

AKADEMIA E SHKENCAVE DHE E ARTEVE E KOSOVËS
ACADEMIA SCIENTIARUM ET ARTIUM KOSOVIENSIS
BOTIME TË VEÇANTA CCXI
SEKSIONI I SHKENCAVE TË NATYRËS
LIBRI 35

MYZAFERE LIMANI
MIMOZA IBRANI
ZANA LIMANI-FAZLIU
HËNA MALOKU-BERZATI

SFIDAT E PLANIFIKIMIT
MULTIPARAMETRIK TË
RRJETEVE KOMUNIKUESE
PA TELA

KOSOVA ACADEMY OF SCIENCES AND ARTS
ACADEMIA SCIENTIARUM ET ARTIUM KOSOVIENSIS
SPECIAL EDITIONS CCXI
SECTION OF NATURAL SCIENCES
BOOK 35

MYZAFERE LIMANI
MIMOZA IBRANI
ZANA LIMANI-FAZLIU
HËNA MALOKU-BERZATI

CHALLENGES OF MULTIPARAMETRIC PLANNING OF WIRELESS COMMUNICATION NETWORKS

Approved for publication at the meeting of the Section of Natural Sciences,
held on 9th June, 2021, after review by
academician Isuf Krasniqi and prof. Enver Hamiti.

Editor: Correspondent member Fetah Podvorica, Secretary of the Section of Natural Sciences.



PRISHTINA
2021

AKADEMIA E SHKENCAVE DHE E ARTEVE E KOSOVËS
ACADEMIA SCIENTIARUM ET ARTIUM KOSOVIENSIS
BOTIME TË VEÇANTA CCXI
SEKSIONI I SHKENCAVE TË NATYRËS
LIBRI 35

MYZAFERE LIMANI
MIMOZA IBRANI
ZANA LIMANI-FAZLIU
HËNA MALOKU-BERZATI

SFIDAT E PLANIFIKIMIT MULTIPARAMETRIK TË RRJETEVE KOMUNIKUESE PA TELA

U miratua për botim në mbledhjen e Seksionit të Shkencave të Natyrës,
mbajtur më 9 qershor 2021, në bazë të recensioneve të
akademik Isuf Krasniqit dhe prof. Enver Hamitit.

Redaktor: Anëtar korrespondent Fetah Podvorica, Sekretar i Seksionit të Shkencave të Natyrës.

Copyright © ASHAK

PËRMBAJTJA

PARATHËNIE	13
MYZAFERE LIMANI: KOMUNIKIMET PA TELA DHE SINJALET AKUSTIKE NË KOMUNIKIME	17
BAZAT E KOMUNIKIMEVE PA TELA	17
KAPITULLI 1	19
1. KONCEPTET THEMELORE TË KOMUNIKIMEVE PA TELA.....	19
HYRJE.....	19
1.1. Planifikimi i sistemit komunikues pa tela	20
KAPITULLI 2	25
2. KANALI KOMUNIKUES PA TELA.....	25
2.1 Modeli fizik i kanalit komunikues pa tela	26
2.1.1. Hapësira e lirë si kanal komunikues pa tela	27
2.1.2. Antena në lëvizje.....	29
2.1.3. Muri reflektues dhe antena fikse	30
2.1.4. Muri reflektues dhe antena në lëvizje.....	32
2.1.5. Ndikimi i sipërfaqes së tokës	35
2.1.6. Rënia e fuqisë me rritjen e distancës dhe hijezimi nga pengesat	36
2.1.7. Antena lëvizëse, reflektues të shumëfishtë.....	38
2.2. Modeli i kanalit pa tela hyrje-dalje.....	39
2.2.1. Kanali pa tela si sistem linear i ndryshueshëm në kohë	39
2.2.2. Modeli ekuivalent i brezit themelor	41
2.2.3. Modeli diskret kohor i brezit themelor.....	45
2.2.4. Zhurma e bardhë shtesë.....	49
2.3. Koherenca e kohës dhe frekuencës.....	51

2.3.1. Koha e shtirjes së Doppler-it dhe koha e koherencës.....	51
2.3.2. Shtirirja e vonesës dhe koherenca e brezit frekuencor	52
2.4. Modelet statistikore të kanalit	56
2.4.1. Filozofia e modelimit	56
2.4.2. Zbehja me shpërndarje të Rayleigh-it dhe të Rice-it.....	58
2.4.3. Funkzioni i autokorrelacionit të amplifikimit të ventililit	60
KAPITULLI 3	65
3. KOMUNIKIMI NDËRMJET DY PIKAVE NË HAPËSIRË	65
3.1. Detektimi i sinjalit në kanalim me zbehje	66
3.1.1. Detektimi jokohorent.....	66
3.1.2. Detektimi koherent.....	69
3.1.3. Shkallët e lirisë.....	72
3.1.4. Shtigjet e shumëfishta – diversiteti	76
3.2. Diversiteti kohor.....	78
3.2.1. Kodimi i përsëritjes	79
3.3. Diversiteti i antenës	84
3.3.1. Diversiteti në pranim.....	85
3.3.2. Diversiteti i transmetimit, kodet hapësirë-kohë	86
3.3.3. Kanali MIMO.....	87
3.3.4. Kanali deterministik MIMO	88
3.4. Diversiteti frekuencor.....	90
3.4.1. Koncepti themelor	90
3.4.2. Bartësi me barazim të interferencës ndërsimbolike	92
3.4.3. Spektri i përhapjes së sekuencës direkte	95
3.4.4. Multipleksi me ndarje ortogonale të frekuencës	98
MYZAFERE LIMANI: SINJALET AKUSTIKE NË KOMUNIKIME..	103
KAPITULLI 1	105
1. HYRJE.....	105
1.1. Ekuacioni i valës akustike	106
1.2. Modeli i veprimit të fushës elektrike te gazrat me ngarkesa	111
1.3. Transformimet e Lorentz-it dhe fushat e ndryshueshme kohore.....	115

1.3.1. Derivimi i transformimit të Lorentz-it.....	116
1.3.2. Transformimi i masës dhe i forcës	120
1.3.3. Fushat elektrike dhe magnetike.....	124
1.3.4. Fusha akustike.....	127
KAPITULLI 2	131
2. FUSHA AKUSTIKE NË PRANI TË PENGESËS	131
2.1. Fusha akustike në prani të dy sipërfaqeve kufitare.....	133
KAPITULLI 3	139
3. FUSHA AKUSTIKE NË PRANI TË GRILËS	139
3.1. Zbërthimi modal.....	143
3.2. Zbërthimi sipas valëve të kupluara.....	143
3.2.1. Zbërthimi fundamental.....	144
3.2.2 Zbërthimi me vektorin e valës - kushti i Floquet-it.....	147
3.2.3 Zbërthimi me valën e padifraktuar	149
3.3. Fusha e difraktuar akustike jashtë grilës	153
KAPITULLI 4	159
4. EKUACIONET E VALËVE NË HAPËSIRË TË GJENDJEVE.....	159
4.1. Zgjidhja e komponentëve të harmonikëve hapësinorë	160
4.2. Amplitudat e difraktuara dhe efikasiteti i difraksionit.....	162
4.3. Krahasimi i rezultateve.....	164
KAPITULLI 5	167
5. TEORITË E PËRAFËRTA TË DIFRAKSIONIT	167
5.1. Teoria modale dyvalore.....	169
5.2 Teoria dyvalore e valëve të kupluara të rendit të dytë.....	170
5.3. Teoria shumëvalore e valëve të kupluara	170
5.4. Teoria dy valore e valëve të kupluara të rendit të parë.....	172
5.5. Metoda e shtegut optik	173
5.6. Teoria e Raman-Nath-it.....	174
5.7. Teoria e transmitansës së amplitudës	174

5.8. Validiteti i teorive të përfaqëta.....	177
5.9. Grilat e "rralla" dhe të "dendura"	178
KAPITULLI 6	181
6. GRILAT RELIEVORE	181
6.1. Procedura e llogaritjes	183
BIBLIOGRAFIA	187
MIMOZA IBRANI, MYZAFERE LIMANI: ANALIZË KRAHASUESE E EKSPOZIMIT NË FUSHAT ELEKTROMAGNETIKE DERI NË 6 GHZ	193
KAPITULLI 1	195
1. FUSHAT ELEKTROMAGNETIKE DHE NJERIU	195
HYRJE	195
1.1. Analiza e niveleve të emetuara të fushës elektrike.....	196
KAPITULLI 2	205
2. VLERËSIMI EKSPERIMENTAL I EKSPOZIMIT PERSONAL NË FUSHËN ELEKTROMAGNETIKE TË BREZIT 88-5850 MHZ.....	205
2.1. Nivelet e fushës elektrike të emetuara nga sistemet dhe rrjetet komunikuese pa tela	206
2.2. Analizë krahasuese e fluksit elektromagnetik të radiofrekuencave (80 MHz- 6 GHz) në mjedisë të ndryshme	210
2.3. Vlerësimi i rrezatimit elektromagnetik në mjediset e punës - identifikimi i skenarëve të ekspozimit maksimal	214
2.4. Krahasimi i vlerave të ekspozimit personal në fushën elektromagnetike të radiofrekuencave në Kosovë me shtetet tjera	216
KAPITULLI 3	219
3. ANALIZË KRAHASUESE E FUSHËS ELEKTRIKE NGA STACIONET BAZË TË SISTEMEVE CELULARE 2G, 3G DHE 4G	219
3.1. Vlerësimi i fushës elektrike të emetuar nga stacionet bazë 2G dhe 3G në zonat urbane.....	220

