Do të flasim për antenat beam të konfigurueshme, sisteme të antenave aktive (AAS) dhe sistemet MIMO [21].

### 1.7.1 Antena beam të konfigurueshme

Antenat që përdoren sot nga kompanitë e telekomunikacionit celular janë ato që quhen moderne. Kanë aftësinë që të kontrollojnë gjerësinë horizontale të rrezes së antenës në largësi. E ngjashme me kontrollin e motorizuar të elementëve reflektues si jashtë radomës ashtu edhe në të dy anët e elementëve të antenës. Siç është përmendur në historikun e zhvillimeve teknologjike të trajtuar në pjesën e parë të kësaj teze RET u prezantua rreth vitit 2001. Nëse kjo aftësi përshtatet për rikonfigurimin e azimuthit në distancë kemi të bëjmë me RAZ (kontrolli i largët i azimuthit). Ky term njihet gjithashtu edhe si përhapje e rrezeve në planin vertikal apo horizontal qoftë ai.

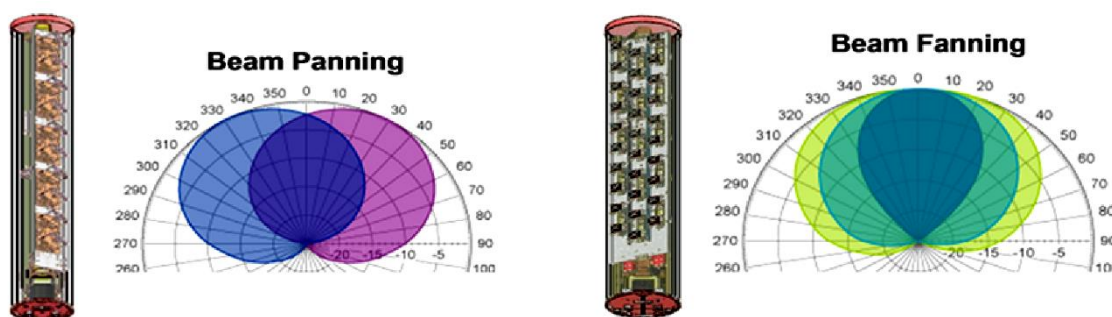


Fig. 1.31 Antena me beam të konfigurueshëm [11]

Nëpërmjet RET këndi tilt kontrollohet që nga larg duke siguruar kështu një konfigurim fleksibël, eficient, të qëndrueshëm dhe mbi të gjitha pa patur nevojën e afërsisë fizike të individëve. Kosto për plotësimin e kërkesave për ndryshim tilti për t'ju përshtatur nevojave të trafikut në një kohë sa më të shkurtër, është mjaft e ulët në rastin e përdorimit të RET i cili po ashtu na sjell një Tilt më të madh nëse krahasohet me Tilt mekanik.

Në rastin e përdorimit të Tilt mekanik dihet se prania e individëve me aftësi të kualifikuara dhe e pajisjeve speciale është tepër e rëndësishme. Ky lloj konfigurimi sigurisht që mund të shoqërohet me gabime njerëzore në instalim apo edhe në mos kuptimin e saktë të asaj që kërkuesi i ndryshimit dëshiron. Prandaj kontrolli në distancë ka avantazhe të shumta duke filluar që nga eliminimi i problemeve të mësipërme e veçanërisht tepër i dobishëm në instalimet e vendodhjeve të vështira (terrene të rrezikshme apo me hapësirë të kufizuar lëvizje). Sigurisht që përdorimi i motorëve të kontrolluar në distancë nuk operon gjatë gjithë kohës. Përdorimi i tij zakonisht lidhet me etapa të tilla si instalimi, në raste të ndarjes së qelizave apo kur kemi shtime të vendodhjeve fqinje, si në Fig. 1.31.

Karakteristikat e rrezatimit dhe aftësia për ti bërë ato të përshtatshme me përdoruesit individualë është një ndër faktorët kryesorë që merret parasysh në rikonfigurimin e antenave. Ky faktor do të jetë bazë edhe në zhvillimet e ardhme të komunikimeve wireless. Zhvillimi i antenave të rikonfigurueshme sjell mundësi të reja të shoqëruara sigurisht me sfida si për dizenjuesit ashtu edhe për ata që merren me fushat e zhvillimit të antenave.

Megjithëse flasim për antena të rikonfigurueshme në të cilat rruga RF nuk është më pasive, sërish kemi element pasiv në përbërjen e saj. Kontrolli i beam-it bëhet në mënyrë pasive. Kjo pengesë mund të shmanget duke përdorur beam panning, beam fanning ose RET standart.

Beam panning (shtimi panifikimit të rrezes)- drejtimi i beam horizontal. Beam fanning (shtim i ndezjes së rrezes) – beam horizontal me rregullim të gjerësisë.

Nëpërmjet këtyre antenave bëhet i mundur balancimi i ngarkesës, optimizimi i rrjetit, si përgjigje ndaj ndryshimit frenetik të shpërndarjes së trafikut mund të përdoret mbulimi dinamik.

### 1.7.2 Sistemet e antenave aktive (AAS)

Në fjalën e fundit të zhvillimeve në teknologjinë e antenave duhet pa dyshim të përmendim AAS pra sistemet e antenave aktive. Dihet se për shkak të kërkesës gjithnjë e më ritje dhe gjithnjë e më dinamike operatorët ofruer të shërbimit celular duhet të operojnë sisteme të shumëfishta kur bëhet fjalë për të njëjtën zonë mbulimi. E gjithë kjo shoqërohet me vështirësi të panumërta në instalim dhe sigurisht edhe në transmetim.

Problemet e sipërpërmendura zgjidhen shumë mirë nëpërmjet përdorimit të AAS [11],[14],[22]. Sistemi i antenave aktive përfshin antena radio base station të inkuorporuara. Në këto sisteme një kokë radio e integruar të cilën e gjejmë të shpërndarë nëpër antenë bën të mundur funksionalitetin e tij në largësi. Tek antenat me qark aktiv të integruar arrihet gain (fuqi) më i madh nëpërmjet përdorimit të strukturave kompakte. Kanë përmasa sa një base station standart pasiv dhe beam azimuthi standart.

Një element shumë karakteristik i cili vlen për tu përmendur është fakti se transmetuesi ushqen si në transmetim ashtu edhe në marrje të sinjalit çdo element drejtpërsëdrejti. Humbja e transmetuesit nuk çon në mosfunksionim të të gjithë sektorit por përkundrazi kemi të bëjmë me një degradim nga i cili inicohet një vetë diagnostikim dhe më pas kalohet në vetë rregullim.

Zhvillimi i base station ka bërë të mundur që AAS të integrojnë array aktiv transmetues dhe antena array pasive. Këto antena aktive dhe pasive integrohen nën një radome të vetme. Normalisht RRH lidhet me antenën nëpërmjet kabullit RF prandaj ka dy njësi të ndryshme, RRH dhe antena e dytë.

5G një teknologji shumë e dëshiruar por e vështirë për tu përballuar për vetë numrin e madh të elementëve që ajo duhet të ketë (100 apo më shumë elementë) [23]. Duke qënë se në base station tradicional është shumë e vështirë integrimi i një numri kaq masiv elementësh, për vetë faktin se duhet të realizohet ngjitja e 100 apo më shumë kabujve RF për çdo elementë të antenës, kërkohet një centralizim i këtyre elementëve RF në njësinë RF TRX në mënyrë të tillë që të operojnë si një njësi e vetme. Inputi në base station aktiv bëhet nëpërmjet fibrës ose ndërfaqjeve standarte OBSAI apo CPRI.

Prania e tilt-it elektrik sjell avantazhe duke marrë parasysh edhe faktin se kontrolli elektrik beam bëhet në mënyrë dixhitale. Kontrolli elektronik beam i lartësisë mund të përfitojë në kapacitet nga: sektorizimi vertikal, tilt nga shërbimi dhe tilti i ndarë TX-RX Fig. 1.32.

Avantazhet e përdorimit të sistemeve të antenave aktive janë:

- Integrimi i array aktive marrës dhe array antena pasive në një radome të vetme.
- Përmirësimi i kapacitetit dhe mbulimit të rrjetit nëpërmjet beam-tilt të përmirësuar.
- Ka potencial për të zvogëluar ndjeshëm footprint të sitit.
- Shpërndarja e funksioneve radio brenda antenës çon në përmirësim të performancës.
- Shkallë dështimi më të ulët.
- Disponueshmëri më të lartë.
- Humbja e kabujve reduktohet ndjeshëm.

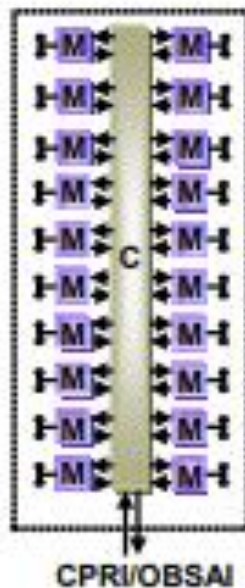


Fig. 1.32 Sistem antenash aktive [14]

### 1.7.3 Sistemet MIMO

Një ndër teknologjitë e cila ka sjell rritje të ndjeshme të kapaciteteve shoqëruar me avantazhe të rëndësishme është MIMO (Multiple Input dhe Multiple Output). Karakteristikë e kësaj teknologjie është shtimi i elementëve të antenës (pra antenat e shumëfishta) si në terminale ashtu edhe në base station. Elementët e shtuar sjellin dhe karakteristikën kryesore të MIMO, sinjale të shumëfishta të dërguara dhe të marra në të njëjtën njësi kohore. 2 elementët më të rëndësishëm të MIMO janë multipleksimi dhe diversiteti hapësinor.

MIMO si një risi shumë e rëndësishme erdhi si pasojë e kërkimeve dhe zhvillimeve përgjatë një numri të madh vitesh. Fillimet e saj i gjejmë në vitet e hershme të '90. Në 1993 ishin Arogyaswami Paulraj dhe Thomas Kailath që sollën si risi përdorimin e MIMO nëpërmjet multipleksimit hapësinor [24].

Nëse antenën e shprehim në formën:  $M \times N$  si në downlink ashtu edhe në uplink themi se kemi të bëjmë me një antenë me  $M$  transmetues dhe  $N$  marrës. Nëse  $M=6$  dhe  $N=4$  pra 6 antena transmetuese dhe 4 marrëse themi se kemi një antenë “ $6 \times 4$  MIMO”.

Nëse  $M=6$  dhe  $N=1$  atëhere antena që formohet nuk është më e tipi MIMO sepse në një anë kemi vetëm një antenë, prandaj do të quhet “ $1 \times 6$  SIMO” pra Single Input dhe Multiple Output.

Karakteristikë e cila duhet mbajtur në mendje nga çfarë përmendëm më lartë është fakti se elementi i shumëfishtë pra Multiple është i pranishëm dhe ekziston vetëm dhe vetëm në qoftë se ka më shumë se një antenë në të njëjtin drejtim (në transmetim apo marrje). Antena mund të vijojë ekzistencën e saj si Multiple në një drejtim ndërkohë që drejtimi tjetër është Single. Shembuj SISO dhe MIMO, si në Fig. 1.33.

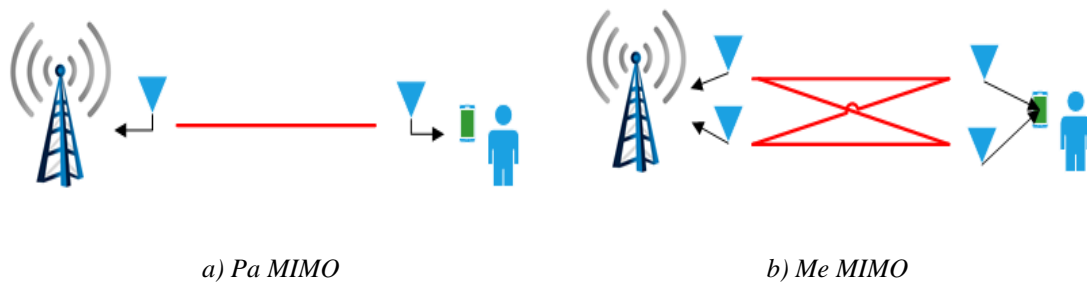


Fig. 1.33 Komunikimi me dhe pa teknologjinë MIMO

Në varësi të pajisjeve që përdoren apo funksioneve të kanalit ka mënyra të ndryshme sipas të cilave MIMO implementohet në LTE, si në Fig. 1.34.

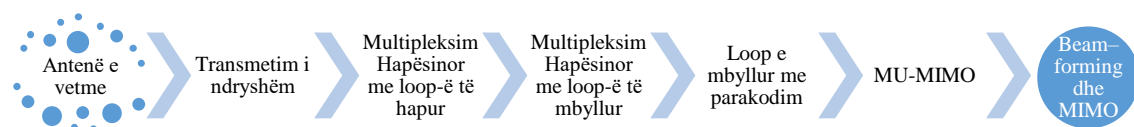


Fig. 1.34 Implementimi i MIMO në LTE

- Nëse kemi një antenë të vetme kemi të bëjmë me rrjedhë të vetme transmetimi e cila merret nga një apo më shumë antena.



- Transmetim i ndryshëm. I njëjti informacion transmetohet tek shumë antena njëkohësisht. Sigurisht që në varësi të marrësit informacionet kodohen ndryshe nga njëra-tjetra në mënyrë që të kemi sinjal më të mirë në marrje.
- Multipleksim hapësinor me loop-ë të hapur. Transferim tek më shumë se një antenë marrëse. Nuk ka feedback të inkorporuar pranë loop-ës.
- Multipleksim hapësinor me loop-ë të mbyllur. Transferim tek më shumë se një antenë marrëse. Kemi informacion Feedback të inkorporuar pranë loop-ës. Është i përshtatshëm për mjedise të cilat janë pothuajse statike pra me lëvizshmëri shumë të ulët.
- Loop-ë e mbyllur me parakodim. Informacioni kodohet dhe dërgohet në një shtresë të vetme hapësinore.
- MU-MIMO (Multiple User MIMO). Informacioni kalon nëpër disa rrjedha të ndryshme hapësinore për t'ju përshtatur përdoruesve të ndryshëm.
- Beamforming dhe MIMO. Në këtë rast kemi përdorim të array linear i cili lehtëson fokusimin e antenës në një zonë të caktuar [25].

Nëse e krahasojmë me antenat single beam dalim në konkluzionin se antenat me beam shumëfishe kanë avantazhe të tilla si: antenat e shumëfishta në të dy anët e lidhjes bëjnë të mundur rritje të kapacitetit të sistemit wireless, shmang humbjen e sinjalit dhe eliminon interferencat, fokuson rrezatimin drejt drejtimit të dëshiruar, multipath siguron kanale shtesë duke përdorur DSP etj.

Në rastet kur S/N nuk mund të suportojë multipleksim hapësinor përdoret një mënyrë transmetimi e quajtur Space Time Block Coding. Për multipleksimin hapësinor kërkohet dekorrelim midis antenës dhe patheve të përhapjes. Në vend të saj mund të përdoren antena të polarizuara me ndarje hapësinore.

## 2 ANTENA ARRAY

---

Antenat array janë ato që shpesh herë i referohemi si smart antenna në rastet kur janë të pajisura me një algoritëm smart të procesimit të sinjalit i cili përdoret për identifikimin e karakteristikave të sinjaleve hapësinore.

Antena array është një bashkësi antenash të shumëfishta të lidhura me njëra tjetrën, të cilat punojnë së bashku si një e tërë për të transmetuar apo për të marrë sinjale elektromagnetike [26]. Zakonisht antenat përbërëse të antenës array zgjidhen të të njëjtit tip. Idea e lindjes së tyre ka ardhur duke parë që një antenë e vetme është shumë rrezatuese në një drejtim, një grup prej tyre të lidhura do të operonin shumë më mirë.

Nëpërmjet anenave array arrijmë të marrim karakteristika rrezatimi unike të cilat nuk mund ti marrim nga antenat me një element të vetëm. Rrezatimi i realizuar normalisht është shumator e rrezatimeve individuale të secilit element të antenës. Gjatë ndërtimit të antenës duhen mbajtur parasysh hapësira dhe këndet me të cilat ato do të lidhen në mënyrë që rrezatimi i përfutur të ketë gain më të madh, direktivitet dhe performancë më të mirë dhe sa më pak humbje. Po ashtu është e rëndësishme të merret parasysh tipi i array që do të ndërtohet, amplituda dhe faza e nxitjes së secilit element si dhe modeli relativ i çdo elementi përbërës së array [12], si në Fig. 2.1.

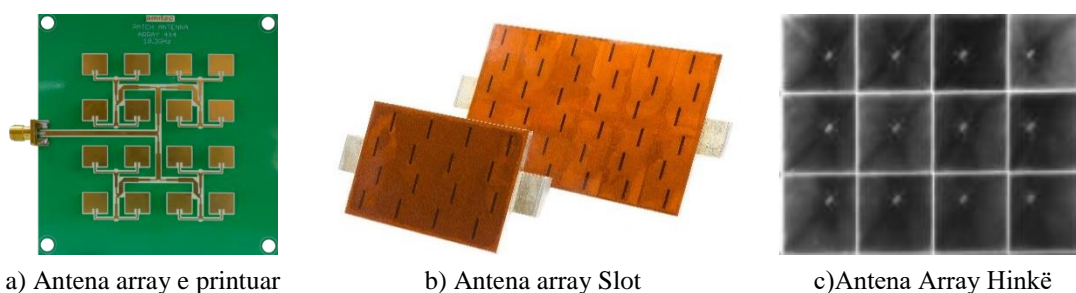


Fig. 2.1 Pamje të antenave array [27]

Kemi dy tipe antenash: antenat direktive dhe antenat jo direktive. Dallimi midis tyre bëhet nga elementë të tillë si: antenave direktive kanë dimensione lineare  $D$  të krahasueshme me  $\lambda$  gjatësinë e valës dhe përdoren zakonisht për frekuenca të ulëta (deri në mikrovalë) të transmetimit të komunikimeve celulare. Antenat jo direktive, lejojnë rrezatimin e densitetit të fuqisë elektromagnetike në një hapësirë selektive, për këtë arsye duhet të jenë të përmasave të mëdha krahasuar me një gjatësi vale. Përdorimi i tyre (zakonisht në frekuenca duke filluar nga mikrovalë deri tek valët milimeterike), përfshin lidhjet radio, radarët me hapje sintetike (SAR) dhe disa aplikacione të komunikimit pa tel.

Në Fig. 2.2 do të listojmë avantazhet dhe disavantazhet e përdorimit të antenave array:



Fig. 2.2 Avantazhet dhe disavantazhet e antenave array

## 2.1 ARRAY LINEAR

Forma më e thjeshtë e antenave array janë antenat array lineare. Për të krijuar një antenë të tillë duhen minimum 2 elementë të cilët vihen në vijë të drejtë të barazlarguar nga njëri-tjetri në një segment drejtëze. N elementët përbërës të antenës merren zakonisht të të njëjtit tip dhe sigurisht që ushqehen nga i njëjti transmetues. Transmetuesi lidhet drejtpërdrejtë me secilin element përbërës të antenës array me anë të një çifti shfazues. Për çdo element ndryshohet ushqimi në modul dhe në fazë. Për referencë mund të shohim Fig. 2.3[28].

Nëse përmendim elementët përbërës të qarkut të antenës do të jetë pjesë përbërëse e saj vetëm shfazuesi. Duke qënë se shuarësi ul shumë rendimentin e sistemit atëherë ai zëvendësohet me një projektim të veçantë të linjave të transmetimit për ndërtimin e përpjestuesve të fuqisë. Këto linja transmetimi ekzistojnë për çdo element dhe bëjnë të mundur lidhjen e vetë elementit me transmetuesin apo marrësin.

Në antenë mbahen në nivel konstant tipi apo lloji i cili përbën elementët e antenës array (duke qënë se përmendëm faktin se merren elementë të të njëjtit lloj për efekt thjeshtësie) dhe frekuenca  $f$  me të cilën elementët operojnë.

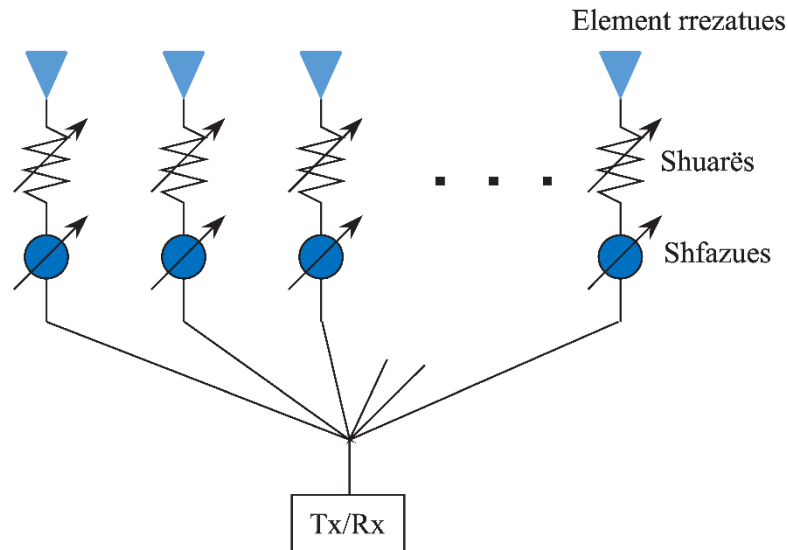


Fig. 2.3 Elementët rrezatues të njëjtë midis tyre me ushqim të ndryshëm [28]

Arsye kjo e cila na çon në zgjedhjen e koordinatave që na lehtësojnë analizimin dhe zgjidhjen analitike.

Fig. 2.4 na paraqet me vendosjen e elementëve përbërës të antenës gjatë boshtit  $z$ . Zgjedhja e boshtit nuk mund të jetë rastësore por e mirë menduar për vetë faktin se pëzgjedhja e tij ndikon se sa kompleks do të shfaqet problemi dhe po ashtu sa kompleks do të jetë zgjidhja e tij. Që të kemi analizim e zgjidhje sa më të përshatshme matematikore zgjedhja e koordinatave bëhet e tillë që këto procese të lehtësohen sa më shumë.

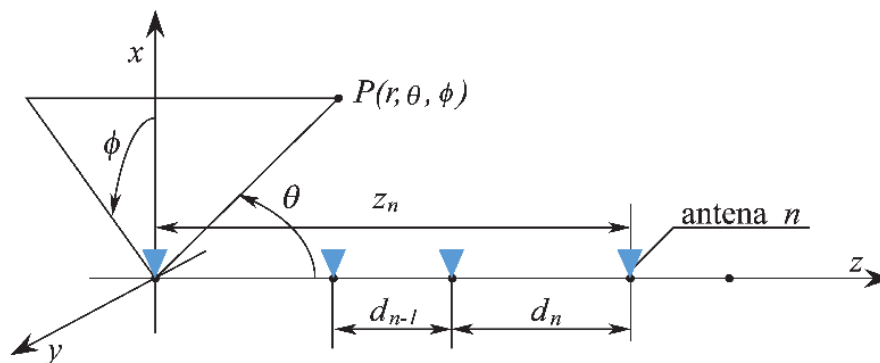


Fig. 2.4 Parametrat gjeometrike dhe sistemi i referencës së array linear [28]

Vendosja e elementëve pranë njërit-tjetrit pra tipi i tyre, distanca dhe ambjenti në të cilin operojnë ndikon që elementët e vendosur fizikisht pranë njëri-tjetrit, të cilët janë pjesë përbërëse e të njëjtës antenë, të ndikohen nga fenomeni i çiftëzimit.

Ky faktor pra çiftëzimi duhet të mbahet parsysh në krijimin e analizës së plotë të antenës lineare. Por për shkak të kompleksitetit të fenomenit elektromagnetik kjo është praktikisht

e pamundur. Prandaj për të pasur hipotezë të pranueshme dhe për lehtësimin e modelit bëhet paranteza e pranueshme e mos ndikimit të elementëve të tillë.

N.q.s nulet e rrezatimit të çdo elementi janë në drejtimin e aksit të grupit, fenomeni i çiftimit reciprok është teorikisht zero. Nëse elementët rrezatojnë pak në drejtim të elementëve të tjerë atëherë kjo mjafton për ta marrë si të mirëqënë këtë hipotezë. Në rastin e kundërt nëse elementët e kanë maksimumin e rrezatimit në drejtim të njëri-tjetrit, për rrjedhojë çiftëzimi do të jetë maksimal dhe shembulli i marrë në konsideratë nuk do të japë rezultate të sakta Fig. 2.5 [28].

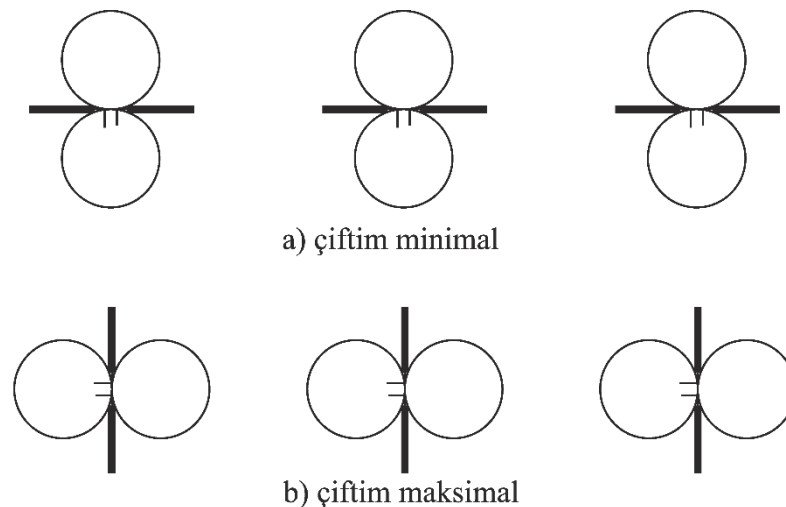


Fig. 2.5 Ndryshime në çiftimin e elementëve [28]

## 2.2 ARRAY PLANAR

Një tip tjetër antene të cilën vlen ta përmendim për faktin se janë më të gjithanshme janë antenat array planar. Këto tipe antenash kanë modele më simetrike, lobe anësore më të ulëta dhe dirktivitet të rritur. Lobi anësor mund të skanohet në çdo pikë të hapësirës nëpërmjet këtyre antenave. Përdorime më të zakonshme të tyre i gjejmë në aeronautikë dhe në tekumunikacion. Arsyeja e limitimit të përdorimit të tyre lidhet me faktin se janë shumë të kushtueshme.

Dallimi kryesor ndërmjet këtyre dy antenave është plani në të cilin ato kontrollojnë beam. Array linear e kontrollon modelin vetëm në një plan. Antenat array planar mund të bëjnë të mundur kontrollin e beam në 2 plane. Beam i formuar nga antenat array planar quhet pencil beam [43].

Array planar skanon në secilin kënd të hemisferës së sipërme në ndryshim nga ai linear. Pjesa më e madhe e array planar e vë theksin tek modeli element ose toka për të eliminuar lobin e pasëm i cili është i kundërti i planit në të cilin po operojmë. Nëse array linear ka  $N$  elementë që e përbëjnë atë atëherë do të shoqërohet nga  $N-1$  nulle (zero).

Të gjithë elementët përbërës të antenës janë element tek dhe siç e përmendëm edhe më lartë ekziston nga një ndërrues faze për secilin prej tyre. Antena përbëhet nga elementë të cilët janë të vendosur në formë matricore.

Një paraqitje se si mund të dukej vendosja e tyre jepet në Fig. 2.6. Duke qenë se kemi të bëjmë me vendosje matricore kompleksiteti i vendosjes së elementëve rritet. Duhet të kemi parasysh një faktor shumë të rëndësishëm, në këto tipe antenash mund të arrihet të formohet beamforming dixhital (jepet i shpjeguar në mënyrë më të detajuar në kapitullin 3).

Në shembullin e array planar elementët i shohim të vendosur në një zonë të mirë përcaktuar në të njëjtin plan. Duke qenë se antena përcaktohet si array  $M \times N$  do të bëhet i mundur eliminimi i shumë shkallë të lirive për shkak se kemi  $M-1+N-1$  nulle ku janë të mundshme të përdoren  $M \times N - 1$  nulle.

Vetë përcaktimi i antenës array si  $M \times N$  jep mundësinë të kemi hapje të antenës dhe format në të cilat ajo mund të paraqitet mund të jenë nga më të larmishmet: trekëndore, katrore, në formë rombi, drejtkëndore etj. Në hyrjen që kemi bërë kemi përmendur disa tipe të ndryshme antenash ku ato të printuara, mikroskopike etj., bëjnë pjesë pikërisht në antenat planare.

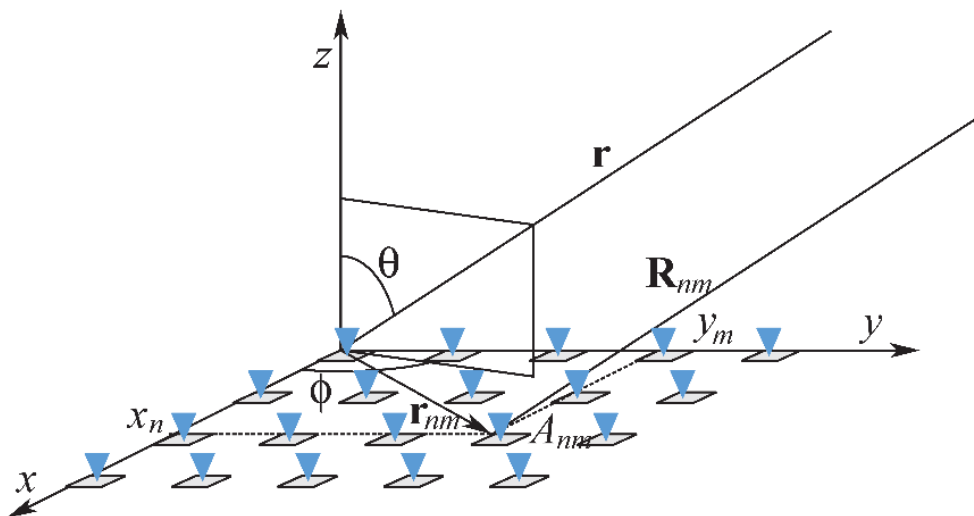


Fig. 2.6 Gjeometria e një array planar

Avantazhet e array planar:

- Mundësia e paraqitjes së rrezes në dy rrafshe

Disavantazhet e array planar:

- Shfazues në numër tepër të lartë
- Kosto e lartë

### 2.3 ARRAY TE FAZUAR

Ashtu si e kemi përmendur edhe në shpjegimin e përgjithshëm që i është bërë antenave array në fillim të këtij kapitulli, këto antena janë ndër më të sukseshmet për faktin se elementët përbërës të tyre kanë fuqi, direktivitet dhe performancë individuale e cila mblidhet me atë të elementëve të tjerë dhe në këtë mënyrë formohet sinjali i antenës array. Në përdorimet wireless këto antena janë më të përdorurat.

Deri tani kemi bërë një përmbledhje të tipeve të antenave të tillë si ajo array linear dhe array planar. Një tip tjetër antene array është array i fazuar [44]. Ajo që i bën këto antena mjaft të pëlqyera është fakti se pa nevojën e lëvizjes fizike të antenës mund të ndryshohet forma dhe modeli i rrezatimit të saj. Duke u nisur edhe nga emri i saj jepet karakteristika që e bën atë të veçantë, ndryshimi i fazës së transmetimit. Kjo arrihet duke i transmetuar të gjithë elementëve përbërës të antenës sinjal me frekuencë të njëjtë por me një fazë diferencë midis tyre, si në Fig. 2.7. Duke qënë se faza do të jetë e ndryshme për çdo element, llogaritja e saj në mënyrë që të arrijnë në formimin e beam të dëshiruar përfshin llogaritje komplekse matematikore të cilat realizohen nëpërmjet sistemeve kompjuterike.

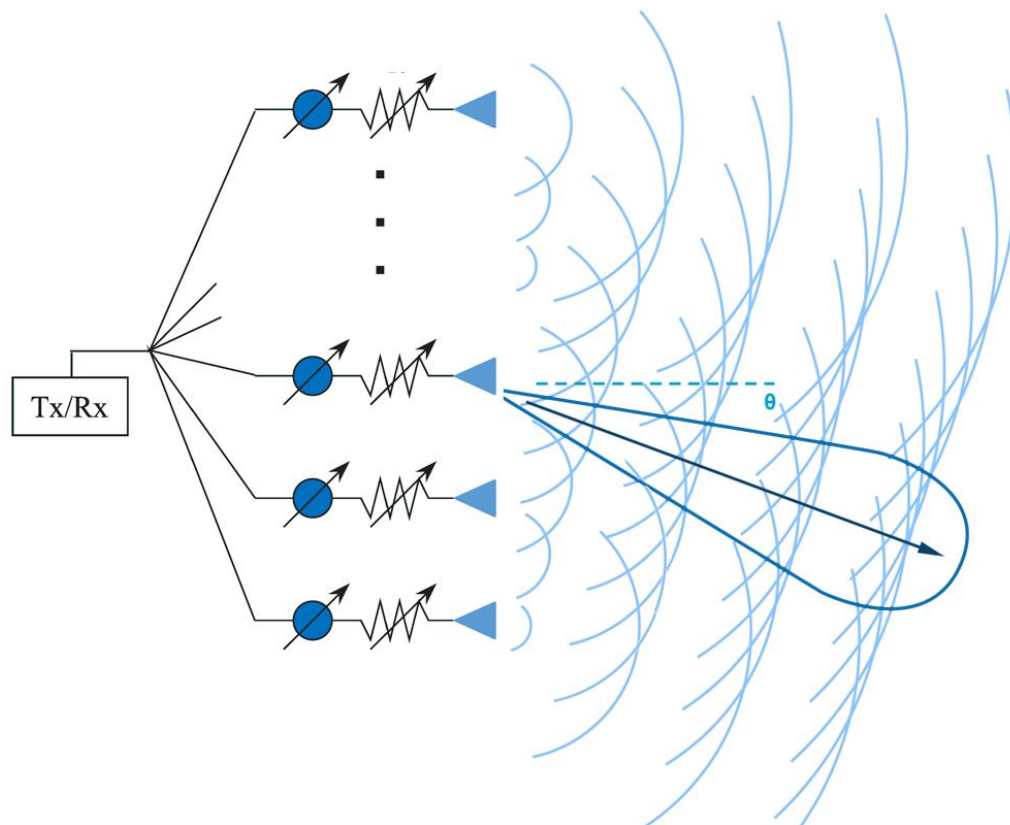


Fig. 2.7 Array të fazuar dhe formimi i modelit të rrezatimit

Si pasojë e ndryshimit në fazë do të kemi interferencë midis sinjaleve. Megjithëse kur i referohemi termit interferencë shpesh e lidhim me konotacion negativ, interferenca në këtë rast është konstruktive në drejtime të dëshiruara dhe destruktive në të gjitha drejtimet e tjera [45].

Elementët përbërës të antenës array të fazuar mund të shkojnë nga dy deri në qindra të tillë. Kjo antenë është një zgjidhje shumë e mirë për aplikacionet mmWave dhe WiFi 5G për vetë faktin se është mirë që kjo antenë të përdoret në aplikacione me frekuencë të lartë.

#### Tipet e antenave array të fazuara:

- DBF (Digital Beam Forming)
- HBF (Hybrid Beam Forming)
- PESA (Passive Electronically Steered Array)
- AESA (Active Electronically Steered Array)

Tipologjitë e antenna array të përmendura më sipër, janë llojet më gjerësisht të përdorura dhe analizuar në literaturën shkencore. Sigurisht që ekzistojnë edhe tipe të tjera të cilat lindin si kombinime të tyre apo edhe me modifikime të ndryshme, por ne do të trajtojmë në këtë punim vetëm katër bazat e mësipërme. Këto tipe array mund të shihen si gjenerata e parë e antenave array të fazuara dhe kanë pasur përdorim të gjërë në fushën ushtarake dhe aplikacionet komerciale.

DBF (Digital Beam Forming) janë array të fazuar që kanë marrës dixhital të lidhur me çdo element të antenës. Duke qenë se sinjali dixhitalizohet në çdo element antene nga marrësi, beam-et e antenës mund të formohen në mënyrë dixhitale në një Field Programmable Gate Array (FPGA).

HBF (Hybrid Beam Forming) janë array të fazuar të cilët mund të shihen si një kombinim i PESA dhe AESA [46] dhe të paraqitura në formë skematike si në Fig. 2.8. HBF ka si karakteristikë të saj përdorimin e nënvargjeve të antenave (antena të përbëra nga dy apo më shumë elementë) të cilët lidhen me njëri-tjetrin por që kanë transmetues të ndarë. Array total jepet si kombinim i këtyre nënparaqitjeve. Karakteristikë e saj është fakti se nënvargje të ndryshme krijojnë mundësinë të bëhen beam-e të njëkohëshme.

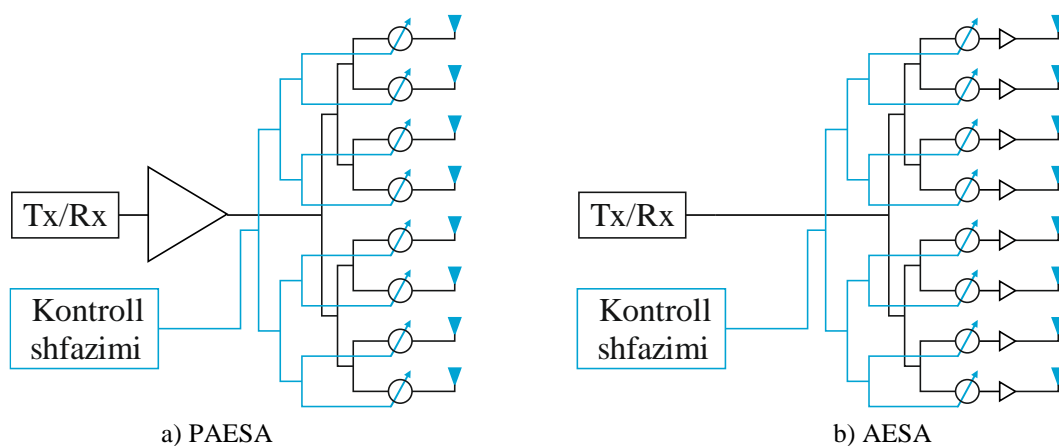


Fig. 2.8 Paraqitje skematike e konfigurimit a) PAESA dhe b) AESA



PESA (Passive Electronically Steered Array) është pjesë përbërëse e tipeve të antenave të fazuara. Ato përdorin një transmetues të vetëm për të gjithë elementët përbërës të antenës, çdo element antene ka një ndryshues faze i cili ndryshon fazën e sinjalit ashtu siç e kërkon antena për të rregulluar beam [47], [48].

PESA janë përdorur ndër vite për aplikacione ushtarake. Në fakt krijimi i tyre lidhet me përdorimin në sistemin e radarëve. Tani përdoren jo vetëm në qëllimin e tyre fillestar por kanë përdorim të gjërë në broadcasting, në komunikimet e sondës hapësinore, kërkimet në lidhje me motin, optikë etj.

AESA (Active Electronically Steered Array) bëjnë të mundur që beam të drejtohet elektronikisht duke kontrolluar fazën e valëve radio të transmetura e të marra nga çdo element i shumfishtë rrezatues. Pa pasur nevojën e lëvizjes fizike të antenës në mënyrë elektronike array i fazuar drejton sinjalin e beam-it në drejtimin e dëshiruar. Në këtë rast kemi të bëjmë me një varg antenash array të vogla, secila me një ushqyes të ndarë.

### 2.3.1 Array të fazuar pjesa analitike

Tek antenat array të fazuar është me rëndësi të bëhet përzgjedhja e vlerës së shfazimit të elementëve për të pasur një maksimum direktiviteti në një drejtim të dëshiruar[28]. Për array të përgjithshëm, faktori i array jepet si në ekuacionin e mëposhtëm:

$$AF(\theta) = c \sum_n a_n e^{j(kz_n \cos \theta + \beta_n)} \quad (2.1)$$

Ku  $c$  është një vlerë normalizimi.

Nëse të gjithë eksponencialet në shumën e cila krijohet nga mbledhja në fazë ndërmjet elementëve arrihet të merret maksimumi i këtij faktori. Kjo ndodh për  $\theta_0$ , për të cilën kemi  $kz_n \cos \theta_0 + \beta_n = 0$ , për çdo  $n=0, \dots, N-1$

N.q.s duam që në drejtimin  $\theta_0$  të kemi drejtimin e rrezatimit maksimal duhet të zgjedhim fazat e ushqimit sipas ligjit të mëposhtëm (2.2)

$$\beta_n = -kz_n \cos \theta_0$$

I cili sjell:

$$AF(\theta) = c \sum_n a_n e^{jkz_n (\cos \theta - \cos \theta_0)} \quad (2.2)$$

Për array të barazlarguar ( $z_n=d_n$ ) dhe me fazë lineare ( $\beta_n=\alpha_n$ ) ekuacioni 2.2 thjeshtohet në:

$$\alpha = -kd \cos \theta_0 \quad (2.3)$$

Nëse duam të llogarisim gjerësinë e modelit të rrezatimit do të na vijë në ndihmë formula:

$$\frac{N}{2} \left( kd \left( \cos(\theta_0 \pm \theta_{HP_2}) - \cos(\theta_0) \right) \right) = 1.39 \quad (2.4)$$

Duke qenë se  $\theta_{HP_2}$  gjysmë këndi i gjerësisë së lobit (gjysma e këndit me 3dB) mund të marrim:

$$\cos(\theta_0 \pm \theta_{HP_2}) = \frac{1.39\lambda}{\pi Nd} + \cos(\theta_0) \quad (2.5)$$

$$\theta_{HP_2} = \theta_0 \pm \arccos \left( \frac{1.39\lambda}{\pi Nd} + \cos(\theta_0) \right) \quad (2.6)$$

Për raste të tilla kur array është i përbërë nga një numër shumë i madh elementesh ( $N \gg 1$ ) është e mundur të realizohen disa thjeshtime. Duke përdorur zhvillimin në seri të Taylor në  $x$  të funksionit  $\arccos(\cos(\alpha) + x)$  mund ta llogarisim dhe del si më poshtë:

$$\arccos(\cos(\alpha) + x) = \alpha - \frac{1}{\sin \alpha} x + O(x^2) \quad (2.7)$$

në hipotezën e array të madh mund ta ndalojmë zhvillimin në seri në termin e rendit të parë dhe të marrim:

$$\theta_{HP_2} = \frac{1}{\sin(\theta_0)} \left( \frac{1.39\lambda}{\pi Nd} \right) \quad (2.8)$$

Nga këtu arrijmë të marrim array të fazuar nëse faza me të cilën elementët ushqehen nuk është konstante por vendoset gjatë projektimit dhe për rrjedhojë mund të ndryshohet gjatë përdorimit të antenës.