3.2. Vlerësimi eksperimental i nivelit të fushës elektrike të emetuar nga stacionet bazë LTE në zonat urbane	223
3.3. Krahasimi i nivelit të fushës elektrike të emetuar nga stacionet bazë 2G, 3G dhe 4G	228
KAPITULLI 4	235
4. VLERËSIMI I FUSHËS ELEKTRIKE TË EMETUAR NGA TRANSMETUESIT TELEVIZIVË	235
KAPITULLI 5	243
5. PËRCAKTIMI I FUSHËS ELEKTRIKE TË EMETUAR NGA RRJETET LOKALE PA TELA WI-FI	243
5.1 Krahasimi i nivelit të fushës elektrike të emetuar nga rrjetet Wi-Fi me fushën elektrike të emetuar nga teknologjitë tjera	251
5.2. Kahet për hulumtime të reja në këtë fushë	255
BIBLIOGRAFIA	257
ZANA LIMANI-FAZLIU, MYZAFERE LIMANI: PLANIFIKIMI I RESURSEVE NË RRJETAT PA TELA NË FREKUENCAT NËN 6 GHZ DHE NË BREZIN 24 – 100 GHZ.....	259
KAPITULLI 1	261
1. RRJETET CELULARE TË GJENERATAVE TË REJA	261
1.1. Teknologjia e qasjes në radio 5G (5G RAT).....	265
1.1.1. Kërkesat teknike për rrjetet 5G	267
1.2. Arkitektura e sistemeve 5G	268
1.2.1 Rrjeti bërthamë 5G	269
1.2.2. Rrjeti i qasjes në radio (RAN).....	270
1.3. Shtresa fizike	272
1.4. Kontrolli dhe menaxhimi i radioresurseve	273
1.4.1. Struktura e kornizës transmetuese dhe radioresurseve	275
1.4.2. Planifikimi i resurseve.....	280

KAPITULLI 2	283
2. MENAXHIMI I FUQISË TRANSMETUESE DHE I RESURSEVE FREKUENCORE NË RRJETET CELULARE HETEROGJENE.....	283
2.1. Rrjetet e dendura heterogjene (HetNetet).....	283
2.1.1. Koordinimi i interferencës mes celulare - ICIC	285
2.1.2. Koordinimi i avancuar i interferencës mes celulare (eICIC)....	289
2.2. Agregimi i bartësve	291
2.3. Përcaktimi i fuqisë transmetuese në rrjetet heterogjene me CA..	293
2.3.1. Modelimi i problemit të përcaktimit të fuqisë përmes teorisë së lojërave.....	296
2.3.2. Përkufizimi i lojës mes ekipeve	297
2.3.3. Analiza e lojës	301
2.4. Algoritmi për përcaktimin e fuqisë transmetuese.....	303
2.4.1. Rasti me një bartës	303
2.4.2. Rasti me bartës të shumëfishtë	306
2.4.3. Kompleksiteti	307
2.5. Vlerësimi i performancës së përcaktimit të fuqisë së bartësve përmes BPS	308
2.5.1. Algoritmet krahasuese.....	308
2.5.2. Skenari dhe konfigurimi i simulimeve numerike	309
2.5.2. Performanca e strategjive të fituara me BPS për përcaktimin e fuqisë së bartësve	312
KAPITULLI 3	317
3. VALËT MILIMETRIKE NË RRJETET CELULARE 5G	317
3.1. Valët milimetrike.....	317
3.1.1. Formimi i diagramit rrezatues	318
3.2. Drejtueshmëria dhe mbulueshmëria me vargje të antenave	321
3.3. Modeli i kanalit të komunikimit me valë milimetrike	325
3.3.1. Modeli i kanalit NYU.....	327
3.3.2. Modeli i kanalit 3GPP	330
3.4. Përafrimi statistikor i përforcimit ekuivalent të kanalit.....	337
3.4.1. Rasti i rrezeve të rreshtuara	338

3.4.2. Rasti i rrezeve të rreshtuara pjesërisht.....	341
3.4.3. Rasti i rrezeve të parreshtuara dhe kanali NLoS	343
3.4.4. Validiteti i përafritimit statistikor në nivel të sistemit	346
BIBLIOGRAFIA	349
HËNA MALOKU–BERZATI, MYZAFERE LIMANI: BASHKEKZISTENCA E RRJETEVE HETEROGJENE KOGNITIVE PA TELA	351
KAPITULLI 1	353
1. RRJETET KOGNITIVE HETEROGJENE PA TELA NË SPEKTRIN E BARDHË TELEVIZIV (TVWS)	353
HYRJE	353
1.1. Spektri i bardhë televiziv (TVWS).....	356
1.2. Rregullativa dhe standardet	357
1.2.1. Standardet.....	358
1.3. Rrjetet kognitive heterogjene	359
1.4. Sfidat e bashkekzistencës për rrjetet kognitive në TVWS	361
1.4.1. Bashkekzistenca dhe vetë bashkekzistenca në rrjetet kognitive.....	362
1.4.2. Detektimi i spektrit të lirë.....	365
1.4.3. Zbutja e interferencës	365
1.4.4. Ndarja e spektrit frekuencor	367
1.5. Mekanizmat vendimmarrës të bashkekzistencës dhe vetëbashkekzistencës së rrjeteve kognitive në TVWS	368
1.5.1. Standardi IEEE 802.19.1	369
1.5.1. Skemat me sinjalizim të terminalit të fshehur	371
1.5.2. Skemat e centralizuara për vetëbashkekzistencë të rrjeteve kognitive.....	372
1.5.3. Skemat e shpërndara dhe të decentralizuara për vetëbashkekzistencë të rrjeteve kognitive	373
KAPITULLI 2	375
2. TEKNIKAT DHE KAMPANJAT E MATJEVE TË SPEKTRIT TË BARDHË TELEVIZIV (TVWS)	375

2.1 Matjet e spektrit frekuencor	375
2.2 Testimet në spektrin e bardhë televiziv (TVWS)	379
2.3. Përcaktimi i disponueshmërisë së spektrit televiziv në mjediset urbane në Kosovë	383
2.3.1. Protokoli i matjeve	383
2.3.2. Rezultatet e matjeve	385
KAPITULLI 3	403
3. MODELIMI I KANALIT	403
3.1. Modelimi i kanalit për qytetin e Prishtinës.....	406
3.1.1. Përshkrimi i modeleve të përhapjes.....	407
3.1.2. Rezultatet e matjeve	408
3.1.3. Modelimi i kanalit për mjediset e ndryshme në territorin e Kosovës	413
3.1.4. Përshkrimi i modeleve të përhapjes.....	414
3.1.5. Mbledhja e të dhënave nga matjet.....	415
3.1.6. Optimizimi	416
BIBLIOGRAFIA	421
REZYME.....	427
SUMMARY	429
LISTA E SHKURTESAVE:	431

PARATHËNIE

Informacioni, sikurse energjia, ka një veçori të mrekullueshme që herë pas here mund ta ndryshojë formën pa humbur përmbajtjen e vet. Me “sinjal” zakonisht nënkuptohet informacioni i koduar, si p. sh. amplituda e ndryshueshme në kohë ose modulimi frekuencor i shënuar në valën elektromagnetike, dhe në këtë rast vala vepron si “bartës” i informacionit. Informacioni udhëton së bashku me valën me shpejtësi të dritës, në mënyrë që më vonë të dekodohet me anë të marrësit. Shumica e sinjaleve të rëndësishme, në ndonjë stad të udhëtimit të tyre, duhet të udhëtojnë me valë elektromagnetike. Por ky udhëtim mund të mos jetë tërësisht i lirë, sepse valët elektromagnetike i nënshtrohen ligjeve fizike të përhapjes dhe të shkapërderdhjes. Për analizën dhe procesimin e sinjaleve efektet e këtyre ligjeve në komunikime zakonisht nuk përfillen. Por ligjet fizike janë në njëfarë mënyre vetvetiu kode, në të vërtetë janë kode të pandryshueshme, absolute. Prandaj duhet të kërkohet një ndërlidhje me interaksion ndërmjet këtyre dy kodeve (ligjeve fizike dhe informacionit të koduar). Në fazën e bartjes (transmetimit) mund të sugjerohet ndonjë zgjedhje e preferuar për bartësin dhe për kodin, ndërsa në fazën e pranimit, hulumtohen dhe zhvillohen metoda më të mira të dekodimit të cilat i marrin parasysh përparësitë e plota të natyrës së bartësit dhe i shfrytëzojnë ato për kuptimin e saktë të ndërhyrjes së “mediumit” në “porosi”.