Shfazuesit që mund të përdoren janë ata me kontroll mekanik dhe tipi i dytë janë ata që kontrollohen elektronikisht. Shfazuesit me kontroll mekanik janë ata që janë përdorur në fillim ndërsa evoluimi ka sjellë krijimin e shfazuesve elektronik. Nëse përdoren shfazues me kontroll elektronik marrim ndryshim të drejtimit të rrezatimit në çdo kohë. Duke shmangur pjesët mekanike të cilat kanë peshë të konsiderueshme marrim një array të përmirësuar estetikisht, me peshë më të ulët, rezistencë më të madhe ndaj kushteve të motit dhe elementë të tjerë të cilën na çojnë drejt një sistemi më të qëndrueshëm.

Nëse kemi rrjet ushqimi të projektuar pikërisht për antenën specifike arrijmë të marrim disa drejtime të rrezatimit maksimal, pra mundësinë e rrezatimit njëkohësisht në më shumë se një drejtim [28].

Fig. 2.9 na paraqet me  $\beta_n^{(0)} = -kz_n \cos \theta_0$  e  $\beta_n^{(1)} = -kz_n \cos \theta_1$ . Këto përbëjnë fazat që i duhen dhënë elementëve në transmetim e në marrje për të patur maksimumin e direktivitetit të faktorit të array në drejtimin  $\theta_0$  dhe  $\theta_1$ . Në Fig. 2.9 Faktori i array për faza të ndryshme (Numri i elementëve  $N=20$ ).

Për të marrë në mënyre alternative nga të dy drejtimet  $\theta_0$  dhe  $\theta_1$ , është e domosdoshme të vendosen shfazuesit në marrje në mënyrë alternative në dy grupet e shfazimit të përmendura më lartë.

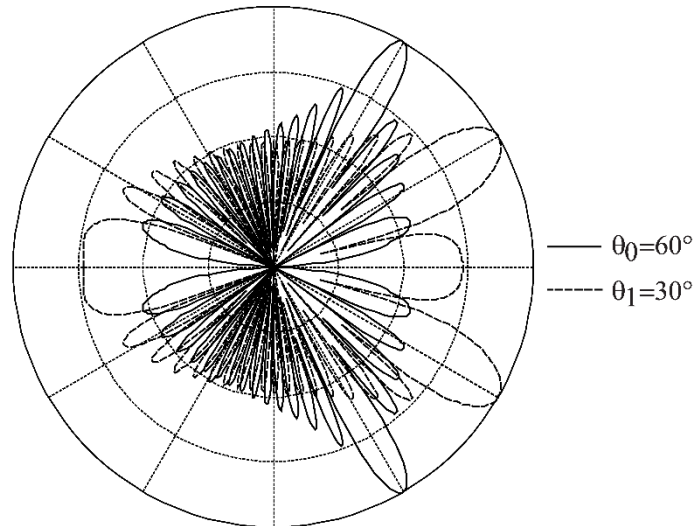


Fig. 2.9 Faktori i array për faza të ndryshme (Numri i elementëve  $N=20$ )

Diagarama e dëshiruar e rrezatimit krijohet nga sinjalet e mbledhura përpara kalimi tek marrësi. Maksimumin e diagramës me drejtim  $\theta_0$  e marrim nga fazat  $\beta_n^{(0)}$ , ndërsa nga drejtimi  $\theta_1$  marrim sinjal me një nga lobet dytësore. Ndërsa diagramën me drejtim  $\theta_1$  arrijmë ta marrim nga shfazimet  $\beta_n^{(1)}$ . Ky sinjal mblidhet në fazë në marrës në të cilin gjejmë maksimumin e diagramës së direktivitetit ndërkohë që e kundërta ndodh me këndin  $\theta_0$  i cili mblidhet jo në fazë, si në Fig. 2.10.

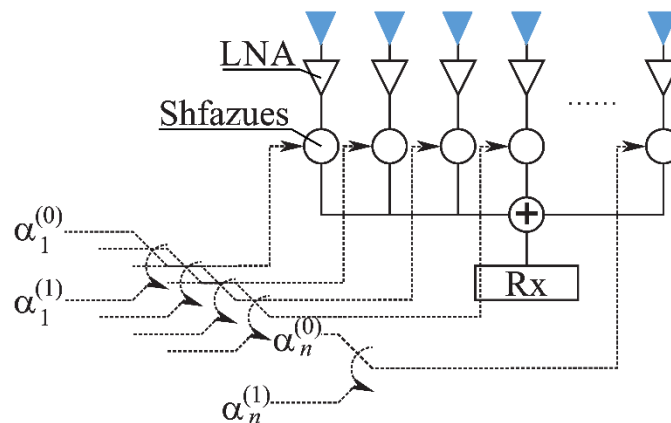


Fig. 2.10 Skica e rrjetit në marrje për një array të fazuar

Pavarësisht nga sa thamë më sipër ekziston një mundësi që sinjali të merret njëkohësisht nga të dy drejtimet në rast se kemi rrjet ushqyes të ndërtuar enkas për këtë rast. Për ta

arritur këtë duhen përpjestues fuqie dhe një seri shfazuesish. Një paraqitje të saj e kemi të dhënë në Fig. 2.11.

Sinjali ndahet në dy rrjeta marrëse. Kjo ndarje bëhet e mundur nga përpjestuesit e fuqisë. Dallimi midis këtyre rrjetave është fakti se njëra punon me shfazim të fiksuar dhe merr sinjal nga drejtimi  $\theta_0$ . E kundërta ndodh në drejtimin  $\theta_1$  ku rrjeti punon me shfazim të fiksuar.

Elementi pozitiv që shohim në këtë mënyrë ndërtimi është fakti se marrim dy drejtime duke përdorur një array të vetëm. Sigurisht që shoqërohet dhe nga disavantazhe ku më kryesori është fakti se për tu ndarë ky sinjal në dy apo më shumë rrjeta duhen domosdoshmërisht marrës antena të aftë të punojnë me një sinjal me zhurmë më të vogël për të njëjtën fuqi totale në marrje. Këto antena arrijnë përmasa mjaft të mëdha.

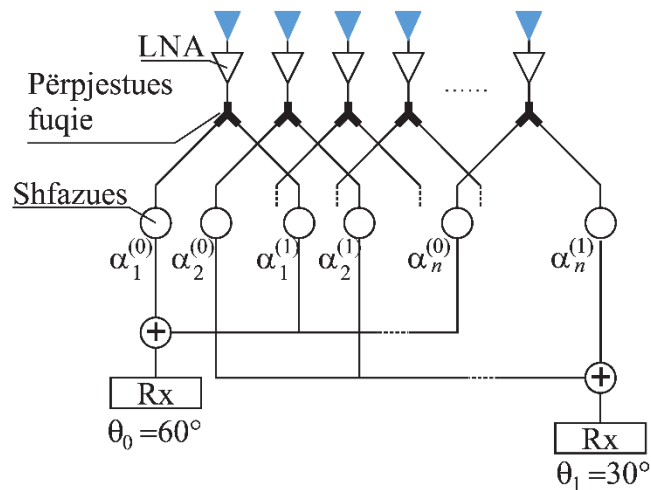


Fig. 2.11 Rrjeti në marrje për një array Multi-beam

## 2.4 TEKNIKA PËR PROJEKTIMIN E ANTENAVE ARRAY

Qëllimi kryesor që ekziston në përdorimin e antenave array është fakti se sistemi duhet të krijojë një model rrezatimi sa më të ngjashëm me modelin e parë të përcaktuar dhe të dëshiruar.

Ky model bazohet tek përcaktimi i elementit të nxitjes dhe gjeometria e rrjetës.

Problemi kryesor që haset në analizën e modelit array lidhet me gjetjen, për modelin e dëshiruar të rrezatimit, të një vektori peshimi të përshtatshëm. Megjithatë me zhvillimet e ndryshme teknologjike nuk mungojnë as teknikat efikase për sintezën e modelit të energjisë për antena array lineare, planare, array skanues apo të konfigurueshëm.

Duke qënë më të lehta në përdorim studimi ka filluar me antenat lineare me elementë identikë dhe hapësirë të njëjtë ndërmjet elementëve. Për këtë ka teknika e metoda të ndryshme që kanë si qëllim dhe arrijnë në rezultate konkrete në uljen e lobeve anësore. Ndër to mund të përmendim metodën Dolph-Chebyshev dhe metodën Taylor [53].

Dolph adresoi problemin e lobeve anësore të poshtme duke realizuar transformime të përshtatshme të variablave për të lidhur sjelljen e polinomeve Chebyshev me nivelet e lobit anësor të array. Megjithatë, disavantazhi kryesor i kësaj metode pra raporti i rrymave të jashtme në ato qendrore i cili mund të jetë i lartë dhe i vështirë për tu zbatuar ka bërë që Chebyshev të mos gjejë përdorim të gjerë. Megjithë kufizimet në përdorim kjo metodë ka qënë fillesa nga ku nisi nxitja për derivimin e shpërndarjes së Taylor.

Pra nëse kemi elementë të të njëjtit lloj, distancë të njëjtë midis tyre me anë të metodës Dolph-Chebyshev mund të japim rezultatin më të mirë në lidhje me lobet anësore apo lobet dytësore. Kjo metodë na paraqet me zgjerimin e lobit kryesor si rrjedhojë e zvogëlimit të lobeve dytësore. Kjo ndodh pasi e njëjta energji e rrezatuar në fillim pa përdorimin e kësaj teknike do të shpërndahet më shumë në lobet anësore të cilat rrisin amplitudën duke ngushtuar lobin kryesor. Kjo metodë energjinë që nuk rrezatohet më prej lobeve anësore e kalon tek lobi kryesor, gjë e cila sjell zgjerimin e tij. [28].

Ka edhe ekstremitete në lidhje me sa thamë më sipër. Përmendim array Binominal pra rasti pa lobe anësore dhe me lobe dytësore me amplitudë të njëjtë maksimale. Array jo uniform me amplitudë ushqimi më të larta në periferi dhe më të ulët tek elementët qendror kanë një nivel të lobeve dytësore akoma më të keq, derisa në limit, të gjithë elementët kanë ushqim me amplitudë zero përveçse elementit të parë dhe atij të fundit, edhe n.q.s. faza është e njëjtë, të gjithë lobet kanë amplitudë ekzaktësisht të njëjtë.

Një metodë tjetër është studiuar dhe zhvilluar nga Villeneuve [54]. Kjo teknikë është për antena array lineare dhe shihet si vijimësi e modelit të Taylor. Ajo bën të mundur shmangien e diskretizimit të shpërndarjes së vazhdueshme të Taylor.

Shumë teknika nga të lartpërmendurat u zhvilluan duke pasur si model pencil beams [55]. Megjithatë kërkesa nuk është vetëm për këtë model rreze por edhe për forma beam me konture arbitrare. Teknika Woodward njihet për realizimin e kërkesave të tilla. Ajo funksionon duke “imituar” le të themi blloqet e ndërtimit për array linear me amplituda uniforme dhe shpërndarjet e fazës progressive lineare. Format e modelit do të varen nga madhësia e hapjes, numri dhe hapësira midis elementëve. Në mënyrë që kulmi i çdo beam bie në null-et e të gjithë beam-eve të tjerë këto array kanë beam të skanuar në kënde të dryshme. Beam të tilla janë ortogonale. Është kulmi i çdo beam i cili rregullohet që të përkohet me formën e beam-it të modelit të dëshiruar. Gypat në model do të ndodhin sepse të gjitha lobet anësore të beam-eve individuale kontribuojnë midis pikave të mostrës si dhe jashtë rajonit të beam-it të formuar [28]. Kjo është edhe metoda e përzgjedhur në lidhje me tekniken e ON/OFF që do ta përdorin me një array lineare me 12 elementë të njëjtë dhe me distanca uniforme midis tyre.

Problemi i sintezës së antenave array konsideron gjeometrinë arbitrare të antenave array dhe mund të shihet si një problem optimizimi i përgjithshëm, ku kërkohen vlera optimale e elementit kompleks të nxitjes për të marrë një model të specifikuar rrezatimi. Optimizimi mund të përfshijë disa kufizime shtesë, të tilla si maksimizimi i direktivitetit, minimizimi i lobeve anësore, minimizimin e modelit ndër-polar, kontrollin e rrezatimit të

fushës së afërt etj. Modeli i rrezatimit mund të përcaktohet vetëm në amplitudë ose në amplitudë dhe në fazë bashkë. Përcaktimi vetëm në amplitudë ka më shumë kompleksitet por është dhe më tërheqës për faktin se është problem jolinear.

Model tjetër i zhvilluar për array konformal është ajo e Botha dhe McNamara [56]. Kjo metodë kombinon shumë mirë efektet e polarizimit dhe të elementëve të modeleve në prani të sipërfaqes së operimit. Kjo teknikë shfytëzon metodën e parashikimeve së bashku me vlerësimet e nxitjes maksimale.

Një teknikë e sintezës së modelit për një antenë konformale në një cilindër paraqitet në metodën e parashikimeve alternative [57]. Metoda përfshin efektin e bashkimit të ndërsjellë në procesin e sintezës.

Një tjetër kërkues Vaskelainen [58] jep mundësinë e një mjeti për korrigjim përsëritës të peshave. Gabimi i optimizimit në drejtime të ndryshme bëhet i mundur të kontrollohet me identifikimin e peshave të gabuara në katrorin e gabimit më të vogël LMS (Least Mean Square). Duke bërë kontrollet e vazhdueshme të peshave të gabuara shoqëruar me korrigjimet e tyre bëhet i mundur kontrolli përsëritës i vlerave të gabuara.

Teknikat më të përdorura të optimizimit global përfshijnë algoritmin gjenetik (GA) dhe PSO (particle swarm optimization).

Teknika e algoritmit gjenetik bazohet në një kombinim të GA dhe metodës Schellkunoff [59] për të gjetur rrënjët e polinomit të Schellkunoff dhe për të marrë nxitjen komplekse për një model rrezatimi të dhënë dhe të realizueshëm, të specifikuar nga null-e të ndryshme dhe pika të tjera.

Në teknikën PSO, GA përdoret për të ndryshuar amplitudën, e cila shfaqet në formë komplekse, për secilin element të array deri në arritjen e modelit të dëshiruar të rrezatimit. Në këtë metodë studiohet problemi më kritik i sintezës së një grupi planar, i cili ka një hapësirë zgjidhje shumë të madhe. Në mënyrë që të arrihet modeli i dëshiruar i rrezatimit në antenat e grupit planar bëhet ndryshimi i drejtpërdrejt i fazës dhe amplitudës së secilit element të grupit, kjo realizohet nga GA.

GA për sintezën e modelit të vargjeve arbitrare të propozuar është e thjeshtë dhe fleksibile. Qasja shmang kodimin/dekodimin dhe përdor gjenetikën dhjetore operacione që kanë të bëjnë drejtpërdrejt me vektorë të peshave komplekse dhe reale. Në këtë mënyrë kufizimet në faza dhe madhësitë e koeficientëve kompleks mund të imponohen lehtësisht për zbatimin praktik të ndërruesve të fazës dixhitale.

Nëse marrim një rast tjetër problematik, pra ai i cili lidhet me dizenjimin e një grupi të rikonfigurueshëm dual-beam array me kontroll vetëm të fazës [60]. Mund të përdorim PSO zgjidhjen. Ekzistojnë në dy mënyra.

- Së pari, PSO optimizon koeficientët Woodward-Lawson.
- Së dyti, PSO optimizon amplitudat dhe fazat e elementit të nxitjes.

Në këtë punim është zgjedhur modeli Woodward-Lawson sepse është shumë më i drejtpërdrejtë si nga ana konceptuale ashtu edhe në praktikë. Kjo metodë do të përshkruhet në mënyrë më të detajuar në vazhdim të këtij kapitulli.

#### 2.4.1 Metoda Woodward – Lawson

Ashtu siç edhe e lartpërmendëm metoda e cila është përzgjedhur në këtë punim është metoda e mirënjohur Woodward-Lawson. Qëllimi dhe ajo që synohet të arrihet është ndërtimi i një faktor grupi që të përafrojë sa më shumë që të jetë e mundur maskën e përzgjedhur që në fillim të prezantimi të problemit [6].

Një çështje e cila mund të kërkojë zgjidhje është që të arrijmë të kemi një rrezatim të përqëndruar në një zone të caktuar në hapësirë duke minimizuar rrezatimin jashtë kësaj zone të caktuar. Pra kërkohet të merret një lob kryesor i FA i cili të plotësojë kushtin kryesor për të cilën kjo metodë po aplikohet pra ti përafrohet një maske të caktuar, si në Fig. 2.12. Shohim se është e barabartë me 1 për  $|\theta - \pi/2| < \pi/6$  dhe zero jashtë këtij intervali.

Nëse për lehtësi kemi krijimin e një antene array me vetëm dy elementë të cilët kanë një distancë ndërmjet njëri-tjetrit prej  $\lambda/2$  japin si faktor grupi linjën me ndërprerje në Fig. 2.12. Kemi një rënie prej  $-3dB$  në linjën horizontale prej  $1/\sqrt{2}$ . Arritëm të përfitonim një FA me gjerësi lobi prej  $-3dB$  e cila përkon me gjerësinë këndore të maskës ( $\pi/3$ ) [28].

Duke qënë se maska që ne dëshirojmë të arrihet mund të jetë me formë të shumëllojshme jo vetëm si ato tradicionale pra drejtkëndore, kjo teknikë është e përshtatshme. Me anë të saj do të arrijmë të përftojmë një faktor grupit me formë çfardo.

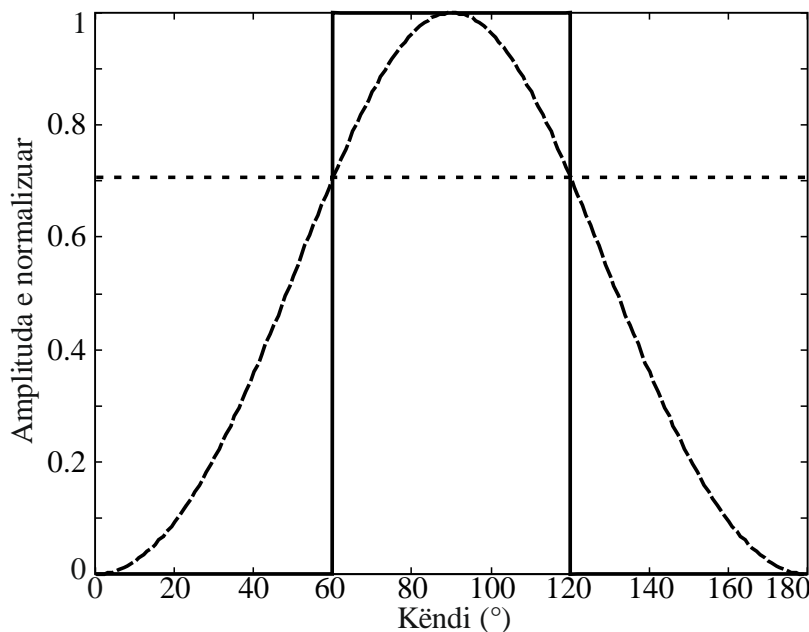


Fig. 2.12 Maska e dëshiruar për faktorin e grupit dhe përafrimi me vetëm dy element

Teknika e Woodward-Lawson bazohet në dy hipoteza thelbësore:

- Do të paraqesi në formën e një funksioni linear formulën e cila jep faktorin e grupit duke u nisur nga ushqimi i elementëve.
- Mund të arrijmë në ndryshimin e rrezatimit maksimal të faktorit të grupit edhe duke vepruar vetëm në fazën e një grupi elementësh me ushqim uniform.

Nga sa thamë më sipër është e mundur që array real të shihet si një mbivendosje e disa array virtual. Këto mbivendosje janë të pavaruara. Në Fig. 2.13 [28] është marrë në shqyrtim një array real, ku çdo element ushqehet sipas formulës  $I_n = a_n e^{j\beta n}$ . Mund ta shohim si një mbivendosje të tre array virtual, identik nga ana gjeometike, të vendosur në hapësirë. Ato karakterizohen nga ushqimet  $I_n^{(j)}$ ,  $j = 1, 2, 3$  e tillë që  $I_n = I_n^{(1)} + I_n^{(2)} + I_n^{(3)}$ ,  $n = 0, \dots, N - 1$ .

Nëse arrijmë të zgjedhim një set array virtual të cilët kanë maksimumet e rrezatimit secili në drejtime të ndryshme mund të arrijmë që maksimumet e rrezatimit të jenë në drejtime të ndryshme dhe që null-et e rrezatimit të secilit array të jenë në të njëjtat drejtime ku array-t e tjerë kanë maksimumet e tyre.

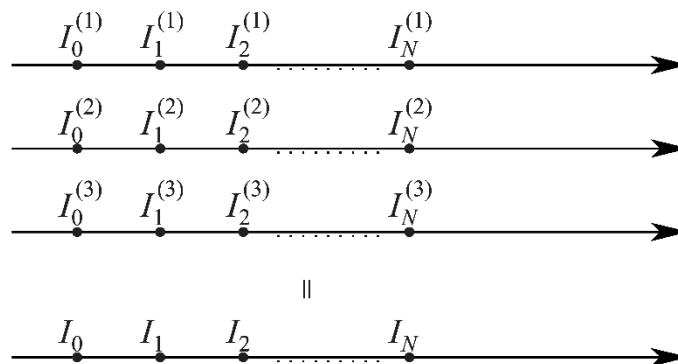


Fig. 2.13 Ushqimi i një array real i parë si një mbivendosje e tre array virtual [28]

Faktori i grupit total do të varet vetëm nga array virtual që në atë drejtim ka maksimumin e tij, sigurisht në një drejtim të përcaktuar. Nëse përzgjidhen me kujdes dhe në mënyrë inteligjente edhe ushqimet e array virtual do të ekzistojë mundësia që të marim në atë drejtim një amplitudë rrezatimi si ajo e kërkuar nga maska e rrezatimit. Faktori i grupit të dëshiruar shihet si një mbivendosje e të gjithë array virtual që e përbëjnë atë. Po ashtu mund të paraqitet edhe në formën e një interpolimi të faktorit të grupit virtual.

Paraqitja e faktorit të grupit në një bazë array virtual (ortogonal midis tyre) dhe projektimi i faktorit të grupit në këtë bazë na jep procedurën e mësipërme.

Ekuacioni i poshtëshënuar na jep faktorin e array virtual. Bazohemi në faktin se ushqimi është uniform dhe me fazë lineare. Po qendra e sistemit të koordinatave është marrë në qendër të grupit.



$$AF_m(\theta) = \frac{\sin\left((N-1)\frac{kd}{2}(\cos\theta - \cos\theta_m)\right)}{(N-1)\sin\left(\frac{kd}{2}(\cos\theta - \cos\theta_m)\right)} \quad (2.9)$$

$N$  - numri i elementëve

$\theta_m$  - drejtimet e rrezatimit maksimal, me  $m = -M, \dots, M$ .

Për  $N$  çift atëherë  $M = N/2$  në të kundërt  $M = (N-1)/2$ .

drejtimet e rrezatimit maksimal sigurisht nuk mund të zgjidhen çfardo por duhet të jenë të tilla që  $AF_m(\theta_m) = 1$  dhe  $AF_{n \neq m}(\theta_m) = 0$ . Në mënyrë që ky kusht të plotësohet duhet që:

$$\cos(\theta_m) = \frac{m}{N-1} \frac{2\pi}{kd} \quad (2.10)$$

Në varësi të  $d$  do të themi nëse ekuacioni do të ketë apo jo zgjidhje. Në mënyrë që zgjidhja të ekzistojë marrim  $N$  si një numër tek dhe  $d = \lambda/2$ . Me këto supozime marrim:

$$\theta_m = \arccos\left(m \frac{2}{N-1}\right) \quad (2.11)$$

Duke qenë  $m = -M, \dots, M$  kemi që argumenti i arco-sinusit ndryshon brenda intervalit -1 dhe 1, duke përfshirë dhe ekstremet. Në Fig. 2.14 shohim se maksimumi i një array përputhet me zerot e array-ve të tjerë ku jepet faktori array virtual me  $N = 11$  elementë.

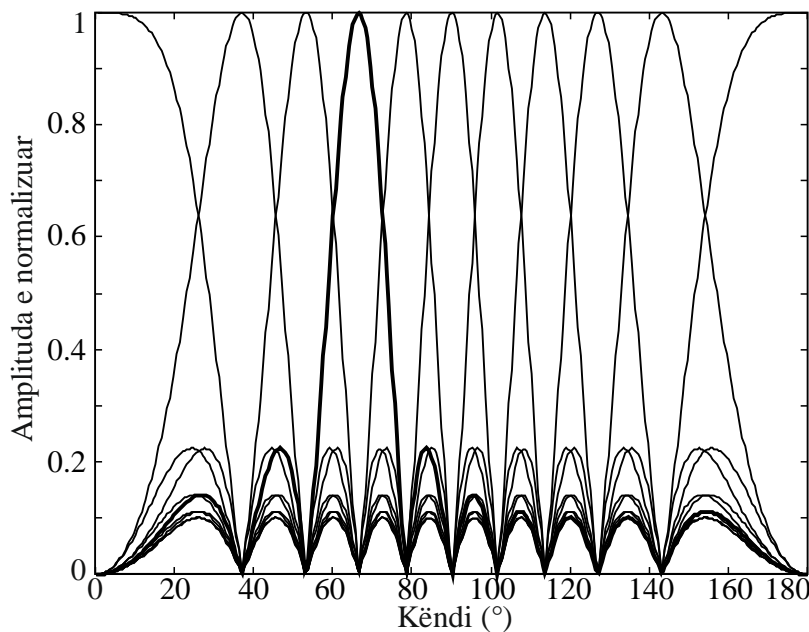


Fig. 2.14 Faktori i grupit për  $N = 11$  array virtual

Nëse japim ushqimin e elementëve uniform në amplitudë, për çdo array virtual si  $I_n^{(m)} = a^{(m)} e^{-jnkdcos(\theta_m)}$  atëherë themi se faktori i grupit real jepet si mbivendosje e atyre virtual. Kjo mbivendosje na jep ekuacionet e mëposhtme nga ku shohim se faktori i array virtual  $m$  është i vetmi që është i ndryshëm nga zero në  $\theta_m$ .

$$AF(\theta) = \sum_{m=-M}^M a^{(m)} \frac{\sin\left((N-1)\frac{kd}{2}(\cos\theta - \cos\theta_m)\right)}{(N-1)\sin\left(\frac{kd}{2}(\cos\theta - \cos\theta_m)\right)} \quad (2.12)$$

dhe gjithashtu kemi:

$$AF(\theta_m) = a^{(m)} \quad (2.13)$$

Nëpërmjet përdorimit të MatLab me metodën Woodward-Lawson për një antenë me  $N=11$  elementë do të kemi një maskë të paraqitur si në Fig. 2.15. Vlerat e  $\theta_m$  i paraqesim të afishuara në rreshtin e parë të Tab. 2.1. Në rreshtin më poshtë jepen vlerat e kampionëve të maskës. Po të kampionojmë maskën e dëshiruar në  $\theta_m$  marrim ushqimin e array-ve virtual  $a^{(m)}$ .

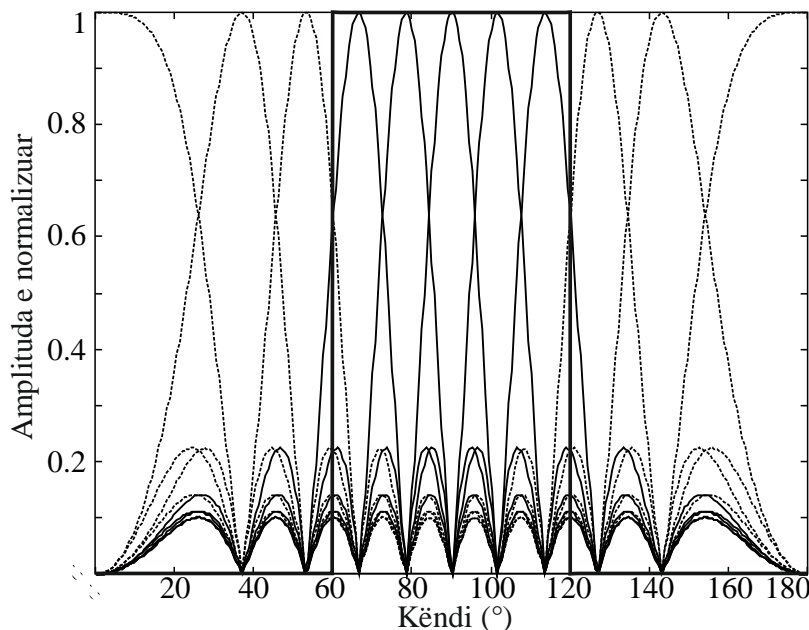


Fig. 2.15 Array virtual të marrë në analize ( $a_m = 1$ , linjat e vazhduar)

Në Fig. 2.15 jepet grafiki i cilët array virtual përdoren efektivisht ( $a^{(m)} = 1$ , linja e vazhduar) dhe cilët jo. Është e rëndësishme të vëmë re se si array virtual i parë ( $m = -M$ ) dhe ai i fundit ( $m = M$ ) përpunohen duke qënë të dy End-Fire.

Për të identifikuar se cilët array virtual përdoren efektivisht dhe cilët jo jepet një paraqitje grafike në Fig. 2.15. Array virtual përdoren efektivisht  $a^{(m)} = 1$ , linja e vazhduar dhe array

virtual që nuk përdoren efektisht linja e ndërprerë. Array virtual i parë ( $m = -M$ ) dhe ai i fundit ( $m = M$ ) përputhen meqëse janë të dy End-Fire.

Tab. 2.1 Vlerat e kampionëve të maskës [28]

|             |       |       |       |       |       |
|-------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $m$         | -5    | -4    | -3    | -2    | -1    |
| $\theta_m$  | 3.141 | 2.498 | 2.214 | 1.982 | 1.772 |
| $\alpha(m)$ | 0     | 0     | 0     | 1     | 1     |
| $m$         | 0     |       |       |       |       |
| $\theta_m$  | 1.570 |       |       |       |       |
| $\alpha(m)$ | 1     |       |       |       |       |
| $m$         | 1     | 2     | 3     | 4     | 5     |
| $\theta_m$  | 1.369 | 1.159 | 2.214 | 0.643 | 0     |
| $\alpha(m)$ | 1     | 1     | 0     | 0     | 0     |

Nga përpunimi i ekuacionit (2.12) arrijmë të marrim ushqimin e array real:

$$\begin{aligned}
 AF(\theta) &= \sum_{m=-M}^M a^{(m)} \frac{\sin\left((N-1)\frac{kd}{2}(\cos\theta - \cos\theta_m)\right)}{(N-1)\sin\left(\frac{kd}{2}(\cos\theta - \cos\theta_m)\right)} \\
 &= \sum_{m=-M}^M a^{(m)} \sum_{n=-M}^M e^{jnk d(\cos\theta - \cos\theta_m)} \\
 &= \sum_{n=-M}^M \sum_{m=-M}^M a^{(m)} e^{jnk d \cos\theta} e^{-jnk d \cos\theta_m} \\
 &= \sum_{n=-M}^M I_n e^{jnk d \cos\theta}
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

Ku kemi vënë si ushqim të array-t të projektuar formulën përkatëse në varësi të numrit të elementëve n:

për  $n \in \left[-\frac{N}{2}, \frac{N}{2}\right]$  për çift ose  $n \in \left[-\frac{N-1}{2}, \frac{N-1}{2}\right]$  për  $n$  tek.

Pra:  $n = -M, -M+1, \dots, 0, \dots, M-1, M$ .

$$I_n = \sum_{m=-M}^M a^{(m)} e^{-jnk d \cos\theta_m} = \sum_{m=-M}^M a^{(m)} e^{-j\frac{2\pi nm}{N-1}} \tag{2.15}$$

Në lidhje me shembullin e mësipërm në Tab. 2.2 jepen të përmbledhura amplitudat  $I_n$  të ushqimit të elementëve përbërës të array. Po në lidhje me faktorin e grupit të ndërtuar me këtë mënyrë ushqimi, duhet të përmendim faktin se ky faktor grupi interpolon maskën, por nuk ka një vlerë maksimale të normalizuar një njësi. Për referencë e shohim të paraqitur në Fig. 2.16.

Tab. 2.2 Amplitudat  $I_n$  të ushqimit të elementeve të projektuar [28]

|       |       |       |        |       |       |
|-------|-------|-------|--------|-------|-------|
| $n$   | -5    | -4    | -3     | -2    | -1    |
| $I_n$ | 0.091 | 0.000 | -0.112 | 0.000 | 0.294 |
| $n$   | 0     |       |        |       |       |
| $I_n$ | 0.454 |       |        |       |       |
| $n$   | 1     | 2     | 3      | 4     | 5     |
| $I_n$ | 0.294 | 0.000 | -0.112 | 0.000 | 0.091 |

Përkatesisht në Fig. 2.17 dhe në Fig. 2.18 jepet faktori i grupit i projektuar sipas kësaj teknike i parë në koordinata polare dhe në tre dimensione.

Me rritjen e numrit të elementëve  $N$  sigurisht që ndryshon forma e faktorit të grupit të projektuar me këtë teknikë. Këtë e shohim më mirë në Fig. 2.19. Vëmë re se me rritjen e numrit  $N$  i afrohem gjithnjë e më shumë modelit të rrezatimit të dëshiruar. Pra rritja e elementëve në përdorim do të na çojë drejt maskës së dëshiruar.

Ky koncept është shumë pranë serisë Fourier (seri e dhënë në formën e një funksioni periodik i përbërë nga sinuse të cilët kombinohen dhe lidhen në mënyrë harmonike sipas një përmbledhje të ponderuar). Shkruajmë serinë Fourier për një funksion periodik, ku perioda e funksionit është maska e dëshiruar për grupin dhe e ndalojmë zhvillimin në  $N$  termat e parë. Do të shohim se shuma e serisë Fouries përputhet me faktorin e grupit të projektuar me teknikën W-L.

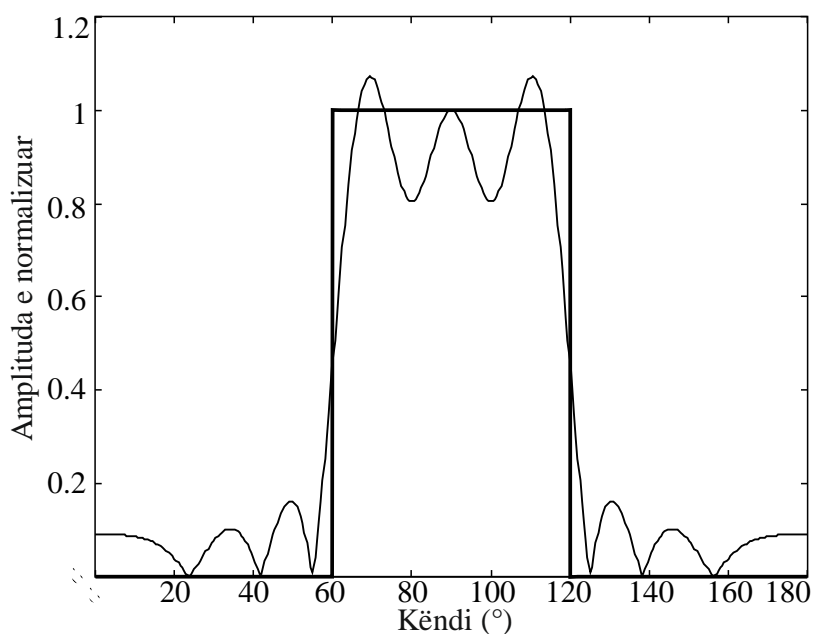


Fig. 2.16 Faktori i grupit i projektuar në shkallë lineare

Faktori i grupit jepet i paraqitur në forma të ndryshme në figurat si më poshtë.

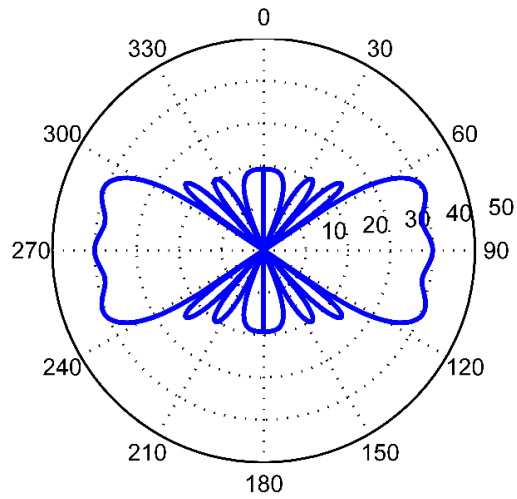


Fig. 2.17 Faktori i grupit i projektuar në kordinata polare

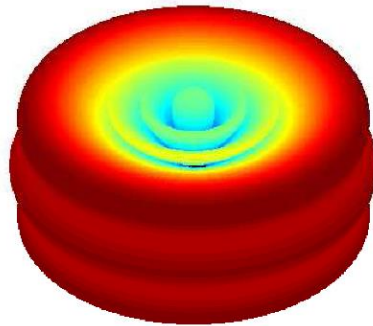


Fig. 2.18 Faktori i grupit të projektuar në kordinata polare dhe paraqitje 3D [28]

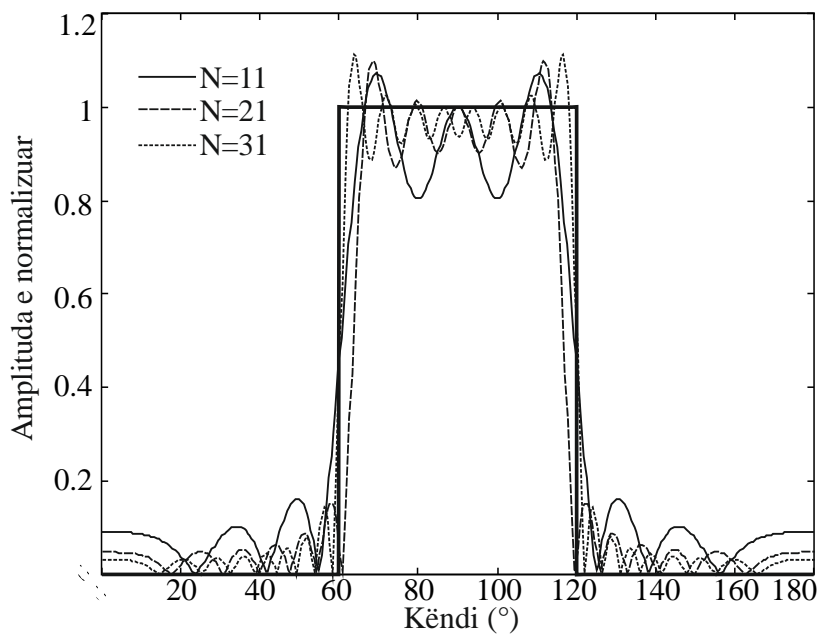


Fig. 2.19 Faktori i grupit të projektuar për numër të ndryshëm elementësh

## 2.4.2 Algoritmi për ndërtimin e array-it me metodën Woodward – Lawson

Më poshtë do paraqesim në formën e saj algoritmike metodologjinë W - L e shpjeguar në pikën 2.4.1. Kjo është metodologjia e përdorur në pjesën praktike të këtij punimi.