Shkrimi i këtij libri u nxit nga dy zhvillime kryesore në fushën e komunikimeve pa tela në dekadën e kaluar. E para është vërshimi i madh i aktiviteteve kërkimore në teorinë e komunikimit pa tela dhe veçanërisht në shtresën fizike. Edhe pse kjo e fundit ka qenë objekt studimi që nga vitet ‘60, zhvillimet e fundit në këtë fushë, të tilla si teknikat me shumë hyrje dhe shumë dalje (MIMO) dhe teknikat oportunistike në komunikime kanë sjellë perspektiva krejtësisht të reja mbi mënyrën e komunikimit përmes kanaleve pa tela.

Nxjtja e dytë është evolucioni i shpejtë i sistemeve pa tela, veçanërisht rrjeteve celulare, të cilat mishërojnë konceptin në rritje të komunikimit të sofistikuar. Ky evolucion ka filluar me gjeneratën e dytë të komunikimeve pa tela, duke vazhduar me sistemet e fundit të gjeneratës së pestë, i cili përqendrohet në aplikacionet e të dhënave.

Rritja eksponenciale e shfrytëzuesve të shërbimeve nga rrjetet dhe sistemet komunikuese pa tela po përcillet me avancimin e parametrave të teknologjive komunikuese si dhe me zhvillimin e teknologjive të reja. Në këtë libër janë pasqyruar të arriturat shkencore për operimin, menaxhimin dhe bashkekzistencën e gjeneratave të fundit të teknologjive të rrjeteve pa tela. Libri synon të paraqesë konceptet dhe sfidat moderne të komunikimit, në mënyrë koherente dhe të unifikuar, si dhe të ilustrujë konceptin më të gjerë të sistemeve të zbatuara komunikuese pa tela.

Problemin e komunikimeve pa tela e bëjnë sfidues dy aspekte themelore, të cilat nuk kanë aq domethënie të madhe të komunikimit me tela. Së pari është dukuria e zbehjes (fading) për shkak të shtigjeve të shumëfishta, gjatësisë së shtegut dhe hijezimit për shkak të pengesave gjatë rrugës së transmetimit. Së dyti, për dallim nga komunikimet me tela, ku çdo çift transmetues-marrës mund të jetë shpesh një lidhje e izoluar prej-pike-në-pikë, shfrytëzuesit të komunikimit pa tela komunikojnë nëpërmjet mjedisit të lirë, dhe në këtë rast paraqitet interferencë ndërmjet tyre. Interferenca mund të jetë ndërmjet transmetuesve që komunikojnë me një marrës të përbashkët midis sinjaleve nga një transmetues i vetëm të marrësit e shumtë, ose ndërmjet çifteve të ndryshme transmetues – marrës. Pra, një pjesë e rëndësishme e librit i kushtohet trajtimit të problemit të zbehjes dhe interferencës së sinjalit gjatë përhapjes në mjedise me ajër dhe në prani të pengesave. Këto dy aspekte trajtohen nga këndvështrimi i shtresës fizike, sepse menaxhimi i zbehjes dhe interferencës ka ndikim pastaj edhe në shtresat tjera të sistemit komunikues.

Libri *Sfidat e planifikimit multiparametrik të rrjeteve komunikuese pa tela* është i strukturuar si monografi shkencore dhe përbëhet nga katër pjesë në të cilat janë trajtuar sfidat që parashtrihen gjatë planifikimit dhe shfrytëzimit të këtyre rrjeteve nga këndvështrime të ndryshme. Në pjesën e parë të titulluar *Sfidat e rrjeteve bashkëkohore pa tela dhe sinjalet akustike në komunikime*, përpiluar nga M. Limani, përshkruhen fundamentet e rrjeteve komunikuese pa tela, si dhe sfidat dhe teknikat e zgjidhjes së problemeve të sistemeve të tilla.

Sinjalet akustike janë pjesë e rëndësishme të komunikimeve bashkëkohore dhe pjesë e pandashme e ballafaqimit të problemeve të rrjetet komunikuese pa tela. Përhapja, pranimi, përpunimi dhe reproduktimi i këtyre sinjaleve është çështje qendrore në sfidat aktuale të operimit në frekuenca deri në 6 GHz. Përveç kësaj edhe në fushën e akustooptikës, ultrazërit, optikës së integruar, holografisë, procesimit të të dhënave dhe të analizës spektrale, ky lloj i sinjalit paraqet objekt studimi me rëndësi të veçantë. Mundësia e zbatimit të këtij lloji të sinjalit është shumë më e gjerë dhe shtrihet dukshëm përtej këtyre lëmenjve themelore. Mediumet specifike si

grilat dhe mediumet tjera periodike shfrytëzohen te mikrofonat dhe altoparlantët në pajisjet bashkëkohore me dimensione të vogla (telefonat mobilë, orët e mençura, etj.) për gjenerimin e valëve akustike, shndërrimin analog-digjital, në antena, në kodimin dhe mostrimin e vrushkullit, në procesimin konvolutiv dhe korelativ, matjen e të dhënave, procesimin e imazheve, etj. Në pjesën *Sinjalet akustike në komunikime*, analizohen në detaje problemet që lidhen me sinjalet akustike (të folurit dhe muzika në telefoni, radio, TV dhe në rrjete kompjuterike) dhe janë parashtruar metoda të ndryshme rigorozë dhe të përafërta të analizës matematikore të përhapjes së sinjalit audio në prani të pengesave.

Në pjesën e dytë të titulluar *Analizë krahasuese e ekspozimit në fushat elektromagnetike deri në 6 GHz*, të shkruar nga M. Ibrani, trajtohet njëri ndër parametrat kryesor në procesin multiparametrik të planifikimit, optimizimit dhe shtrirjes së rrjeteve dhe sistemeve komunikuese pa tela në mjedise dhe skenare të ndryshme, e që është niveli i fushës elektromagnetike të emetuar nga pajisjet fundore, stacionet bazë si dhe elementet tjera të arkitekturës së rrjeteve dhe sistemeve të tilla.

Në këtë pjesë prezantohet një vështrim përmbledhës dhe kritik i bazuar në rezultatet e publikuara shkencore, duke veçuar e krahasuar metodologjitë e ndryshme hulumtuese për vlerësimin eksperimental të nivelit të fushës elektromagnetike, kryesisht në zonën e fushës së largët të rrezatimit për brezin frekuencor 80 MHz-6 GHz. Në fund të kapitullit janë identifikuar mangësitë dhe kufizimet e hulumtimeve dhe rezultateve të prezantuara si dhe trendet dhe mundësitë e avancimit dhe zhvillimit të hulumtimeve të reja në këtë fushë.

Planifikimi dhe menaxhimi i resurseve në rrjetet pa tela në brezin deri 6 GHz dhe në brezin 24 – 100 GHz paraqet pjesën e tretë të librit dhe është shkruar nga Z. Limani Fazliu. Në këtë pjesë janë përshkruar sfidat që sjellë me veti zhvendosja e kufijve të kapacitetit të sistemeve komunikuese celulare dhe rritja eksponenciale e trafikut të të dhënave. Dendësimi i rrjetit, duke mbishtruar celula më të vogla mbi makro-celulat tradicionale, është identifikuar si një nga hapat thelbësor në aftësimin e rrjeteve të ardhshme për të mbështetur kërkesat në rritje për transmetimin e të dhënave. Mundësia për t'u qasur në rrjet nga pika të ndryshme gjithashtu tregohet të jetë thelbësore në krijimin e rrjeteve heterogjene, kur përdoruesit të mund të zgjedhin ndërmjet lidhjes përmes stacioneve bazë, stacioneve WiFi, radiokokave në distancë, celulare të vogla të njohura si mikro, piko dhe femto stacione dhe përfundimisht edhe përmes lidhjeve direkte me përdoruesit tjerë.

Në pjesën e katërt të librit, *Bashkekzistenca e rrjeteve heterogjene kognitive pa tela*, e shkruar nga H. Maloku - Berzati, përshkruhet dhe analizohet bashkekzistenca e pajisjeve të ndryshme kognitive (telefonat mobil

të mençur, orët e mençura, kompjuterët dhe marrësit TV) që përdoren për qëllime të ndryshme, si dhe mund të operojnë duke shfrytëzuar teknologji të ndryshme. Për të trajtuar problemin e mbingarkesës së spektrit, si zgjidhje e mundshme është hulumtuar përdorimi i pajisjeve kognitive. Rrjetet kognitive pa tela përbëhen nga pajisjet kognitive, të cilat janë vegla të mençura që janë në gjendje të perceptojnë spektrin dhe t'i përshtatin parametrat e tyre transmetues para se të fillojnë të operojnë në atë spektër. Me tranzicionin nga transmetimet televizive analoge në ato digjitale, një numër i konsiderueshëm i spektrit frekuencor është bërë i disponueshëm për shfrytëzim në këtë brez të njohur si brezi i bardhë televiziv (TVWS). Për të përfituar nga kjo mundësi, trupat rregullative në vende të ndryshme të botës kanë aprovuar përdorimin e pajisjeve kognitive dhe atë për dy arsye kryesore: shfrytëzim më i mirë i spektrit në zonat urbane dhe lehtësim për qasje në internet në zonat e mbingarkuara me teknologjitë e ndryshme celulare dhe pa tela.

Projektimi i sistemeve të komunikimit pa tela tradicionalisht ka qenë i përqendruar në rritjen e besueshmërisë së ndikimit të mjedisit (ajrit) dhe në këtë kontekst zbehja dhe interferenca janë trajtuar si shqetësime, ndikimi i të cilave duhet minimizuar. Por kohët e fundit fokusi është zhvendosur në drejtim të rritjes së efikasitetit spektral dhe shoqëruar me këtë zhvendosje të interesimit paraqitet një këndvështrim të ri, sipas të cilit zbehja dhe interferenca shihen si mundësi që duhet shfrytëzuar për rritje të efikasitetit të shfrytëzimit të brezit frekuencor.

Objektivi kryesor i librit është trajtimi i unifikuar i komunikimit pa tela nga këndvështrimet e ndryshme. Përveç temave tradicionale, të tilla si diversiteti dhe mesatarizimi i interferencës, një pjesë e konsiderueshme e librit i është kushtuar temave më bashkëkohore si p. sh. komunikimi oportunistik, sistemet komunikuese me shumë hyrje dhe me shumë dalje (MIMO) dhe menaxhimi i resurseve frekuencore, duke mos lënë anash edhe temën e rëndësishme të bashkëveprimit të trupit të njeriut me ambientin e mbuluar nga rrezatimi elektromagnetik. Një komponent i rëndësishëm i këtij libri është theksimi i reflektimit mbi sistemin si një tërësi, ku zbatimi i suksesshëm i një koncepti teorik ose një teknike rritë efikasitetin e gjithmbarshëm të sistemit pa tela. Edhe pse kjo mënyrë e derivimit të konceptit ose teknikës është matematikisht më kërkues dhe kërkon procesim më të ndërlikuar të sinjalit të transmetuar, trendet në zhvillimin e ardhshëm të këtyre sistemeve komunikuese shkojnë në këtë drejtim.

MYZAFERE LIMANI

KOMUNIKIMET PA TELA DHE
SINJALET AKUSTIKE NË KOMUNIKIME

BAZAT E KOMUNIKIMEVE PA TELA

1. KONCEPTET THEMELORE TË KOMUNIKIMEVE PA TELA

HYRJE

Njëra ndër fushat më vibrante dhe me zhvillim të hovshëm në fushën e komunikimeve padyshim është komunikimi pa tela. Edhe pse interesimi për studime në këtë lëmi ka qenë shumë i madh që nga vitet e 60-ta të shekullit të kaluar, në dekadën e fundit aktivitetet shkencore në këtë fushë kanë gufuar me dinamikë dhe rezultate të arritura. Në këtë zhvillim jashtëzakonisht të shpejtë e dinamik ka ndikuar ndërthurja e shumë faktorëve të ndryshëm në fushën e teknologjisë dhe përpunimit të të dhënave. Si faktor i parë do të potencohet kërkesa eksploduese për lidhje në distancë pa tela, pra pa ndërmjetësimin fizik ndërmjet dy pikave komunikuese, si kërkesë e parashtruar kryesisht nga telefonia mobile, por kjo shumë shpejt shtrihet shumë më tepër në zbatimet e bartjes së të dhënave pa tela si teksti, video, audio, të dhënat bankare, hartat virtuale, biblioteka virtuale, diagnostikimi biomedicinal, të dhënat meteorologjike, etj.

Faktor i dytë determinues në këtë progres dramatik është zhvillimi i vrullshëm në teknologjinë me shkallë shumë të lartë të integritimit të njohur si teknologjia VLSI (Very Large Scale of Integration) e cila ka mundësuar implementimin e algoritmeve dhe teknikave të sofistikuar të procesimit dhe të kodimit të sinjaleve. Faktori i tretë që duhet të përmendet është suksesi i standardit IS-95 CDMA për komunikime pa tela të gjeneratës së dytë (2G), i cili ka ofruar një demonstrim konkret se si idetë e mira nga teoria e komunikimeve mund të kenë ndikim të rëndësishëm në praktikë dhe në jetën e përditshme. Besimi i treguar në rezultatet e kërkimeve shkencore dhe zbatimet e arritura në dekadën e

fundit kanë shpjerë në hapjen e perspektivave dhe zhvillimin e veglave më të pasura për kahet e zhvillimit të komunikimeve përmes kanaleve pa tela. Kjo gjendje mbetet ende fushë dominante e interesimit të kërkimeve shkencore dhe zbatimeve teknologjike.

Problemi i planifikimit të rrjeteve komunikuese pa tela është sfidues dhe interesant nga dy aspekte fundamentale të këtij tipi të komunikimeve, aspekte këto që nuk kanë ndonjë rëndësi të madhe në komunikimet me tela. Së pari të përmendim dukurinë e zbehjes (angl. *fading*, term që është përvetësuar në shumë raste për përshkrimin e kësaj dukurie), që është pasojë në masë të vogël e efektit të përhapjes së sinjalit në shumë shtigje dhe gjithashtu, por në masë shumë më të madhe, pasojë e efekteve të humbjeve gjatë kalimit në shtigje të gjata kur shfaqet dobësimi dhe hijezimi nga pengesat.

Së dyti, për dallim nga komunikimet tradicionale me tela ku secili çift transmetues-marrës shpesh mund të paramendohet si lidhje e izoluar prej-pike-në-pikë, shfrytëzuesit pa tela komunikojnë mes veti nëpër ajër dhe këtu paraqitet një interferencë e rëndësishme, sepse këtu nuk ka kanal fizik në mes tyre, por shfrytëzohet hapësira e lirë (ajri) si kanal komunikimi pa tela. Interferenca mund të shfaqet ndërmjet transmetuesve që komunikojnë me një marrës të përbashkët (p. sh. uplinku i sistemit celular) ndërmjet sinjaleve nga një transmetues i vetëm kah marrësit e shumëfishtë (p. sh. downlinku i sistemit celular), ose ndërmjet çifteve të ndryshme transmetues-marrës (p. sh. Interferenca ndërmjet shfrytëzuesve në celula të ndryshme). Mënyra e trajtimit të zbehjes dhe të interferencës është sfida kryesore të planifikimi multiparametrik i sistemeve komunikuese pa tela, sepse zgjidhja dhe zgjedhja e këtij problemi ndikon dhe ka degëzime në shtresat e shumëfishta të sistemit, edhe pse është e shprehur vetëm në shtresën fizike.

1.1. Planifikimi i sistemit komunikues pa tela

Planifikimi i sistemit komunikues pa tela tradicionalisht ka qenë i fokusuar në besueshmërinë e ndërveprimit të ajrit dhe në këtë kontekst zbehja dhe interferenca janë shikuar vetëm si bezdisje që duhet të merret parasysh gjatë përlllogaritjeve. Në kohët e fundit fokusi është zhvendosur më tepër kah rritja e efijencës spektrale dhe kjo zhvendosje e fokusit dhe interesimit është shoqëruar me një këndvështrim të ri sipas të cilit zbehja dhe interferenca mund të trajtohen si mundësi që duhet shfrytëzuar.