---

### Algoritmi 3: Vlerësimi i AF me metodën Woodward – Lawson

---

#### Hapi 1: Përkufizimi i problemit

- Përcaktimi i numrit  $N$  të elementëve në array
- Përcaktimi i distancës midis elementëve  $d$  në gjatësi vale
- Përkufizimi i maskës së rrezatimit të dëshiruar për çdo drejtim përreth antenës

#### Hapi 2: Përkufizimi i metodës W-L

- Vlerësimi i drejtimeve në hapësirë ku mund të kemi modele rrezatimi ortogonale bazuar në numrin e elementëve  $N$
- Vlerësimi i  $N$  tufave (beam) ortogonale dhe drejtimet e tyre në hapësirë
- Vlerësimi i  $N$  rrymave përgjegjëse për secilin beam në drejtimet ortogonale

#### Hapi 3: Diskriminimi i $N$ tufave (beam) sipas maskës së dëshiruar

- Peshimi i tufave (beam) ortogonale me modelin e maskës
- Vlerësimi i tufave (beam) të rrezatimit  $\neq 0$  brenda maskës së dëshiruar
- Identifikimi i rrymave  $I_n$  të ushqimit virtuale për secilën tufë (beam) brenda maskës
- Vlerësimi i rrymave të ushqimit virtual për çdo tufë (beam) ( $I_n$ )
  - Amplitudë ( $a_n^i = |I_n^i|$ )
  - Fazë ( $\alpha_n^i = \angle I_n^i$ )
- Superpozimi i efekteve për rrymën rezultante për secilin element
  - Amplitudë ( $a_n = |I_n|$ )
  - Fazë ( $\alpha_n = \angle I_n$ )

#### Hapi 4: Vlerësimi i faktorit të array të realizuar

- Vlerësimi i modelit të rrezatimit rezultat si superpozim efekti
- Vlerësimi i modelit të rrezatimit në shkallë logaritmike (dB)

#### Hapi 5: Paraqitja e rezultateve (në formë tabelare dhe grafiku)

- Paraqitja e rrymave të ushqimit për çdo array virtual dhe çdo element
- Paraqitja e rrymave të ushqimit rezultante për secilin element ( $N$  në total)
- Paraqitja e modelit të rrezatimit rezultat për çdo drejtim të hapësirës
- Paraqitja e të dhënave në hyrje, si  $N$ ,  $d$ , mask

#### Hapi 6: Ruajtja e rezultateve

- Përdorimi i numrit të elementëve  $N$ , distancës ndër-element  $d$  dhe maskës në hapësirë si referencë
- Ruajtja në formë tabelare e rrymave (amplitudë dhe fazë)
- Paraqitja e rrymave të ushqimit rezultante për secilin element ( $N$  në total)
- Paraqitja e modelit të rrezatimit rezultat për çdo drejtim të hapësirës
- Paraqitja e të dhënave në hyrje, ( $N$ ,  $d$ , mask)

#### Hapi 7: Fund

---

Siç shihet në algoritëm do fillojmë me përcaktimin e variablave të numrit të elementëve të antenës array, ky numër varet nga tipi i antenës array që do të përdoret pra tipit linear ose planar, po ashtu do të ketë varësi edhe nga madhësia e antenës. Një tjetër variabël që duhet të përcaktohet që në fillim është distanca që kanë këta elementë midis tyre. Kjo distanceë merret e korreluar me gjatësinë e valës  $\lambda$ .

Më pas do të kalojmë në llogaritjen e ushqimit të elementeve të array-it. Përkatësisht do të kalkulojmë amplitudën dhe fazën e çdo elementi, për të ndërtuar maskën. Do të kalojmë në kampionimin e kësaj maske nga e cila do të llogarisim amplitudën dhe fazën që përbëjnë ushqimin e çdo elementi. Nga këto llogaritje do të vlerësojmë AF si në shkallën lineare dhe në atë logaritmike në dB.

Hapi tjetër do jetë ndertimi grafik i maskës dhe diagramës së rrezatimit. Të gjitha këto variabla dhe vlerësime si për rastin e AF do të ruhen në file. Vlen të përmendet fakti se ruajtja e këtyre të dhënave në file bën të mundur ri-krijimi në çdo moment të të njëjtave grafike, pra si të maskës edhe të modelit të rrezatuar.

## 2.5 STUDIME TË TJERA NË LIDHJE ME KËTË FUSHË

Në dekadat e kaluara kemi qenë dëshmitarë të një hovi shumë të madh zhvillimi në pajisjet wireless si dhe në mënyrat dhe shërbimet e komunikimit. Të gjitha këto janë mundur nga zhvillimet e rrjetave wireless si rrjedhojë e teknologjive të reja së bashku me përpjekjet për standardizimin e teknologjisë. MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output) ka qenë kryesuese (si në teori ashtu edhe praktikë) në ofrimin e këtyre sistemeve të teknologjisë.

MIMO masive ofron përmirësime të dukshme në performancë krahasuar me MIMO konvencionale. Po ashtu ky tip MIMO ka disa karakteristika që e bëjnë atë unik. Prej tyre po i përmendim si më poshte [29]:

- Eficienca spektrale të mëdha: Ekziston mundësia të krijohen beam-e të shumëfishta njëkohësisht.
- Performancë pranë optimale me marrës të thjeshtë. Edhe nëpërmjet një teknologjie parakodimi bazike bëhet e mundur të arrihet performancë e mirë.
- Teknologji shumë më ekologjike. Duke qenë se array masive lejon krijimin e beam-eve të mprehtë që drejtojnë fuqinë e rrezatimit drejt UT-së së dëshiruar kemi më pak fuqi të rrezatuar, pra është më e ulët.
- Skedulim dhe ARQ hibrid më të thjeshtë. Ajo që është shumë interesante në këtë pikë është fakti se edhe pa pasur njohuri mbi zbehjen e vogël të shkallës të kanalit, shkallët e përhapjes tek përdoruesi mund të parashikohen me saktësi.
- Performancë e përmirësuar e përdoruesve të skajeve. Dihet që sinjali i dëshiruar i përdoruesve në skaje është më i vështiri për tu arrirë. MIMO masive mund të ofrojë një SINR më të lartë për përdoruesit e skajeve krahasuar me MIMO konvencionale.

- Fleksibilitet dhe balancim i ngarkesës. Rrjeti mund të shërbejë një përdorues të skajeve me SINR mjaftueshëm të lartë nga një BS i afërt. Ngarkesa e trafikut mund të balancohet lehtësisht përgjatë rrjetit gjë që mund të sigurojë përmirësime të mëdha tek përdoruesi.

Pavarësisht se sistemet MIMO ofrojnë avantazhe të mëdha si të sipërmendurat ka gjithashtu disa sfida madhore të cilat kërkojnë zgjidhje [30].

- Aplikacionet MIMO masive në sistemet FDD (Frequency Division Duplex) janë problem i cili duhet të zgjidhet.
- Është e një rëndësie primare që transmetuesi të marrë informacion mbi gjëndjen e kanalit (CSI) në mënyrë që të shfrytëzojë kapacitetin në fuqinë e plotë të tij. Kjo problematikë mund të zgjidhet pjesërisht në një sistem TDD (Time Division Duplex) i cili redukton mbinxehjen e CSI nëpërmjet reciprocitetit të kanalit.
- Është theksuar që kompleksiteti i parakodimit dhe detektimit do të rriten shumë me rritjen e numrit të antenave. Nëse numri i antenave transmetuese është shumë më i madh sesa numri i antenave marrëse, parakoduesit dhe zbuluesit e thjeshtë linear janë të mjaftueshëm për të ofruar performancë pranë optimale. Në rastin e kundërt dizenjimi i parakoduesve dhe detektuesve do të jetë më i komplikuar. Kjo është një sfidë më vete.
- Një problem tjetër është se si mund të ngjeshim një numër më të madh antenash në një zonë me volum të limituar ndëkohë që korelacioni të mbetet i ulët. Duke qënë se rritja e antenave marrëse-transmetuese shkakton një fenomen të tillë si efektet e fushës së afërt dhe efektet jo stacionare, kanalet e modeleve MIMO konvencionale nuk arrijnë ti kapin këto karakteristika dhe për rrjedhojë, nuk mund të përdoren drejtpërsëdrejti si modele kanalesh të MIMO masive.
- Është e rëndësishme të maten parametra lidhur me karakteristika jo stacionare si ato në boshtin e array po ashtu edhe ato në boshtin e kohës. Gjithsesi këto parametra janë të vështirë për tu vlerësuar duke qënë se ndryshojnë në varësi të skenarit. Duhet një numër i madh fushatash matjesh për të kapur këto parametra.
- Nga pikpamja e realizimit rritja e numrit të antenave do të kërkojë rritje të zinxhirëve të radio frekuencave (RF) dhe për rrjedhojë do të rriten kërkesat për kalibrimet e antenave.
- Komunikimi mmWave, i cili është i aftë për të përdorur gjerësi bande shumë të madh (>1 GHz), del si një element kyç i rrjeteve të komunikimit wireless 5G. Kombinimi i MIMO masive dhe teknikës mmWave është i aftë të kompensojë humbjen e madhe të path-it dhe përthithjes së atmosferës së mmWave me fuqi të madhe beamforming. Dizenjimi dhe optimizimi i sistemeve të ardhme të komunikimit mmWave massive MIMO ndikohet shumë nga karakteristikat e kanalit wireless. Për rrjedhojë kërkohet një model kanali MIMO masive me rezolucion kohor të përmirësuar në zhvillimet 5G.



Në mënyrë të përmbledhur sfidat që prek MIMO masive jepen si në Tab. 2.3.

Tab. 2.3 Sfidat në MIMO masive

| Sfidat                   |                       |
|--------------------------|-----------------------|
| Kompleksiteti            | Ftohja                |
| Efiçenca                 | MTBF                  |
| Ndërmodulimi pasiv       | Pesha                 |
| Numër i limituar bandash | Testimi               |
| Filtrat                  | Dështimi dhe riparimi |
| Shkallët e të dhënave    | Kostot                |
| Ndërfaqja dixhitale      |                       |

Rritja me shpejtësi eksponenciale e volumit të trafikut në rrjetet celulare i ka çuar operatorët drejt krijimit të qelizave të vogla në qelizat tradicionale makro. Trafiku i orëve të pikut mund të përballohet lehtësisht ndërkohë që ngrihet një shqetësim i rëndësishëm në lidhje me konsumin e energjisë në rrjet sidomos jashtë këtyre fashave orare. Si rezultat, paradigma jeshile e komunikimit ka marrë shumë vëmendje nga projektet të ndryshme kërkimore [31] dhe aktivitetet e standartizimi [32].

Konsumimi më i madh i energjisë i takon stacioneve bazë (BS) [33]. Për të pasur metoda efektive të ruajtjes së energjinë mund të bëhet shfrytëzimi i ekzistencës së periudhave të trafikut të ulët duke fikur disa qeliza me kapacitet të papërdorur. Identifikimi i grupit të BS varet drejtpërsëdrejti nga sjellja e një morie variablash. Mos identifikimi i saktë i qelizave dhe fikja e atyre të papërshtatshme mund të përkeqësojë shumë performancën e sistemit. BS-të të cilët mbeten aktiv, duhet të shërbejnë trafikun shtesë i cili i vjen nga fikja e qelizave të tjera për arsyet e lartë përmenduar.

Në lidhje me këtë problematikë ekzistojnë disa studime, ku fokusi është optimizimi i numrit të stacioneve bazë në qelizën e dendur pico LTE, të cilat vendosen në mënyrë të tillë që të maksimizojnë kursimin e energjisë por gjithnjë duke përmbushur sa më mirë të jetë e mundur kufizimet e cilësisë së shërbimit. Punime të ndryshme të cilat vlejnjë të përmenden kanë për ti fikur këto qeliza duke përdorur kombinime të Logjikës Fuzzy, Analizës Relacionale Gri, Mjetet e Procesit të Hierarkisë Analitike etj. Të gjitha këto konsiderojnë hyrjet e shumta që duhet të merren parasysh gjatë vendimarrjes dhe kjo bëhet për secilën qelizë [38].

### Ide-propozim [38]

- Identifikimi i BS që i fikur ka impaktin minimal në rrjetin 4G/LTE
- Propozimi i algoritmeve heuristike për përzgjedhjen e BS për tu fikur

- Problemi është me infinit numër zgjidhjesh
- Konsideron si të dhëna për çdo BS:
  - Trafikun, numrin e përdoruesve
  - Zonën e mbulimit
  - Llojin e antenës
  - Fuqinë maksimale në TX, etj

**Avantazhet:**

- ✓ BS e fikur, konsumi minimal i energjisë

**Disavantazhet:**

- Algoritëm qendror
- Kërkesë llogaritje dhe bashkëpunimi i të gjithë rrjetit të BS fqinje
- Shpërndarje e ngarkesës në BS fqinje duke rritur konsumin e energjisë së tyre
- Mund të kemi reduktim të zonave të mbulimit

Një përmirësim i propozuar në lidhje me zmadhimin e qelizave në [35] ku bëhet kontrolli i algoritmit për identifikimin më të mirë të qelizave që mund të fiken pa shkaktuar probleme në shërbim.

Duke pasur parasysh rëndësinë e problemit, punë të ndryshme kanë paraqitur propozime të shumta. Algoritmi i zmadhimit të qelizës, i propozuar në [34], në mënyrë sekuenciale çaktivizon BS duke filluar nga më pak të ngarkuarit dhe duke vazhduar deri në gjetjen e qelizës së parë që nuk mund të çaktivizohet sepse të paktën një nga përdoruesit e tij nuk mundet të shërbehet nga ndonjë prej qelizave fqinje, si në Fig. 2.20.

**Ide-propozim[34]**

- Zgjerimi/ngushtimi dinamik i zonës së mbulimit të një BS
- Algoritmi cell zooming për zgjedh BS për tu fikur bazuar në:
  - Ngarkesën e trafikut
  - Kërkesat e përdoruesve
  - Kushtet e kanalit
- Zgjerimi i qelizës mund të çojë në marrjen e të gjithë përdoruesve të BS fqinj dhe të çojë në fikje e BS.
- Problemi është me infinit numër zgjidhjesh

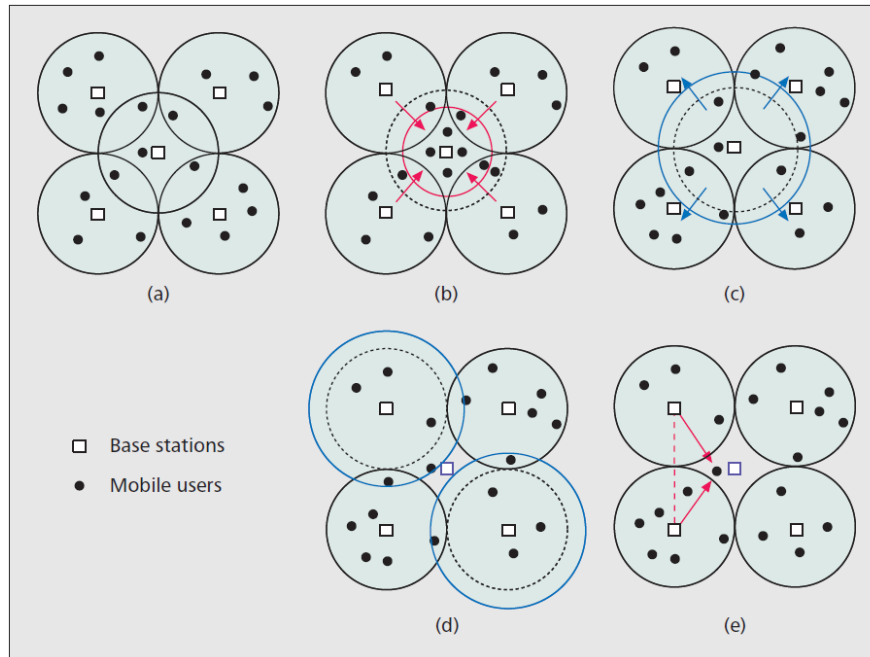


Fig. 2.20 Algoritmi cell zooming[34]

**Avantazhet:**

- ✓ BS e fikur, konsumi minimal i energjisë
- ✓ Algoritëm qendror ose i shpërndarë

**Disavantazhet:**

- Kërkesë llogaritje dhe bashkëpunimi i të gjithë rrjetit të BS fqinje
- Shpërndarje e ngarkesës në BS fqinje duke rritur konsumin e energjisë së tyre
- Mund të kemi reduktim të zonave të mbulimit

Një punim tjetër [36] na prezanton me mekanizmin e fikjes i cili bazohet në një kombinim të ngarkesave të trafikut dhe informacionit për ndërhyrjet.

Tek [37] dhe [39] autorët propozojnë një strategji distance për të fikur stacionin bazë. Nëse ngarkesa e kësaj qelize mund të transferohet tek fqinjët e saj, atëherë BS fiket. BS që ka një distancë mesatare maksimale nga ajo e lidhur me pajisjet e përdoruesve (UE) dhe nga qelizat fqinje, zgjidhen kandidatët për procesin e fikjes, si në Fig. 2.21, Fig. 2.22.

**Ide-propozim[37]**

- Fikja e BS në bazë të ngarkesës së trafikut të tyre dhe distancës ndërmjet BS dhe UE-ve
- Algoritmi switch on/off ku BS fiket kur ka:
  - Trafik të ulët

- Distançë e madhe nga UE
- Algoritmi aplikohet çdo orë dhe llogaritet numri max i BS që mund të fikjen
- Simulimet e realizuar në zonat urbane

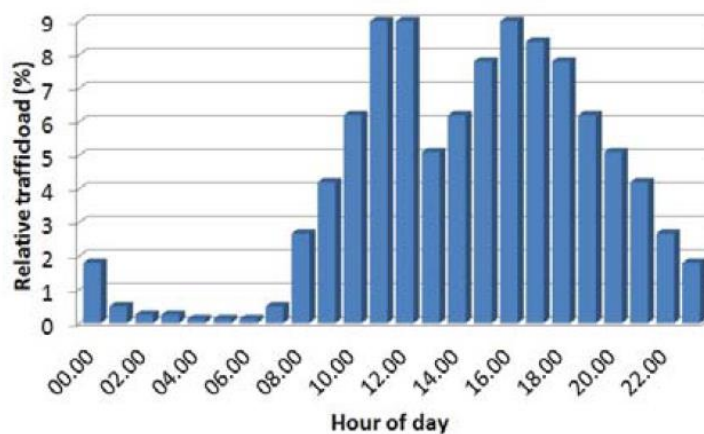


Fig. 2.21 Vlerëson me një kriter distance vektoriale BS-në që duhet fikur [37]

#### Avantazhet:

- ✓ BS e fikur, konsumi minimal i energjisë
- ✓ Mbahet cilësia e shërbimit

#### Disavantazhet:

- Algoritëm qëndror
- Aplikim i vlefshëm gjatë orëve të natës
- Shpërndarje e ngarkesës në BS fqinje duke rritur konsumin e energjisë së tyre

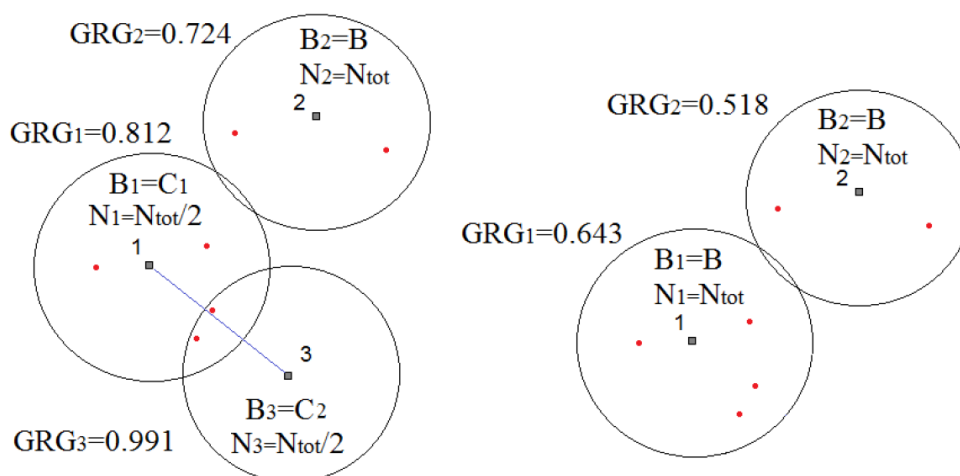


Fig. 2.22 Propozon fikjen e një apo disa BS [38]

### **Ide-propozim[38]**

- Analiza e ngarkesës së një zone për trafik
- Përdor si kriter vlerësues vetëm trafikun e çdo BS-je
- Vlerësimi i BS që mbulojnë zonën me trafik të ulët
- Rrillogaritja e modeleve të rrezatimit të BS fqinje për të mbuluar zonën me trafik të ulët
- Fikja e BS përkatëse

### **Avantazhet:**

- ✓ BS e fikur, konsumi minimal i energjisë

### **Disavantazhet:**

- Algoritëm qëndror
- Kërkesë llogaritje dhe bashkëpunimi i të gjithë rrjetit të BS fqinje
- Shpërndarje e ngarkesës në BS fqinje duke rritur konsumin e energjisë së tyre
- Mund të kemi reduktim të zonave të mbulimit

Një tjetër algoritëm i fikjes së BS bazuar mbi informacionin e vendndodhjes propozohet në [42]. Vetë UE-të i klasifikojmë në bazë të karakteristikave të tyre në grupe hapësinore me tipare të njëjta. Për secilin grup, BS më i afërt zgjidhet si një qelizë për të siguruar shërbimin e hyrjes.

### **Ide-propozim[40]**

- BS me zona të përbashkëta mbulimi
- Vlerësim i trafikut për çdo BS
- Vlerësim i numrit të përdoruesve për çdo BS
- Në rast të trafikut të ulët, detyron UE të bëjë handover në BS fqinje
- BS e propozuar kalon në gjendje “sleep”

### **Avantazhet:**

- ✓ BS është në konsum minimal të energjisë

### **Disavantazhet:**

- BS-të janë pjesërisht me zona mbulimi të mbivendosura
- Çdo BS duhet të ketë informacion në lidhje me BS-të fqinje që janë akoma aktive
- Kërkesë llogaritje dhe bashkëpunimi i të gjithë rrjetit të BS fqinje
- Shpërndarje e ngarkesës në BS fqinje duke rritur konsumin e energjisë së tyre

- Mund të kemi reduktim të zonave të mbulimit

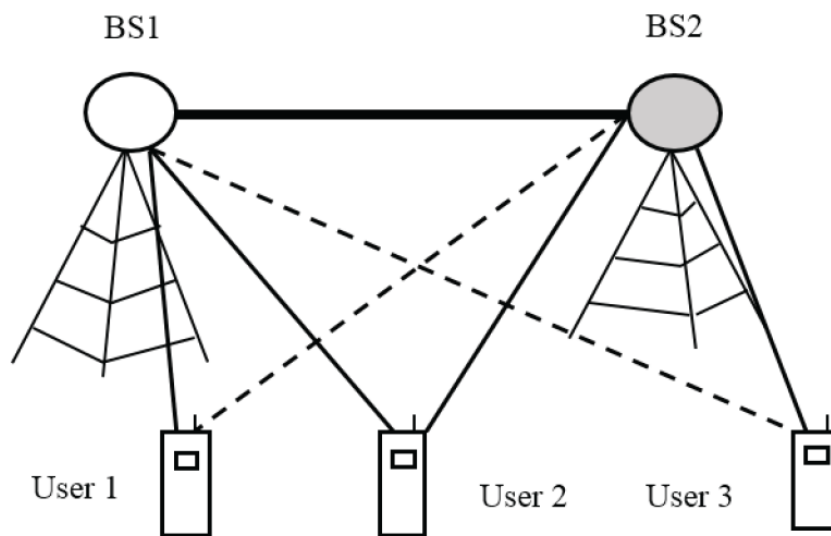


Fig. 2.23 Vlerëson në bazë të trafikut dhe nr të përdoruesve BS-në që duhet fikur [40]

#### Ide-propozim[41]

- Mbulimi me Micro-BS dhe Macro-BS
- Gjatë orëve të pikut trafiku përballohet nga Micro-BS
- Gjatë orëve me pak trafik, Micro-BS mund të fiket, trafiku përballohet nga Macro-BS
- Propozohet algoritëm bashkëpunimi midis Macro-BS dhe Micro-BS për balancim të trafikut

#### Avantazhet:

- ✓ Micro-BS është në konsum minimal të energjisë
- ✓ Zona e mbulimit mbetet e njëjta

#### Disavantazhet:

- Macro-BS mbulon të gjithë zonën e Micro-BS
- Algoritëm bashkëpunues me kordinim qëndror
- Kërkesë llogaritje dhe bashkëpunimi i të gjithë rrjetit të BS fqinje
- Shpërndarje e ngarkesës në Macro-BS ose/dhe në Micro-BS fqinje duke rritur konsumin e energjisë së tyre

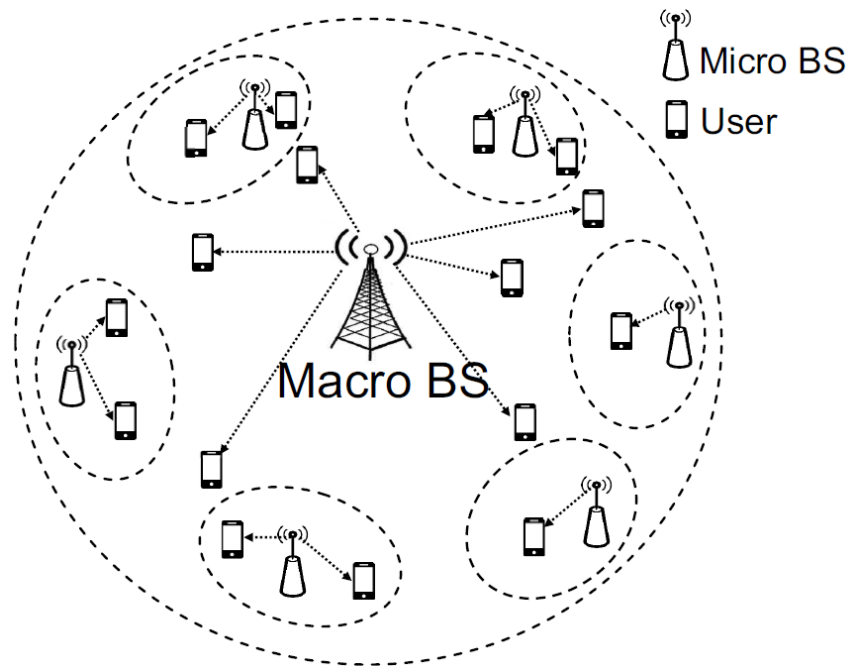


Fig. 2.24 Vlerëson BTS-në që duhet fikur me algoritmin për balancim trafiku [41]

Propozimi jonë është një qasje tjetër, ku në vend që të llogarisim se cila BS të fiket në qelizë, do të përdorim teknikën on/off (e shpjegur më gjërësisht në kapitullin e katërt) për fikjen direkte të elementit të antenes array. E gjitha kjo pa përkeqësuar diagramën e rrezatimit. Nëpërmjet saj bëhet e mundur ulje e energjisë së shpenzuar krahasur me rastin kur të gjithë elementët janë të ndezur. Kjo çon në rritje të jetëgjatësisë së antenës dhe ul kostot e operimit. Identifikimi i elementëve që duhen fikur mund të bëhet me anë të algorimeve të vendodhjeve të UE.

## 3 BEAMFORMING: ANALOG, DIXHITAL DHE HIBRID

---

Ky kapitull ka të bëjë me një teknologji shumë të rëndësishme siç është beamforming. Një zhvillim që i ka dhënë hov dhe avancimit të mëtejshëm antenave dhe teknologjive që lidhen me to. Arkitektura beamforming ka 3 versione të cilat do të merren në shqyrtim më poshtë: Arkitekturën analoge, dixhitale dhe atë hibride.

### 3.1 ARKITEKTURA BEAMFORMING ANALOG, DIXHITAL DHE HIBRID

Gjysma e dytë e shekullit të njëzetë na prezantoi me një zhvillim shumë të rëndësishëm të teknologjisë së antenave: teknologjinë beamforming. Periudha e zhvillimit të tij lidhet me luftën e dytë botërore dhe për rrjedhojë fillimisht u përdor në sistemet e radarëve e më pas përdorimin e tij e gjejmë edhe në antenat e përdorimit komercial. Fillimisht u prezantua me një burim të vetëm sinjali apo me zinxhir RF (ndryshe path RF) i ndjekur nga ndarja e këtij sinjali nëpërmjet ndryshuesve të fazës dhe antena me numër të njëjtë elementësh. Risia që vjen me beamforming shmanë ri-orientimin fizik pra lëvizjen fizike për të drejtuar beam-in fiks aty ku dëshirohej por drejtimi i beam-it arrihet nëpërmjet ndryshimit të fazës së çdo elementi të antenës [59]. Beami fiks i array-it drejtohej elektronikisht nëpër një harku me kënd të gjerë.

Arkitektura beamforming na prezanton me tre tipe të saj të cilat janë përshkruar më të detajuara si më poshtë.

#### 3.1.1 Arkitektura beamforming analog

Ashtu si edhe e përmendëm më lart në karakteristikat që e bëjnë beamforming të ndryshëm nga teknologjitë e tjera është fakti se luan me fazën që i jepet çdo elementi. Në rastin e beamforming analog [63], ndryshimi apo variacioni në amplitudë apo fazë realizohet në fund të transmetimit të sinjalit analog. Pra në përfundimin e procesit të marrjes së sinjaleve, sinjalet e marra nga antena të ndryshme mbledhen dhe më pas bëhet kthimi i ADC në beamforming analog.

Ekuacion matematikor i cili shpreh më mirë arkitekturën e beamforming analog:

$$W_k = a_k e^{j\sin(\theta k)} \quad (3.1)$$

$$W_k = a_k \cos(\theta k) + ja_k \sin(\theta k) \quad (3.2)$$



$K_u$ ,

$W_k$  – pesha komplekse për antenën  $k$  në array

$a_k$  – amplituda relative e peshës

$\theta_k$  – pesha e ndryshimit të fazës

Siç e shohim në sinjalin analog të beamforming aplikohen pesha në frekuencat RF apo në frekuencat IF.

Ushqyesi dërgon të njëjtin intensitet sinjali elektrik tek të gjithë elementët përbërës të antenës, ai që më pas bën diferencën është shfazuesi apo ndërruesi i fazës i cili drejton sinjalin e dhënë nga array. Tek array i cili shfrytëzon beamforming analog ekziston një portë e vetme antene për beam, si në Fig. 3.1. Karakteristika kryesore e saj pra modeli i ndryshueshëm rrezatimi e bën të quhet antenë adaptive, por duhet të mbajmë parasysht faktin se është vetëm një antenë e cila krijon beamforming në njësinë e kohës.

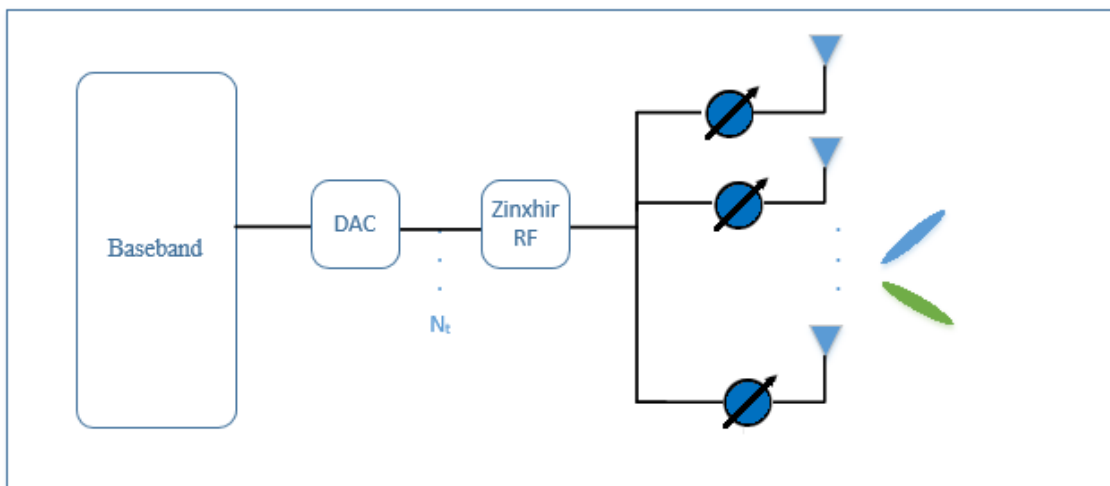


Fig. 3.1 Arkitekura Sub-6 GHz e beamforming analog

Nëse kalojmë tek beamforming dixhital objektivi kryesor ndryshon, kemi të bëjmë me dërgimin e të njëjtit informacion por edhe me të njëjtën simbolikë tek të gjithë antenat. Për t'ju përshtatur çdo antenë bëhen rregullime në amplitudë dhe në fazë të çdo sinjali. Në këtë mënyrë ky model rrezatimi bëhet efektiv nëpërmjet dërgimit të sinjalit tek përdoruesi i synuar.

Nëse bazohemi tek një kriter i paracaktuar për të maksimizuar fuqizimin e sinjalit në vendodhjen e përdoruesit kemi të bëjmë me modele të dizenjimit dixhital me skemë eigen-beamforming. Kemi zgjerim të mbulimit nga ana e qelizave duke qënë se fuqia e transmetimit përqëndrohet në përcaktimin e drejtimit (drejtimi eigen i kanalit). Kemi kanale RF me path-e më të fuqishme [62].

Nëse realizojmë një antenë array me elementë të vendosur pranë njëri-tjetrit pra me hapësira të ngushta kjo arrihet me lehtësi. Në këtë mënyrë arrijmë të kemi antena të ndër-

polarizuara, sinjalet nga elementët e anenave të koreluara me fazën e duhur shkojnë deri në vendodhjen e përdoruesve të synuar.

### 3.1.2 Beamforming dixhital

Në beamforming analog shfazimi i sinjalit aplikohet para konvertimit ADC, ndryshimi në beamforming dixhital konsiston në faktin se variacioni i amplitudës apo fazës realizohet në sinjalin dixhital pas konvertimit ADC/DDC pra në fund të transmetimit Fig. 3.2. Në fund të transmetimit sinjalet e marra nga antena kalohen në konvertuesin ADC, në konvertuesin e poshtëm dixhital dhe në fund realizohen operacionet përmbledhëse [64].

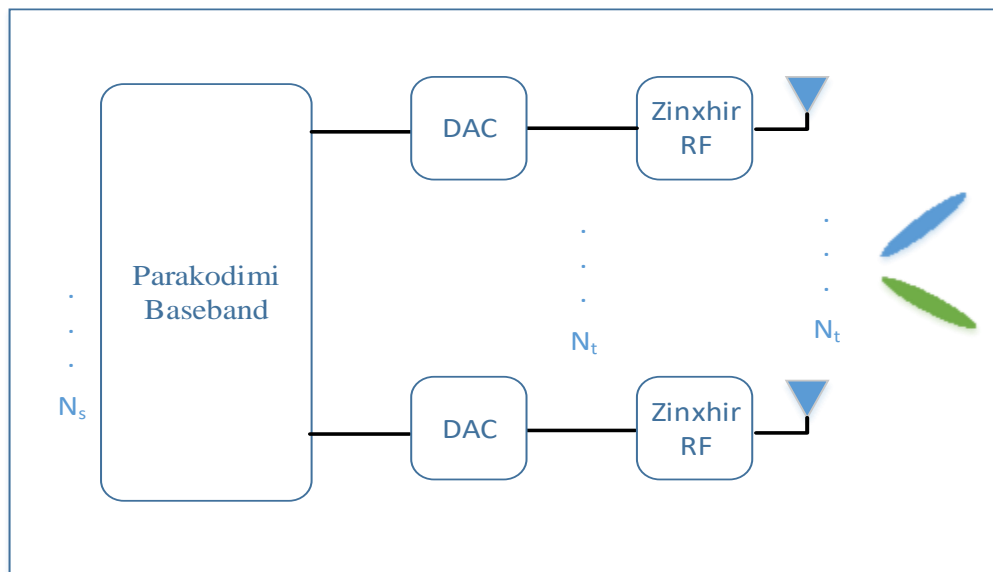


Fig. 3.2 Arkitekura Sub-6 GHz e beamforming të plotë dixhital

Ekuacione matematikore që lidhen me beamforming dixhital jepen si më poshtë:

$$s(t) = x(t) + jy(t) \quad (3.3)$$

ku,  $s(t)$  -> sinjali kompleks baseband

$x(t)$  ->  $i(t)$  p.sh. pjesa reale (I)

$y(t)$  ->  $q(t)$  p.sh. pjesa imagjinare (Q)

$j = \text{sqrt}(-1)$

Ajo që dëshirohet pra maksimizimi i throughput arrihet duke përdorur strukturën e kanalit multidimensional i cili shoqërohet me antena të shumfishta në përfundimin e çdo transmetimi apo marrje informacioni qoftë sinjali. Maksimizimi i energjisë në çdo antenë marrëse fundore nuk mund të arrihet nëse kemi beamforming me shtresë të vetme.

Karakteristika të këtij tipi beamforming mund të përmendim:

- Beamforming dixhital përbëhet nga përkthyes RF, konvertues A/D, DDC (Digital Down Converter), shumëzues dhe mbledhës operacionesh komplekse të peshës.
- Përkthyesit RF konvertojnë sinjale me frekuenca të larta RF në sinjale me frekuencë më të ulët IF. Kjo realizohet duke përdorur miksuesin RF. Sinjali LO ushqen miksuesin RF në mënyrë që të përformojë konvertimin RF në IF. Përdoren filtra të përshatshëm në input dhe në output të miksuesit RF.
- Sinjali IF konvertohet në ekuivalent dixhital duke përdorur konvertuesin A/D.
- Sinjali IF i dixhitalizuar kalohet në DDC. DDC duke përdorur  $\cos(2\pi Fct)$  dhe  $\sin(2\pi Fct)$  dhe filtrin e ulët të kalimit për të konvertuar IF dixhital në komponentë baseband I/Q ose në sinjale të kombinuara  $I + jQ$ .

### *Ndryshimet midis beamforming analog dhe atij dixhital.*

Më poshtë do të japim një krahasim midis diferencave që ekzistojnë në beamforming analog krahasuar me atë dixhital Tab. 3.1.

*Tab. 3.1 Diferencat midis beamforming dixhital dhe atij analog*

| <b>Beamforming analog</b>   | <b>Beamforming dixhital</b>   |
|---|---|
| Pesha adaptive transmetimi/marrje në RF për të formuar beam.  | Pesha adaptive transmetimi/marrje jo në RF por në baseband  |
| Një njësi marrës-transmetues dhe një beam RF me gain të lartë antene. Duke qënë se sinjalit i realizohet variacioni pas mbledhje së sinjalit një është e mjaftueshme. | Çdo element antene apo portë antene ka një njësi marrës-transmetues. Këto njësi shfaqen në një numër të lartë zakonisht më të mëdha se 8.   |
| Beamforming “Me frekuencë të sheshtë”   | Beamforming me “Frekuencë selektive”  |
| Më e mira për mbulimin (si rrjedhojë e energjisë së ulët të konsumuar dhe karakteristikave që lidhen me ulje të kostos)   | Më e mirë për kapacitetin dhe fleksibilitetin (subjekt i konsumimi të lartë të energjisë dhe kosto të shtuara kur rritet gjerësia e bandës) |

Siç është përmendur beamforming përdor sinjal të drejtuar në transmetim dhe marrjen e informacionit. Veprimi i tij realizohet nëpërmjet ndryshimit të amplitudës apo edhe fazës të cilat ndihmojnë në drejtimin e rrezeve të dëshiruara. Edhe antenat array të cilat kanë provizionim të ndarë për amplitudën dhe fazën përdoren në beamforming, si për transmetim gjithashtu edhe për marrje informacioni.

Beamforming analog ishte ai që variacionin në amplitudë apo fazë e aplikonte mbi sinjalin analog në fund të transmetimit, pra pasi sinjalet e marra nga antena të ndryshme mbledhen dhe vetëm pas mbledhjes ndodh konvertimi ADC. [63],[64],[65].

Beamforming dixhital ka një rradhë tjetër pune, variacioni i amplitudës apo fazës realizohet sërish në fund të transmetimit por përpara konvertimit ADC. Pra sinjalet e marra nga antena të ndryshme kalohen fillimisht në konvertim ADC dhe më pas realizohet procesi i mbledhjes së sinjaleve.

Pra pavarësisht faktit se variacioni ndodh në të dy beamform-et në fund të procesit të marrjes së sinjalit, i pari i mbledh një herë të gjithë sinjalet pastaj i kalon në konvertim ADC ndërsa i dyti secilin sinjal të marrë e kalon në konvertim ADC dhe më pas e mbledh.

### 3.1.3 Beamforming hibrid

Beamforming hibrid është një zgjidhje e cila na jep të kombinuar avantazhin e arkitekturës së beamforming analog dhe atij dixhital duke përfshirë në këtë binom edhe beamforming frekuencë/kohë.

Ashtu sikur e thamë një disavantazh i beamforming dixhital ishte fakti se kishte kosto të rritura të cilat sigurisht që nuk janë të dëshiruara. Një mënyrë për të patur impakt mbi kostot dhe mbi reduktimi e ndjeshëm të tyre mund të arrihet nëpërmjet reduktimit të numrit të zinxhirit të plotë RF [65]. Nëse i referohemi frekuencave jashtëzakonisht shumë të larta si mmWave, beamforming hibrid është përzgjedhja më e përshtatshme.

Sot sistemet e komunikimit wireless e kanë vënë theksin tek SE (efiçenca spektrale) dhe tek gjerësia e bandës. Kjo ndodh sepse shtresa fizike dhe teknologjia që lidhet me të tashmë e ka arritur kapacitetin Shanon dhe e vetmja mundësi për tu zhvilluar më tej mbetet sistemi i gjerësisë së bandës. Teknologjitë wireless operojnë në bandën 300 MHz deri në 3 GHz.

Lidhur me atë që sapo pohuam më sipër dhe për rëndësinë që i vihet gjerësisë së bandës, sistemi wireless 5G operon në zhvillimin e bandave të frekuencave jashtëzakonisht të larta mmWave. Ndër mundësitë të cilat shihen si efektive për përmirësimin e SE është pa dyshim MIMO pra antena të shumëfishta tek tranmetuesi dhe marrësi.

MIMO mund të ndikojë në SE nëpërmjet:

- Një base station i cili në të njëjtën kohë dhe frekuencë komunikon me pajisje të cilat operojnë me shumë përdorues.
- Janë të mundshme të kemi rrjedha të shumëfishta të të dhënave që kalojnë ndërmjet BS dhe UE.

MIMO masive ashtu si edhe e përmendëm lidhet me një numër jashtëzakonisht të madh elementësh të antenës në çdo baseband dixhital.

Arritëm tek MIMO masive si pasojë e zhvillimit dhe e përmirësimit të një teknologjie tjetër mU-MIMO. MIMO masive ka avantazhe të dëshiruara si reduktimi i humbjeve dhe energjisë së kërkuar për transmetim. Kjo ulje e energjisë vjen si rrjedhojë e gain të beamforming [66].