Rrjeti celular përbëhet nga shfrytëzuesit, stacionet bazë, repetitorët dhe nënstacionet. Shfrytëzuesit janë një numër i madh parapaguesish pa tela të cilët posedojnë telefon celular që mund të shfrytëzohet në ndërtesa, automobil, në rrugë dhe pothuajse çdokund. Stacionet bazë janë pajisje të palëvizshme (të fiksuara), të pozicionuara në lokacione të përshtatshme që të sigurojnë mbulimin e shumicës së parapaguesve. Repetitorët janë pajisje elektronike që vendosen në kanalën e komunikimit për rritjen e fuqisë së sinjalit (amplifikimin) dhe ritransmetimin e tij të forcuar. Këta zakonisht vendosen në ato lokacione ku mbulueshmëria nga stacioni bazë është më e vogël dhe sinjali nuk është mjaft i fuqishëm.

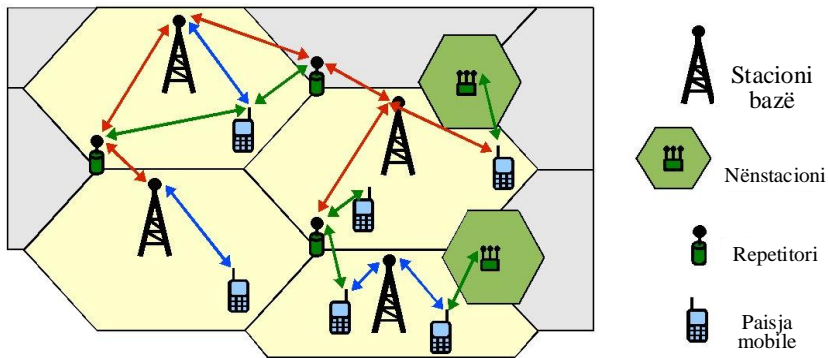


Figura 1. Rrjeti celular

Nënstacionet, të quajtura edhe femtocelula, janë stacione bazë të fuqisë së vogël të projektuara për shfrytëzim në shtëpi ose zyre afariste. Termi më i gjerë që zakonisht përdoret në industri është celula e vogël ose pika e qasjes (access point AP) dhe shërben për lidhje me rrjetin e ofertuesit të shërbimit (provider) përmes kabllor ose modemit DSL. Modemi DSL (Digital Subscriber Line) është pajisja që lidh një kompjuter ose ruter në linjën e ofertuesit të shërbimit celular për qasje në internet.

Zona e mbuluar nga një stacion bazë, pra zona nga e cila thirrjet ardhëse arrijnë (kapin) atë stacion bazë quhet celulë. Celula zakonisht paraqitet si rajon heksagonal me një stacion bazë në mes. Pastaj i tërë rajoni i qytetit paraqitet si rrjet i celulave (shih figura 1). Në realitet, stacionet bazë janë të vendosura në pozita jo të rregullta, varësisht nga lokacioni i vendit si kulmet e ndërtesave ose maja të kodrave që mund

të sigurojnë mbulueshmëri të mirë të komunikimit. Shtegu i lidhjeve të shfrytëzuesit mobil me stacionin bazë zgjedhet jo sipas distancës gjeografike, por para së gjitha sipas kriterit të cilësisë së komunikimit.

Kur shfrytëzuesi bën thirrje, ai lidhet me stacionin bazë duke ndjekur shtegun më të mirë (zakonisht, por jo gjithmonë, stacionin bazë më të afërt). Stacionet bazë nga zonat e caktuara janë të lidhura me qendrën komutuese të telefonisë mobile përmes lidhjes me tela me shpejtësi të lartë ose me lidhje mikrovalore. Qendra e komutimit është e lidhur pastaj me rrjetin publik telefonik me tela. Kështu një thirrje ardhëse nga shfrytëzuesi mobil së pari lidhet me stacionin bazë dhe nga aty me qendrën komutuese dhe pastaj në rrjetin me tela. Nga këtu thirrja shkon në destinacionin e vet, që mund të jetë një linjë ordinare me tela ose mund të jetë një parapagues tjetër mobil. Qendra e komutimit mobil gjithashtu luan rol të madh në koordinimin e stacioneve bazë që duhet të merren me thirrjen e caktuar nga një shfrytëzues dhe dorëzimin e kësaj thirrjeje nga një stacion në tjetrin. Pra, siç po shihet, rrjeti celular nuk është rrjet i pavarur, por para së gjithash një shtojcë në rrjetin me tela.

Kur shfrytëzuesi tjetër (me ose pa tela) bën thirrje drejt një shfrytëzuesi të caktuar, zhvillohet procesi i kundërt. Së pari gjendet qendra e komutimit mobil për parapaguesin e thirrur, pastaj stacioni bazë më i afërt, dhe në fund vendoset lidhja përmes qendrës së komutimit dhe stacionit bazë. Komunikimi ose linku pa tela nga stacioni bazë të shfrytëzuesit mobilë quhet downlink ose kanali përpara, dhe lidhja nga shfrytëzuesit te stacioni bazë quhet uplink ose kanali i kundërt (revers). Në një stacion bazë zakonisht janë të lidhur shumë shfrytëzues, kështu që për kanalin downlink stacioni bazë duhet për multipleksin e përbashkët të sinjaleve nga shfrytëzuesit e ndryshëm të lidhur, e pastaj ta transmetojë një formë valore si një sinjal të vetëm difuziv nga i cili secili shfrytëzues ekstraktin sinjalin e vet. Për kanalin uplink, secili shfrytëzues i lidhur në stacionin e caktuar bazë transmeton formën e vet valore, e stacioni bazë pranon shumën e formave valore nga shfrytëzues të ndryshëm dhe natyrisht zhurmën shtesë. Stacioni bazë duhet pastaj t'i ndajë sinjalet nga secili shfrytëzues dhe t'i përcjellë këto sinjale në qendrën komutuese.

Sistemet e vjetra celulare të zhvilluara në vitet e 80-ta kanë qenë analoge, që do të thotë se forma valore e zërit është moduluar në bartës dhe është transmetuar pa u transformuar në një varg digjital. Shfrytëzuesit e ndryshëm nga e njëjta celulë janë moduluar me frekuenca të ndryshme, ndërsa celulat fqinje kanë shfrytëzuar bashkësi të ndryshme

të frekuencave. Celulat me largësi të mjaftueshme nga njëra-tjetra kanë mund të shfrytëzojnë bashkësinë e njëjtë të frekuencave me pak rrezik të paraqitjes së interferencës.

Sistemet celulare të gjeneratës së dytë janë sisteme digjitale dhe duke qenë se këto sisteme dhe standardet e tyre janë zhvilluar për telefoni fillimisht, shpejtësitë aktuale e të dhënave dhe vonesat kohore në sistemet celulare esencialisht janë të përcaktuara nga kërkesat dhe standardet për transmetimin e sinjalit të zërit (të folurit dhe muzikës kryesisht). Sistemet celulare të gjeneratës së tretë janë të projektuara të trajtojnë të dhëna dhe (ose) zërin. Përderisadisa nga sistemet e gjeneratës së tretë kanë evoluar nga sistemet e zërit të gjeneratës së dytë, të tjerat (si p.sh. gjenerata e pestë e njohur si 5G) që nga fillimi e deri në fund janë projektuar për transmetimin e sinjaleve, duke marrë për bazë karakteristikat specifike të të dhënave. Përveç kërkesës për shpejtësi të lartë, zbatimet për transmetimin e të dhënave kanë edhe dy veçori që i dallon ato nga zëri:

- Shumë zbatime të të dhënave janë jashtëzakonisht të hovshme; shfrytëzuesit mund të mbesin joaktiv për periudha të gjata kohore, por nga ana tjetër kanë kërkesa shumë të larta për periudha të shkurta kohore. Te zbatimet për transmetimin e zërit situata është e kundërt, këtu kërkohet shpejtësi konstante për periudha të gjata kohore.

- Zëri ka kërkesë relativisht rigoroze për vonesë e cila duhet të jetë e rendit 100 ms. Zbatimet për transmetimin e të dhënave kanë brez më të gjerë të kërkesave të vonesës; aplikacionet në kohën reale siç janë lojërat, mund të kenë kërkesa edhe më rigoroze për vonesa se zëri, ndërsa shumë aplikacione të tjera, si transferimi i fajllave, kanë kërkesë shumë më të tolerueshme ndaj vonesave kohore.

Në këtë libër do të trajtohet impakti i këtyre veçorive në përzgjedhjen e përshtatshme të planifikimit të mirë multiparametrik. Ashtu siç u potencua më herët, përveç sistemeve celulare, ka edhe shumë lloje të tjera të sistemeve pa tela. Këtu duhet të përmenden sistemet AM radio, FM radio, TV, etj., të cilat janë të ngjashme me pjesën downlink të rrjeteve celulare, edhe pse shpejtësitë e të dhënave, madhësia e zonave të mbuluara nga secila nyje difuzive transmetuese dhe brezat frekuencor janë shumë të ndryshëm. Përveç sistemeve të lartpërmendura ekzistojnë edhe rrjetet e zonave lokale të njohura si LAN (Local Area Networks), të cilat projektohen për shpejtësi shumë më të larta se sistemet celulare, por përndryshe janë të ngjashme me një celulë të vetme të sistemit celular. Këto rrjete janë të dizajnuara për realizimin e

lidhjeve të laptopëve dhe pajisjeve të tjera mobile në një zonë lokale brenda ndërtesave zyrtare ose ambienteve të ngjashme. Te këto sisteme pritet mobilitet i vogël dhe funksioni kryesor i tyre është që të lejojnë qasje të shpejtë dhe lëvizshmëri (si p. sh. Bluetooth). Si reflektorët.

2. KANALI KOMUNIKUES PA TELA

Njohja dhe kuptimi i mirë i kanalit komunikues pa tela, parametrave të tij fizikë dhe mënyrës së modelimit të tij, paraqesin fundamentin e përballjes me sfidat e planifikimit dhe të projektimit multiparametrik të sistemeve komunikuese pa tela. Karakteristika përcaktuese e kanalit mobil pa tela është ndryshimi i forcës së kanalit me ndryshimin e kohës dhe ndryshimin e frekuencës. Këto ndryshime mund të ndahen në dy tipe kryesore:

- *Zbehja në shkallë të gjerë*, si pasojë e humbjeve të sinjalit për shkak të distancës dhe hijezimit nga objektet e mëdha si ndërtesat dhe kodrat. Dukuria e zbehjes së sinjalit paraqitet në rastet kur marrësi/transmetuesi mobil lëviz në distancë të rendit të njëjtë me madhësinë e celulës dhe zakonisht nuk varet nga frekuenca.

- *Zbehja në shkallë të vogël* për shkak të interferencës konstruktive dhe destruktive të shtigjeve të shumta të sinjalit midis transmetuesit dhe marrësit. Kjo ndodh te shkalla hapësinore e rendit të njëjtë me gjatësinë valore të bartësit dhe varet nga frekuenca.

Edhe pse në këtë kapitull do të bëhet fjalë për të dy këto tipe të zbehjes së sinjalit, theksi më i madh do të vendoset te tipi i dytë. Zbehja në shkallë të gjerë ka më shumë rëndësi gjatë planifikimit të shtrirjes së celuleve në hapësirën që duhet mbuluar me valë, ndërsa zbehja në shkallë të vogël është më e rëndësishme te projektimi i sistemeve komunikuese të besueshme dhe eficiente, në çka edhe është i fokusuar ky libër. Në fillim do të trajtohet modeli fizik i kanalit komunikues pa tela me anë të valëve elektromagnetike dhe pastaj prej tij të nxirret një model linear hyrje-dalje në funksion të ndryshimeve kohore. Ky model do të shërbejë edhe për definimin e disa parametrave domethënës fizikë dhe modeleve tjera statistikore për ta përshkruar varshmërinë e cilësisë së kanalit nga koha dhe frekuenca.

2.1 Modeli fizik i kanalit komunikues pa tela

Kanali komunikues pa tela vepron përmes rrezatimit elektromagnetik nga transmetuesi deri te marrësi dhe, në parim, nëse mund të zgjidhen ekuacionet e fushës elektromagnetike për sinjalin e transmetuar mund të gjendet edhe fusha elektromagnetike që godet dhe ka impakt në antenën marrëse. Gjatë zgjidhjes së këtyre ekuacioneve duhet të merren parasysh pengesat që shkaktohen në afërsi të kësaj vale elektromagnetike nga sipërfaqja e tokës, ndërtesat, automjetet, etj. Me pengesa nënkuptohen edhe objektet e lokalizuara në afërsi që mund të shkaktojnë ndryshime të përfillshme të fushës elektromagnetike në marrës dhe jo vetëm objektet që gjenden në linjën e shikimit ndërmjet transmetuesit dhe marrësit.

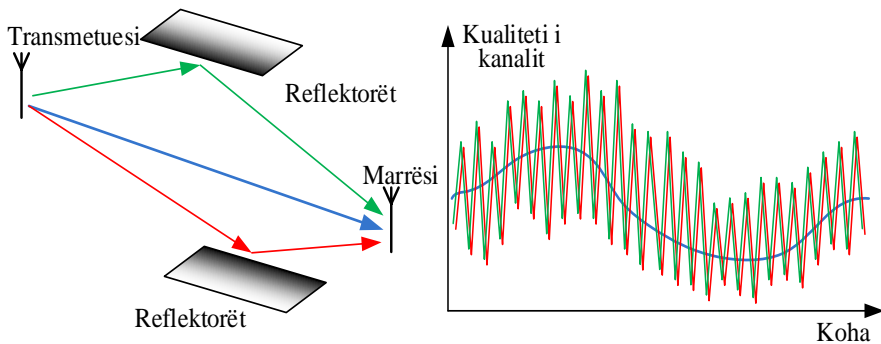


Figura 2.1. Ndryshimi i kualitetit të kanalit përgjatë shkallëve kohore të shumfishta. Te shkalla e ngadaltë kanali ndryshon për shkak të efekteve të zbehjes së shkallës së gjerë. Te shkalla e shpejtë kanali ndryshon për shkak të efektit të zbehjes gjatë interferencës gjatë kalimit në shumë shtigje

Komunikimet celulare në çdo shtet kufizohen dhe licencohen nga autoritetet përkatëse për komunikime në tre breza frekuencorë: një rreth 0.9 GHz, një rreth 1.9 GHz dhe një rreth 5.8 GHz. Gjatësia valore $\Lambda(f)$ e rrezatimit elektromagnetik në frekuencë të dhënë f është dhënë me shprehjen $\Lambda(f) = c/f$, ku $c = 3 \times 10^8$ m/s paraqet shpejtësinë e dritës. Gjatësia valore në këta breza frekuencorë është vetëm një pjesë shumë e vogël e metrit, prandaj për llogaritjen e fushës elektromagnetike në marrës duhet patjetër të dihen lokacioni i marrësit dhe pengesat me saktësi submetrike. Ekuacionet e fushës elektromagnetike që përshkruajnë një situatë të tillë janë shumë komplekse për t'u zgjidhur, veçanërisht për shfrytëzuesit mobil në lëvizje, prandaj duhet të dihet me

saktësi çka nevojitet të dihet (kushtet e nevojshme) për këto kanale dhe çfarë përafrime mund të jenë të arsyeshme dhe të mjaftueshme për zgjidhje të pranueshme (kushtet e mjaftueshme).

Gjatë planifikimit të një rrjeti komunikues shtrihen dy pyetje të rëndësishme: përzgjedhja e lokacioneve ku do të vendosen stacionet bazë dhe shtrirja e niveleve të nevojshme të fuqisë për kanalet downlink dhe uplink. Deri në një masë të caktuar këtyre pyetjeve duhet përgjigjur eksperimentalisht, por sigurisht që është ndihmesë e madhe nëse paraprakisht kemi njëfarë ndjesie se çfarë tipe të dukurive mund të priten gjatë realizimit. Një pyetje tjetër e madhe është se cilat tipe të modulimit dhe të teknikave të detektimit janë premtuese. Edhe në këtë rast na nevojitet ndjesia e dukurive të pritura. Për të adresuar këtë, zakonisht paraprakisht ndërtohen modele stokastike të kanalit, duke supozuar se sjelljet e ndryshme të kanalit dhe ndryshimet kohore (me vetitë specifike stokastike) shfaqen me probabilitete (gjasa) të ndryshme. Pse modelet e tilla stokastike janë më të përshtatshme është çështje që do të trajtohet më detajisht në kapitujt në vijim.