Teknologjitë të cilat do të shohin një hov më të madh zhvillimi në të ardhmen si M2M (machine to machine), IoV (internet of vehicles), D2D (device to device) apo zhvillime që mbështeten tek qelizat e vogla, do të shfrytëzojnë teknologjinë mmWave MIMO masive si në Fig. 3.3.



Fig. 3.3 mmWave masive, duke formësuar aplikacione MIMO në rrjetet pa tela 5G

Pra avantazhi kryesor që çon në përdorimin e beamforming hibrid është reduktimi i kostove si të energjisë ashtu edhe për konvertuesit ADC, miksuesit e të gjithë elementëve përbërës të beamforming. [67].

Beamforming hibrid bën reduktimin e zinxhirëve RF nëpërmjet kombinimit si të beamformer analog RF ashtu edhe të baseband beamformer dixhital shembull kemi në Fig. 3.4. Ky bashkim i të dy beamformer-ave bëhet në mënyrë që të kemi maksimizim të shkallës së arritshmërisë. Beamforming hibrid përdoret dhe ka aplikueshmëri më të gjerë në mmWave për vetë faktin se beamforming arrihet në domain analog në RF dhe me bashkësi të shumfishta beamformeri që mund të lidhen me një numër të vogël ADC dhe DAC.

#### **Avantazhet e përdorimit të beamforming hibrid:**

Beamforming hibrid ofron avantazhet e mëposhtme:

- Eficenca e energjisë elektrike

Disavantazhin që gjenim në beamforming dixhital arrijmë ta shmangim në beamforming hibrid në të cilin antenat array të mëdha reduktojnë energjinë e përdorur në downlink dhe në uplink. Kjo bëhet e mundur nëpërmjet përdorimit të kombinimeve koherente dhe rritjes së hapjes së antenës.

- Redukton kostot e hardware

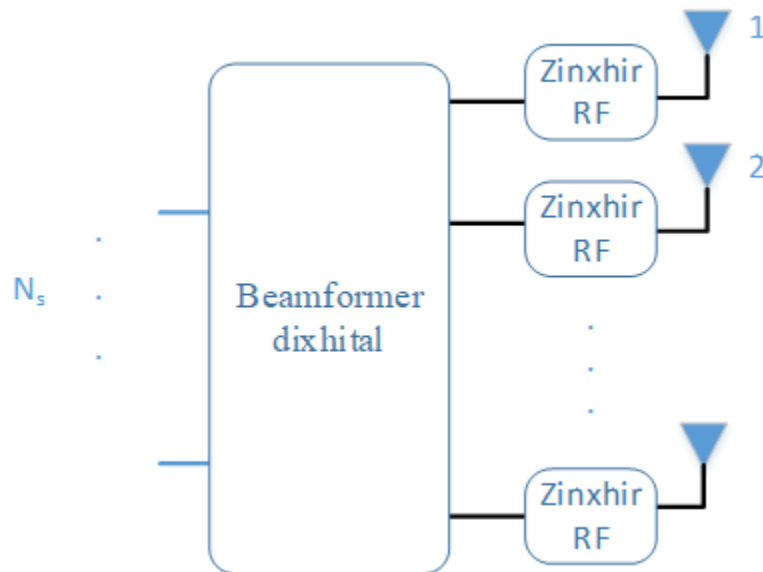
Numri i madh i kërkuar i zinxhirëve RF në TX dhe RX në sistemin beamform dixhital arrihet të reduktohet. Ky krahasim bëhet kur flasim për të njëjtin numër antenash.

- Një mundësues i komunikimeve masive mmWave MIMO

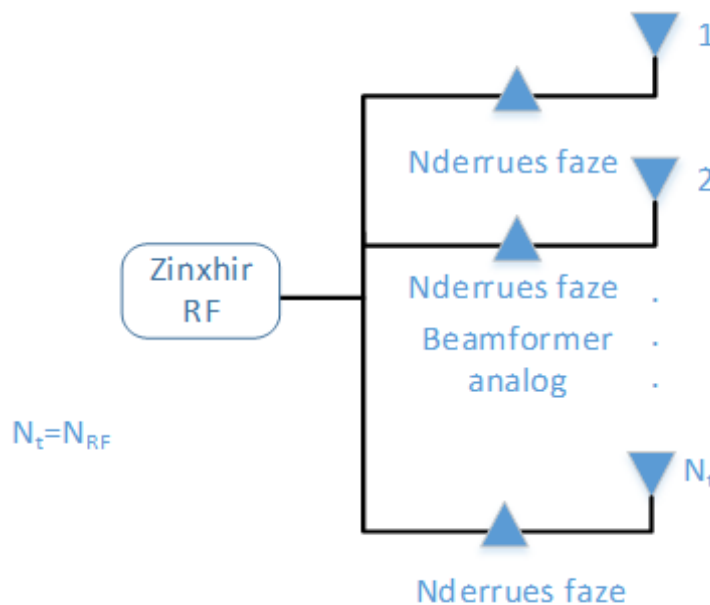
Beamforming hibrid mundëson komunikimin mmWave MIMO massive si në Fig. 3.5. Pa beamforming hibrid mmWave MIMO massive është e kushtueshme dhe komplekse.

- Redukton kostot operacionale

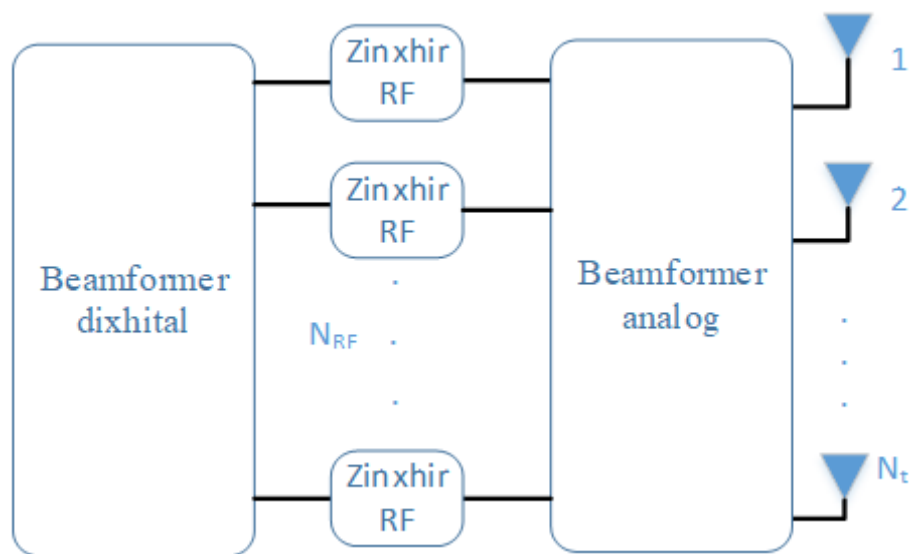
Numri më i madh i antenave lejon krijimin e antenave array më të mëdha duke lejuar përdorimin e aplifikuesve RF me kosto më të ulët.



a) Arkitekturë e plotë dixhitale

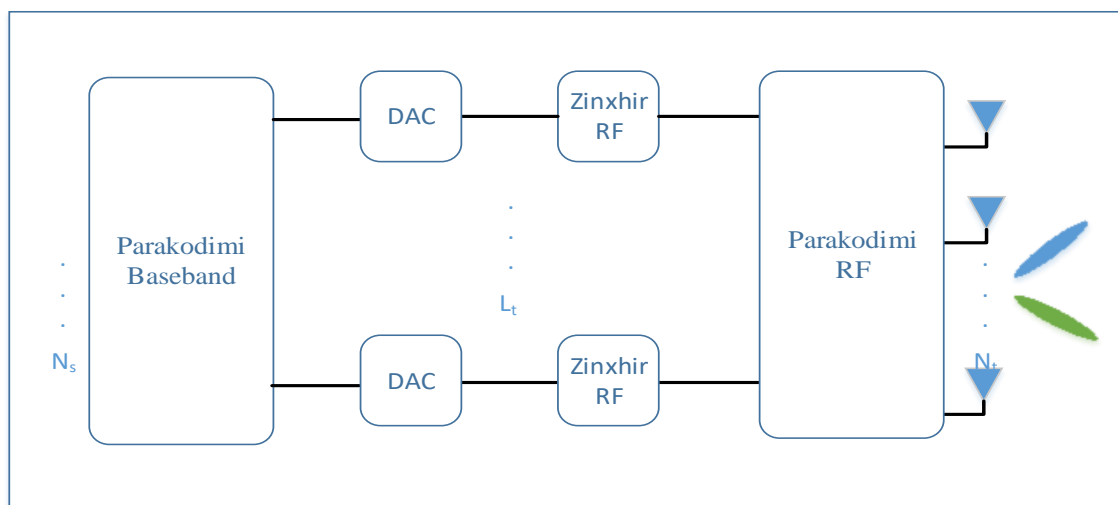


b) Arkitekturë analoge



c) Arkitekturë hibride

Fig. 3.4 Arkitektura beamforming në mmWave massive sistemet MIMO

Fig. 3.5 Arkitekturë hibride parakodimi për transmetimet mmWave me  $N_s$ 

### Kërkesat dhe rëndësia e strukturës së beamforming hibrid

Ndër avantazhet e beamforming hibrid përmendëm reduktim të kostove hardware dhe konsumimit të energjisë. E parë në këndvështrimin e kontekstit të MIMO masive skema beamforming hibrid merr një rëndësi të veçantë. Arkitekturat e beamforming hibrid rrit përfitimet e beamforming analog po ashtu si edhe të atij dixhital. Në këtë prespektivë, arkitektura beamforming hibrid me shfazues faze analog ka ardhur si një propozim tërheqës për gjeneratën tjetër të sistemeve mmWave MIMO masive. [65],[66].

Në mmWave MIMO masive, kosto e lartë dhe konsumimi i energjisë i komponentëve të miksimit të sinjalit analog/dixhital për antenën e bën atë të përealizueshme për të performuar të gjithë detyrat e procesimit të të gjithë sinjalit në baseband. Kjo motivon dizenjimin e arkitekturave të ndryshme të beamforming hibrid dhe analizën e impaktit të procesimit të sinjalit, parakodimit, kombinimit dhe vlerësimit të sinjalit. Arkitektura beamforming hibrid konsiston në reduktimin e numrit të zinxhirëve RF e cila lehtëson procesimin baseband shumë –rrjedhësh dixhital i ndjekur nga procesimi analog (baseband apo RF) për të realizuar gain të antenës beamforming.

Në sistemin wireless 5G dalin shumë çështje teknike të tilla si përmirësimi i kapacitetit lidhur me konsumimin e energjisë, mmWave MIMO masive kombinuar me beamforming hibrid mund ta zgjidhë këtë çështje. HetNet është një rrjet heterogjen i cili përdoret për përmbushjen e kërkesave të përgjithshme të rrjeteve 5G. Për shkak të karakteristikave përbërëse të tij si fuqi e lartë makro BS, shtrihet me fuqizues BS të ulët të cilët përfshijnë qeliza pico apo ndryshe qeliza të vogla. Duke qënë se rrjeti 5G bazohet pikërisht tek qelizat e vogla BS dhe tek teknologjia e antenave të shumëfishta (MIMO) themi se HetNet do të jetë sistem i cili do të luajë rol mjaft të rëndësishëm në këtë rrjet [11],[14].

Sigurisht që edhe për vetë elementët përbërës apo mënyrën e konceptimi të tyre kemi pasur raste të përdorimit të arkitekturës së beamforming hibrid në shumë punë kërkimore me qëllim përmirësimin e metrikave të ndryshme të performancës si EE ashtu edhe SE.

### *Menaxhimi i burimeve të beamforming hibrid*

Avantazhet e sistemeve mmWave MIMO masive dhe disavantazhet [64]. Një dizejmim antene inteligjente mund të përfitojë nga karakteristikat e shtuara të arkitekturës së beamforming hibrid.

#### *– Alokimi i burimeve të bllokuara*

LTE bën përdorimin e frekuencës kohore RB ndërsa sistemi mmWave MIMO masive bën bllokimin e burimeve RB (resource block), frekuencës dhe fushës së hapësirës gjatë periudhave të ndryshme. Në mënyrë që të përdorë në mënyrë optimale RB tre dimensionale kohë-frekuencë-hapësirë, duhen njohuri komplekse CSI si në TX ashtu edhe në RX e cila nuk është e mundur në sistemet mmWave MIMO masive për shkak të kompleksitetit të lartë të vlerësimit të transmetimit dhe të kanalit. Nëpërmjet dimensionit të ulët të beamformer dixhital baseband me dimensionin e lartë beamformer analog RF bëhet e mundur që me beamforming hibrid të bëhet vlerësimi i kanalit MIMO masiv. UE-të pranë njëra tjetrës trajtohen si një grup i vetëm në mmWave. Në këtë mënyrë BS mund të përdorë për të gjithë grupin beam analog [68]. Beamforming analog mund të kontrollojë pjesën e hapësirës RB kohë-frekuencë-hapësirë dhe beamforming dixhital realizon multipleksim brenda grupit UE. Operimi në këtë formë është më i përshtatshëm në rastet e një mjedisi shumë të dendur në të cilin beamforming shfrytëzohet për alokimin



hapësinor të burimeve. Në këtë formë mund të arrihet reduktimi i interferencës dhe përmirësimi i kapacitetit të sistemit në tërësi. Pra nga çfarë thamë përformimi i beamforming analog në dimensionet e ulëta dhe beamforming dixhital në ato të larta jep efekte tepër pozitive në optimizimin e burimeve kohë-frekuencë-hapësirë.

– Menaxhimi i beam-it

Në të njëjtën hapësirë kohore ka shumë frekuenca UE konkurente. Beamforming shton hapësirën e cili bën ndajen e RF. Duke mbetur tek mmWave MIMO masive ardhmëria e rrjeteve celulare do të jetë e lidhur me qelizat virtuale. Kjo tip qelize është një bashkësi UE-sh që ushqehen nga i njëjti beamformer analog, i cili jo gjithmonë është i vendosur pranë një zone të qendërzuara nga BS. Në të ardhmen e simeve mmWave MIMO masive zonat e qelizave tradicionale të përdorura në komunikimin celular në ditët e sotme nuk do të kenë më kufij. UE-të e largëta mund të shërbehen nga beam të ngushtë pa përdorur UE të ndërmjetme por me kushëzimin që të mos ekzistojnë pengesa midis dy njësive të transmetimit pra BS dhe UE-së së synuar. Pra ky kushtëzim mund të bëjë që pavarësisht se një UE mund të jetë shumë pranë BS mund të mos ketë lidhjen e duhur për shkak të prezencës së pengesave. Beamforming hibrid kombinuar mirë me parakodimin ofron shkallë lire të tilla që qelizat virtuale të mund të ndryshojnë lehtësisht në mënyrë dinamike në varësi të faktorëve të tillë si trafiku UE, kanali ndërmjet BS dhe UE, ngarkesës BS.

Në përgjithësi, janë të zakonshme dy lloje të menaxhimit të rrezes në sistemet mmWave MIMO masive me shumë përdorues: 1) Beamforming hibrid i rrezeve për UE të grupuara me një antenë dhe 2) Beamforming hibrid për antena të shumëfishta UE.

Alokimi i beam-it drejt grupeve të ndryshme të UE-ve kryhet nën skedulimin kohë-frekuencë-hapësirë në shtresën MAC. Në një beamforming hibrid të bazuar tek grupi, BS me  $N_t$  antena transmetuese dhe  $N_{RF}$  Zinxhirë RF (të tillë që  $N_{RF} < N_t$ ) mund të grupojnë UE-të së bashku bazuar në CSI mesatare dhe të drejtojnë një beam të vetme drejt një grupi të UE-ve që kanë matricë kovariance të ngjashme duke përdorur një vektor beamforming analog të matricës të beamforming analog. Beamforming hibrid kërkon elementë të tillë si gjerësi brezi dhe zone duke marrë parasysh kohën e koherencës, gjerësi bande të koherencës dhe matricës së kovariancës së kanalit, skedulim të kujdesshëm, që të arrijmë të marrim përfitimet maksimale nga ky sistem.

– Beamforming hibrid për UE me shumë antena

UE-të kanë aftësi të formojnë beamforming në rast se kemi antenat shumëfishe. Multi-beam i lejon UE-së që të ketë lidhje të njëkohshme me BS qofshin këto edhe të vogla. Teknologjitë e antenave inteligjente lejojnë shkallë lirie që plotësojnë kërkesat strikte të rrjetit 5G në mënyrë të tillë që të rritet si mbulimi ashtu edhe cilësia e sinjalit.

Menaxhimi beam, në secilën prej dy formave të përmendura, mund të ndihmojë në arritjen e përfitimeve të tilla si përmirësimi i SNR, shmangia e ndërhyrjeve dhe mund të çojë në

përmirësimin e performancës së beamforming hibrid në rrjetin 5G. Kufizim është numri i zinxhirëve RF. Edhe për këtë kufizim kemi zgjidhje duke përdorur arkitektura hardware të optimizuara të cilat çojnë në uljen e numrit të kërkuar të RF-ve.

- Menaxhimi i aksesit mesatar

Në këtë pjesë, do të adresojmë, pse metodat konvencionale MAC të projektimit nuk janë të përshtatshme për sistemet mmWave dhe çfarë duhet të merren parasysh gjatë propozimit të hartimeve të MAC për sistemet mmWave.

Në sistemet mmWave, është e rëndësishme të përdoren beam-e direktive për zbutjen e efektit të humbjeve të shtegut më të lartë në frekuencat mmWave. Metodatat standarde MAC, të tilla si CSMA, e cila përdoret për menaxhimin e interferencave duke marrë sinjal nga nyjet pranë nuk janë të përshtatshme në mjedis të jashtëm. Direktiviteti i beam-it krijon interferencë ndërmjet kanaleve të transmetimit të fqinjëve në përmasa të cilat mund të mos merren parasysh.

Për këtë arsye modelet konvencionale MAC nuk zbatohen për sistemin mmWave. Nëse kemi të bëjmë me një mjedis të brendshëm, interferencat e papërfillshme për shkak të direktivitetit të lartë nuk janë më të vlefshme. Dizajni MAC i sistemit mmWave duhet të adresojë problemin e mos dëgjimit. Ky problem mund të zgjidhet nëpërmjet kordinimit ndërmejt BS-ve. Ky problem, pra mungesa e komunikimit, konsiderohet si një nga problemet më kritike, i cili lind për shkak të komunikimit direktiv në antenat beamforming.

Diapazoni i limituar i linqeve mmWave kërkon një numër më të madh të AP-ve, të cilët përfshijnë më tej elementë shtesë të interferencës, si AP-të të ndërmjetme dhe të brendshme. Ka pasur punime të ndryshme të cilat prekin MAC direktive për sistemet mmWave dhe të gjitha protokollat bazohen në TDMA, pasi CSMA / CA është i vështirë për tu realizuar për sistemet mmWave.

Një protokoll i bazuar tek TDMA MAC mund të shkaktojë alokimin e më shumë apo më pak kohe për përdoruesit. Janë përcaktuar disa standarde për dizenjimin MAC të sistemit mmWave që bazohen në TDMA. Ka edhe disa përpyetje për dizenjimin MAC për sistemin mmWave bazuar në një arkitekturë të qëndrueshme.

### 3.2 BEAMFORMING DHE RASTET E PËRDORIMIT

Objektivi kryesor i beamforming dixhital është të ketë kontrollin e plotë për performancën optimale të array nëpërmjet përdorimit të zinxhirit RF për elementë antene, e cila kushton si në hardware, në kompleksitetin e sistemit ashtu edhe në kërkesat e procesit. Synimi kryesor i beamforming hibrid është të reduktojë koston hardware dhe kompleksitetin e procesit por në të njëjtën kohë të qëndrojë pranë performancës optimale, e cila i korespondon asaj të dizenjimit dixhital.

Nëse përdoret beamforming hibrid, MIMO massive kërkon hapësirë më të vogël. Kjo është perfekte për zhvillimet që kërkojnë avancim të shpejtë por që limitohen nga hapësira. Performanca e përdoruesit mund të dizenjohej për të qënë më pranë një beamforming të plotë dixhital.

Beamforming hibrid janë ideal për antena të mëdha mmWave. Nëpërmjet saj arrihet të thjeshtësohet arkitektura e kërkuar nëpërmjet reduktimit të zinxhirëve RF, për të kombinuar beamforming baseband dixhital dhe RF analog. Një arkitekturë e lidhur plotësisht është ajo ku çdo zinxhir RF është i lidhur me të gjithë antenat nëpërmjet ndryshuesve të fazës. Një arkitekturë e lidhur pjesërisht ka çdo zinxhir RF të lidhur me një nënarray nëpërmjet ndërruesve praktikë të fazës fikse që thjeshtëson kërkesat e vështira hardware.

Particionimi i antenave array është një zgjidhje ndërmjet nënarray-ve të ndërthurur dhe të lokalizuar. Zgjidhet në varësi të faktit se ku përdoret vlerësimi AoA. Ekziston një marrëdhënie thelbësore midis numrit të përgjithshëm të antenave transmetuese  $N_{TX}$  dhe numrit të rrjedhave të të dhënave  $N_S$ , si dhe  $N_{RF\_Chain}$  numri i zinxhirëve RF për një beamforming hibrid për të qënë kompetitivë në performancë në raport me variantet dixhitale.

$$N_S \ll N_{RF\_Chain} < N_{TX} \quad (3.4)$$

Parakodimi realizohet në dy zona, atë dixhitale dhe analoge. Zgjedhja e saktë e vlerave në dizajnim janë të influencuar nga kosto, cilësia e hardware dhe optimizimi i parakodimit. Parakodimi dixhital është i implementuar mbi frekuencat e baseband ndërkohë që parakodimi analog është implementuar në frekuencat RM, duke përdorur ndërruesit e fazës me kosto të ulët. Në këtë rast, numri i antenave transmetuese është shumë më i madh sesa numri i zinxhirëve RF. Gjithsesi numri i zinxhirëve RF dhe rrjedhave të të dhënave është i krahasueshëm në numër [69]. Për rrjedhojë, dimensionimi i matricës së vektorit të beamforming dixhital do të jetë jashtëzakonisht i vogël.

Aftësia e algoritmit të beamforming e implementuar brenda strukturës së parakodimit mund të impaktojë shumë kompleksitetin e hardware. Për të kompesuar rritjen e përshkallëzuar të koston, me limitimin e impaktit me performancën e dëshiruar jepet Tab. 3.2 Detaje të rasteve për tipe beamforming, e cila përmbledh rastet e ndryshme të përdorimit të arkitekturave beamforming analog, dixhital dhe hibrid.

Tab. 3.2 Detaje të rasteve për tipe beamforming

| Tipi                        | Rastet e përdorimit  |
|-----------------------------|--|
| <b>Beamforming analog</b>   | Radarë array të fazuar (Pasive)<br>MIMO masive – MU - MIMO Sub-6 GHz |
| <b>Beamforming dixhital</b> | Qeliza makro Sub-6 GHz<br>2D beamforming                             |

|                           |   |
|---------------------------|---|
|                           | Radarët AESA (ushtarak)<br>Akses i fiksuar Wireless   |
| <b>Beamforming hibrid</b> | Zgjidhje bazuar në mmWave<br>Qeliza të vogla/ mbulimi i Hot Spot nga faktorët Sub-6 GHz<br>Akses i fiksuar Wireless<br>Qeliza makro FDD MIMO masive |

## 4 TEKNIKA ON/OFF NË ANTENAT ARRAY

---

Në kapitullin në vazhdim do paraqesim punimet që lidhen me teknikën on/off të aplikuar në antenën array lineare, aplikimin e metodës Woodward-Lawson si dhe krahasimin e rezultateve me anë të distancave Euclidiane dhe Hausdorff.

Gjithashtu do japim algoritmin e implementimit të kësaj teknike. Më pas paraqesim një metodë lokalizuese të pajisjes celulare, si dhe algoritmin e lokalizimit. Do të japim një aplikim të teknikës on/off edhe tek antenat array multi-beam, ku do japim algoritmin e saj, analizat dhe simulimet.

### 4.1 APLIKIMI I TEKNIKËS ON/OFF

Në këtë kapitull do të përdorim antenat array lineare si një nga konfigurimet e antenave 4G, të cilat kanë distancë të barabartë midis  $N$  elementëve (të të njëjtit lloj). Ne do ta marrim faktorin array (AF) duke përdorur metodën Woodward–Lawson, dhe do ta krahasojmë me maskën e modelit të përcaktuar.

Analiza e propozuar bazohet në ndryshimin e statusit (ndezja ose fikja) të ushqimit të disa elementeve të antenës. Ky modifikim i sjelljes së elementeve të array-it do të reflektojë gjithashtu tek modeli i rrezatimit të antenës.

Qëllimi i kësaj pune është të demonstrojë se modeli i modifikuar është gjithashtu një shkëmbim i vlefshëm (trade-off) midis numrit të elementeve të fikur dhe kërkesës për maskën e modelit array relativ. Për të vlerësuar modelin e marrë nga metoda W-L, do të përdoren dy teknika të ndryshme:

- Distanca Euklidiane
- Distanca Hausdorff

Të dy këto teknika lejojnë të vlerësohet se sa afër është modeli i rrezatimit i modifikuar nga ai i dëshiruari.

Fikja e një pjese të elementëve të array-it do të zvogëlojë konsumin relativ të energjisë, kjo bënë që të ketë një zvogëlim të shpërndarjes së energjisë [70]. Nga perspektiva e operatorit të antenës, zvogëlimi i fuqisë dhe i konsumit sjell rritjen e jetëgjatësisë së elementëve të antenës dhe rrjedhimisht të vetë antenës. Kjo çon në zvogëlimin e shpenzimeve operative (OPEX).

#### 4.1.1 Përdorimi i teknikës W-L dhe Digital Beamforming në rastin studimor

Metoda Woodward–Lawson është lineare. Karakteristika e saj më e rëndësishme është fakti se në drejtime të përcaktuara, përgjegjës për rrezatimin është ushqimi virtual që ka maksimumin e rrezatimit në atë drejtim. Pra, nëse nuk duam rrezatim në një drejtim të specifikuar, ne lehtësisht mund të fikim array-in përkatës virtual. Metoda Woodward-Lawson [71] është e mundur të realizohet nëse ruhen dy supozime në lidhje me ushqimin dhe fazat:

- Formula e faktorit të array AF bazuar në elementët e ushqimit është një funksion linear.
- Nëpërmjet operimit vetëm në fazën e një grupi të elementëve me ushqim uniform, është e mundur të ndryshohet drejtimi i rrezatimit maksimal i faktorit array.

Nëse ky grup zgjidhet me kujdes, mund të arrihet, jo vetëm rrezatimi maksimal në drejtime të ndryshme, por gjithashtu zero rrezatim në të njëjtat drejtime ku array-t e tjera kanë maksimumet e tyre. Duke kombinuar ushqimet e duhura të array virtual, ne mund të arrijmë (në atë drejtim) një amplitudë rrezatimi si ajo që i nevojitet maskë së rrezatimit. Mbivendosja e të gjitha array virtuale mund të krijojë faktorin e dëshiruar të array-it (AF), si në Fig. 4.1.

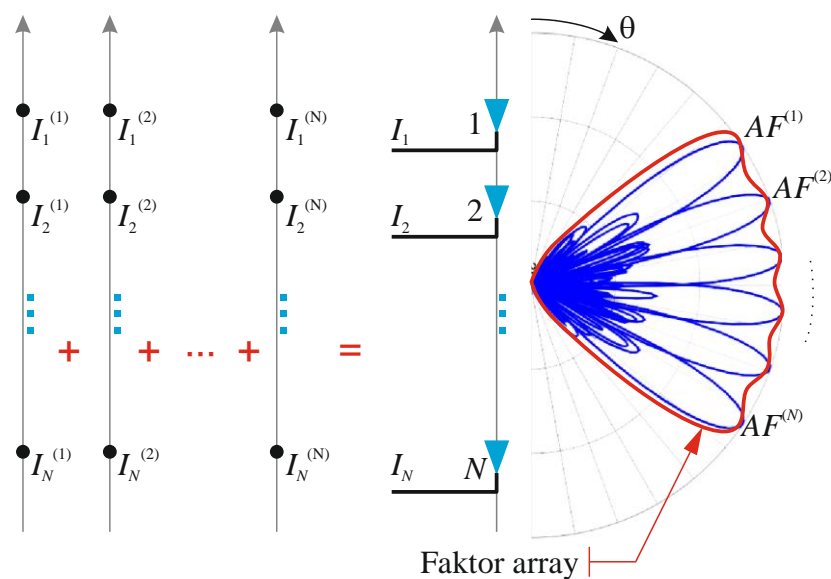


Fig. 4.1 Ushqimi dhe formimi i rrezeve nga një array virtual (Beam Forming)

Në Fig. 4.1 vihet re se si antena array mund të analizohet si një mbivendosje e array-ve të ndryshëm virtual, të pavarur dhe të mbivendosur. Një funksion shembull i të ushqyerit mund të shprehet si:

$$I_n = I_n^{(1)} + I_n^{(2)} + I_n^{(3)} + \dots + I_n^{(N)}; \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (4.1)$$

Ushqimi për secilin prej tyre shprehet si  $I_n = a_n e^{j\beta n}$ . Ne mund të zgjedhim një grup të array-it virtual që ka maksimumin e rrezatimi në drejtime të ndryshme.

Faktori array i projektuar përmes metodës Woodward-Lawson do të përdoret si modeli origjinal në të gjitha array-it. Bazuar në këtë projekt, do të bëjmë analizën e fikjes së disa elementëve të rastësishëm, për të parë ndryshimet në modelin e rrezatim si dhe krahasimin se sa ndryshon ai nga modeli i dëshiruar që jepet nga maska. Format e modelit varen nga madhësia e hapjes, numri i elementëve dhe hapësira midis tyre.

Duke përdorur metodën Woodward-Lawson, ne do të ndërtojmë antenën array lineare standarde e cila do të ketë  $N = 21$  elementë, një distancë të barabartë midis elementeve  $d = \lambda / 2$  dhe do të marrim në konsideratë një maskë drejtkëndëshe (M) me amplitudë një (shkalla lineare) nga  $45^\circ$  në  $135^\circ$  dhe zero në pjesën tjetër si në Fig. 4.2.

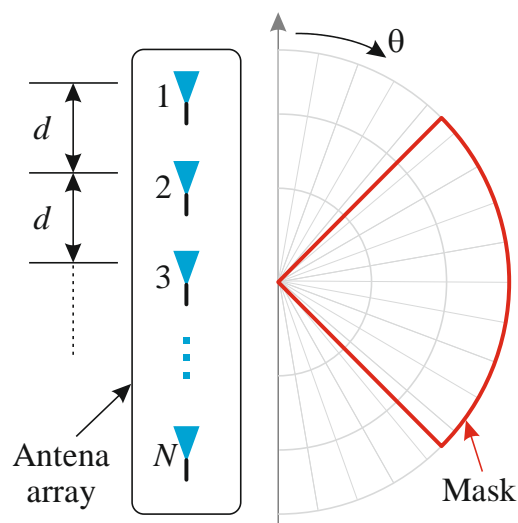


Fig. 4.2 Problemi i përcaktimit të gjeometrisë.

Për operatorët mobile dizenjimi i array-it në frekuenca qendrore prej 2100MHz, jep një antenë me një lartësie rreth 220 cm.

Procedura e Woodward-Lawson nuk specifikon se si të gjenerohen beam-et e mbivendosur ose ngacmimet e elementëve kompleks të array linear. Kjo procedurë përdor array linear me amplituda uniforme dhe shpërndarjen e fazës progresive lineare si blloqet e ndërtimit. Këto array kanë beame të skanuar në kënde të ndryshme, të pozicionuar në mënyrë të tillë që kulmi i çdo beami të bjeri në zerot (nullet) e të gjithë beam-eve të tjerë dhe rregullohet që kulmi i çdo beam-i të përkojë me formën e beam-it të modelit të maskës së dëshiruar.

Në 5G ose në zhvillimet për sistemin 6G mund të bëhet i mundur që ushqimi kompleks të arrihet përmes rrjetit të formimit të beame-ve dixhital të plotë. Në këtë rast secili element i antenës së array është i lidhur drejtpërdrejt me një zinxhir të dedikuar RF (RF: Frekuenca e Radios) që përfshin PA / LNA (Amplifikatori i Energjisë / Amplifikatori i Zhurmës së Ulët) si në Fig. 4.3. Maksimizimi i throughput-it arrihet nga përdorimi i

strukturës së kanalit multidimensional i shoqëruar me antena të shumëfishta në çdo fund transmetimi apo marrje informacioni.

Siç shihet në Fig. 4.3 beamforming dixhital konsiston në përkthyes RF, konvertues A/D, DDC, shumëzues dhe mbledhës operacionesh komplekse të peshës. Përkthyesit RF konvertojnë sinjale me frekuenca të larta RF në sinjale me frekuencë më të ulët IF. Sinjali IF konvertohet në ekuivalent dixhital duke përdorur konvertuesin A/D nëpërmjet përdorimit të orëve të përshtatshme të kampionimit.

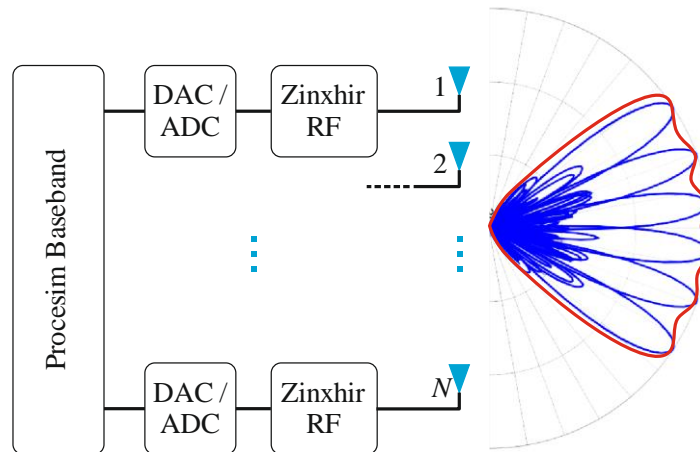


Fig. 4.3 Arkitektura e krijimit të digital beam të plotë.

Një nga pengesat më të mëdha të kësaj arkitekture, përveç kostos, është konsumi i energjisë dhe shpërndarja e lartë e nxehtësisë.

#### 4.1.2 Distancat Euclidane dhe Hausdorffit

Për të përmirësuar konsumin e energjisë dhe për të zgjatur jetën e antenës, përmes zvogëlimit të nxehtësisë të energjisë së shpërndarë, në këtë punim po shqyrtojmë mundësinë ta arrijmë atë duke fikur qëllimisht një pjesë të elementeve të antenës (zinxhiri përkatës RF). Fikja e disa elementëve të antenës do të ndryshojnë në mënyrë të pashmangshme edhe modelin e rrezatimit origjinal.

Për të kuptuar sa larg maskës së rrezatimit të dëshiruar është modeli i modifikuar, do të përdoret një procedurë e matjes së distancave Euklidiane dhe Hausdorff referuar maskës së kërkuar. Synimi ynë është të krahasojmë distancat Euklidiane dhe të Hausdorff-it si një vlerësim efektiv për devijimin e modelit të antenës [72][73].

Por ajo që është më e rëndësishme, fikja e një pjesë të zinxhirit RF të rrjetit do të sjellë më shumë kontroll nga operatorët celularë, duke pasur kështu mundësinë për të vendosur nëse do të ndizet ose jo një pjesë të elementëve të antenës.

Kjo mund të jetë e dobishme në rast të trafikut të ulët ose e një numër të ulët të përdoruesve të lidhur, si për shembull natën ose në orë të trafikut me kërkesë të ulët.



Një nga avantazhet e parë nga kënvështrimi i operatorëve është se bëhet e mundur arritja e zvogëlimit të konsumit të energjisë si edhe shpërndarja e ngrohjes [70], duke rritur jetëgjatësinë e antenës pa përkeqësuar aftësitë e komunikimit.

Vlen për tu theksuar se formulat për distancat që do përdorim si atë Euklidiane dhe atë të Hausdorff-it do ti përdorim në formën linear, në atë logaritmike, si edhe në formën relative të tyre.

### *Distanca Euklidiane*

Distanca Euklidiane mund të shprehet si vija e drejtë midis dy pikave të dhëna (natyrisht që pikat mund të jenë vektor ose matricë). Gjatësia e vijës së drejtë paraqet distancën më të shkurtër midis dy pikave të përcaktuara. Përdoret gjithashtu edhe për probleme me dimensione më të larta.

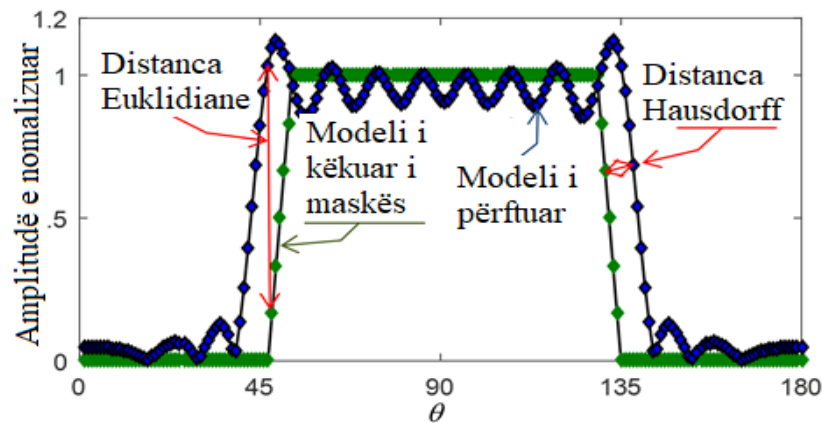


Fig. 4.4 Diferenca ndërmjet distances Hausdorff dhe asaj Euclidean

Përmes këtij punimi ne do të përdorim shumën e të gjithë distancave Euklidiane (E) midis faktorit array (AF) dhe maskës (M, të modelit të dëshiruar), siç jepet në ekuacionin (4.2) dhe siç tregohet në Fig. 4.4.

$$E = \sum_{\theta=0^{\circ}}^{180^{\circ}} \|AF(\theta) - M(\theta)\| \quad (4.2)$$

### *Distanca Hausdorff*

Kjo distancë është quajtur e tillë në nder të Felix Hausdorff (i pari që e prezantoi në vitin 1905). Distanca Hausdorff mund të shprehet si distanca maksimale e një bashkësie në pikën më të afërt në grupin tjetër. Përmes këtij përkufizimi është e lehtë të kuptohet se ajo shpreh distancën më të gjatë që mund të detyrohesh për të udhëtuar midis dy grupeve të pikave. Jepen dy grupe pikash AF dhe M, distanca Hausdorff midis tyre mund të përcaktohet si në (4.3):

$$H(AF, M) = \max \{h(AF, M), h(M, AF)\} \quad (4.3)$$

Ku  $h(AF, M)$  quhet distancë direkte e Hausdorff dhe përcaktohet si në (4.4):

$$h(AF, M) = \max_{AF(\theta_i) \in AF} \min_{M(\theta_j) \in M} \|AF(\theta_i) - M(\theta_j)\| \quad (4.4)$$

Ajo identifikon pikën në  $AF$  që është më e largëta nga çdo pikë në  $M$  dhe mat distancën Euklidiane nga ajo pikë në fqinjin më të afërt në  $M$ . Gjithashtu përkufizimi për  $h(M, AF)$  jepet si në (4.5):

$$h(M, AF) = \max_{M(\theta_i) \in M} \min_{AF(\theta_j) \in AF} \|M(\theta_i) - AF(\theta_j)\| \quad (4.5)$$

Distancat Hausdorff dhe Euklidiane të aplikuara në modelin aktual të antenës, janë treguar si në Fig. 4.4.

### 4.1.3 Algoritmi i implementimit të Teknikës on/off

Në vijim do të paraqesim implementimin e teknikës on/off duke përdorur metodën W-L. Ky algoritëm thërret algoritmin nr.3 por mbi të do të përpunohen edhe do të llogariten distancat Euklidiane dhe ato të Hausdorff-it.

---

#### Algoritmi 4: Teknika on/off në antena array linear

---

##### Hapi 1: Përkufizimi i problemit

- d. Përcaktimi i numrit  $N$  të elementëve në array
- e. Përcaktimi i distancës midis elementëve  $d$  në gjatësi vale
- f. Përkufizimi i maskës së rrezatimit të dëshiruar për çdo drejtim përreth antenës

##### Hapi 2: Thërrasim Algoritmin nr. 3 W-L

- g. Vlerësimi i modelit të rrezatimit origjinal sipas W-L
- h. Vlerësimi i  $N$  rrymave rezultante për secilin element të array
  - Amplitudë ( $a_n = |I_n|$ )
  - Fazë ( $\alpha_n = \angle I_n$ )

##### Hapi 3: Zgjedhim elementët për tu fikur (ON/OFF)

- e. Zgjedhim elementët që do të fikim nga 1 në  $N/2$
- f. Ndërtojmë në formë binare peshat ( $P$ ) për çdo element (vektor binar me  $N$  element ku 1 = element i fikur; 0 = element i ndezur)

##### Hapi 4: Vlerësimi i vektorit të rrymave (ON/OFF)

- a. Shumëzimi skalar i vektorit të rrymave origjinale ( $I_n$ ) me vektorin e peshave binare ( $P$ ) të konjuguar
- b. Vlerësimi i rrymës rezultante për secilin element
  - Amplitudë ( $a_n = |I_n|$  për elementë të ndezur;  $a_n = 0$  për element të fikur)
  - Fazë ( $\alpha_n = \angle I_n$  për elementë të ndezur;  $\alpha_n = 0$  për element të fikur)

##### Hapi 5: Vlerësimi i faktorit të array të realizuar

- b. Vlerësimi i modelit të rrezatimit me rrymat e modifikuara si superpozim efekti

- c. Vlerësimi i modelit të rrezatimit në shkallë logaritmike (dB)

**Hapi 6: Vlerësimi i metrikave të rankimit**

- c. Vlerësojmë distancën Euklidiane ( $E$ ) të modelit të rrezatimit të modifikuar dhe maskës
- d. Vlerësojmë distancën Hausdorff ( $H$ ) të modelit të rrezatimit të modifikuar dhe maskës

**Hapi 7: Paraqitja e rezultateve (në formë tabelare dhe grafik)**

- a. Paraqitja e rrymave të ushqimit rezultante për secilin element ( $N$  në total)
- b. Paraqitja e modelit të rrezatimit rezultat për çdo drejtim të hapësirës
- c. Paraqitja e të dhënave në hyrje, si  $N$ ,  $d$ , mask, Element të fikur
- d. Paraqitja e metrikave (distanca Euklidiane dhe ajo e Hausdorff-it)

**Hapi 8: Ruajtja e rezultateve**

- a. Përdorimi i numrit të elementëve  $N$ , distancës ndër-element  $d$  dhe maskës në hapësirë si referencë
- b. Ruajtja në formë tabelare e rrymave (amplitudë dhe fazë) për secilin element ( $N$  në total)
- c. Ruajtja e modelit të rrezatimit rezultat për çdo drejtim të hapësirës
- d. Ruajtja e të dhënave në hyrje, si  $N$ ,  $d$ , mask, element të fikur
- e. Ruajtja e metrikave të rankimit të përdorura ( $E$  dhe  $H$ )

**Hapi 9: Fund**

#### 4.1.4 Analiza dhe simulimi i antenave array

Në vend të dizajnit të antenës, e cila përqëndrohet në gjetjen e raportit më të mirë të rrjetit të shpërndarjes së ushqimit për secilin element, ne do të zgjedhim fikjen ose jo (operacion binar) elementin e përzgjedhur të antenës dhe gjithashtu do të gjurmohen dhe shënohen modifikimet e modelit të rrezatimit. Në rastin kur të gjithë elementët e antenës janë të ndezur, raporti i fuqisë përcaktohet duke u modeluar përmes metodës W-L.

Zgjedhja e funksionimit binar të elementit të antenës (on/off) zvogëlon përpjekjet për llogaritjet e nevojshme për beamforming. Rezultatet mund të ruhen në tabela kërkimi (p.sh. excel) në mënyrë që të thërriten sipas kërkesës që do duhet.

Në këtë rast, çdo zinxhir RF operon si zakonisht dhe mund të ketë dy gjendje (on ose off) bazuar në trade-off-in e operatorëve celular.

Duke përdorur metodën Woodward-Lawson ne do të ndërtojmë antenën array lineare standarde e cila do të ketë  $N = 21$  elemente, një distancë të barabartë midis elementeve  $d = \lambda / 2$  dhe do të marrë në konsideratë një maskë drejtkëndëshe ( $M$ ) me amplitudë një nga  $45^\circ$  në  $135^\circ$  dhe zero në pjesën tjetër.

Modeli origjinal i hartuar sipas metodës W-L përdoret për të analizuar grupin e antenës si në Fig. 4.5. Amplituda dhe faza përkatëse e secilit element paraqitet në pjesën e dytë të së njëjtës figurë.

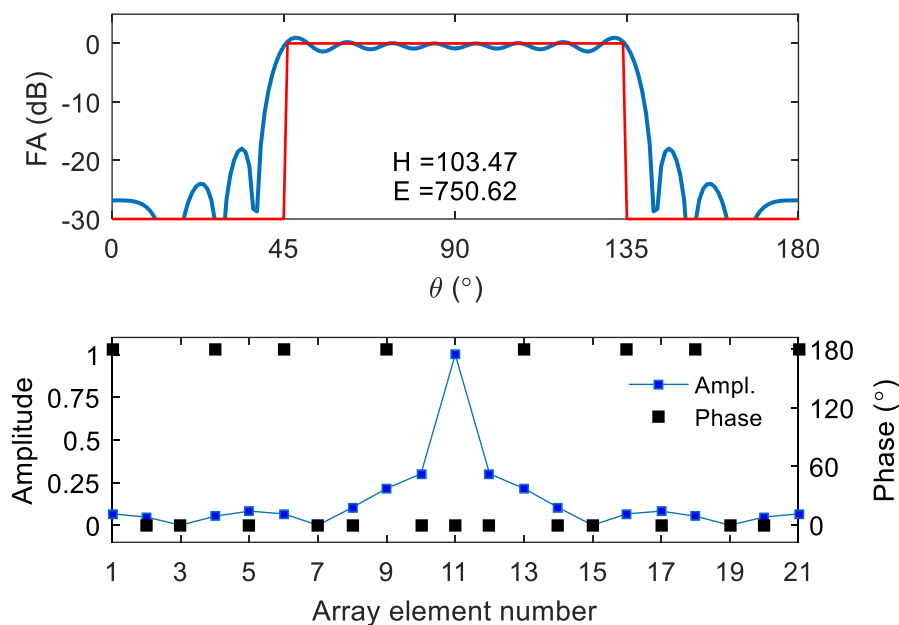


Fig. 4.5 Modeli i array-it dhe rryma relative në secilin element nga W-L

Kjo është një shpërndarje uniforme e antenës array, me ushqim shpërndarës jo uniform. Duke përdorur distancën lineare Euklidiane, mund të vërehet lehtësisht se: në rastin kur të gjitha elementët e antenës funksionojnë pra janë të ndezura (on), distancat Euklidiane (E) dhe të Hausdorff (H) nuk janë zero por janë përkatësisht  $E = 750.62$  dhe  $H = 103.47$ .

Në skenarin e analizuar, duke qënë se mundësitë për secilin nga elementët e antenës janë vetëm dy (on ose off) ka një numër të fundëm të kombinimeve që do të testohen ( $2^N = 2^{097\ 152}$ , ku  $N=21$ ). Me raportin origjinal të furnizimit me energji të antenës array, të krijuar sipas Metodës W-L, do të analizojmë të gjitha kombinimet e mësipërme pa modifikuar raportin e ushqimit ndërmjet elementëve, por vetëm përmes ndryshimit të gjendjes së tyre, ky proces mund të bëhet lehtësisht përmes kalkulatorëve modern.

Renditja e zgjidhjeve të marra bazuar në distancën Euklidiane (ose Hausdorff), është e anasjellta dhe jo linearisht e korreluar me rendijen e po këtyre zgjidhjeve bazuar në numrin e përgjithshëm të elementeve të fikur. Siç u përmend më parë, qëllimi i operatorëve celularë është ta arrijnë atë pa përkeqësuar modelin e rrezatimit. Këto dy qëllime janë në kundërshtim me njëri-tjetrin, në këtë rast është më i përshtatshëm një optimizim multiobjektiv, si në [74].

Në vijim do të paraqesim figurat e rasteve më perfaqësuese të studimit tonë, ku do merren në analizë fikja e elementëve të antenave nga një element i fikur e deri në një numër të fundëm, maksimumin e mundshëm të fikjes së tyre pra të 21 elementëve njëkohësisht.

Nga testimet kemi vënë re se fikja e një elementi të vetëm krijon një model rrezatimi shumë të përafërt me maskën e dëshiruar. Gjithsesi një rol të rëndësishëm luan edhe vendodhja në antenën array të elementit që fiket. Kjo do vihet re edhe në diagramën e rrezatimit të elementëve të antenës krahasuar me maskën e dëshiruar. Nga ana

matematikore distancat Euklidiane dhe Hausdorff kanë tendenca të rriten në qoftë se elementi i fikur i antenës ndodhet përkatësisht në qendër të array linear me 21 elementë se sa kur ndodhet në skajet ansore të tij.

Në vijim do të paraqesim me figura rastet kur kemi fikjen e më shumë se dy elementëve të antenës array lineare sepse ky është edhe pikësynimi ynë, që të fikim sa më shumë elemente të array-it, por të shikojmë nëse diagrama e rrezatim përkeqësohet shumë ose jo nga maska jonë.

Fikja e 6 elementëve të antenës si në Fig. 4.6, modeli i modifikuar tregon një distancë Euklidiane  $E = 995.14$  dhe një distancë Hausdorff  $H = 117.18$ . Të dy distancat janë rritur, por modeli i rrezatimit të antenës të marrë është akoma i kënaqshëm në lobin kryesor.

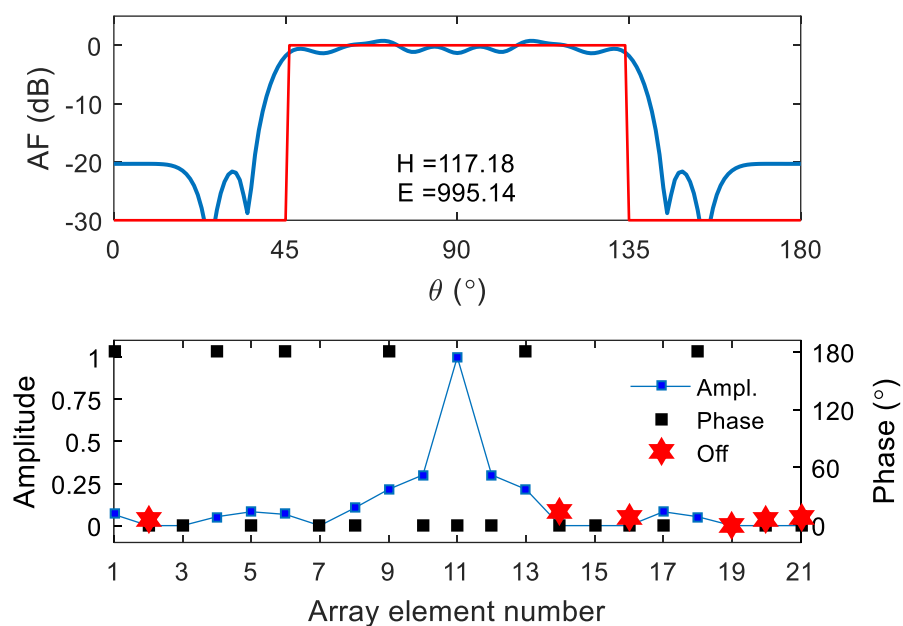


Fig. 4.6 Modeli array dhe raporti relativ i furnizimit me 21 elementë me 6 el. off

Rritja e numrit të elementëve të fikur të antenës array nga 6 në 10 elementë, sidomos ato që ndodhen larg qendrës së array linear, modifikon kryesisht nivelin e lobit anësor të modelit origjinal Woodward-Lawson. Kjo mund të vlerësohet duke krahasuar Fig. 4.5 dhe Fig. 4.7. Në këtë rast, të dy distancat e përdorura tregojnë një rritje në vlerat e tyre në distancat përkatëse referuar origjinalit W-L të dizenuar.

Rritja e numrit të elementëve të fikur, jo domosdoshmërisht do të sjellë rezultate më të këqija se rasti kur kemi një numër më të ulët të elementëve të fikur. Për këtë qëllim, le të krahasojmë Fig. 4.8, Fig. 4.7 dhe Fig. 4.5 (origjinali W-L, nuk ka elementë të fikur). Në Fig. 4.8 paraqet rastin kur kemi 11 elementë të fikur (më shumë se 50% e elementëve të gjithë antenës array janë fikur) vëmë re se distancat Euklidiane dhe ato Hausdorff,  $E = 760.35$  dhe  $H = 107.76$  janë më të mira se rasti i paraqitur në Fig. 4.7 (me 10 elementë të fikur nga 21 totali) ku të dy distancat paraqesin vlera më të larta  $E = 969.72$  dhe  $H =$

116.21. Kjo do të thotë që duhet të zgjedhim me kujdes se cili element do të fiket, për të pasur më pak shtrembërim në modeli e dëshiruar të antenës.

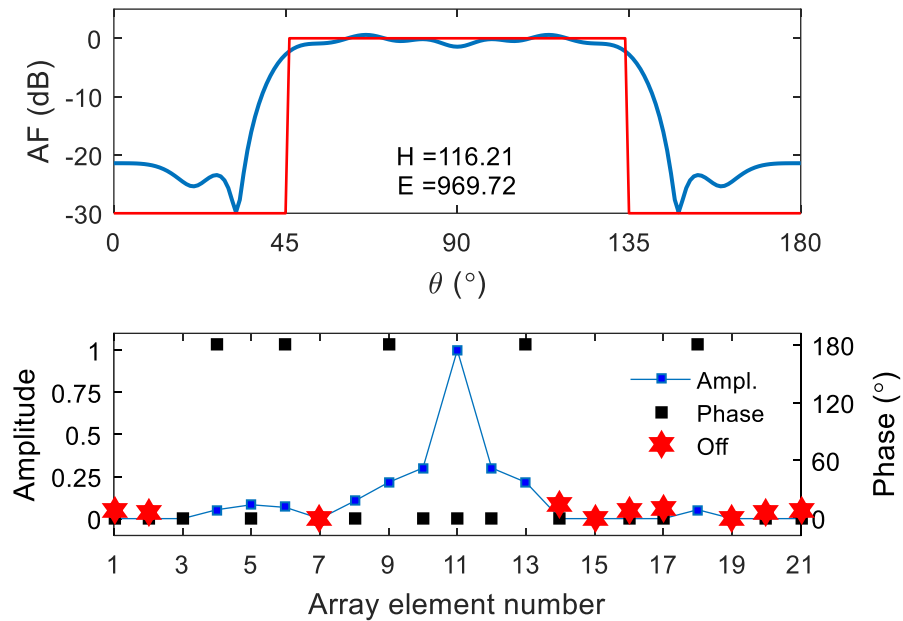


Fig. 4.7 Modeli array dhe raporti relativ i furnizimit me 21 elementë me 10 el. off

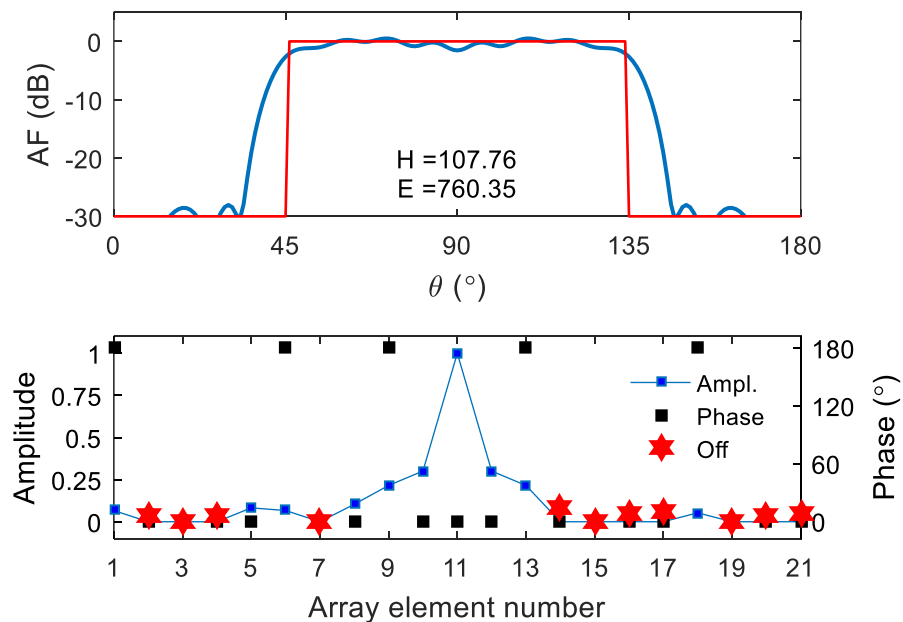


Fig. 4.8 Modeli array dhe raporti relativ i furnizimit me 21 elementë me 11 el. off

Në vazhdim do të marrim në shqyrtim rastet kur kemi të njëjtin numër elementësh array të fikur dhe përkatësisht do marrin rastin me 9 element të fikur. Krahasimi i Fig. 4.9 dhe

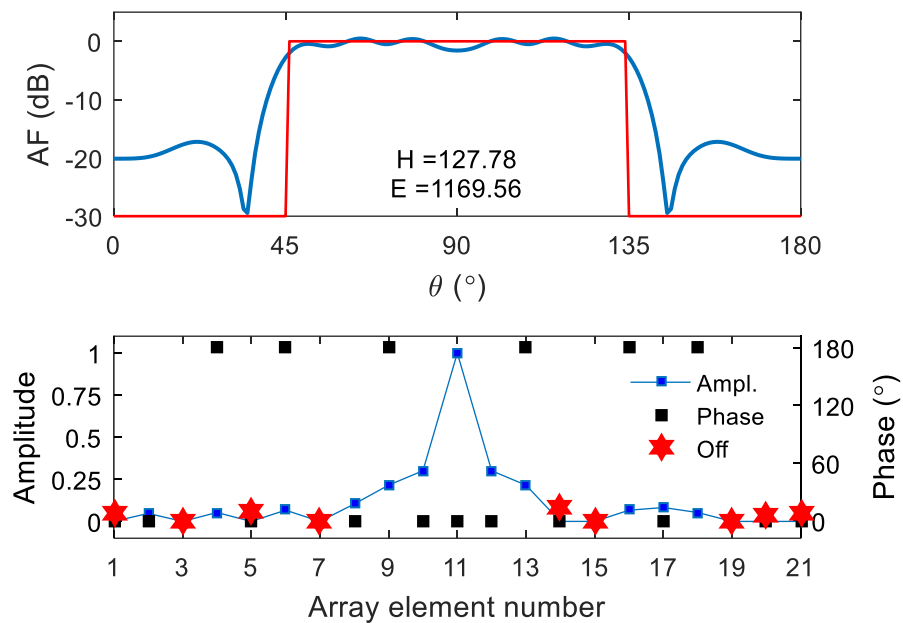


Fig. 4.9 Modeli array dhe raporti relativ i ushqimit me 9 elementë të antenës off

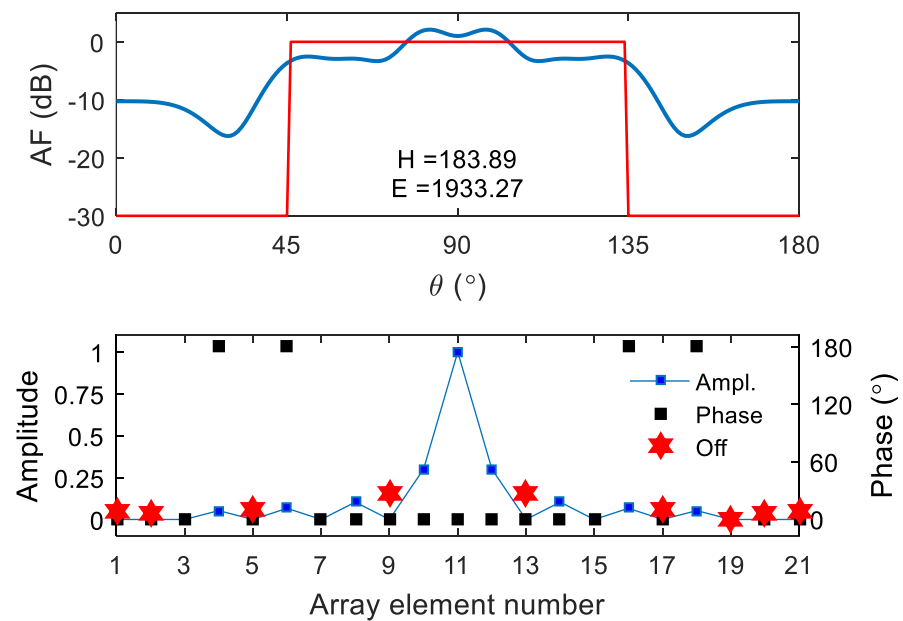


Fig. 4.10 Modeli array dhe raporti i ushqimit me 9 el. off (ndikim el. 9 dhe 13)

Fig. 4.10 sjell një pasqyrë më të mirë të shpjegimeve të mësipërme. Të dy konfigurimet edhe pse kanë nëntë elementë të antenës të fikur, vihet re dukshëm se e kanë shumë të ndryshëm modelin e rrezatimit. Kështu vihet re se Fig. 4.9 ka një diagram rrezatimi që është akoma i ngjashëm me maskën e dëshiruar, ndërsa diagrama në Fig. 4.10 ka një formë shumë të çrregullt. Zgjidhja e paraqitur në Fig. 4.9 ka një shpërndarje në mënyrë

më shumë uniforme të elementëve të fikur gjë që bën të ketë ngjashmëri me një antenë array të rrallë (sparse array antenna) [69]. Kjo mund të konfirmohet edhe përmes krahasimit të dy distancave të përdorura. Përkatësisht distancat Euklidiane dhe Hausdorff për Fig. 4.9 janë  $E = 1169.56$  dhe  $H = 127.78$  (të gjitha në dB), ndërsa distancat për Fig. 4.10 janë përkatësisht  $E = 1933.27$  dhe  $H = 183.89$ . Pra duket qartë se distancat Euklidiane dhe të Hausdorff në rastin e Fig. 4.10 janë gati 30% më të larta se në Fig. 4.9. Vihet re se ndikim në diagramën e rrezatimit në Fig. 4.10 kanë pikërisht elementët e fikur 9 dhe 13 (elementët e qendrës) të cilët bëjnë që kjo diagrafë të jetë shumë e deformuar.

Rasti i fundit i shqyrtuar në këtë punim është Fig. 4.11, e cila paraqet modelin e rrezatimit dhe elementët relativ që ushqehen nga e njëjta antenë array lineare me 15 elementë të fikur e cila ka 21 elementë në total. Në këtë rast ka rreth 71% të elementëve të antenës të fikur. Nga Fig. 4.11 vihet re një rritje në nivelin e lobit anësor të diagrafës së rrezatimit, por ruhet një ndryshim i përmbajtur në beam-in kryesor të maskës. Gjithashtu edhe nga llogaritjet e distancave midis diagrafave me të dyja metodat vihet re një rritje e lehtë e këtyre parametrave, përkatësisht  $E = 2123.91$  dhe  $H = 211.19$ .

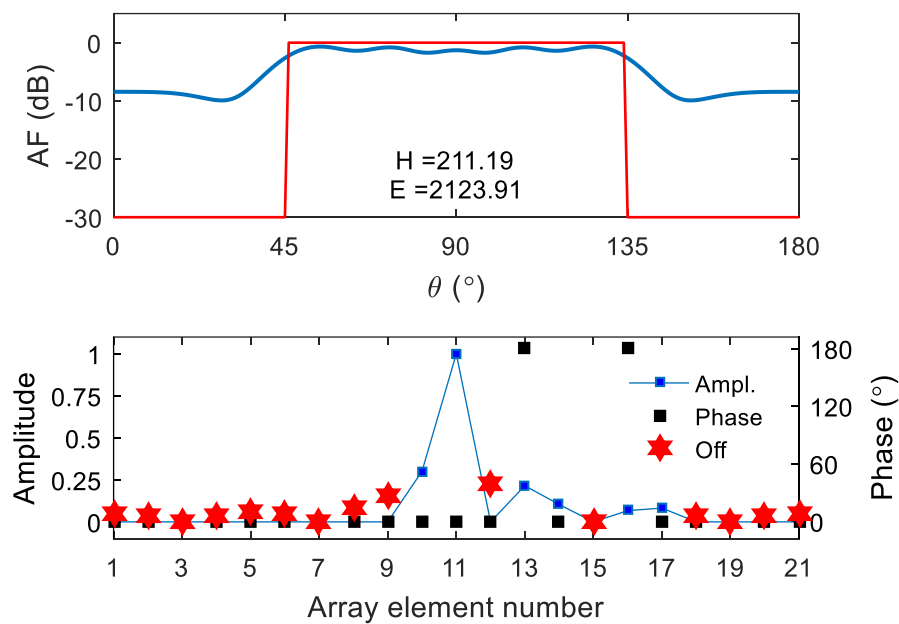


Fig. 4.11 Modeli array dhe rryma relative në secilin element, 15 el. off

Të dy këto distanca mund të përdoren në mënyrë efektive për të vlerësuar sa afër është modeli i modifikuar i antenës me atë që kërkohet, pra të maskës së rrezatimit. Për këtë qëllim, të gjitha strukturat e paraqitura janë krahasuar në Tab. 3.2 Tab. 4.1 duke u ofruar informacionin e nevojshëm për të rikrijuar rezultatet e fituara.

Në Tab. 4.1 specifikohet gjithashtu se cilët elementë janë ndezur/fikur, distancat relative Euklidiane dhe Hausdorff nga maska dhe sa ndryshojë në raportin me origjinalin e W-L. Raporti  $\Delta E/E_0$  and  $\Delta H/H_0$  përcaktohet në (4.6) si distanca relative e E dhe H me distancën përkatëse W-L të maskës së dëshiruar.



$$\begin{cases} \frac{\Delta E}{E_0} = \frac{E - E_{WL}}{E_{WL}} \times 100\% \\ \frac{\Delta H}{H_0} = \frac{H - H_{WL}}{H_{WL}} \times 100\% \end{cases} \quad (4.6)$$

Në Tab. 4.1 përfaqësimi binar i ndezjes/fikjes (on/off) së elementeve të array të antenës janë 1= elementi i fikur dhe 0= elementi i ndezur.

Referuar Tab. 4.1, të dy distancat paraqesin një rritje për shkak të modifikimit të madh të modelit të rrezatimit. Distancat e n

Tab. 4.1 Distancat Euclidean dhe Hausdorff

| Fig. No. | Off No. | Off. Elements <sup>#)</sup> | E    | H   | $\Delta E/E_0$<br>(%) | $\Delta H/H_0$<br>(%) |
|----------|---------|-----------------------------|------|-----|-----------------------|-----------------------|
| 4.5      | 0       | 00000000000000000000        | 750  | 103 | 0                     | 0                     |
| 4.6      | 6       | 010000000000010100111       | 995  | 117 | 32                    | 14                    |
| 4.7      | 10      | 110000100000011110111       | 969  | 116 | 29                    | 13                    |
| 4.8      | 11      | 011100100000011110111       | 760  | 107 | 1                     | 4                     |
| 4.9      | 9       | 101010100000011000111       | 1169 | 127 | 56                    | 23                    |
| 4.10     | 9       | 110010001000100010111       | 1933 | 183 | 157                   | 78                    |
| 4.11     | 15      | 111111111001001001111       | 2123 | 211 | 183                   | 104                   |

<sup>#)</sup> Paraqitje binare e elementëve të antenës të ndezur/fikur (On/Off). 1: element Off; 0: element On.

### Në përfundim mund të themi se:

- Paraqitëm analizën e një antene array, në të cilën fikja e një pjese të elementëve të antenës, bën të mundur uljen e konsumit të energjisë pa pasur modifikime të mëdha në modelin e rrezatimit.
- Analiza e paraqitur është përqëndruar në formatin binar të ndezjes/fikjes së elementëve të antenës i cili është më i lehtë dhe nuk kërkon aftësi të larta teknikash vlerësimi të beamforming. Modifikimi i sjelljes së antenës array është më i shpejtë me vetëm ndezjen/fikjen e elementëve sipas kërkesës, sesa ndryshimi i rrjetit të shpërndarjes së energjisë dhe fazës ose rrjetit të beamforming.
- Në këtë rast, zgjidhja e elementëve që mund të fikën mund të ruhet në një tabelë kërkimi, për referencë më të shpejtë të ngjashme me atë të paraqitur në Tab. 4.1.
- Fikja deri në 50% e elementëve të array bëri të mundur që të ketë më pak nxehtësi, të kursehet energji pa përkeqësuar modelin e rrezatimit, duke rritur ciklin e jetës së antenës array.
- Përdorimi i distancës Euklidiane si një njësi matëse, sjell një mori zgjidhjesh, ndërsa Hausdorff vlerëson të njëjtat zgjidhje por jep ato më të afërta. Pikë tjetër është se përdorimi i distancës Hausdorff ndaj asaj tradicionale Euklidiane, është

më e përshtatshme për të zgjedhur përkeqësimin e modeleve të rrezatimit dhe/ose ndryshimet midis tyre.

#### 4.2 PËRDORIMI I ALGORITMIT PËR LOKALIZIMIN NË ANTENAT ARRAY

Në vitet e fundit, një vëmendje e dukshme i është drejtuar përcaktimit të pozicionimit të përdoruesve në rrjetet mobile. Shërbimet e bazuara në lokalizim përfshijnë: vendodhjen e aparatit celular, gjurmim të automjeteve, monitorim për rikuperimin nga vjedhja, telemetri, shërbimet e urgjencës etj.

Parametrat më të përdorur nga teknika e radio-lokalizimit kryesisht për të vlerësuar pozicionin e terminalit, janë: forca e sinjalit, koha e mbërritjes (TOA), diferenca kohore e mbërritjes (TDOA) dhe këndi i mbërritjes (AOA).

Algoritmi i përdorur në këtë simulim bazohet në vëndndodhjen e quajtur Cell ID, e cila vlerëson pozicionin e terminalit bazuar në parametrat TOA dhe AOA. Parametri AOA është këndi në gradë midis drejtimit të përhapjes së valës së specifikuar dhe një drejtimi referimi, i njohur si orientim, i cili përgjithësisht përkon me Veriun.

TOA është matja (në sekonda) e kohës së përhapjes së sinjalit që transmetohet nga terminali në stacionin bazë.

Pozicioni i një elementi në sipërfaqen e tokës mund të identifikohet përmes një sistemi standard koordinues gjeografik. Sistemi më i njohur i referimit është ai që lejon të lokalizohet një pikë në sipërfaqen e tokës përmes dy koordinatave gjerësia dhe gjatësia (latitude dhe longitude).

Në këto simulime, supozohet se rruga e përhapjes midis UE dhe BS është gjithmonë në vështrim (LOS), për të mos marrë në konsideratë gabimin e futur në vlerësimin e distancës për shkak të rrugës më të gjatë të bërë nga sinjali në rast reflektimesh.

Për të mos marrë në konsideratë efektin e shumë shtigjeve (multiple paths), supozohet gjithashtu që shërbimi i rrjetit merret në një mjedis rural që do të thotë më pak ndërtesa të larta.

Githashtu është supozuar që një terminal po lëviz me shpejtësi si këmbësorë për të qenë në gjendje të neglizhohet Efekti Doppler. Një ndërlikim i mëtejshëm lind nga fakti se Toka nuk është një sferë e përsosur, por një elipsoid i rrafshuar në pole, i quajtur gjithashtu sferoid i shtypur në pole. Kjo do të thotë që rrezja e tij është e ndryshme në varësi të vendit ku matet.

Në algoritmin e zhvilluar Toka supozohet sferike, si rreze konsiderohet distanca midis qendrës së Tokës dhe nivelit mesatar të detit në sipërfaqen e saj, që korrespondon me rrezen mesatare e cila është afërsisht e barabartë me 6371.03 km.

Kjo vlerë rrjedh nga mesatarja e distancave të sipërfaqes së mesme të të gjitha pikave të globit dhe është e barabartë me rrezen e një sfere, që do të thotë sipërfaqja e Tokës.

### 4.2.1 Algoritmi i lokalizmit në antenat array

Si fillim na duhet të gjejmë pozicionin e një terminali celular (B) në lidhje me një Base Station (stacion bazë) (A). Po ti referohemi Fig. 4.12, A (a, b) paraqet pozicionin e antenës, me një gjatësi a dhe gjerësi b, të dyja të njohura;  $\theta$  është AOA dhe matet në drejtim të kundërt të akrepave të orës, duke marrë si referencë veriun; B (a', b') është pozicioni i terminalit, me përkatësisht gjatësi a' si dhe gjerësi b', këtu paraqiten të panjohurat që duhen llogaritur.

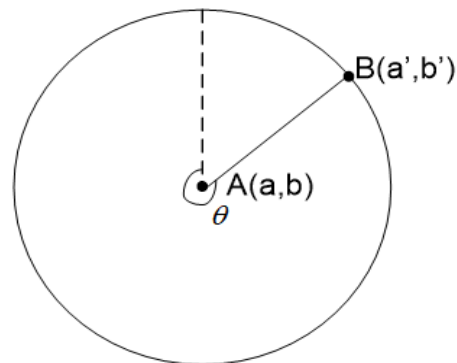


Fig. 4.12 Përfaqëson terminalin dhe BS në qelizë.

Për të llogaritur distancën midis dy pikave në nivelin e Tokës është përdorur formula Vincenty [75].

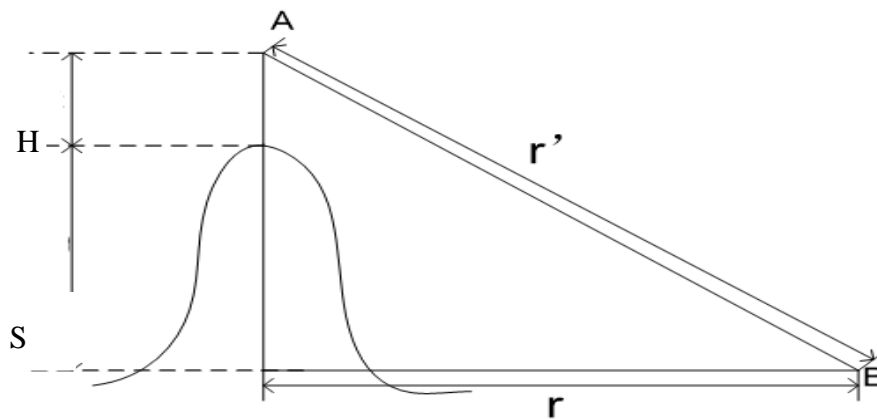


Fig. 4.13 Distanca midis BS dhe UE.

Në Fig. 4.13, pika A përfaqëson BS ndërsa pika B terminalin. Distanca lineare midis terminalit dhe antenës është  $r'$ , e llogaritur duke përdorur formulën:

$$r' = TOA_{reale} \cdot c \quad (4.7)$$

Distanca r, e cila merr parasysh lartësinë mbi nivelin e detit, llogaritet duke përdorur formulën:

$$r = \sqrt{r'^2 + h^2} \quad (4.8)$$

ku  $h$  rrjedh nga formula:

$$h = H + S \quad (4.9)$$

$H$  është lartësia e antenës ndërsa  $S$  është lartësia e kodrës

Duke përdorur AOA dhe TOA të matura dhe rrezen  $r$  të llogaritur sipas procesit të sapo përshkruar, ne do të përcaktojmë gjerësinë dhe gjatësinë gjeografike të zgjedhjes sonë nga formulat e mëposhtme:

$$a' = a + \frac{r \times \sin \theta \times 360^\circ}{R' \times \cos b' \times 2\pi} \quad b' = b + \frac{r \times \cos \theta \times 360^\circ}{R' \times 2\pi} \quad (4.10)$$

---

### Algoritmi 5: Lokalizimi i UE në antenat array

---

#### Hapi 1: Identifikimi i problemit

- Bazuar në pozicionin gjeografik të BS të dhënë
- Llogaritja e parametrave TOA dhe AOA
- Të përcaktohet vendodhja e UE përgjatë një rruge të dhënë
- Përzgjedhja e një rruge me 524 pozicione të ndara nga 10m midis tyre

#### Hapi 2: Simulimi

- Bazuar në pozicionin gjeografik të BS do të llogariten parametrat:
  - TOA reale: jepet si raport ndërmjet distancës së antenës dhe UE-së mbi  $c$
  - AOA përdor formulat e Vincenty [75]

#### Hapi 4: Realizimi i matjeve

- Bazuar tek TOA dhe AOA nxirret distanca e UE-së
- Llogariten e vendodhjes së UE-së në të gjithë 524 pozicionet e paracaktuara

#### Hapi 5: Analizimi dhe përpunimi i të dhënave

- AOA e vlerësuar = AOA reale +  $\epsilon_{aoa}$
- AOA me deviacion standart  $\sigma_\theta$  që varion nga  $1^\circ$  në  $5^\circ$
- TOA e vlerësuar = TOA reale +  $\epsilon_{toa}$
- TOA me deviacion standart  $\sigma_\theta$  që varion nga 10 në 50 ns

#### Hapi 6: Llogaritja e gabimeve

- Gabimi absolut
- Gabimi relativ

#### Hapi 7: Fund

---

## 4.2.2 Simulime dhe rezultatet e marra

Simulimi konsideron një terminal që lëviz përgjatë një shtegu të paracaktuar dhe llogarit pozicionin e tij gjeografik në termat e gjerësisë dhe gjatësisë, në rastin ku kemi LOS dhe

rreze 3000m të qelizës. Llogaritet gjithashtu gabimi absolut dhe relativ i pozicionit aktual për secilin simulim në të njëjtën rrugë.



Fig. 4.14 Foto nga google earth të rrugës që përshon UE dhe të BS

Në Fig. 4.14 është shënuar me të kuqe rruga që duhet të përmbushë terminali, duke ilustruar pikat kryesore në të dhe pozicionin e BS.

Antena BS ndodhet në gjerësinë gjeografike = 45.658286N dhe gjatësinë gjeografike = 13.827997E.

Pika fillestare A1 (që korrespondon me hyrjen e zonës së kërkimit të Padricanos, Itali) ka gjerësi = 45.657469N dhe gjatësi = 13.830508E, A2 (në vendin e Padricanos) ka gjerësi = 45.658794N dhe gjatësi = 13.838770E, A3 (në afërsi të zonës së kërkimit Elettra Basovizza, Itali) ka gjerësi gjeografike = 45.643875N dhe gjatësi gjeografike = 13.847764E, A4 (në afërsi të autostradës A4 Venecia-Trieste) ka gjerësi gjeografike = 45.652058N dhe gjatësi = 13.8246606E dhe në fund pika A5, kthimi, ka gjerësi = 45.657430N dhe gjatësi gjeografike = 13.830434E (rreth 9 m larg pikës A1).

Saktësia e përdorur në simulim për gjerësinë dhe gjatësinë është e barabartë me 11.1 cm, një vlerë që rrjedh nga supozimi se perimetri i Tokës rreth ekuatorit është 40.075.16 km dhe pastaj  $1^\circ = 1000 \times 40075.16 / 360 = 111,319.88889$  në m, për këtë arsye  $0.000001^\circ = 0.11\text{m}$ .

Në shteg janë konsideruar 524 pozicione të vendosura 10 m nga njëra-tjetra dhe për secilën prej tyre llogariten parametrat AOA dhe TOA, për përcaktimin e pozicionit të vlerësuar nga UTRAN. Çifti i parametrave llogaritet duke filluar nga pozicionet aktuale të BS dhe pikave individuale në shteg. Ne do të shqyrtojmë për të dy një shpërndarje të probabilitetit, siç rrjedh nga analiza e studimeve të shumta të bëra në sistemet wireless të bazuara në vendndodhje.

Për AOA supozojmë një shpërndarje Gaussian me devijim standard  $\sigma_\theta$  e cila mund të ndryshojë nga  $1^\circ$  në  $5^\circ$  (më e përshtatshme do të ishte duke marrë parasysh kushtet kufitare në të cilat funksionon sistemi: makro-cell, mjedisi rural, etj.) dhe zero mesatare [76],[77],[78],[79].

$$AOA_{\text{vlerësuar}} = AOA_{\text{reale}} + \varepsilon_{AOA} \quad (4.11)$$

tek TOA supozojmë një shpërndarje Gaussian me devijim standard  $\sigma_{TOA}$ , e cila mund të ndryshojë nga 10 në 50 ns dhe një mesatare zero [80],[81],[82],[83].

$$TOA_{\text{vlerësuar}} = TOA_{\text{reale}} + \varepsilon_{TOA} \quad (4.12)$$

AOA e vërtetë dhe TOA e vërtetë janë funksione të gjatësisë dhe gjerësisë gjeografike të BS dhe të pikave të rrugës. Vlera e tyre rrjedh nga formula e Vincenty[75].

Sipas vlerave AOA dhe TOA, llogariten gjerësia dhe gjatësia prej 524 pikash në rrugën e zgjedhur. Pasi të merren pozicionet e këtyre pikave do llogariten:

- Gabimi absolut (në metra), si distanca midis pikës së pozicionit aktual dhe atë të vlerësuar në simulim.
- Gabimi relativ (pa dimension), si raport midis gabimit absolut dhe distancës ndërmjet BS dhe pozicionit aktual të pikës.

Në të gjitha simulimet, vlerat e mëposhtme janë të fiksuara për shënimet konstante:  $S = 420\text{m}$ ; Lartësia  $H = 1\text{m}$ ; Lartësia mesatare  $= 348\text{m}$ ;  $h = 73\text{m}$ ;  $R = 6371030\text{ m}$ ;  $c = 299792458\text{ m/s}$ .

Më poshtë është një shembull i simulimit në të cilin vendosen  $\sigma_\theta = 1^\circ$  dhe  $\sigma_{toa} = 10\text{ ns}$ . Ku siç shihet në Fig. 4.15 kemi simulimin që i mbivendoset rrugës reale. Nga grafiku shihet se ai me ngjyrë blu paraqet simulimin ndërsa vija me ngjyrë të kuqe paraqet rrugën reale si në Fig. 4.14.

Siç shihet edhe me sy të lirë vija me ngjyrë blu (simulimi) nuk mbivendoset mirë mbi ngjyrën e kuqe. Kjo diferencë rritet më shumë sa më larg ndodhet UE nga BS (stacioni bazë). Nga këto diferenca do të llogariten edhe gabimet në mënyrë absolute dhe në atë relative në metra. Në figurat e mëposhtme shohim gabimet absolute Fig. 4.16 dhe relative Fig. 4.17 për pikat e ndryshme të intinerarit, aksi y është në metra ndërsa aksi x jep distancën reale nga BS në metra.