2.1.1 Hapësira e lirë si kanal komunikues pa tela

Do të fillojmë me trajtimin e rrezatimit të antenës së fiksuar (të palëvizshme) në hapësirë të lirë e cila, siç u potencua më herët, shërben si kanal komunikues. Rasti i parë karakteristik është antena fikse që rrezaton në hapësirë të lirë. Në fushën e largët fusha elektrike dhe fusha magnetike në çdo pikë të dhënë në hapësirë janë ortogonale në mes veti dhe ortogonale në drejtim të përhapjes së valës ndaj antenës. Këto dy fusha janë gjithashtu proporcionale me njëra-tjetrën, prandaj mjafton të dihet vetëm njëra prej tyre (ashtu si te komunikimet konvencionale me tela k333u sinjali shihet thjesht si formë valore e rrymës ose e tensionit). Fusha elektrike e shkaktuar nga një sinusoidë e transmetuar $\cos 2\pi ft$ mund të shprehet me ekuacionin në vijim, i cili vlen për fushë të largët (ku zakonisht konsiderohet se ndodhet antena marrëse)

$$E [f, t, (r, \theta, \psi)] = \frac{\alpha_s(\theta, \psi, f) \cos 2\pi f \left(t - \frac{r}{c} \right)}{r} \quad (2.1)$$

Këtu (r, ψ, θ) paraqet pikën \mathbf{u} në hapësirë në të cilën është matur fusha elektrike, ku r është distanca nga antena transmetuese deri te pika \mathbf{u} dhe (ψ, θ) paraqet këndin horizontal dhe vertikal të antenës ndaj pikës \mathbf{u} . Konstanta c është shpejtësia e dritës dhe $\alpha_s(\theta, \psi, f)$ është karakteristika e rrezatimit e antenës transmetuese në frekuencën f dhe

drejtimin (θ, ψ) e në të është përfshirë edhe shkalla e humbjeve të antenës. Duhet të theksohet se faza e fushës ndryshon me raportin fr/c , që i përgjigjet vonesës së shkaktuar me udhëtimin e rrezeve me shpejtësi të dritës. Në këtë pjesë nuk jemi shumë të interesuar për gjetjen e karakteristikës rrezatuese të antenës së dhënë (që është fushë e veçantë studimi), por vetëm në njohjen e kësaj karakteristike dhe në supozimin se fusha e largët në hapësirë të lirë sillet në përputhje me ekuacionin (2.1).

Me rëndësi është të theksohet se në hapësirë të lirë me rritjen e distancës r fusha elektrike zvogëlohet me r^{-1} , ndërsa fuqia me r^{-2} . Kjo është edhe e pritshme pasi që fusha rreth antenës është shikuar si një sferë koncentrike me rreze rritëse r , prandaj pasi që fuqia e tërësishme e rrezatuar nga antena përmes sferës së dhënë mbetet konstante, por rritet vetëm sipërfaqja e sferës me r^2 , kështu që fuqia në njësi të sipërfaqes duhet të zvogëlohet me r^{-2} . Më vonë do të shohim se ky zvogëlim i fuqisë me r^{-2} me rritjen e distancës shpesh nuk është i saktë kur në hapësirë të lirë të përhapjes së valëve janë të pranishme edhe pengesat. Në vijim do të trajtohet rasti i një antene marrëse fikse të vendosur në lokacionin hapësinor të shprehur si $\mathbf{u} = f(r, \theta, \psi)$. Forma valore e pranuar (pa prezencën e zhurmës) si përgjigje në sinusoidën e transmetuar është në këtë rast

$$E_r(f, t, \mathbf{u}) = \frac{\alpha(\theta, \psi, f) \cos 2\pi f \left(t - \frac{r}{c}\right)}{r} \quad (2.2)$$

ku $\alpha(\theta, \psi, f)$ paraqet produktin e karakteristikave të antenës transmetuese dhe asaj marrëse në drejtimin e dhënë. Qasja jonë ndaj shprehjes (2.2) është pak e çuditshme që nga fillimi me shqyrtimin e fushës në hapësirë të lirë me pikën \mathbf{u} në mungesë të antenës. Me vendosjen e antenës marrëse ndryshon fusha elektrike në afërsi të pikës \mathbf{u} , por ky ndryshim merret parasysh me karakteristikën rrezatuese të antenës marrëse.

Tani supozojmë se mund të përcaktohet një funksion i përshtatshëm për pikën e dhënë \mathbf{u} në formën

$$H(f) := \frac{\alpha(\theta, \psi, f) e^{-j2\pi fr/c}}{r} \quad (2.3)$$

Atëherë fusha elektrike mund të shprehet si

$$E_r(f, t, \mathbf{u}) = \Re[H(f) e^{j2\pi ft}]$$

Shprehjet (2.1) dhe (2.2) janë konsideruar funksione lineare në hyrje dhe kjo nuk është theksuar deri më tani, por është nënkuptuar heshtazi. Kjo do të thotë se fusha e pranuar (forma valore) në pikën \mathbf{u} , si përgjigje në shumën e peshuar të formave valore të transmetuara,

është thjeshtë shuma e peshuar e përgjigjeve në këto forma valore individuale. Kështu, funksioni $H(f)$ paraqet funksionin e sistemit për një kanal linear invariant në kohë (LIK) dhe transformimi invers Fourier i tij është përgjigje impulsive. Nevoja për të kuptuar fushat (dhe valët) elektromagnetike lidhet me zgjidhjen dhe përcaktimin e funksionit të sistemit dhe ndikimin e këtij funksioni në procesin e transmetimit. Më vonë do të shohim se supozimi i linearitetit të sistemit është supozim i mirë për të gjitha kanalet pa tela të cilat i trajtojmë, por invarianca kohore nuk mund të mbahet në rastet kur antenat ose pengesat janë në lëvizje relative ndaj njëra-tjetrës.

2.1.2 Antena në lëvizje

Në vazhdim do të trajtohet rasti i një antene të fiksuar dhe modeli i hapësirës së lirë i përshkruar më lart në bashkëveprim me një antenë marrëse që lëviz me shpejtësi v në kahje të rritjes së distancës nga antena transmetuese. Në situatë të tillë supozojmë se antena marrëse është në lokacionin në lëvizje të përshkruar si

$$\mathbf{u}(t) = [r(t), \theta, \psi]$$

me $r(t) = r_0 + vt$. Duke shfrytëzuar ekuacionin (2.1) do të përshkruhet fusha elektrike në hapësirë të lirë në pikën lëvizëse $\mathbf{u}(t)$, (për çastin pa antenë marrëse), me shprehjen

$$E[f, t, (r_0 + vt, \theta, \psi)] = \frac{\alpha_s(\theta, \psi, f) \cos 2\pi f \left(t - \frac{r_0}{c} - \frac{vt}{c} \right)}{r_0 + vt} \quad (2.4)$$

Në shprehjen e fundit për fushën elektrike variablat në kllapa në

$$f \left(t - \frac{r_0}{c} - vt \right)$$

mund të rishkruhen si

$$f \left(1 - \frac{v}{c} \right) t - fr_0/c$$

Kësisoj, sinusoida me frekuencë f është shndërruar në një sinusoidë me frekuencë $f(1-v/c)$. Shprehja për ndryshimin e frekuencës është riorganizuar asisoj që të vihet në pah *zhvendosja për shkak të efektit i Doppler-it* si pasojë e lëvizjes së pikës së vëzhgimit për zhvendosjen $-f v/c$. Nga kjo zhvendosje e frekuencës në mënyrë intuitive konstatojmë se çdo kreshtë (maje) e njëpasnjëshme në sinusoidën e transmetuar duhet të udhëtojë pak përtej pikës së vëzhgimit para se të vërehet në pikën lëvizëse të vëzhgimit. Nëse tani vendoset antena në

pikën vëzhguese në lëvizje $\mathbf{u}(t)$ dhe ndryshimi i fushës për shkak të pranisë së antenës përsëri shprehet me karakteristikën rrezatuese të antenës marrëse, forma valore e pranuar në këtë pikë, në analogji me shprehjen (2.2), është

$$E_r[f, t, (r_0 + vt, \theta, \psi)] = \frac{\alpha(\theta, \psi, f) \cos 2\pi f[(1-v/c)t - r_0/c]}{r_0 + vt} \quad (2.5)$$

Nëse analizojmë me kujdes këtë shprehje shihet se ky kanal nuk mund të paraqitet si kanal LIK (linear invariant në kohë). Nëse injorohet dobësimi i ndryshueshëm në kohë i shprehur në emëruesin e shprehjes (2.5), megjithatë kanalin aktual mund ta përshkruajmë me një funksion të sistemit të përcjellë me zhvendosjen e frekuencës nga f në $-fv/c$ për shkak të efektit të Doppler-it. Duhet të theksohet e kjo zhvendosje varet nga frekuenca bazë f . Diskutimi mbi rëndësinë e efektit të Doppler-it dhe të dobësimit të ndryshueshëm në kohë (dobësimit variant në kohë) do ta trajtohet edhe në shembullin në vijim të kapitullit. Saktësia e analizës së mësipërme nuk varet nga fakti se a është transmetuesi apo marrësi (ose që të dy) në lëvizje, e shprehjet (2.4) dhe (2.5) janë të vlefshme përdërisa pika vëzhguese në lëvizje me distancë të ndryshueshme $r(t)$ mund të interpretohet si distanca midis këtyre antenave (orientimet relative të antenave mbeten konstante).

2.1.3 Muri reflektues dhe antena fikse

Në figurën 2.2 është paraqitur antena fikse që transmeton sinusoidën $\cos 2\pi ft$, antena marrëse fikse dhe një mur i madh i fiksuar me reflektim të përsosur.