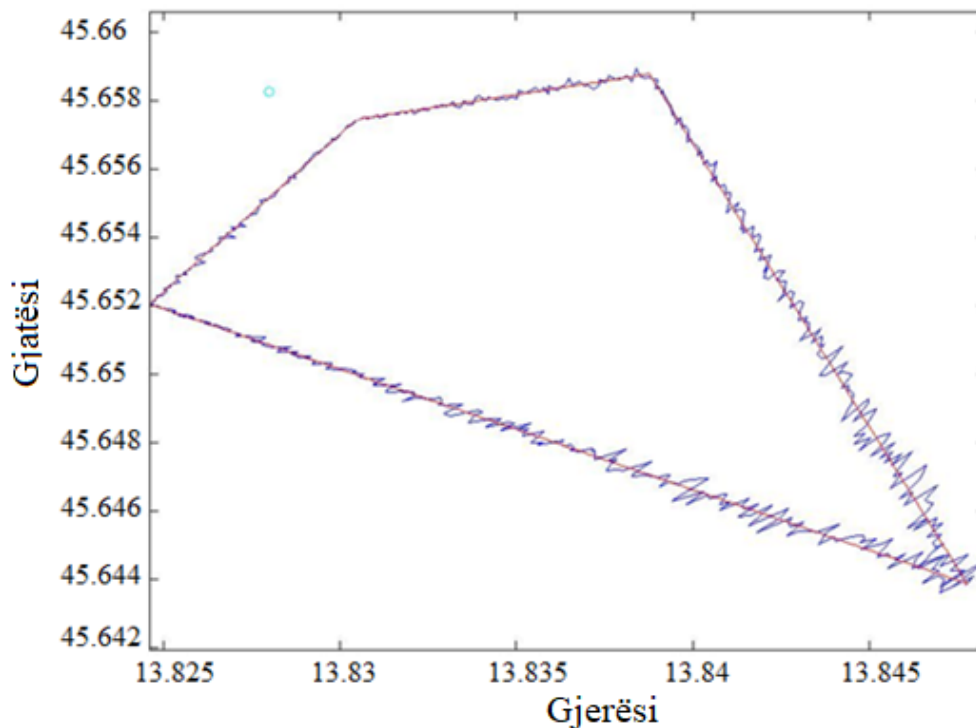


Fig. 4.15 Mbivendosje të rrugës reale dhe të vlerësuar, për gjerësi dhe gjatësi

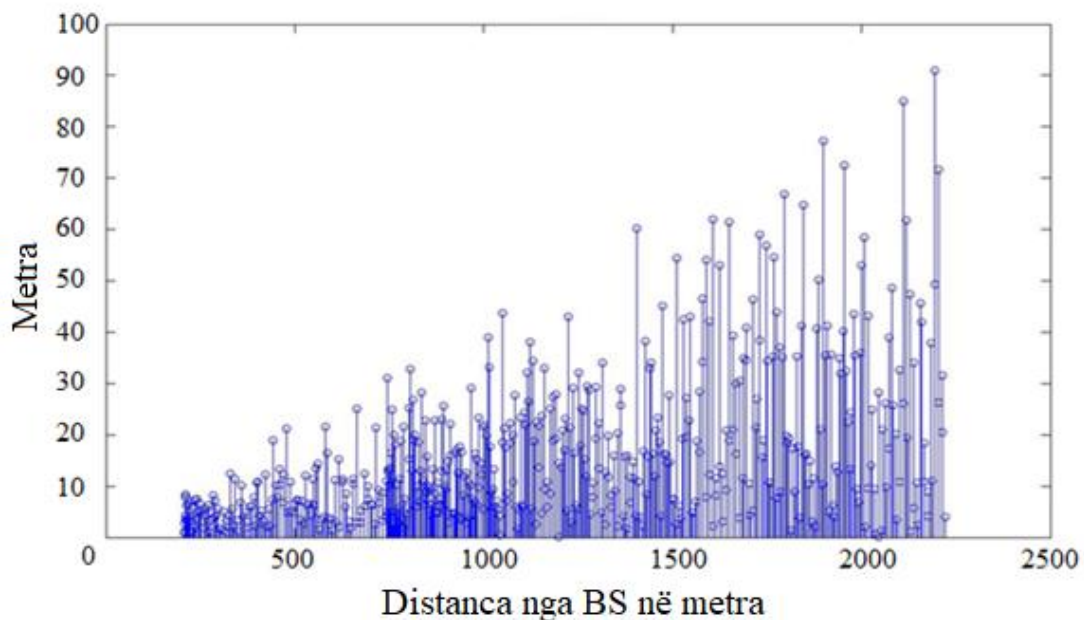


Fig. 4.16 Gabimi absolut në metra midis pikave aktuale dhe të llogaritura

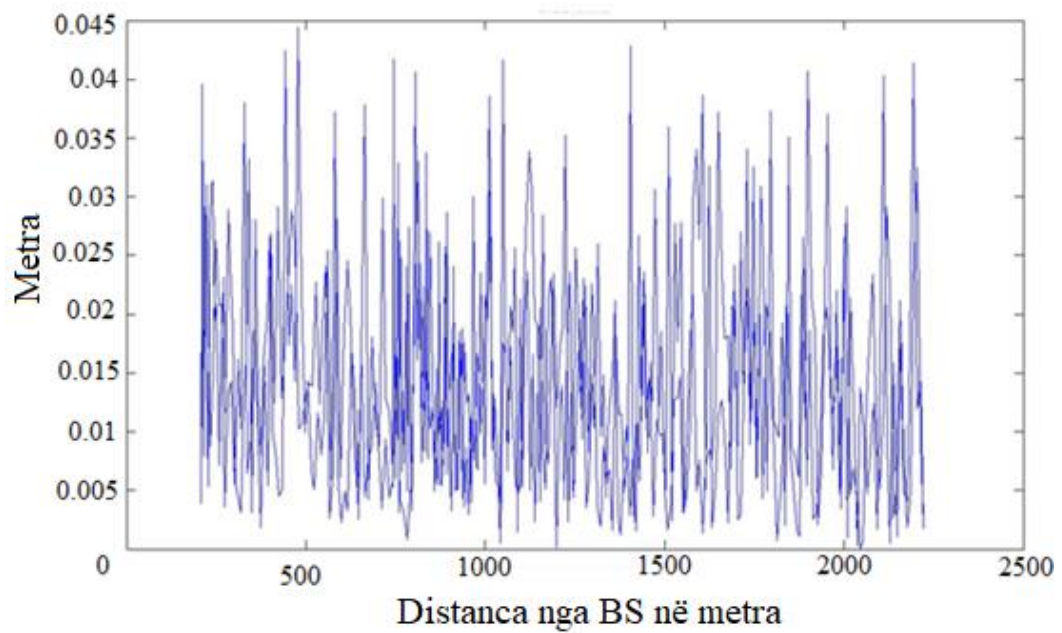


Fig. 4.17 Gabimi relativ i simulimit ( $x$ -dist. nga BS m)

Fig. 4.18 paraqet rastin e marrë në konsideratë: 100 simulime në të njëjtën rrugë, me  $\sigma_\theta = 1^\circ$  dhe  $\sigma_{toa} = 10$  ns.

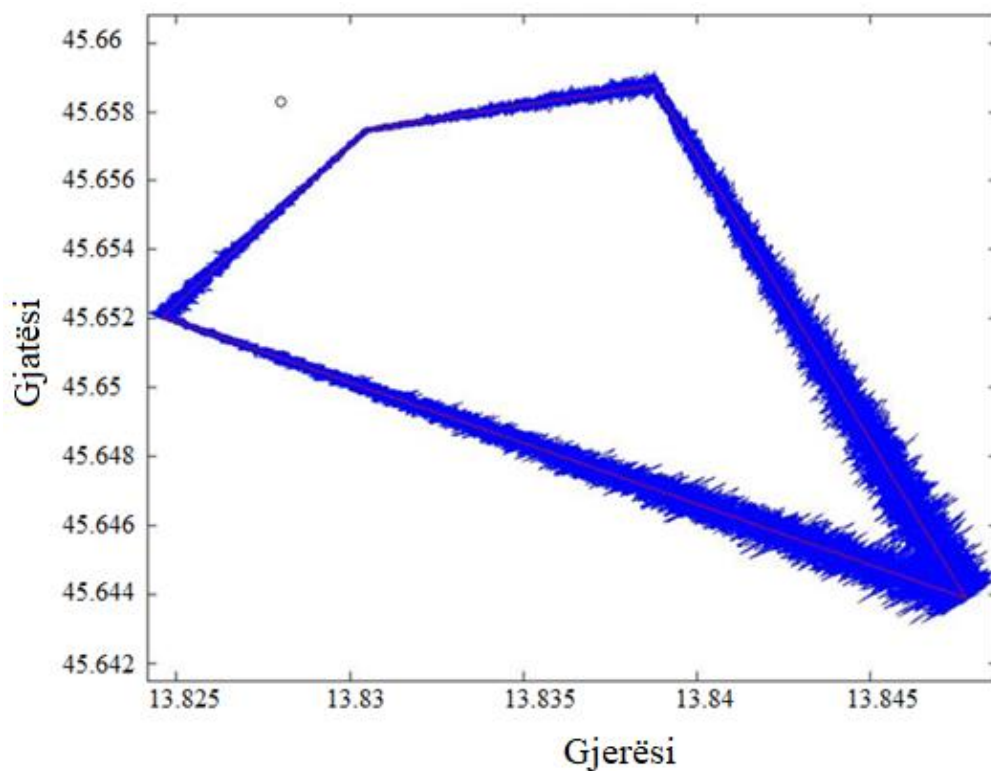


Fig. 4.18 BS, rruga reale dhe e vlerësuar në 100 sim. me  $\sigma_\theta = 1^\circ$  dhe  $\sigma_{toa} = 10$  ns.



### 4.2.3 Analiza e të dhënave

Në simulimet të ndryshme janë marrë në konsideratë AOA reale dhe TOA e vlerësuar dhe më pas TOA reale dhe AOA e vlerësuar. Kështu që është e mundur të analizohet ndikimi që secili prej këtyre parametrave, në mënyrë të pavarur nga tjetri ka në saktësinë e lokalizimit dhe në këtë mënyrë të zbulojmë se cili prej tyre parametrave ka më shumë ndikim.

Në fillim konsiderohet rasti me TOA aktuale dhe AOA të vlerësuar. Analiza u përsërit për dy vlera të  $\sigma_\theta$ :  $\sigma_\theta = 1^\circ$  dhe  $\sigma_\theta = 3^\circ$ , me 5 simulime. Më poshtë tregohen grafikët e marrë nga matlab për rrugën e vlerësuar (të mbivendosur në atë reale) dhe për gabimin absolut.

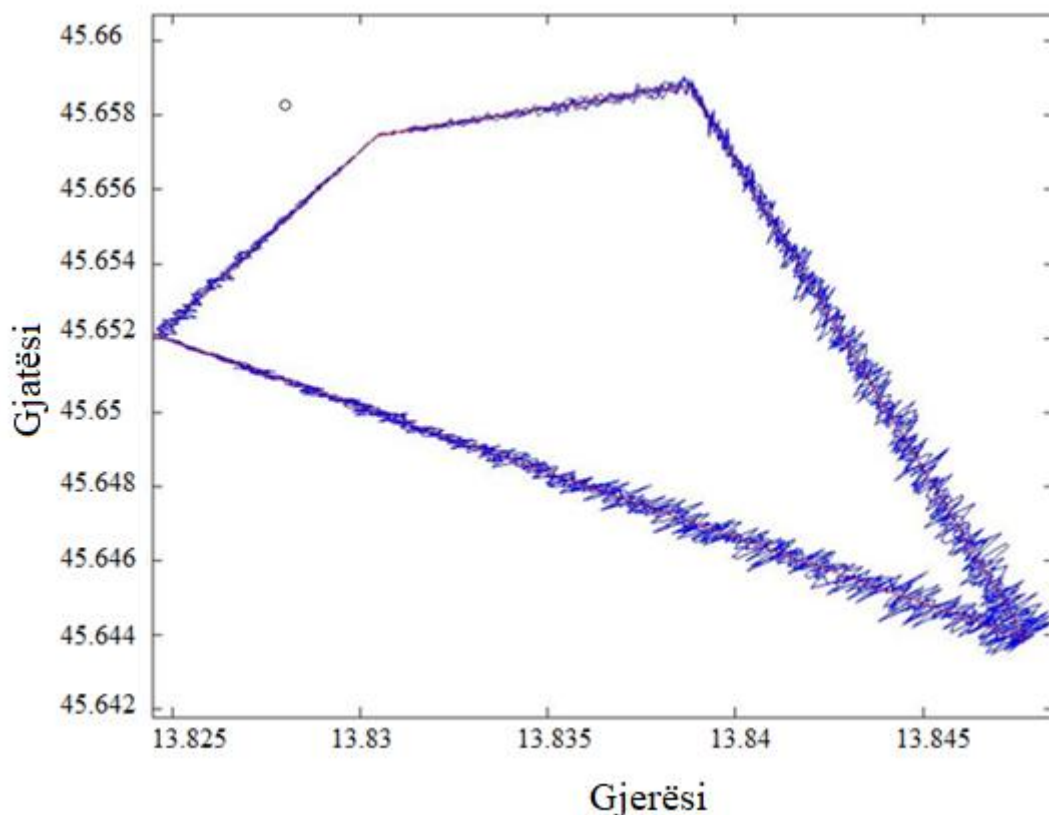


Fig. 4.19 Rruga rruga reale dhe e vlerësuar në 5 simulime me  $\sigma_\theta=1^\circ$ .

Nga figura Fig. 4.19 deri tek Fig. 4.22 mund të vëmë re se, me rritjen e devijimit standard nga  $1^\circ$  në  $3^\circ$ , devijimi midis rrugës të vlerësuar dhe asaj reale rritet më shumë, devijimi është më i madh sa më larg të jetë pika nga antenna BS. Kjo mund të shihet, në terma sasiorë, në Fig. 4.21 dhe Fig. 4.22, në të cilat vërehet se gabimi absolut në rastin me  $\sigma_\theta = 1^\circ$  merr një vlerë maksimale prej rreth 120 m në vendndodhjen e mëtejshme nga BS (2220 m), ndërsa në rastin e  $\sigma_\theta = 3^\circ$  gabimi maksimal rritet përafërsisht në 280 m. Kjo rritje vlerësohet se bëhet nga një gabim në vlerësimin e AOA.

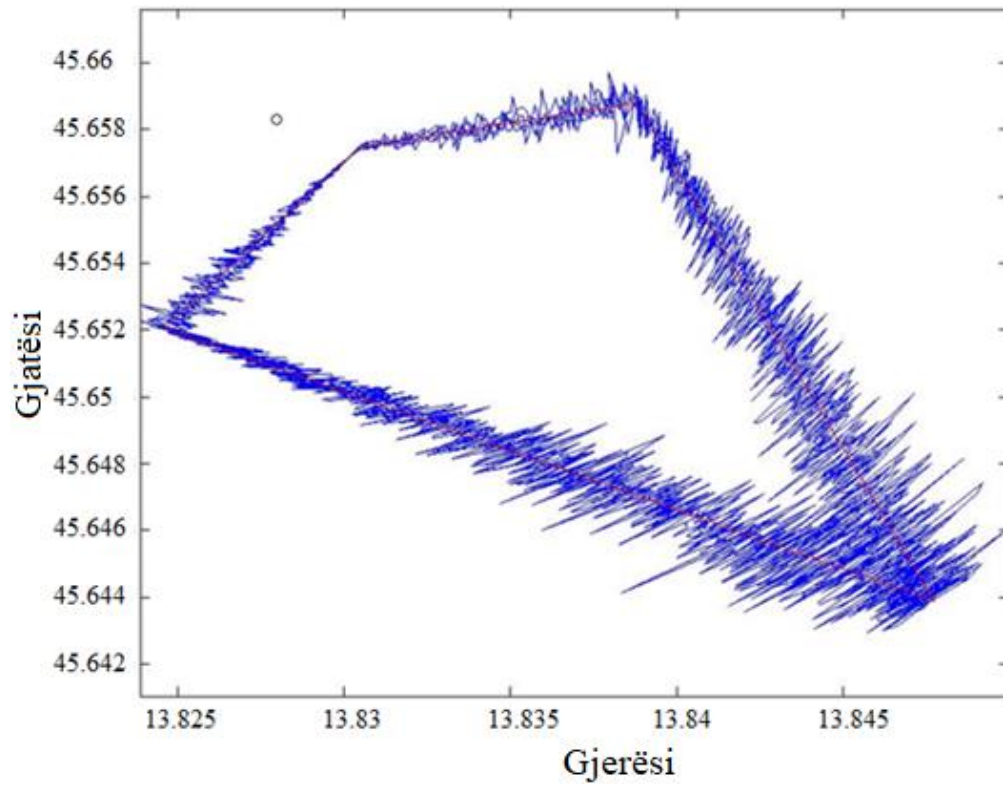


Fig. 4.20 Rruga reale dhe ajo e vlerësuar në 5 simulime me  $\sigma_{\theta} = 3^{\circ}$ .

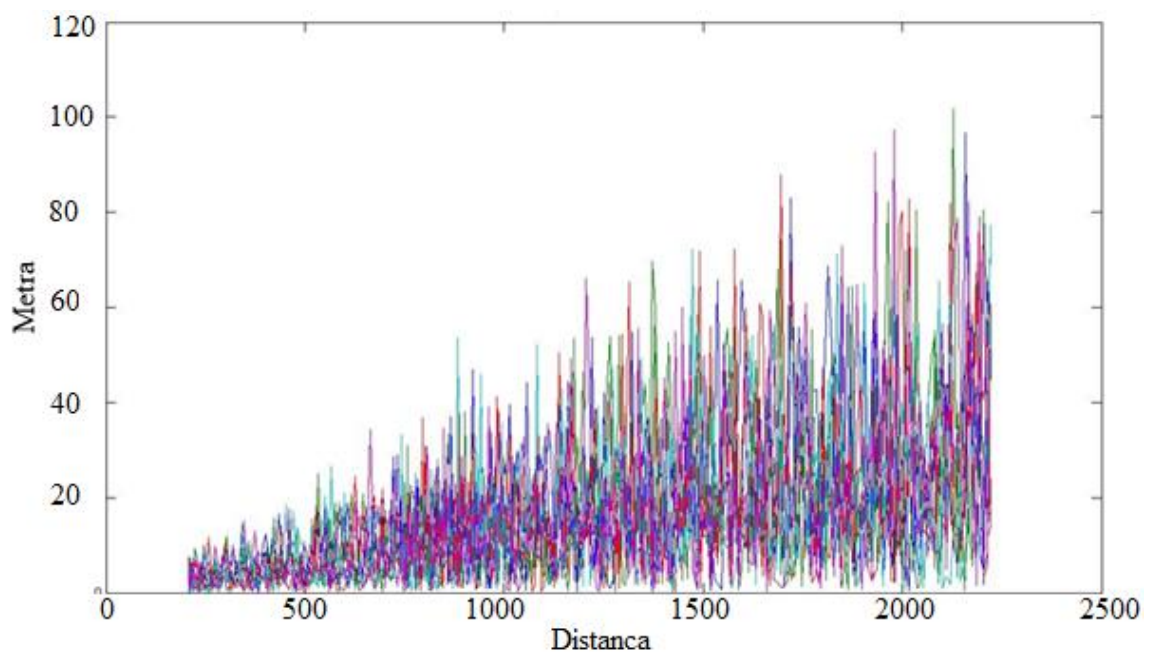


Fig. 4.21 Gabimi absolut me  $\sigma_{\theta} = 1^{\circ}$ .

Nga Fig. 4.23 në Fig. 4.26, tregohen 5 simulime në të cilat supozohet AOA reale dhe vlerësohet TOA, me  $\sigma_{\text{toa}} = 20 \text{ ns}$  dhe  $\sigma_{\text{toa}} = 50 \text{ ns}$ .

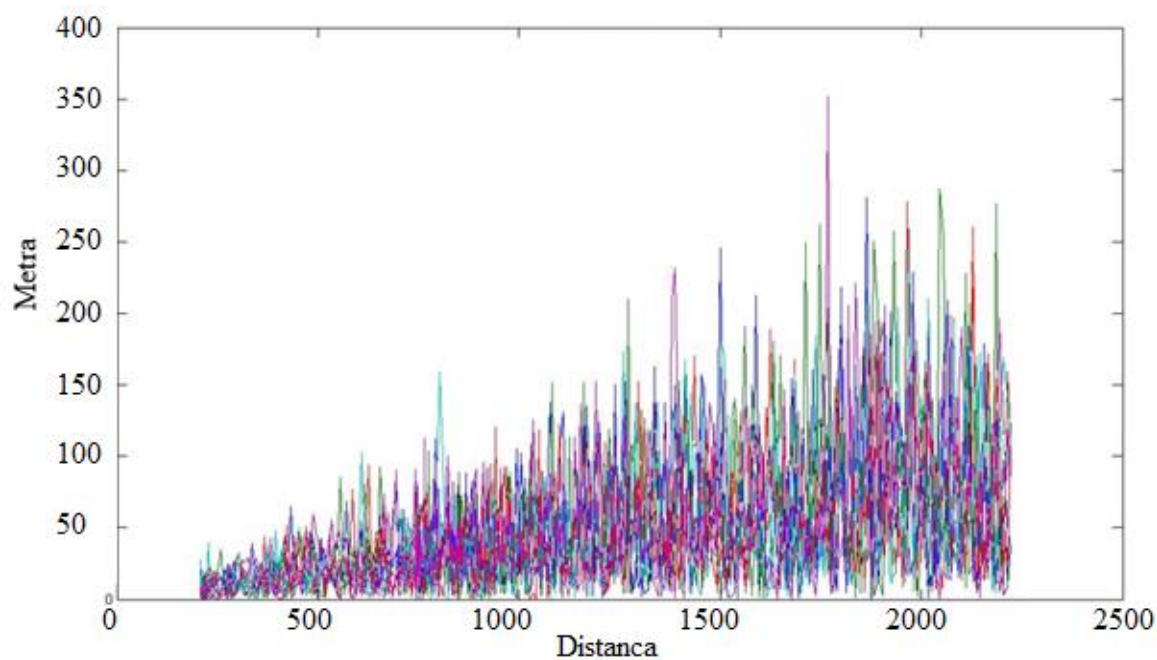


Fig. 4.22 Gabimi absolut me  $\sigma_{\theta} = 3^{\circ}$ .

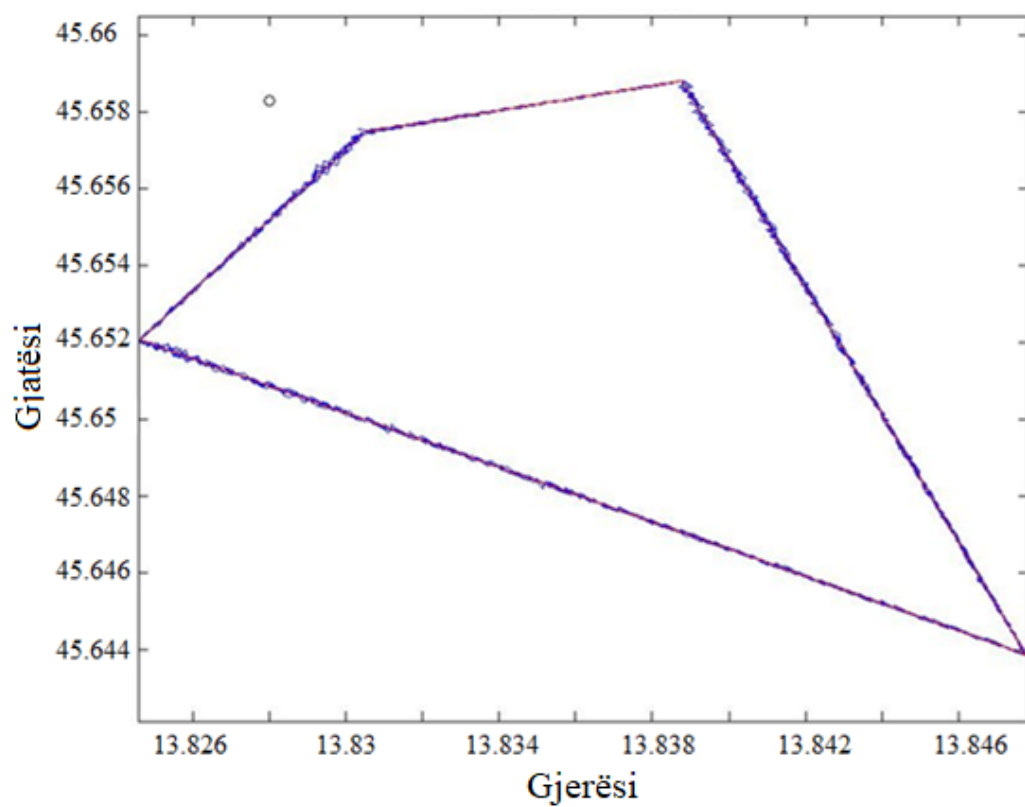


Fig. 4.23 Rruga reale edhe vlerësuar, AOA reale dhe TOA e vlerësuar  $\sigma_{toa}=20ns$ .

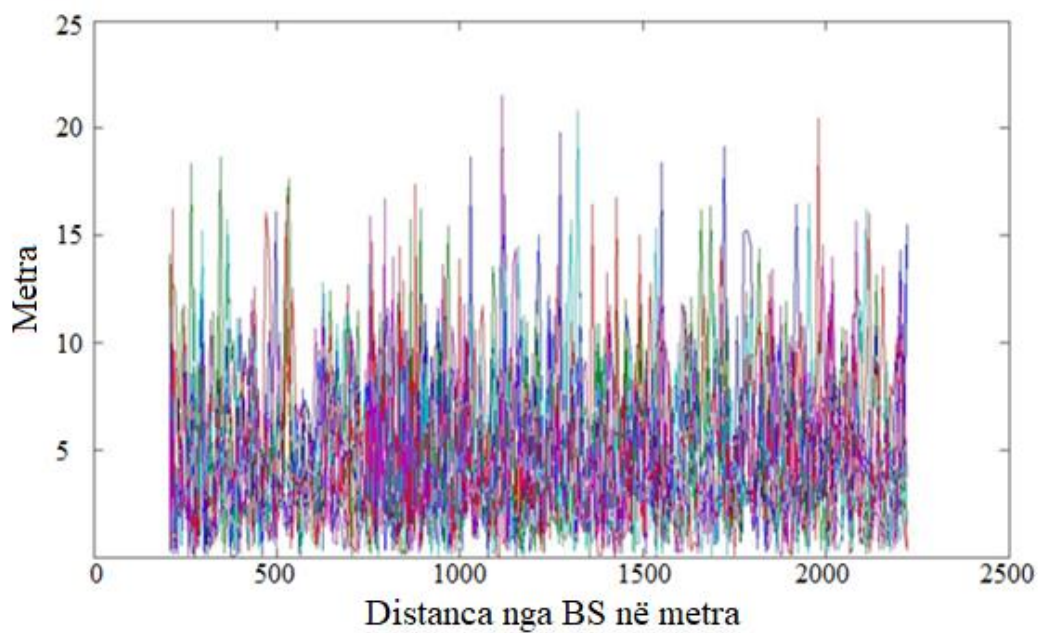


Fig. 4.24 Gabimi absolut me  $\sigma_{toa} = 20$  ns.

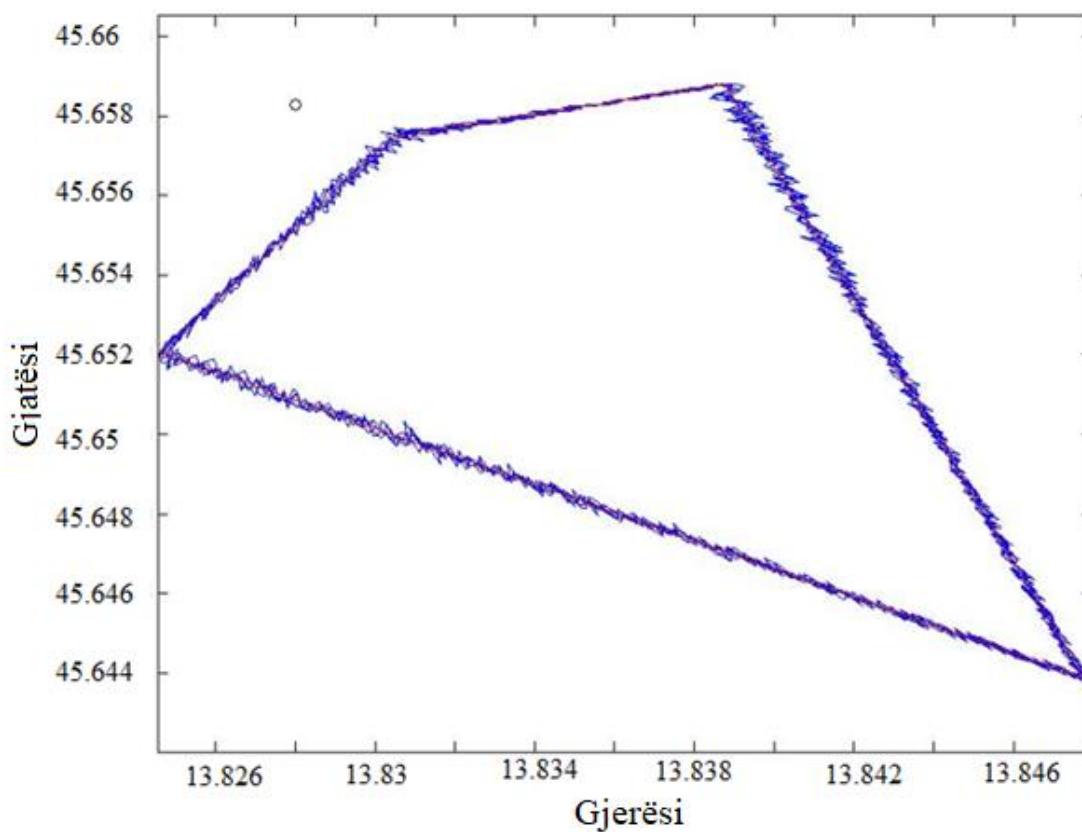


Fig. 4.25 Rruga reale dhe e vlerësuar me  $\sigma_{toa} = 50$  ns.

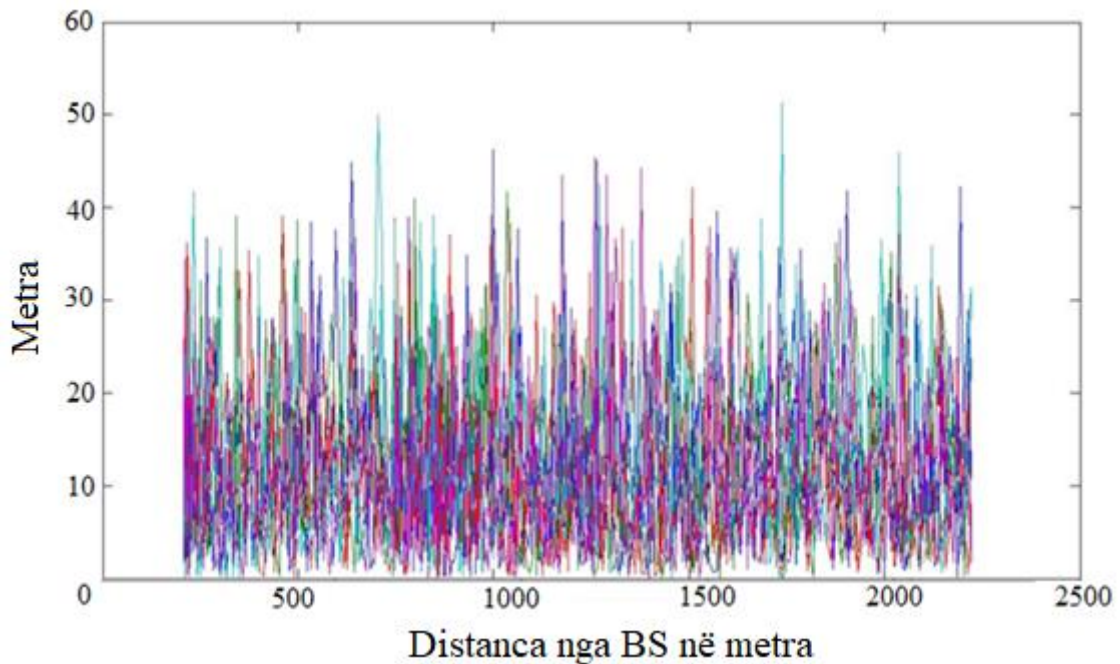


Fig. 4.26 Gabimi absolut me  $\sigma_{toa} = 50$  ns.

Supozimet për simulimet e mëparshme janë akoma të vlefshme për këto shëmbuj. Me devijimin standard nga 20ns në 50ns, u rrit gabimi në vlerësimin e TOA. Kjo përkthehet në një rritje të gabimit absolut, siç mund të shihet nga Fig. 4.24 dhe Fig. 4.26, ku gabimi maksimal kalon afërsisht nga 22 në 55 m.

#### Në përfundim mund të themi se:

- Siç shihet nga simulimet, vlerësimi i vendndodhjes së një terminali që është në afërsi të stacionit bazë është më i saktë se ai i një terminali larg tij. Faktorët që ndikojnë në këtë vlerësim janë gabimi AOA me një shpërndarje Gaussian me mesatare zero e devijim standard nga  $1^\circ$  në  $5^\circ$  dhe gabimi TOA me një shpërndarje Gaussian me mesatare zero e devijim standard nga 10 ns në 50 ns.
- Theksohet se AOA ka një ndikim më të madh në vlerësimin e vendndodhjes. Nga rezultatet e simulimeve u pa që gabimi maksimal absolut midis pikës së llogaritur dhe reale është rreth 90 m në një distancë prej 2220 m nga BS, në kushtet e LOS. Ky rezultat merret në hipoteza me skenarin më të favorshëm (LOS, mungesa e Efektit Doppler, etj.). Mund të konsiderohet e mirë, por rruga është sërish e hapur për studim të mëtejshëm të problemit të lokalizimit, dhe në veçanti për të bërë një vlerësim më të saktë të parametrin AOA.
- Teknologjia kryesore për të përmirësuar saktësinë e vlerësimin të AOA është antena inteligjente (antena array). Parimi mbi të cilin bazohet antena inteligjente

është monitorimi i lëvizshmërisë së përdoruesve, minimizimi i ndërhyrjeve ndërmjet përdoruesve të ndryshëm përmes filtrimit hapësinor, përmirësimi i marrjes së sinjalit të dëshiruar, përqëndrimi në drejtim të energjisë së sinjalit të vendndodhjes së përdoruesit.

### **4.3 PËRDORIMI I TEKNIKËS ON/OFF NË ANTENAT ARRAY MULTI-BEAM**

Në vazhdim do të shohim përdorimin e teknikës on/off tek antenat array lineare por të aplikuar në rastin e multi-beam-it.

Ushqimi i antenës me multi-beam mund të arrihet përmes formimit të beam-eve dixhitale (beamforming digital). Në këtë rast, secili element i antenës së vargut lidhet drejtpërdrejt me një zinxhir të dedikuar RF (RF: Radio Frequency) që përmban PA / LNA (Amplifikatori i Energjisë / Amplifikatori i Zhurmës së Ulët) duke krijuar kështu një sistem antenash aktive (AAS). Një nga pengesat më të mëdha të kësaj arkitekture është konsumi i energjisë si shpërndarje e lartë e nxehtësisë.

Për të përmirësuar konsumin e energjisë dhe për të zgjatur jetëgjatësinë e antenës duke ulur kërkesën e saj për shpërndarjen e nxehtësisë së energjisë, në vazhdim të këtij kapitulli, ne do shohim mundësinë e fikjes së qëllimshme të një pjese të elementëve të antenës array (zinxhiri përkatës RF).

Çaktivizimi i disa prej elementeve të antenës do të ndryshojë në mënyrë të pashmangshme edhe modelin origjinal të rrezatimit. Në mënyrë që të kuptohet se sa larg nga antena e dëshiruar/kërkuar është modeli, do të përdoret një procedurë e matjes së distancave Euklidiane dhe Hausdorff duke iu referuar maskës së kërkuar si në pikën 4.1. Maska referencë do të jetë e multi-beam-it, ku ne do të marrim në shqyrtim një situatë me tre rreze të ndryshme kryesore të antenës.

#### **4.3.1 Sistemet e Antenave Aktive (AAS) dhe multi-beam-i**

AAS shihen si një mundësi e vlefshme për performancë dhe shpejtësi të lartë, veçanërisht në rrjetët 4G + / 5G. Këtu, elektronika e plotë RF përbëhet nga amplifikatori i fuqisë RF, funksionaliteti Rx, filtrimi etj., të gjitha janë të integruara në një AAS siç tregohet në Fig. 4.27.

Një nga tiparet më të vlefshme të AAS është aftësia formuese e multi-beame-ve dixhitale. Ky konfigurim lejon që AAS të krijojë beam-e të shumta ortogonale të cilat nuk ndërhyjnë me njëra-tjetrën.

Duke drejtuar beam-et e antenës tek përdorues të ndryshëm në hapësirë, AAS mund të komunikojë njëkohësisht me shumë përdorues në të njëjtën kohë, në të njëjtën frekuencë dhe me një raport sinjal zhurmë të lartë (CNR). Një nga pengesat më të mëdha të kësaj

arkitekture është konsumi i energjisë dhe kërkesat e larta për shpërndarjen e nxehtësisë [84],[85],[86],[87].

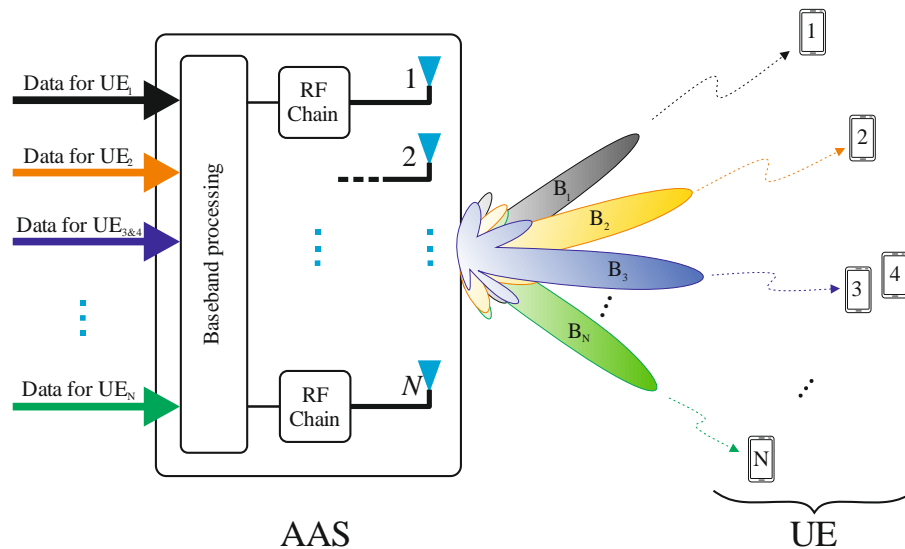


Fig. 4.27 Koncepti i sistemit AAS dhe multi-beam

MIMO masive e kombinuar me arkitekturën e plotë të formimit të beam-eve dixhitale, veçanërisht në nën-bandën 6GHz, lejon një rritje të throughputit të përfitur për përdorues. Kjo mund të arrihet duke krijuar multi-beam të shumëfishta ortogonale. Ky konfigurim mund të lehtësojë ndërhyrjet nga pajisjet e përdoruesit në afërsi, duke rritur në këtë mënyrë CNR, i cili lidhet proporcionalisht me throughputin e transmetuar të pajisjeve të përdoruesit [88],[89],[90].

Në këtë punim metoda e modelit të antenës Woodward-Lawson do përdoret për modelin e rrezatimit të paracaktuar (Maskës). Metoda e përdorur lejon të vlerësojë amplitudën dhe fazën për secilin element të antenës që përbën grupin që do të ushqehet për krijimin e modelit të kërkuar.

Metodat W-L bazohet në teorinë standarde të grupit të antenave me faza. Vargu kompleks i antenës mund të analizohet si një mbivendosje e vargjeve të ndryshme virtuale, të pavarura dhe të mbivendosura. Një shembull i funksionit të të ushqyerit mund të shprehet si:

$$I_n = I_n^{(1)} + I_n^{(2)} + I_n^{(3)} + \dots + I_n^{(N)}; \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (4.13)$$

Ky koncept përdoret gjithashtu për krijimin e funksionit të dytë, por në këtë rast rregullohet me një fazë progresive të njëtrajtshme në mënyrë që aty ku lobi kryesor ka maksimumin të koordinohet me zeron (nulin) më të thellë të funksionit të hapit të parë. Pra, një ngacim në amplitudë i këtij funksioni përcakton plotësimin e zeros (nultit) më të thellë të funksionit të dytë. Pjesa e tretë e funksionit kryesor ndryshohet në mënyrë të tillë që maksimumi i lobit kryesor ndodh në zeron(nulin) e dytë të thellë të funksionit të parë dhe kështu me radhë. Në këtë mënyrë krijohen njëra pas tjetrës të gjitha funksionet

pjesë e shumatores. Të gjithë rrezet e krijuara (funksionet virtuale) janë ortogonale për njëra-tjetrën siç tregohet në Fig. 4.28 për të 11 elementët e antenës.

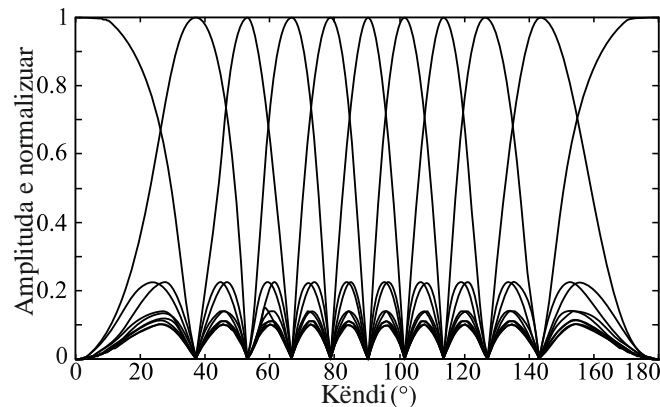


Fig. 4.28 Projektimi i antenës me W-L dhe beame ortogonale për 11 ele. të antenës.

Është shumë e rëndësishme të mbahet parasysh se numri i beam-ve ortogonale është i barabartë me numrin e elementeve që përbëjnë antenën array.

Avantazhet e beam-ortogonale (më pak interferenca, në drejtimin ku një array virtual ka maksimumin e beam-it array të tjerë kanë nule), kjo rrit CNR dhe automatikisht edhe data rate.

### 4.3.2 Maska në formë multi-beam

Përpara se të analizojmë më në detaje antenat array multi-beam do ripërdorim konceptin e teknikës on/off të pikës 4.1, por maska e përzgjedhur do ketë formën e multi-beam-it. Kjo përjasje e zgjedhjes së maskës që do të ketë tre beame, do të na ndihmojë të kuptojmë më mirë këtë teknik të aplikuar në antenat multi-beam.

Si gjithmonë do të vazhdojmë me përdorimin e antenës array lineare por me  $N = 31$  elementë ku distanca ndërmjet tyre do vazhdojë të jetë  $d = \lambda/2$ .

Maska e kërkuar është projektuar e tillë ku të tregojë vlerën një në  $43^\circ$  me hapësirë të gjerë  $9^\circ$ , në  $82^\circ$  me hapësirë të gjerë  $7^\circ$ , në  $125^\circ$  me hapësirë të gjerë  $10^\circ$  dhe zero kudo tjetër si në Fig. 4.29. Siç shihet nga Fig. 4.29, distancat respektive kur të gjithë elementët janë të ndezur janë përkatësisht ajo Euklidiane  $E = 833.99$  dhe ajo Hausdorff  $H = 94.81$ .

Në vazhdim do marrin në konsiderat fikjen e disa nga elementët e antenës array lineare dhe do e nisim me fikjen e katër elementëve nga 31 totali, si në Fig. 4.30. Diagrama e rrezatimit vazhdon ti përshtatet akoma mirë tek të tre maskat dhe vihen re shumë ndryshime nga rasti kur kemi të gjithë elementët të ndezur.

Kjo mund të konfirmohet edhe nga vlerësimi i distancave respektive, ajo  $E = 1581.04$  dhe  $H = 146.53$ .



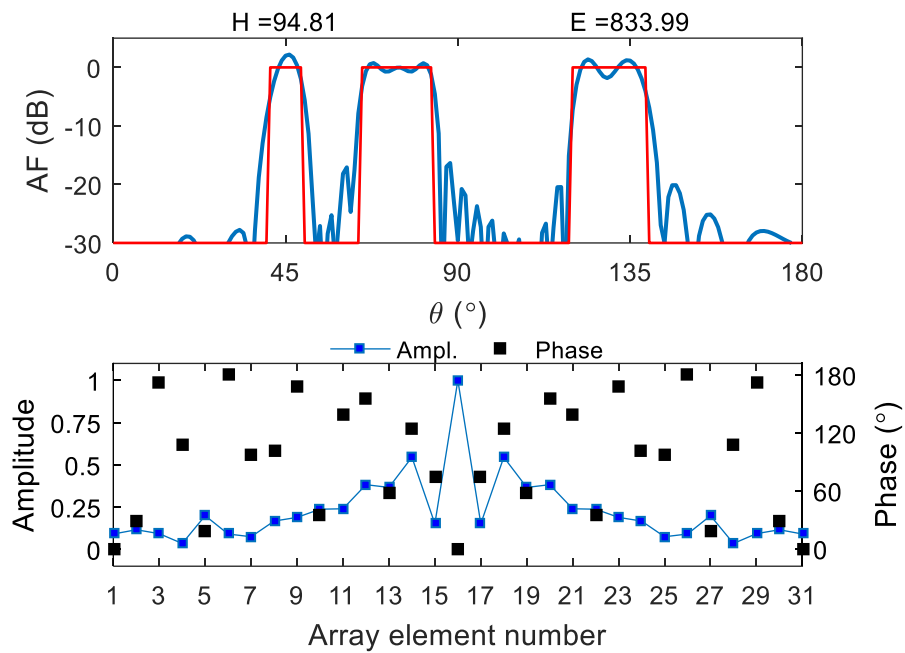


Fig. 4.29 Modeli i array-it dhe rryma relative në secilin element nga W-L

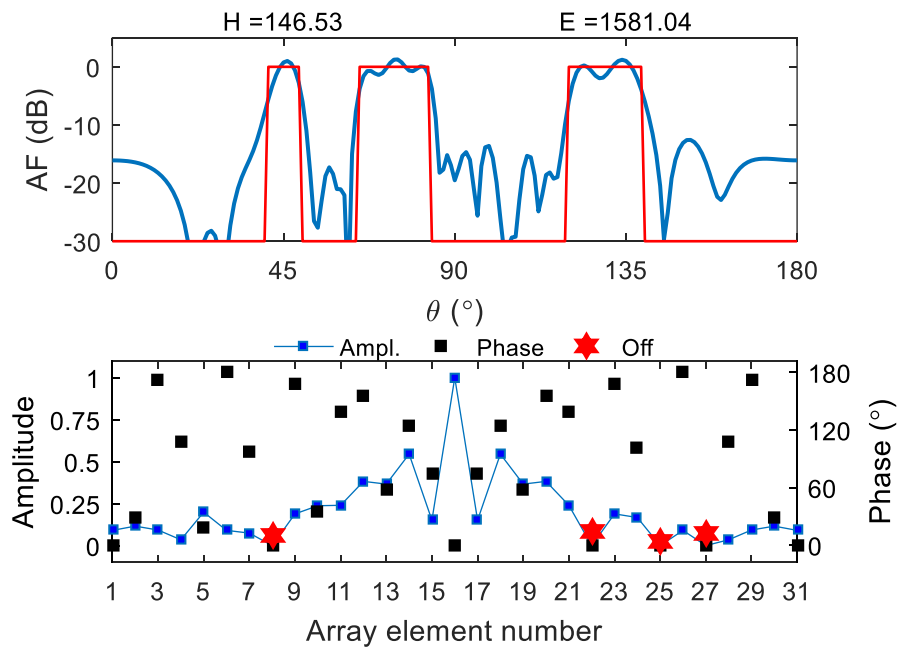


Fig. 4.30 Modeli array dhe rryma relative në secilin element, 4 el. off

Në qoftë se vazhdojmë të rrisim numrin e elementëve të fikur në 6, rreth 20% të elementëve të fikur, si në Fig. 4.31.

Distancat respektive vlerësohen me  $H = 166.55$  dhe  $E = 1877.37$ , diagrama e rrezatimit vazhdon të jetë e pranueshme tek të tre maskat.

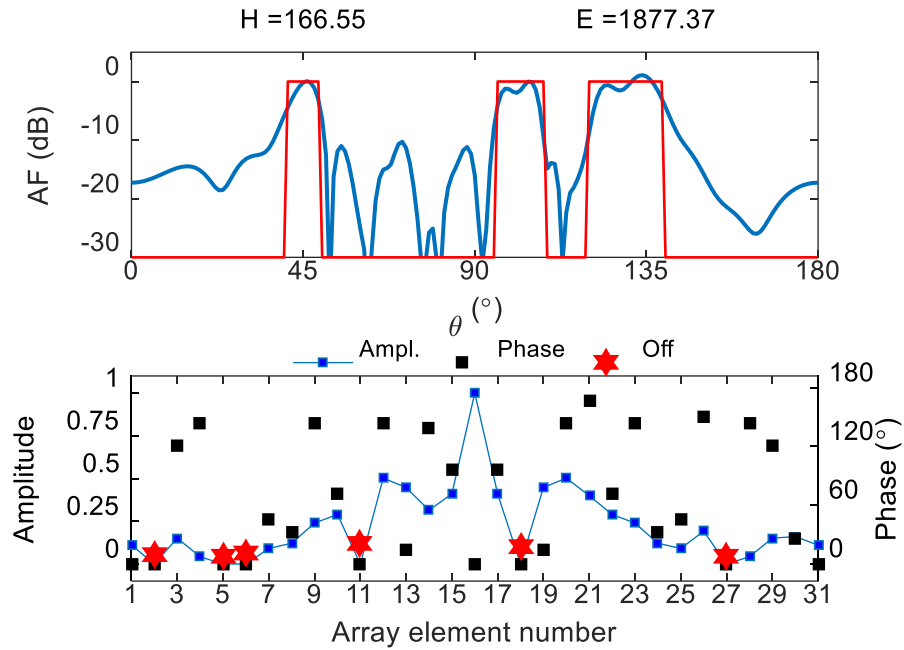


Fig. 4.31 Modeli array dhe rryma relative në secilin element, 6 el. off

Nëse vazhdojmë të rrisim numrin e elementëve të fikur duke i dyfishuar në 12 (rreth 40%) do të marrim diagramën e rrezatimit të projektuar me metodën W-L, si në Fig. 4.32.

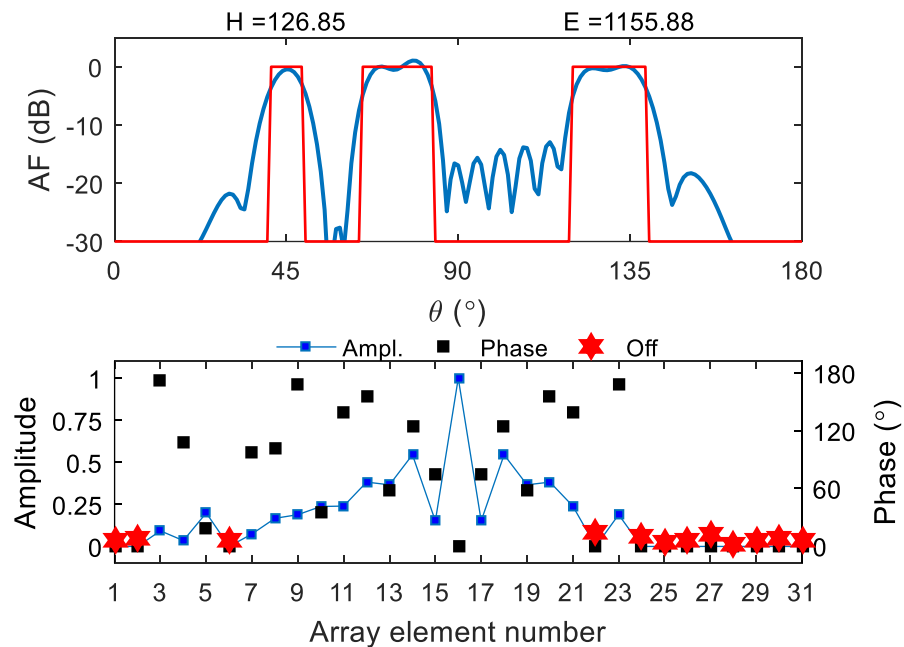


Fig. 4.32 Modeli array dhe rryma relative në secilin element, 12 el. off

Distancat respektive janë  $E = 1155.88$  dhe  $H = 126.85$  të cilat janë edhe më të vogla se dy rastet e mëparshme. Këto distanca janë vetëm 30% më të larta se rasti me të gjithë elementët e ndezur.

Nëse marrim një analizë ku fikim të njëjtën numër elementësh, 16 prej tyre (më shumë se 50%) nuk është e thënë që do kemi një përkeqësim të këtyre vlerave të distancave.

Në Fig. 4.33 vihet re se diagrama e rrezatimit është e pranueshme dhe se këto distanca janë përsëri të vogla, ajo e Hausdorff-it  $H = 129.94$  dhe ajo e Euklidiane  $E = 1337.65$  me një rritje me vetëm 30% nga distancat ku kemi të gjithë elementët e ndezur. Por gjithmonë duhet mbajtur parasysh se nëse elementët që fikën ndodhen në qendër të çdo njëres nga tre maskat, atëherë edhe ndikimi i këtyre elementëve të fikur do jetë më i madh. Kjo vihet re tek Fig. 4.34, ku edhe pse janë fikur të njëjtët numër elementësh, pra 16, vendodhja e tyre pranë 3 maskave bën që të kemi një shpërfytyrim më të madh të diagramës së rrezatimit.

Distancat relative janë rritur më shumë edhe pse kemi të njëjtin numër elementësh të fikur, vlerësimi i distancës së Hausdorff-it është  $H = 155.37$  ndërsa ajo e Euklidiane është  $E = 1698.45$ . Kjo rritje nga Fig. 4.33 në atë Fig. 4.34 është me gati 20%.

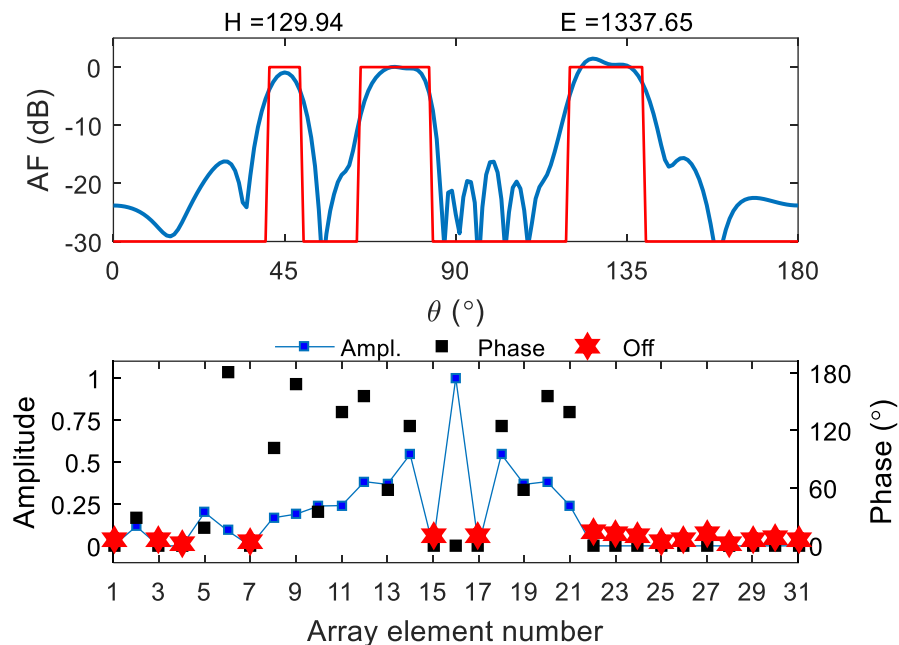


Fig. 4.33 Modeli array dhe rryma relative në secilin element, 16 el. off

Në Fig. 4.35 tregohet rasti kur kemi 80% të elementëve të fikur me 25 elementë nga 31 në total. Diagrama e rrezatimit normalisht që ka ndryshim nga rasti kur i kemi të gjithë elementët të ndezur por përsëri distancat relative nuk janë aq të këqija,

- $E = 1596.65$
- $H = 141.73$

Si për çdo nga figurat që kemi paraqitur në këtë pikë Fig. 4.29 - Fig. 4.35, diskriminimi midis beamit të rrezatimit unike me tre maska dhe hapsirës është me të paktën me 10dB.

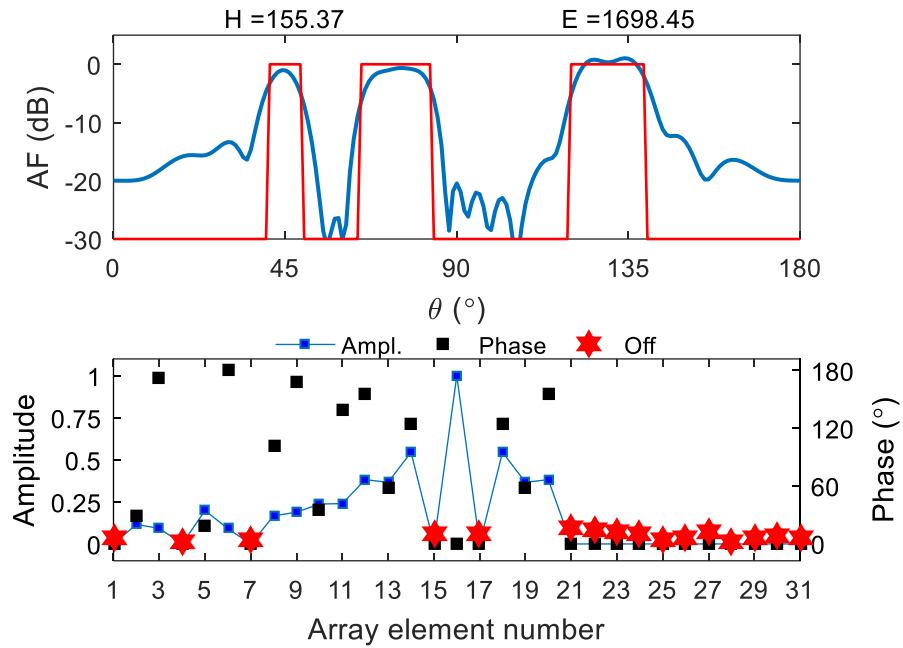


Fig. 4.34 Modeli array dhe rryma relative në secilin 16 el. off në variantin e ri

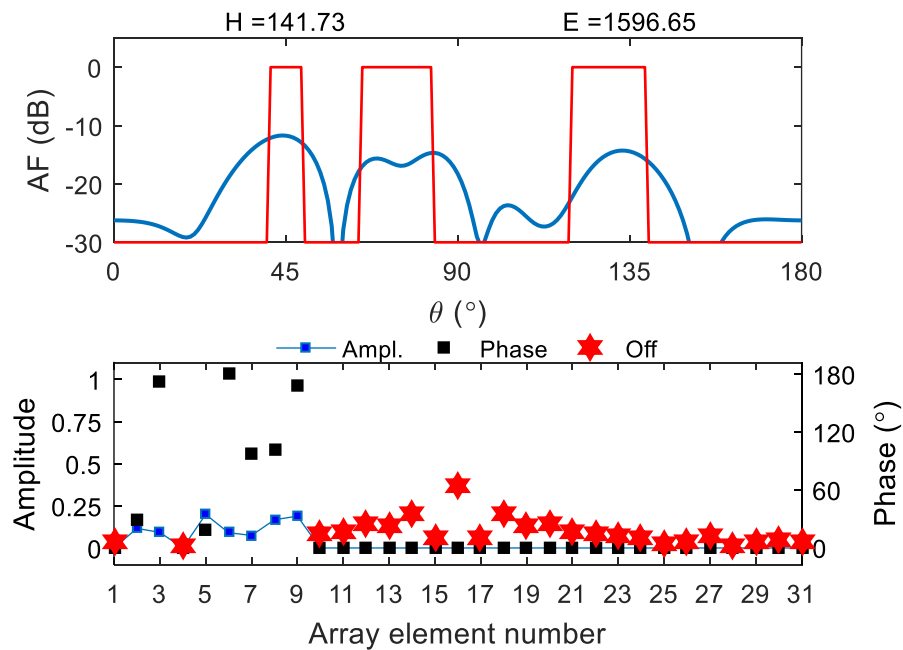


Fig. 4.35 Modeli array dhe rryma relative në secilin element, 25 el. off

### 4.3.3 Përkufizimi i problemit

Në një antenë array lineare krijimi i beam-it të antenës dhe ndryshimi i drejtimit të saj, varet nga numri dhe drejtimi i pajisjeve të përdoruesit UE. Ky numër dhe drejtimi i treguar

mund të ndryshojnë në kohë. Algoritmet e brendshëm të AAS mund të vlerësojnë ushqimin (amplituda dhe faza) e kërkuar për secilin beam dhe për secilin element të antenës. Numri i beam-ve të njëherëshme dhe drejtimet e tyre relative, mund të çojnë në një përcaktim shumë të madh të problemit. Në këtë punë ne do të marrim parasysh tre drejtime të ndryshme të beam-eve, ku ushqimit relativ i antenës do të projektohet duke përdorur metodën e sipërpërmendur Woodward-Lawson siç tregohet skematikisht në Fig. 4.36. Këto drejtime mund të jenë cilido nga kushtet e parashikuara të ortogonalitetit.

Analiza e mëposhtme do të bëhet me modifikime të beam-eve vetëm në drejtimet ku ofrohet ortogonaliteti. Faktori i array (AF) i projektuar përmes metodës Woodward-Lawson do të përdoret si model origjinal. Bazuar në këtë model, do të hetohet mundësia për të fikur një pjesë të elementëve të antenës. Ndryshimet e modelit të rrezatimit për shkak të elementëve të fikur do të analizohen, analiza do të përfshijë edhe devijimin nga modeli i dëshiruar (i përcaktuar si model i kërkuar pra maskës) [91],[92],[93].

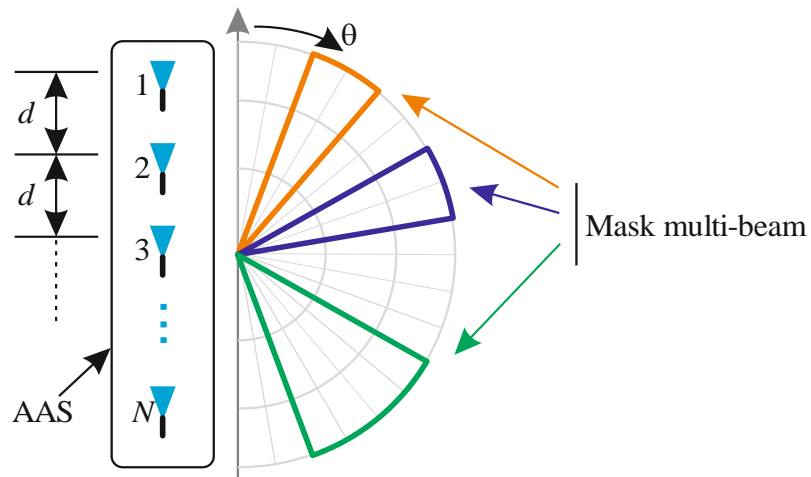


Fig. 4.36 Antena array me multi-beam

Bazuar në këtë metodë në punimin në vazhdim ne do të përqendrohemi në vlerësimin e distancave Euklidiane dhe të Hausdorff-it midis modelit të rrezatimit dhe maskës të përcaktuar. Ku në rastin tonë kemi tre drejtimet beam që duam, pra nuk do jetë një maskë të vetme por tre të tilla si në Fig. 4.36, dhe shohim distancat E dhe H për secilën prej tyre veçmas.

Në punën e paraqitur, modeli i krijuar është më shumë se një në të njëjtën kohë, për të pasur një kriter renditjeje, kryhet një kombinim i secilës distancë Euklidiane dhe të asaj të Hausdorff-it për të gjitha beam-et njëkohësisht të projektuar si në (4.14):

$$\begin{aligned} E &= \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_N^2} \\ H &= \sqrt{H_1^2 + H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_N^2} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Më pas do të shohim se çfarë ndodh me këto elementë të fikur nëse një UE lëviz, ku AAS vetë duhet të formojë një beam të ri. Edhe pse UE lëviz ne nuk do ti ndezim elementët që kishim fikur më parë por AAS do të llogarisi beam-in e ri në pozicionin e ri të UE-së pra mbi të njëjtët elementë që ishin të fikura [94],[95],[96].

---

### **Algoritmi 6: Teknika on/off në antena array linear multi-beam**

---

#### **Hapi 1: Përkufizimi i problemit**

- a. Përcaktimi i numrit  $N$  të elementëve në array
- b. Përcaktimi i distancës midis elementëve  $d$  në gjatësi vale
- c. Përcaktimi i drejtimeve të rrezatimit ortogonale

#### **Hapi 2: Vlerësojmë ushqimin për çdo drejtim të UE**

##### **Për çdo UE kryejmë:**

- a. Vlerësojmë drejtimin e UE (thërrasim algoritmin nr. 5)
- b. Saktësojmë beamin ku drejtimi i vlerësuar përkon
- c. **Nëse ky drejtim nuk është përdorur më parë, atëherë**
  - a. Thërrasim algoritmin nr. 3 W-L për ndërtimin e modelit të rrezatimit në 1 drejtim
  - d. Vlerësimi i modelit të rrezatimit origjinal sipas W-L
  - e. Vlerësimi i  $N$  rrymave rezultante për secilin element të array
    - Amplitudë ( $a_n = |I_n|$ )
    - Fazë ( $\alpha_n = \angle I_n$ )

##### **Në të kundërt**

Përdorim modelin e rrezatimit të krijuar më parë

##### **Fund**

##### **Fund i ciklit**

#### **Hapi 3: Zgjedhim elementët për tu fikur (ON/OFF)**

- a. Zgjedhim elementët që do të fikim nga 1 në  $N/2$
- b. Ndërtojmë në formë binare peshat ( $P$ ) për çdo element (vektor binar me  $N$  element ku 1 = element i fikur; 0 = element i ndezur)

#### **Hapi 4: Vlerësimi i vektorit të rrymave (ON/OFF)**

- a. Shumëzimi skalar i vektorit të rrymave origjinale ( $I_n$ ) me vektorin e peshave binare ( $P$ ) të konjuguar
- b. Vlerësimi i rrymës rezultante për secilin element për secilin beam
  - Amplitudë ( $a_n = |I_n|$ ) për element të ndezur;  $a_n = 0$  për element të fikur)
  - Fazë ( $\alpha_n = \angle I_n$ ) për element të ndezur;  $\alpha_n = 0$  për element të fikur)
- c. Vlerësimi i rrymës totale për të gjitha beam-et
  - Amplitudë ( $a_n = |I_n|$ ) për element të ndezur;  $a_n = 0$  për element të fikur)
  - Fazë ( $\alpha_n = \angle I_n$ ) për element të ndezur;  $\alpha_n = 0$  për element të fikur)

#### **Hapi 5: Vlerësimi i faktorit të array të realizuar për çdo beam,**

##### **Për çdo beam kryejmë:**

- a. Vlerësimi i modelit të rrezatimit me rrymat e modifikuara
- b. Vlerësimi i modelit të rrezatimit në shkallë logaritmike (dB)

**Fund i ciklit****Hapi 6: Vlerësimi i metrikave të rankimit për array rezultat**

- a. Vlerësojmë distancën Euklidiane ( $E$ ) të modelit të rrezatimit të modifikuar dhe maskave për çdo beam
- b. Vlerësojmë distancën Hausdorff ( $H$ ) të modelit të rrezatimit të modifikuar dhe maskave për çdo beam
- c. Vlerësojmë distancën Euklidiane dhe Hausdorff rezultante

**Hapi 7: Paraqitja e rezultateve (në formë tabelare dhe grafik)**

- a. Paraqitja e rrymave të ushqimit rezultante për secilin element ( $N$  në total)
- b. Paraqitja e modelit të rrezatimit rezultat për çdo drejtim të hapësirës
- c. Paraqitja e të dhënave në hyrje, si  $N$ ,  $d$ , mask, Element të fikur
- d. Paraqitja e metrikave (distanca Euklidiane dhe ajo e Hausdorff-it)

**Hapi 8: Ruajtja e rezultateve**

- a. Përdorimi i numrit të elementëve  $N$ , distancës ndër-element  $d$  dhe maskës në hapësirë si referencë
- b. Ruajtja në formë tabelare e rrymave (amplitudë dhe fazë) për secilin element ( $N$  në total)
- c. Ruajtja e modelit të rrezatimit rezultat për çdo drejtim të hapësirës
- d. Ruajtja e të dhënave në hyrje, si  $N$ ,  $d$ , mask, element të fikur
- e. Ruajtja e metrikave të rankimit të përdorura ( $E$  dhe  $H$ )

**Hapi 9: Fund****4.3.4 Analiza dhe simulimet**

Duke përdorur metodën Woodward-Lawson, ne do të ndërtojmë antenën array lineare standarte, e cila do të ketë  $N = 31$  elemente, me një distancë të barabartë midis elementëve të antenës  $d = \lambda / 2$ . Kjo vjen nga fakti që antena array është projektuar për nën bandën 6GHz (2100 - 2600 MHz), ku gjatësia e saj është afërsisht 220 cm i lartë.

Maska e kërkuar është projektuar e tillë që të tregojë një në:

- M1 në  $43^\circ$  me hapësirë të gjerë  $9^\circ$
- M2 në  $82^\circ$  me hapësirë të gjerë  $7^\circ$
- M3 në  $125^\circ$  me hapësirë të gjerë  $10^\circ$

dhe zero kudo tjetër (treguar skematikisht në Fig. 4.36).

Më poshtë do të japim rastet më tipike pra më përfaqësuese të simulimeve ku maksimumi llogaritet nga numri i elementëve që është 31 dhe ku çdo element mund të ketë vetëm dy gjendje (on/off), atëherë ky maksimum është  $2^{31} = 2\,147\,483\,648$ . Normalisht me rritjen e numrit të elementëve  $N$  ky maksimum  $2^N$  mund të shkoj deri në infinit. Duke marrë parasysh maskat e lart-përmendura, ne do të përdorim gjithmonë metodën W-L për të

marr diagramën e rrezatimit. Në Fig. 4.37 jepet modeli i dizenuar i antenës dhe rrjeti i ushqimit relativ për të gjithë elementët e antenës.

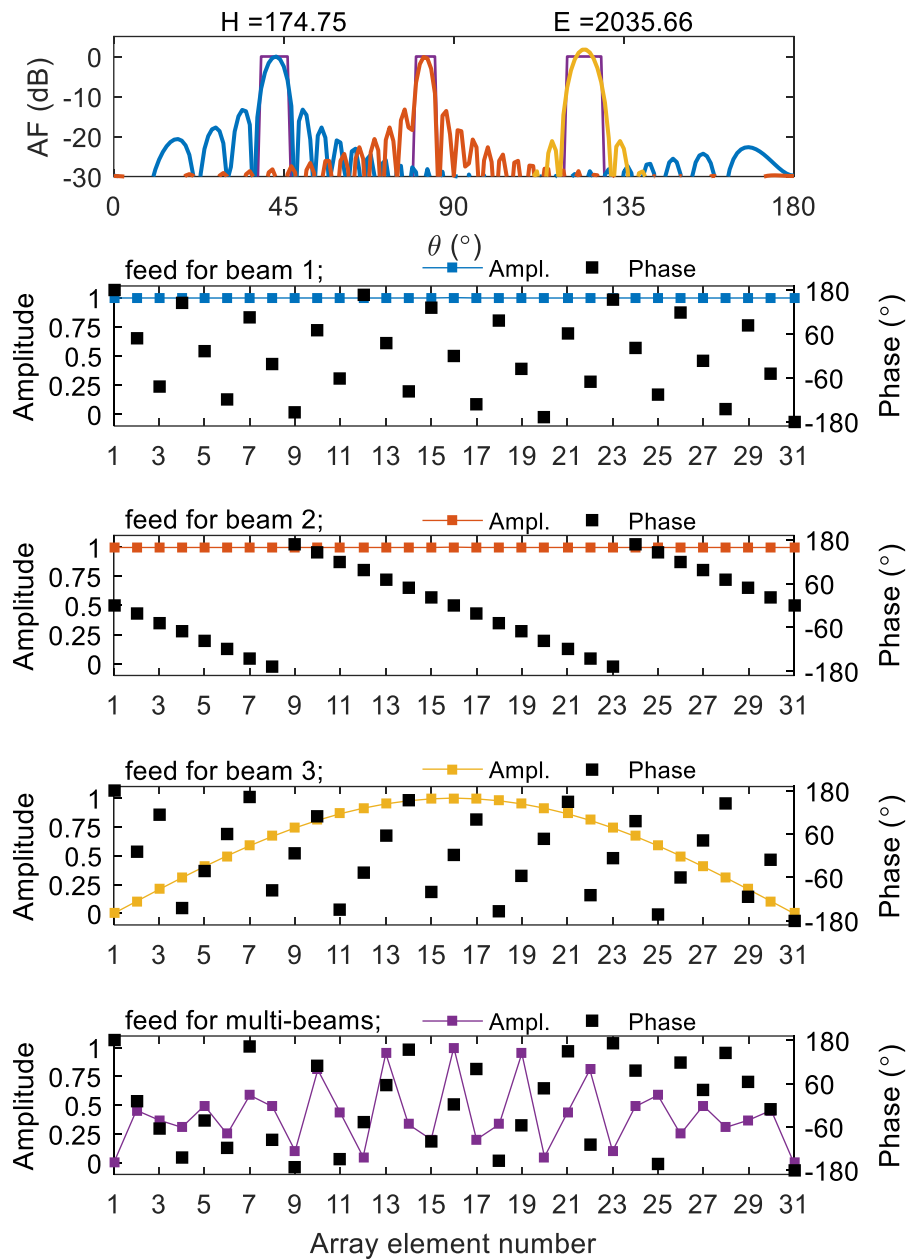


Fig. 4.37 Modeli multi-beam dhe rryma relative në çdo element.

Duke përdorur distancën lineare, mund të vërehet lehtësisht se: në rastin tonë ku të gjitha antenat janë të ndezura dhe funksionale, distancat Euklidiane (E) dhe ato të Hausdorff-it (H) nuk janë zero, por përkatësisht ato janë  $E = 2035.66$  dhe  $H = 174.75$ . Ushqimi i projektuar (amplituda dhe faza) për secilin beam është treguar në Fig. 4.37, gjithashtu me kombinimin e përgjithshëm linear të ushqimit siç shihet nga zinxhiri RF në AAS. Siç shihet qartë në këtë figurë kemi beam ortogonale, pra aty ku grafiku blu ka maksimumin (në rreth 45 gradë), dy grafikët e tjerë kanë zero, e njëjta gjë vlen edhe për dy grafiket e



tjerë (dy beam-et e tjera, i kuq dhe i verdhë). Si në nënçështjen 4.1 ku fikim qëllimisht disa nga elementët e antenës array lineare, edhe këtu do procedojmë me të njëjtën mënyrë. Rasti parë që do tregojmë është çaktivizimi i 10 prej 31 elementëve të antenës nga multi-beami i dizenuar në Fig. 4.37 dhe rezultati paraqitet në Fig. 4.38.

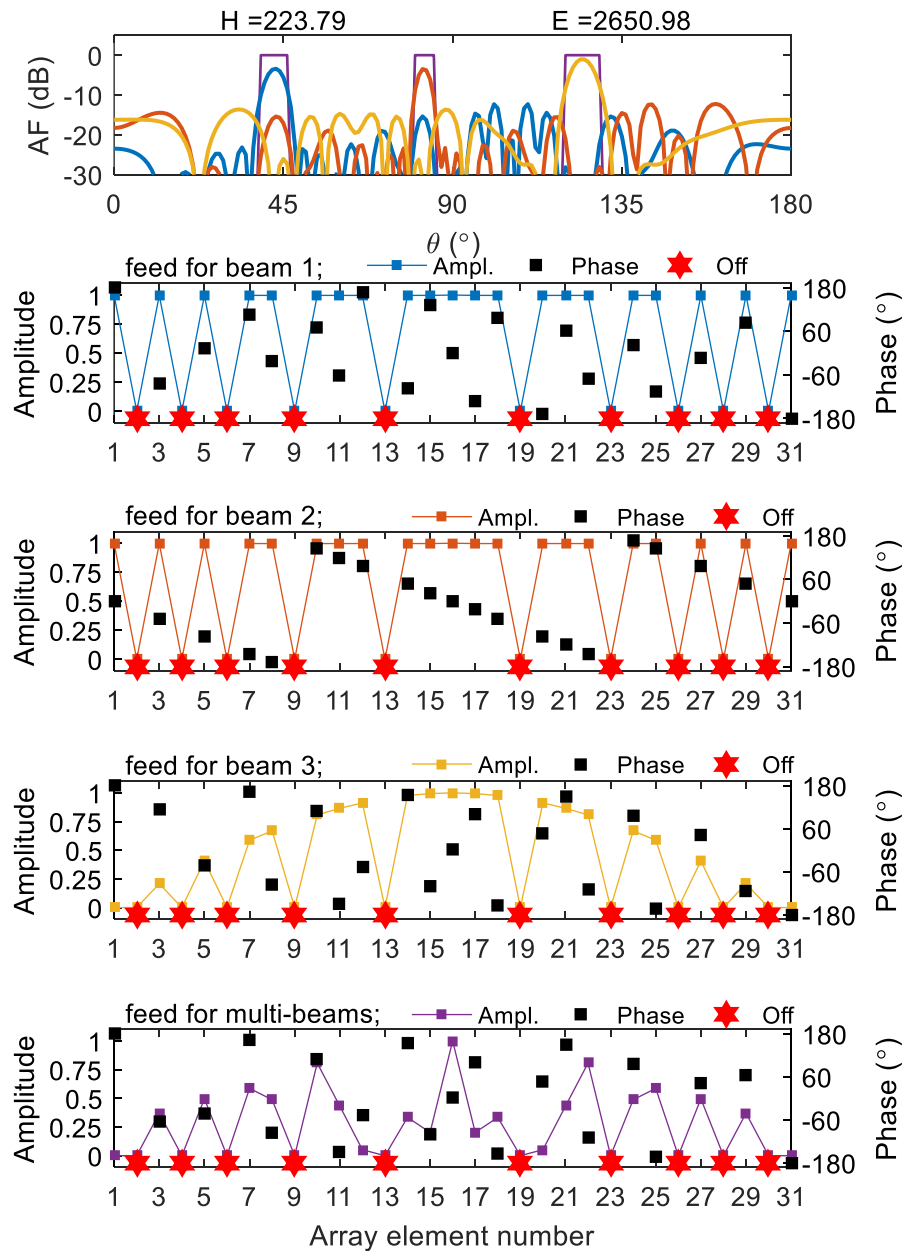


Fig. 4.38 Modeli multi-beam dhe rrymat relative për 10 elementë të antenes të fikur

Në Fig. 4.38 tregohen ndryshimet e modelit të rrezatimit dhe gjithashtu raporti relativ i ushqimit. Kriteret e renditjes për këtë konfigurim të modifikuar janë përkatësisht  $E = 2650.98$  dhe  $H = 223.79$ . Të dy distancat rriten nëse krahasohen me modelin origjinal. Ajo që është më e dukshme, në këtë rast, është humbja e ortogonitetit të beam-it, veçanërisht për beam-in e parë dhe të dytë. Referuar Fig. 4.38, është e qartë humbja e

ortogonitetit të beam-it pasi secili beam nuk ka rrezatim zero në drejtim të maksimumit të beam-it tjetër. Por pavarësisht humbjes së ortogonalitetit të beam-it, modeli i beam-it të dytë dhe të tretë kanë ndryshime më shumë se 10dB me beam-in e parë në drejtimin e maksimumit të saj. E njëjta gjë vlen edhe për drejtimin e maksimumit për secilin beam. Ky konfigurim rrit bashkëveprimet e prodhuara nga UE1 në rrjedhën e të dhënave UE2 dhe UE3, por gjithësi ndryshimi në diskriminimin e antenës është më i mirë se 10dB.

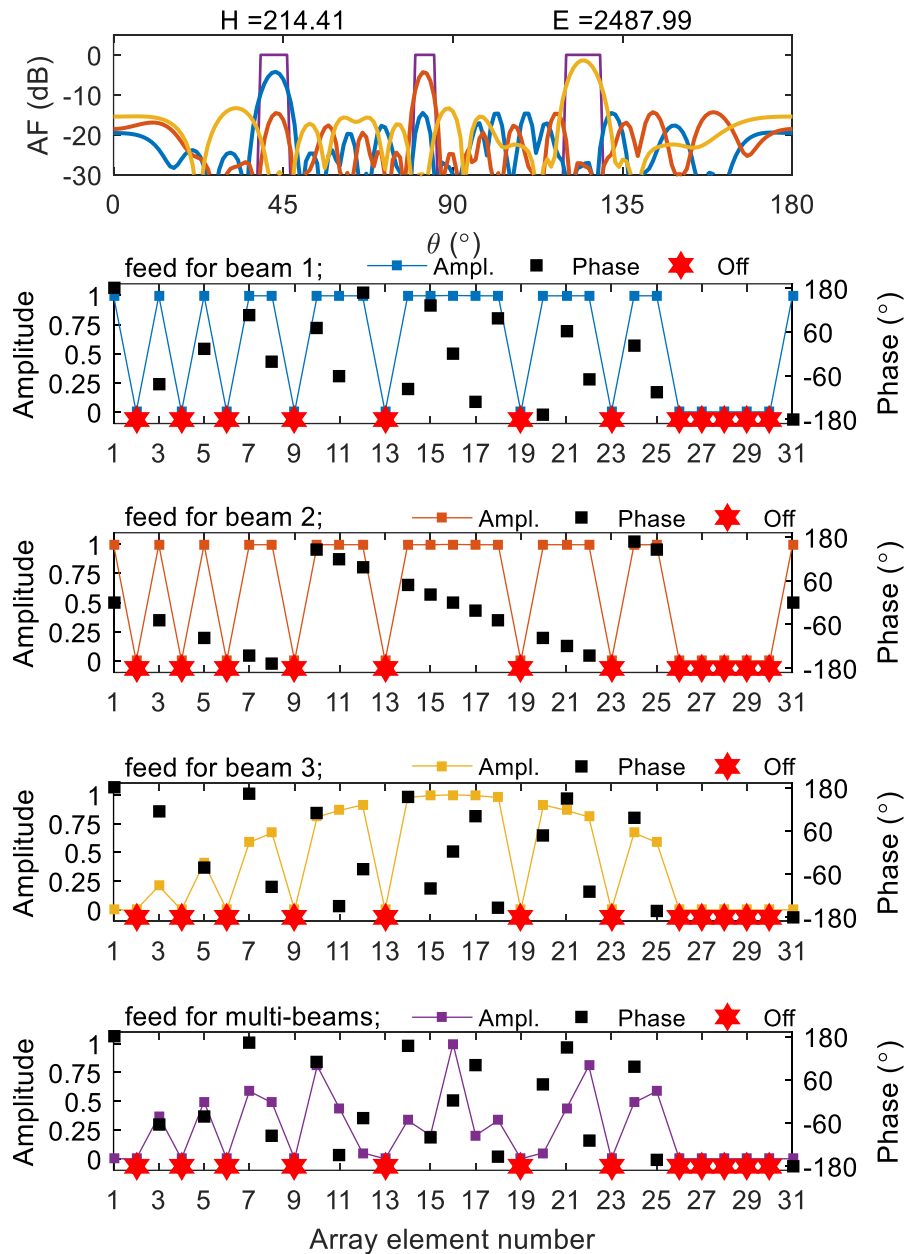


Fig. 4.39 Modeli multi-beam dhe rrymat relative për 12 elementë të antenes të fikur

Të njëjtën analizë Fig. 4.39 do ta kryejmë edhe me më shumë element të fikur. Me fjalë të tjera, në drejtimin 45 gradë (ku kemi beam-in e parë), sinjali nga UE1 kapet nga

beam 1, por gjithashtu edhe nga beam 2 dhe beam 3. Diferenca qëndron tek gain-i i antenës i cili është të paktën 10 dB më i vogël se sa gain-i i beam-it të parë.

Në qoftë se do marim rastin ku kemi më shumë elementë të antenës të çaktivizuar (off) ku dy elementë të tjerë më shumë janë të fikur nëse i referohen rastit të paraqitur në Fig. 4.39, në total 12 elementë të fikur. Pavarësisht nga modifikimi i modelit të rrezatimit, diskriminimi i beam-it është akoma më i mirë se 10 dB në të gjithë rastet. Kjo zgjidhje, megjithëse nuk është situata perfekte siç tregohet në rastin origjinal të paraqitur në Fig. 4.37, është ende një zgjidhje e vlefshme në rast se ka trafik të ulët ose në orët e darkës (pra nuk përdoret kur jemi në trafik maksimal). Po të shohim vlerat e distancave Euklidiane  $E = 2487.99$  dhe të Hausodriff-it  $H = 214.41$  janë më të ulta se në rastin me 10 elementë të fikur. Pra rritja e numrit të elementëve të fikur jo domosdoshmërisht sjell përkeqësime.

Zgjidhja e mësipërme, ende jo e përsosur është një zgjidhje e mirë edhe në ndryshimin kohor të pozicionit UE siç tregohet në Fig. 4.40. Algoritmet e vendimmarrjes së AAS do të ri-llogarisin raportin e ushqimit për një beam të ri që formohet për pozicionin e ri UE.

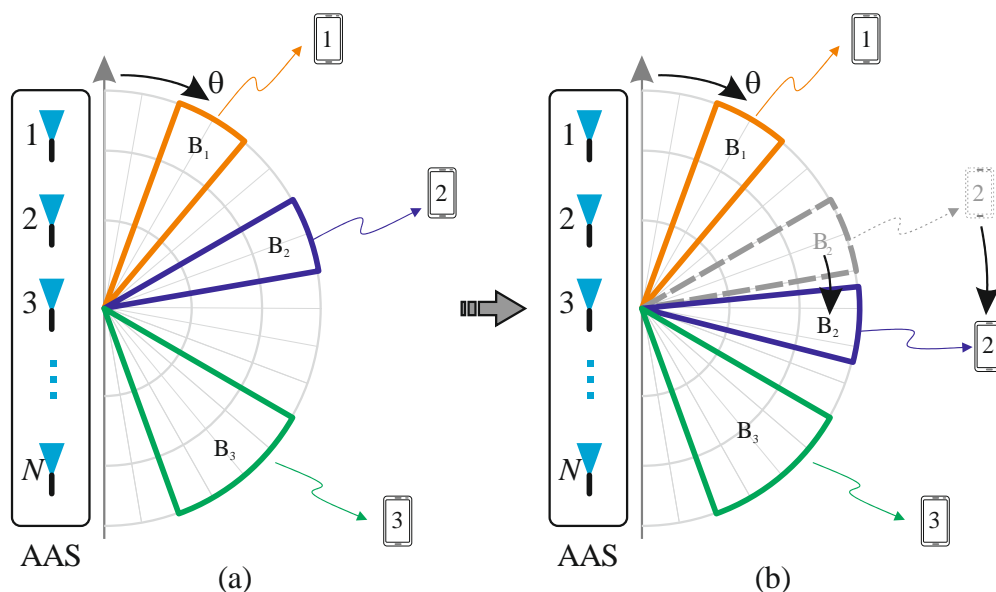


Fig. 4.40 Multi-beam drejtuar UE: (a)problemi origjinal (b)UE2 ndryshon pozicion

Në seksionin vijues, llogariten rastet e raporteve të reja të ushqimit të llogaritur për drejtimin e ri UE2, zinxhirët e mëparshëm RF të fikur mbahen akoma në gjëndje të fikur. Edhe pse UE2 lëviz, AAS është në kohë llogaritur beam-in e ri me të njëjtët elementë të fikur, si më parë në mënyrë që ta ndjekim më mirë dhe të përmirësojmë beam-in në pozicionin e ri të UE2. Ndërsa dy beam-et e tjera do të ngelin të pa ndryshuara dhe i vetmi beam që ndryshon është beami i dytë.

Si një rast i përgjithshëm i një UE2 që ndryshon drejtimin relativ të antenës qelizore tregohet në Fig. 4.40. Drejtimi i ri për beam-in 2 është një nga M2 në  $82^\circ$  me gjerësi  $7^\circ$

në M2 në  $104^\circ$  me gjerësi  $7^\circ$  dhe zero kudo tjetër. Dy beam-et e tjerë mbahen në drejtimin e mëparshëm si në rastin e parë të provës. Në Fig. 4.41 është treguar modeli i beam-eve të projektuar për të tre drejtimet, duke ruajtur elementët e mëparshëm të fikur (të njëjtët elementë të fikur edhe në Fig. 4.39). Edhe në këtë rast diskriminimi i beam-it është akoma më i mirë se 10dB në secilin drejtim. Distanca respektive në këtë rast janë përkatësisht ajo Euklidiane është  $E = 2601.96$  dhe ajo e Hausdorff-it është  $H = 223.77$ , siç shihet kemi një rritje të vogël nga distancat e para ndryshimit të pozicionit nga ana e UE2.

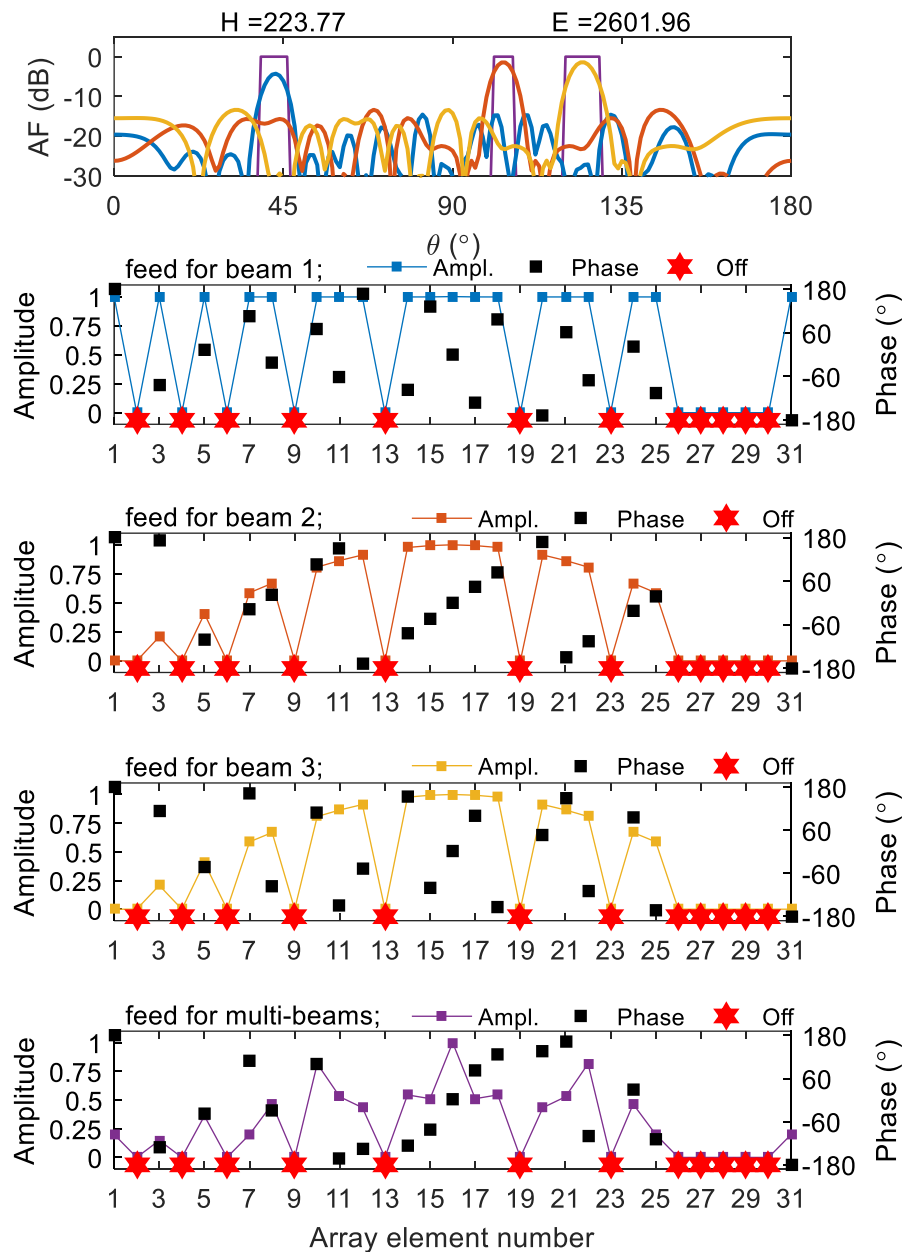


Fig. 4.41 Multi-beam me drejtim beami të ndryshuar me të njëjtët 12 ele. të fikur

Nëse duam të shohim si do jetë modeli i rrezatimit i multi-beam-it me aktivizimin e të gjithë elementëve të antenës si në Fig. 4.42, do të sjellë ortogonitetin e të gjitha beam-eve

për shkak të ortogonitetit të drejtimin të modelit original (gjithmonë bëhet fjalë për rastin ku UE2 ndryshon pozicion). Ky është rasti, kur antena do të përdoret në modalitetin e kapacitetit të plotë për të ruajtur maksimumin e CNR mbi shumë UE.

Distancat relative të përdorura në këtë rast janë respektivisht  $H = 202.66$  dhe  $E = 2507.65$  të cilat gjithashtu mund të përdoren për të vlerësuar përgjigjen e antenës në projektin e kërkuar të beam-it. Sa më të vogla të jenë vlerat e këtyre distancave E dhe H, aq më afër modelit të kërkuar është përgjigjia e antenës. Në skenarin e analizuar janë treguar vetëm dy raste, por procedura është mjaft e përgjithshme dhe mund të zbatohet me më shumë elementë të ndezur/fikur ose/dhe me beam më aktivë.

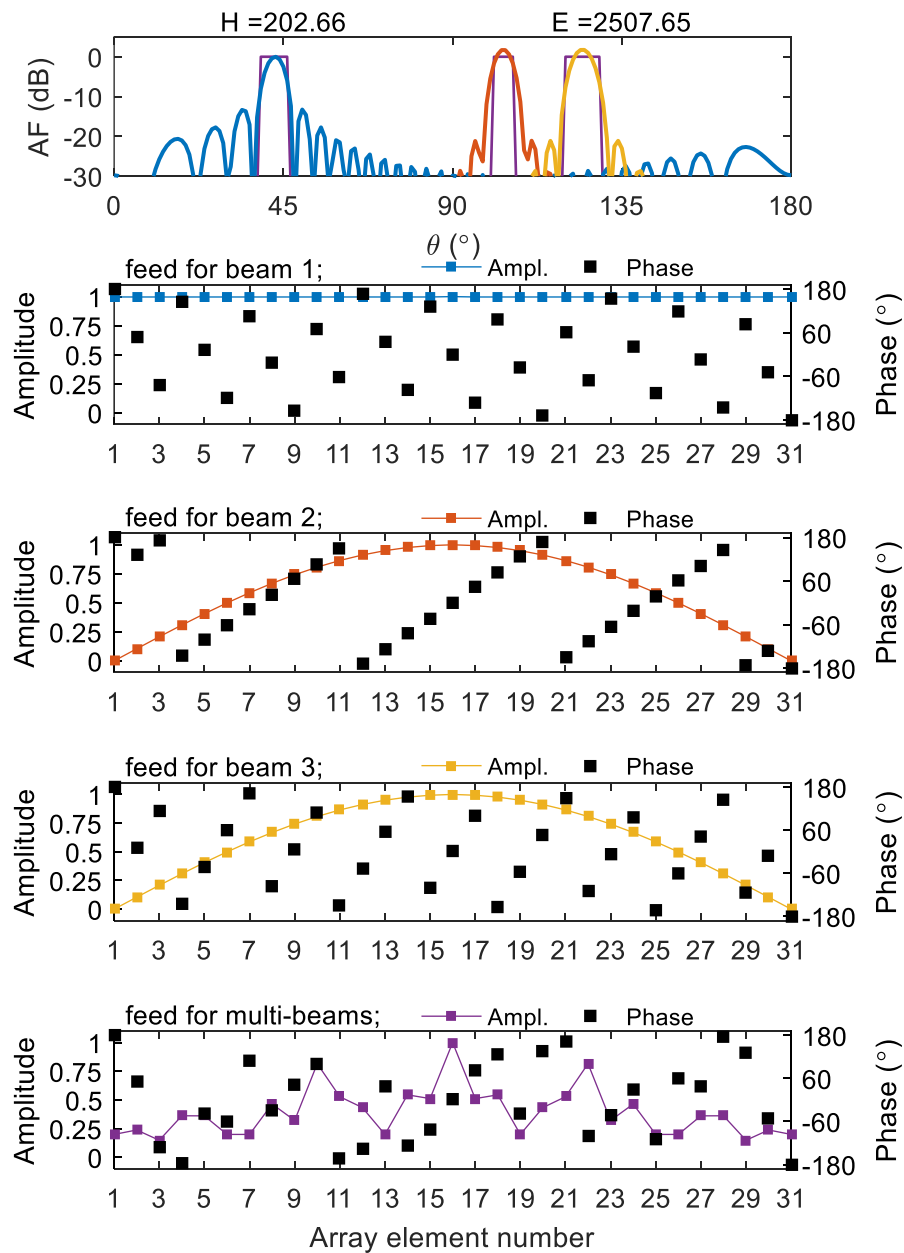


Fig. 4.42 Multi-beam dhe rrymat për të gjithë ele. on për drejtimin e ri të UE2

Meqenëse mundësitë për secilin element të antenës janë vetëm dy (on ose off) ekziston një numër i kufizuar i kombinimeve që do të testohen ( $2^{31} = 2\,147\,483\,648$ ). Me raportin origjinal të furnizimit me energji të antenës array të projektuar me metodën Woodward-Lawson, analizimi i të gjithë kombinimeve të mësipërme pa modifikuar raportin e ushqimit midis elementëve, por vetëm përmes ndryshimit të gjendjes së tyre nuk është një detyrë e lehtë.

Duke supozuar kohën 0,1 të llogaritjes për të hartuar dhe renditur modelin e rrezatimit të antenës për secilin kombinim, kërkohen më shumë se 7 vjet kohë llogaritëse. Kjo është një kohë shumë e madhe llogaritëse (në rast të llogaritjes së të gjitha kombinimeve) por nuk është qëllimi i këtij punimi.

Në këtë rast, inteligjenca artificiale ose algoritme optimizimi më efikas mund të përdoren për të marrë kombinime optimale pa bërë një kërkim shterues, si në rastin e testimit të të gjitha kombinimeve.

### **Përfundime:**

- Në këtë nënçështje të kapitullit u paraqitën analizat e një antene array multi-beam të përdorur me elementë të antenës pjesërisht të on/off (ndezur/fikur).
- Qëllimi i fikjes është të ruaj konsumin e energjisë me sa më pak ndryshime të modelit të rrezatimit. Rastet e paraqitur tregojnë zbatueshmërinë e ndryshimit të statusit binar (on/off) në elementet e antenës, me një ndikim të përmbajtur në ortogonitetin e beam-it dhe diskriminimin relativ të hapësirës.
- Fikja deri në 30% të elementeve të array lineare bëri të mundur që të ketë më pak nxehtësi, kështu mund të kursehet energji pa penalizuar modelin e rrezatimit dhe duke rritur ciklin e jetës të antenës array.
- Përkundër avantazheve të fikjes së elementëve të antenës, disavantazhi kryesor është në humbjen e ortogonalitetit të beam-it, por diskriminimi i hapësirës mbi rrezet e shumëfishta mbetet më i mirë se 10dB.

## 5 PËRFUNDIME DHE PUNËT NË TË ARDHMEN

---

Në këtë tezë të doktoratës, paraqitëm analizën e një antene array, në të cilën fikja e një pjesë të elementëve të antenës, bën të mundur uljen e konsumit të energjisë pa pasur modifikime të mëdha në modelin e rrezatimit.

Analiza e paraqitur është përqëndruar në formatin binar të ndezjes/fikjes direkte të elementëve të antenës array. Modifikimi i sjelljes së antenës është më i shpejtë me vetëm ndezjen/fikjen e elementeve sipas kërkesës, sesa me ndryshimin e rrjetit të shpërndarjes së energjisë e fazës ose rrjetit të beamforming.

Ky punim u bazua tek antenat array për shkak të rëndësisë së madhe që kanë këto antena dhe për avantazhet që ato ofrojnë të tilla si: gain më i lartë, diversiviteti i path-it (MIMO) që ul interferencën dhe rrit qëndrueshmërinë e komunikimit.

Në këtë studim u përdorën antenat array lineare si një nga konfigurimet e rrjetit 4G/5G, të cilat kanë distancë të barabartë midis  $N$  elementëve (të të njëjtit lloj). Ne llogaritëm faktorin array (AF) duke përdorur metodën Woodward–Lawson dhe e krahasuam me maskën e modelit të përcaktuar.

Qëllimi i këtij punimi ishte të demonstrojmë se modeli i modifikuar është gjithashtu një shkëmbim i vlefshëm (trade-off) midis numrit të elementëve të fikur dhe kërkesës për maskën e modelit array relativ.

Për të vlerësuar modelin e marrë nga metoda Woodward-Lawson, u përdorën dy teknika të ndryshme:

- Distanca Euklidiane
- Distanca Hausdorff

Të dy këto distanca lejojnë të vlerësohet se sa afër është modeli i rrezatimit i modifikuar nga ai i dëshiruari.

Përdorimi i distancës Euklidiane si një njësi matëse, sjell një mori zgjidhjesh, ndërsa Hausdorff vlerëson të njëjtat zgjidhje por jep ato më të afërta. Gjithashtu përdorimi i distancës Hausdorff ndaj asaj tradicionale Euklidiane, është më e përshtatshme për të zgjedhur përkeqësimin e modeleve të rrezatimit dhe/ose ndryshimet midis tyre.

Fikja e disa elementëve të antenës do të ndryshojë në mënyrë të pashmangshme edhe modelin e rrezatimit origjinal. Nga perspektiva e operatorit të antenës, zvogëlimi i fuqisë së konsumit çon në rritjen e jetëgjatësisë së antenës dhe zvogëlon shpenzimet operative.

Ne pamë që fikja deri në 30-50% të elementëve të array bëri të mundur që të ndryshoj modelin e rrezatimit në situatën me një beam si ashtu edhe me multi-beam, por përseri modeli i rrezatimit ngelet i kënaqshëm me modelin e dëshiruar.

Diskriminimi midis beam-it të rrezatimit unikë dhe hapsirës është me të paktën 10dB në rastin kur kemi simulime me beam unikë por me më shumë se një maskë.

Gjithashtu një tjetër konkluzion tek simulimet me multi-beam është se kemi humbjen e ortogonalitetit të beam-it, por diskriminimi i hapsirës mbi multi-beam mbetet më i mirë se 10dB.

Në këtë punim jepet edhe një algoritëm lokalizimi i UE që lëvizë dhe shërben për rillogaritjen e beam-it të ri.

#### **Punët në të ardhmen:**

Kjo punë do të jetë baza e cila do të na udhëheqë në të ardhmen, se si për shembull të zgjedhim në mënyrë më inteligjente elementët që duhen mbajtur ndezur ose fikur. Duke u bazuar tek algoritmi i lokalizimit dhe duke e kombinuar edhe me algoritme të tjera si p.sh Heuristik etj, mund të arrihet që të zgjedhim elementët e antenës array që duhen fikur në mënyrë që merret modeli i rrezatimit të dëshiruar.

Meqenëse mundësitë për secilin element të antenës janë vetëm dy (on ose off) ekziston një numër i pakufizuar i kombinimeve që do të testohen  $2^N$ . Me raportin origjinal të furnizimit me energji të antenës array të projektuar me metodën Woodward-Lawson, analizimi i të gjithë kombinimeve të mësipërme pa modifikuar raportin e ushqimit midis elementëve, por vetëm përmes ndryshimit të gjendjes së tyre nuk është një detyrë e lehtë.

Në këtë rast, inteligjenca artificiale ose algoritme optimizimi më efikas mund të përdoren për të marrë kombinime optimale pa bërë një kërkim shterues, si në rastin e testimit të të gjitha kombinimeve.

Një argument tjetër i cili mund të jetë çështje për punët në të ardhmen lidhet me matjen e kohës që i duhet AAS për të kaluar nga gjendja me array me elementë të fikur në atë me të gjithë elementët e ndezur. Megjithatë kjo matje varet shumë nga pjesa hardware e AAS.

Gjithashtu procedura mund të zgjerohet në një dizajn më kompleks të antenave array si për shembull antenat array planare.



## 6 REFERENCAT

---

- [1] Directivity and Diversity Dual-Mode Stacked Antenna Array Using Directors of Yagi–Uda Antenna as Monopole Antennas Hyeonhyeong Choe;Sungjoon Lim IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters 2014, Vol.: 13 ,pages 11-15
- [2] Autoriteti i Komunikimeve Elektronike dhe Postare: AKEP, “Treguesit e Tregut të Komunikimeve elektronike”, [www.akep.al/statistika/](http://www.akep.al/statistika/) (Aksesi i fundit nentor 2020)
- [3] LTE band capacitive coupling element antenna for smart phone devices Yi-Ane Chen; Wen-Jiao Liao;Xin-Xiong Chen;Bang-Yun Dai 2015 International Workshop on Antenna Technology (iWAT) 2015, pages 1-4
- [4] E. Björnson, L. Sanguinetti, H. Wymeersch, J. Hoydis, T.L. Marzetta,"Massive MIMO is a reality—What is next? Five promising research directions for antenna arrays", Elsevier, Digital Signal Processing, Volume 94, November 2019, Pages 3-20.
- [5] Instituti i Statistikave – Tiranë – INSTAT, “Treguesit Demografikë dhe Socialë” <http://www.instat.gov.al/al/statistika/> (Aksesi i fundit nentor 2020)
- [6] G. A. Somers, "A proof of the Woodward-Lawson sampling method for a finite linear array," in Radio Science, vol. 28, no. 04, pp. 481-485,July-Aug. 1993. M. D. Migliore, "MIMO Antennas Explained Using the Woodward-Lawson Synthesis Method [Wireless Corner]," in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 49, no. 5, pp. 175-182, Oct. 2007.
- [7] Revista monitor, Si po ndryshon tregu telefonise celulare, 2018
- [8] TEMS\_Investigation\_Users\_Manual
- [9] HUAWEI 4G Dongle E3372, product datasheet.
- [10] MIMO systems for broadband wireless communications, X. Gu, X.- H. Peng & G. C. Zhang,BT Technology Journal volume 24, pages 90–96, (2006)
- [11] 4G Americas MIMO and Smart Antennas for Mobile Systems October 2012, pages 6-14

- [12] Study and development of power synthesis techniques of arbitrary reconfigurable antenna arrays for satellite applications, Giulia BUTTAZZONI, Roberto VESCOVO, Walter UKOVICH, thesis 2012, Università degli studi di Trieste
- [13] R. Harrington, "Sidelobe reduction by nonuniform element spacing", IRE Trans. Antennas Propag. 1961,9, 187–192. P. Fan, J. Li, X. Wang and J. Gu, "A low sidelobe sparse array antenna," 2016 CIE International Conference on Radar (RADAR), Guangzhou, 2016, pp. 1-4.
- [14] Mimo\_and\_smart\_antennas\_for\_3g\_and\_4g\_wireless\_systems\_May 2010, pages 11-25
- [15] A beamforming method enabling easy packaging of scalable architecture phased arrays Doganay Dogan; Gokhan Gultepe 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST) 2016 , pages 1-4
- [16] P. Fan, J. Li, X. Wang and J. Gu, "A low sidelobe sparse array antenna," 2016 CIE International Conference on Radar (RADAR), Guangzhou, 2016, pp. 1-4.
- [17] <https://www.cablefree.net/wirelesstechnology/4glte/rsrp-rsrq-measurement-lte/>
- [18] Molisch, A.F.; Ratnam, V.V.; Han, S.; Li, Z.; Nguyen, S.L.H.; Li, L.; Haneda, K. Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey. IEEE Commun. Mag. 2017, 55, 134–141.
- [19] Vlad-Ioan Bratu, Self-optimization of Antenna Tilt in Mobile Networks, Published 2012, Corpus ID: 1772921
- [20] Lars Rasmussen (2005, February 8). Google Maps, Fieri Albania region from google earth [Online]. Available: <https://www.google.com/maps>
- [21] A Novel Hybrid Beamforming Algorithm With Unified Analog Beamforming by Subspace Construction Based on Partial CSI for Massive MIMO-OFDM Systems Dengkui Zhu; Boyu Li; Ping Liang IEEE Transactions on Communications Year: 2017 Volume: 65 page 31-35
- [22] Active antenna system (AAS) capabilities for 5G systems: A field study of performance, Marjo Heikkilä; Tero Kippola; Piritta Kärämä; Asko Nykänen; Pekka Tuuttila; Marja Matinmikko, 12 February 2015, IEEE, pp 2-4
- [23] Rowell, C.; Han, S. "Practical large scale antenna systems for 5G cellular networks". In Proceedings of the 2015 IEEE International Wireless Symposium (IWS 2015), Shenzhen, China, 30 March–1 April 2015.

- [24] H. BO" LCSKEI, D. GESBERT, C. PAPADIAS,A.-J. VAN DER VEEN, "SPACE-TIME WIRELESS SYSTEMS",First published 2006,ISBN-13 978-0-521-85105-3 hardback
- [25] Comisso, M.; Palese, G.; Babich, F.; Vatta, F.; Buttazzoni, G. "3D multi-beam and null synthesis by phase-only control for 5G antenna arrays", *Electronics* 2019, 8, 656.
- [26] Base-station tracking in mobile communications using a switched parasitic antenna array,S.L. Preston; D.V. Thiel; T.A. Smith; S.G. O'Keefe; Jun Wei Lu,IEEE Transactions on Antennas and Propagation ( Volume: 46, Issue: 6, Jun 1998)
- [27] Lucio Mania', "ANTENNE E PROPAGAZIONE", dispense di Laurea Specialistica Ing. delle Telecomunicazioni, Trieste anno acc. 2005 – 2006.
- [28] Inxhinieria e avancuar e antenave, Leksione, Elson Agastra, 2013
- [29] Chenwei Wang,Xiaolin Hou,Yoshihisa Kishiyama "Massive MIMO Technologies and Challenges towards 5G", *IEICE Transactions on Communications*, March 2016
- [30] Cheng-Xiang WANG, Shangbin WU1, Lu BAI, Xiaohu YOU,Jing WANG & Chih-Lin I "Recent advances and future challenges for massive MIMO channel measurements and models",February 2016, Vol. 59
- [31] EARTH, "Most Promising Tracks of Green Network Technologies,"Deliverable D3.1, Dec. 2010.
- [32] 3GPP, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Potential solutions for energy saving for E-UTRAN (Release 10) [TR 36.927 V10.0.0], June 2011.
- [33] I. Humar et al., "Rethinking energy efficiency models of cellular networks with embodied energy," *IEEE Netw.*, vol. 25, no. 2, pp. 40-49,Mar. 2011.
- [34] Z. Niu, Y. Wu, J.Gong, and Z. Yang, "Cell Zooming for Cost-Efficient Green Cellular Networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 11, pp. 74-79, Nov. 2010.
- [35] F. Alaca, A. B. Sediq, and H. Yanikomeroglu, "A Genetic Algorithm Based Cell Switch-off Scheme for Energy Saving in Dense Cell Deployments," in *Proc. 2012 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*,Anaheim, 2012, pp. 63-68.
- [36] A. S. Alam, L. S. Dooley, and A. S. Poulton, "Traffic-and-Interference Aware Base Station Switching for Green Cellular Networks," in *Proc.2013 IEEE 18th Int.*

- Workshop on Computer Aided Modeling and Design of Communication Links and Networks (CAMAD), Berlin, 2013, pp. 63-67.
- [37] A. Bousia, E. Kartsakli, L. Alonso, and C. Verikoukis, "Dynamic Energy Efficient Distance-Aware Base Station Switch On/Off Scheme for LTE-Advanced," in Proc. 2012 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Anaheim, 2012, pp. 1532-1537.
- [38] A. Dudnikova, P. Dini, L. Giupponi, Daniela Panno, "Fuzzy Multiple Criteria Switch Off Method for Dense Heterogeneous Networks", 2015 IEEE 20th.
- [39] A. Bousia, A. Antonopoulos, L. Alonso, and C. Verikoukis, "'Green' Distance-Aware Base Station Sleeping Algorithm in LTE-Advanced," in Proc. 2012 IEEE Int. Conf. on Communications (ICC), Ottawa, 2012, pp. 1347-1351.
- [40] C. C. Sharon, N. N. Singh and S. Thilagavathi, "Comprehensive information based BSs operation for energy efficiency in green cellular networks," 2017 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET), Chennai, 2017, pp. 1250-1253
- [41] S. H. Lee, M. Kim, H. Shin and I. Lee, "Belief Propagation for Energy Efficiency Maximization in Wireless Heterogeneous Networks," in IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 20, no. 1, pp. 56-68, Jan. 2021
- [42] H. Liu, H. Cui, and J. Chen, "Dynamic Sleeping Algorithm of Base Station Based on Spatial Features," in Proc. 2014 21st Int. Conf. on Telecommunications (ICT), Lisbon, 2014, pp. 333-337.
- [43] Planar wideband circularly polarized metasurface-based antenna array; Son Xuat Ta, Ikmo Park, Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Pages 1620-1630
- [44] Novel Approaches to the Design of Phased Array Antennas, dissertation, Danial Ehyaie, The University of Michigan 2011, pp 15-25
- [45] Robert J. Mailloux, —Phased Array Antenna Handbook], 3rd Edition; Artech House Publishers, 2017.
- [46] A New Era in Elemental Digital Beamforming for Spaceborne Communications Phased Arrays, Patrick K. Bailleul, Year: 2016 | Volume: 104 page 17-28
- [47] Roh, W.; Seol, J.Y.; Park, J.; Lee, B.; Lee, J.; Kim, Y.; Cho, J.; Cheun, K.; Aryanfar, F. Millimeter-Wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: Theoretical feasibility and prototype results. IEEE Commun. Mag. 2017, 52, 106–113.

- [48] M. Nalecz et al., "A versatile signal processor and control system for AESA radar," 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST), Waltham, MA, 2016, pp. 1-7, doi: 10.1109/ARRAY.2016.7899234.
- [49] F. Avanzo, F. De Paola, D. Manstretta "A Common-Base Linear RF Power Amplifier for 3G Cellular Applications", in IEEE 2008 Custom Intergrated Circuits Conference (CICC), TP-22-4 pp 579-582.
- [50] A 24-GHz SiGe phased-array receiver-LO phase-shifting approach; H. Hashemi, Xiang Guan, A. Komijani, A. Hajimiri; IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ( Volume: 53, Issue: 2, Feb. 2005) pp 614 – 626
- [51] Molisch, A.F.; Ratnam, V.V.; Han, S.; Li, Z.; Nguyen, S.L.H.; Li, L.; Haneda, K. Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey. IEEE Commun. Mag. 2017, 55, 134–141.
- [52] Deotale, N.; Kolekar, U.; Kondelwar, A. "Grey wolf optimization based transmit antenna selection for LTE system", In Proceedings of the 2017 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET), Chennai, India, 22–24 March 2017.
- [53] G.Buttazzoni,W.Ukovich,R.Vescovo "Study and Development of power synthesis techniques of arbitrary reconfigurable antenna arrays for satellite applications",Thesis ssd:ing-inf/02 Campi elettromagnetici,anno acc. 2011-2012
- [54] A. Villeneuve, "Taylor patterns for discrete arrays," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 32, no. 10, pp. 1089–1093, Oct. 1984.
- [55] W. Kummer, "Basic array theory," Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 1, pp. 127–140, Jan. 1992.
- [56] E. Botha and D. McNamara, "Conformal array synthesis using alternating projections, with maximal likelihood estimation used in one of the projection operators," Electron. Lett., vol. 29, no. 20, pp. 1733–1734, Sep. 1993.
- [57] L. Josefsson and P. Persson, "Conformal array synthesis including mutual coupling," Electron. Lett., vol. 35, no. 8, pp. 625–627, Apr. 1999.
- [58] L. Vaskelainen, "Constrained least-squares optimization in conformal array antenna synthesis," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55, no. 3, pp. 859–867, Mar. 2007.
- [59] D. Marciano and F. Duran, "Synthesis of antenna arrays using genetic algorithms," IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 42, no. 3, pp. 12–20, Jun. 2000.

- [60] D. Gies and Y. Rahmat-Samii, "Particle swarm optimization for reconfigurable phase-differentiated array design," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 38, no. 3, pp. 168–175, Aug. 2003.
- [61] S. E. Nai, W. Ser, Z. L. Yu and H. Chen, "Beampattern Synthesis for Linear and Planar Arrays with Antenna Selection by Convex Optimization," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.58, no. 12, pp. 3923-3930, Dec. 2010.
- [62] Claire Masterson, "Massive MIMO and Beamforming: The Signal Processing Behind the 5G Buzzwords",JUN 2017, VOL 51.
- [63] LTE Transmission Modes and Beamforming; Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, July 2015
- [64] A Survey on Hybrid Beamforming Techniques in 5G: Architecture and System Model Perspectives; Irfan Ahmed, Senior Member, IEEE, Hedi Khammari, Adnan Shahid, Senior Member, IEEE, Ahmed Musa, Kwang Soon Kim, Senior Member, IEEE, Eli De Poorter, Ingrid Moerman; DOI 10.1109/COMST.2018.2843719, IEEE, AUGUST 2018
- [65] Maximizing LTE performance with MIMO systems; thesis, Praveen Vunnam,Sven Nordebo;Linnaeus University Sweden 2016-11-18,pp 14-20
- [66] R.Chataut,R.Akl, "Massive MIMO Systems for 5G and beyond Networks— Overview, Recent Trends, Challenges, and Future Research Direction",*Sensors (Basel)*. 2020 May; 20(10): 2753.
- [67] D. I. Lialios, N. Ntetsikas, K. D. Paschaloudis, C. L. Zekios, S. V. Georgakopoulos, G. A. Kyriacou, —Design of True Time Delay Millimeter Wave Beamformers for 5G Multibeam Phased Arrays, *Electronics* 2020, 9, 1331.
- [68] A. Magdy, O.M. EL-Ghandour and H. F. A. Hamed, "Improvement of Adaptive Smart Concentric Circular Antenna Array Based Hybrid PSO-GSA Optimizer" *International Journal of Advanced Computer Science and Applications (IJACSA)*, 7(6), 2016.
- [69] Z.K. Chen, F.G. Yan, X.L. Qiao, Y.N. Zhao, "Sparse Antenna Array Design for MIMO Radar Using Multiobjective Differential Evolution", *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2016.
- [70] A Common-Base Linear RF Power Amplifier for 3G Cellular Applications; Flavio Avanzo, Francesco M. De Paola, and Danilo Manstretta; IEEE 2008 Custom Intergrated Circuits Conference (CICC)

- 
- [71] M. D. Migliore, "MIMO Antennas Explained Using the Woodward-Lawson Synthesis Method [Wireless Corner]," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 5, pp. 175-182, Oct. 2007.
- [72] R. Rajashekar, K. V. S. Hari and L. Hanzo, "Quantifying the Transmit Diversity Order of Euclidean Distance Based Antenna Selection in Spatial Modulation," in *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 22, no. 9, pp. 1434-1437, Sept. 2015.
- [73] Gao Y. "Efficiently comparing face images using a modified Hausdorff distance," *Image and Signal Processing*, *IEEE Proceedings*, vol. 150, pp.346-350, 2003.
- [74] E. Agastra, G. Pelosi, S. Selleri, R. Taddei, "Multi-Objective Optimization Techniques", In *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, Vol. 1-29, September 2014.
- [75] T.Vincenty, *Direct and Inverse Solution of Geodesics on the Ellipsoid with Application of Nested Equations*, DMAAC Godetic Survey Squadron, F.E.Warren AFB, Wyoming 82001, April 1975.
- [76] Muhammad Aatique, *Evaluation of Tdoa Techniques for Position Location in CDMA System*, Virginia 1997.
- [77] Fredrik Gustafsson and Fredrik Gunnarsson, *Mobile positioning using wireless networks*, *IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE*, JULY 2005.
- [78] Li Cong and Weihua Zhuang, *Hybrid TDOA/AOA Mobile User Location for Wideband CDMA Cellular Systems*, *IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS*, VOL. 1, NO. 3, JULY 2002.
- [79] Gabriele Di Stefano, Alberto Petricola, *A Distributed AOA Based Localization Algorithm for Wireless Sensor Networks*, Department of Electrical and Information Engineering, University of L'Aquila, Italy 2005.
- [80] Gabriele Di Stefano, Alberto Petricola, *A Distributed AOA Based Localization Algorithm for Wireless Sensor Networks*, Department of Electrical and Information Engineering, University of L'Aquila, Italy 2005.
- [81] Rong Peng and Mihail L. Sichertiu, *Angle of Arrival Localization for Wireless Sensor Networks*, Department of Electrical and Computer Engineering, North Carolina State University, 2000
- [82] Chieng-Sheng Chen ,Szu-Lin Su, *Geometrical Positioning with Hybrid TOA/AOA Approaches for Mobile Location in Wireless Systems*, Department of Electrical Engineering, National Cheng Kung University, Tainan, Taiwan, R.O.C, 2007.
- [83] Seung-Hyun Kong, *TOA and AOD statistics for down link Gaussian scatterer distribution model*, *Wireless Communications*, *IEEE Transactions on* Volume 8, Issue 5, May 2009 Page(s):2609 – 2617.

- [84] John Sahalos, "Orthogonal Methods for Array Synthesis: Theory and the ORAMA Computer Tool", 2007, Wiley
- [85] S. Noh, M. D. Zoltowski and D. J. Love, "Multi-Resolution Codebook and Adaptive Beamforming Sequence Design for Millimeter Wave Beam Alignment," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 9, pp. 5689-5701, Sept. 2017
- [86] Y. Wu, C. Xiao, Z. Ding, X. Gao, and S. Jin, "A survey on MIMO transmission with finite input signals: Technical challenges, advances, and future trends," *Proc. IEEE*, vol. 106, no. 10, pp. 1779–1833, Oct. 2018.
- [87] T. Sowlati et al., "A 60GHz 144-element phased-array transceiver with 51dBm maximum EIRP and  $\pm 60^\circ$  beam steering for backhaul application," in *Proc. 2018 IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, Feb. 2018, pp. 66–68.
- [88] Hoydis, J.; Brink, S.T.; Debbah, M. Massive MIMO in the/DL of cellular networks: How many antennas do we need? *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 2013, 31, 160–171
- [89] W. Honcharenko, "Sub-6 GHz mMIMO base stations meet 5G's size and weight challenges," *Microw. J.*, vol. 62, ed. 2, pp. 40–52, Feb. 2019.
- [90] A. Prata, J. Sveshtarov, S. C. Pires, A. S. R. Oliveira, and N. B. Carvalho, "Optimized DPD feedback loop for m-MIMO sub-6 GHz systems," in *Proc. 2018 IEEE/MTT-S Int. Microwave Symp. (IMS)*, Philadelphia, PA, 2018, pp. 485–488.
- [91] A. Puglielli, et al. "Design of energy- and cost-efficient massive MIMO arrays," *Proc. IEEE*, vol. 104, no. 3, pp. 586–606, Mar. 2016
- [92] B. Sadhu et al., "A 28-GHz 32-element TRx phased-array IC with concurrent dual-polarized operation and orthogonal phase and gain control for 5G communications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 52, no. 12, pp. 3373–3391, Dec. 2017
- [93] D. Liu, X. Gu, C. W. Baks, A. Valdes-Garcia, "Antenna-in-package design considerations for Ka-band 5G communication applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6372–6379, Dec. 2017.
- [94] M. D. Migliore, "MIMO Antennas Explained Using the Woodward-Lawson Synthesis Method [Wireless Corner]," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 5, pp. 175-182, Oct. 2007
- [95] R. Rajashekar, K. V. S. Hari and L. Hanzo, "Quantifying the Transmit Diversity Order of Euclidean Distance Based Antenna Selection in Spatial Modulation," in *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 22, no. 9, pp. 1434-1437, Sept. 2015
- [96] Gao Y. "Efficiently comparing face images using a modified Hausdorff distance," *Image and Signal Processing, IEEE Proceedings*, vol. 150, pp. 346-350, 2003