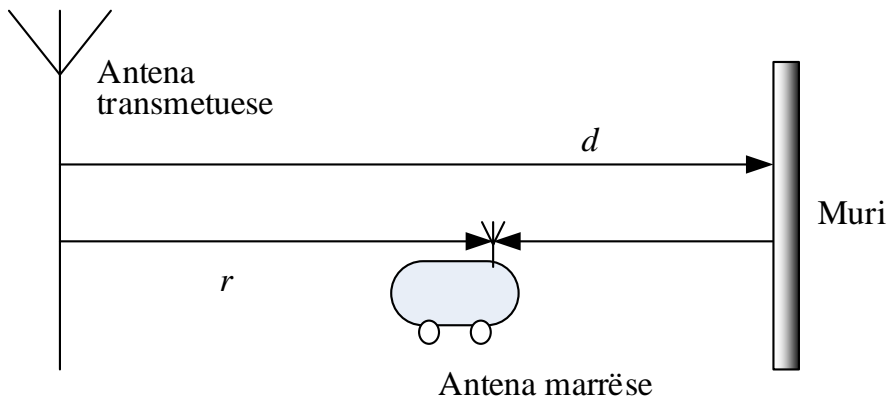


Figura 2.2. Ilustrimi i një shtegu të drejtpërdrejtë dhe një shtegu të pasqyruar

Supozojmë se në mungesë të antenës marrëse, fusha elektromagnetike në pikën ku do të vendoset ajo antenë është e barabartë me shumën e valës së hapësirës së lirë që vjen nga antena transmetuese dhe valës së reflektuar e cila vjen nga muri. Si edhe më parë, në praninë e antenës marrëse, çrregullimi i fushës për shkak të pranisë së antenës do të përfshihet në karakteristikën rrezatuese të vetë antenës. Në këtë rast duhet të bëhet edhe një supozim shtesë, se prania e antenës marrëse nuk ndikon në masë të madhe në valën e rrafshët që godet në mur. Në thelb ajo që kemi bërë në këtë rast është përafrimi i zgjidhjes së ekuacioneve të Maxwell-it me metodën e quajtur *gjurmimi i rrezeve*. Në këtë rast është supozuar dhe përvetësuar se forma valore e pranuar mund të përafrohet me shumën e valës së hapësirës së lirë nga transmetuesi dhe valëve të reflektuara nga secila prej sipërfaqeve reflektuese të pengesave.

Në situatën aktuale është supozuar se muri është shumë i madh, vala e reflektuar në pikën e dhënë është e njëjtë (përveç ndryshimit në shenjë) me valën e hapësirës së lirë që do të paraqitej në anën e kundërt të murit, sikur muri të mos ishte prezent (shih figurën 2.3).

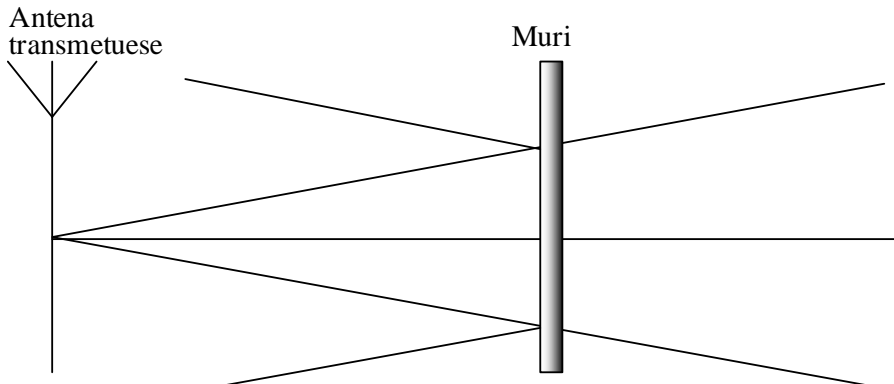


Figura 2.3. Relacioni i valës së reflektuar me valën pa prani të murit

Kjo do të thotë se vala e reflektuar nga muri ka intensitet të njëjtë me valën e hapësirës së lirë në distance, e cila është e barabartë me distancën nga muri plus distancën kthyesë nga muri te antena marrëse, pra $2d - r$. Nëse shkruajmë ekuacionin (2.2) për valën e drejtpërdrejtë dhe atë të reflektuar, duke supozuar përforsim të njëjtë α për të dy antenat fitohet

$$E_r(f, t) = \frac{\alpha \cos 2\pi f \left(t - \frac{r}{c} \right)}{r} - \frac{\alpha \cos 2\pi f \left(t - \frac{2d-r}{c} \right)}{2d-r} \quad (2.6)$$

Sinjali i pranuar është superponim i dy valëve, të dyja me frekuencë f . Diferenca fazore ndërmjet këtyre dy valëve është dhënë me

$$\Delta\theta = \left(\frac{2\pi f(2d-r)}{c} + \pi\right) - \left(\frac{2\pi fr}{c}\right) = \frac{4\pi f}{c}(d-r) + \pi \quad (2.7)$$

Kur diferenca fazore është numër i plotë dhe shumëfishi i 2π , këto dy valë mbliidhen mes veti dhe sinjali i pranuar është i fortë (amplituda e sinjalit). Kur diferenca fazore është numër i plotë dhe shumëfishi i π , dy valët zbriten në mes veti dhe sinjali i pranuar është i dobët (amplituda negative). Pasi që diferenca fazore është funksion i distancës r , prania e këtyre valëve të numerta paraqitet si shpërndarje hapësinore e interferencës konstruktive dhe destruktive të valëve. Distanca ndërmjet amplitudës pozitive dhe negative quhet *distancë koherente* dhe shprehet me

$$\Delta x_c := \frac{\lambda}{4} \quad (2.8)$$

ku $\lambda = c/f$ është gjatësia valore e sinusoidës së transmetuar. Shpërndarja e interferencës konstruktive dhe destruktive varet gjithashtu edhe nga frekuenca: për r të fiksuar, nëse frekuenca f ndryshon për

$$\frac{1}{2} \left(\frac{2d-r}{c} - \frac{r}{c} \right)^{-1} \quad (2.9)$$

nga amplituda pozitive kalohet në atë negative. Madhësia

$$T_d := \frac{2d-r}{c} - \frac{r}{c} \quad (2.10)$$

quhet *përhapja e vonesës* së kanalit dhe paraqet ndryshimin e vonesave të përhapjes përgjatë dy shtigjeve të sinjalit. Kështu, modeli i shpërndarjes së interferencës konstruktive dhe destruktive ndryshon ndjeshëm nëse frekuenca ndryshon me madhësi të rendit $1/T_d$. Ky parametër quhet *gjerësi e brezit të koherencës*.

2.1.4 Muri reflektues dhe antena në lëvizje

Le të supozohet se antena marrëse lëviz me shpejtësi v (Figura 2.4), ndërsa marrësi lëviz përmes zonës me shpërndarje të interferencës konstruktive dhe destruktive të krijuar nga të dy valët e pranishme (vala e drejtpërdrejtë dhe vala e reflektuar), forca e sinjalit të pranuar herë rritet dhe herën tjetër zvogëlohet. Ky është fenomeni i *zbehjes së shumëfishtë*. Koha e nevojshme për të udhëtuar nga amplituda pozitive në atë negative është $c/(4fv)$: kjo është shkalla kohore në të cilën paraqitet zbehja dhe quhet *kohë e koherencës së kanalit*.

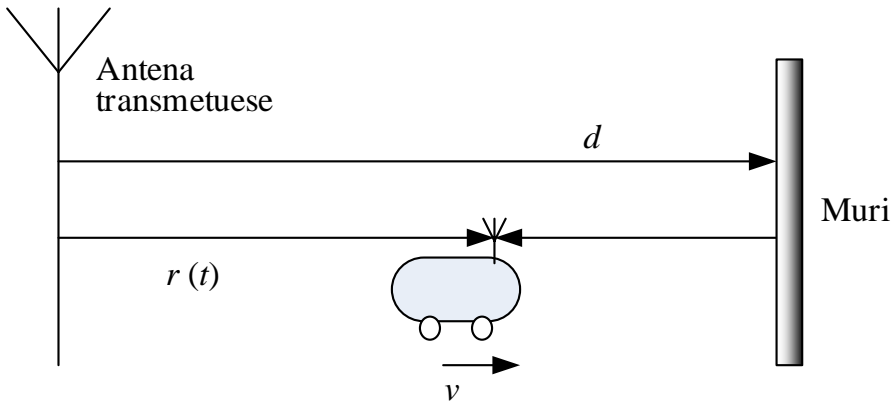


Figura 2.4. Ilustrimi i shtegut të drejtpërdrejtë dhe shtegut të reflektuar të valës

Fusha në antenën marrëse në lëvizje mund të shpjegohet përmes zhvendosjeve të valëve të drejtpërdrejta dhe atyre të reflektuar për shkak të efektit të Doppler-it. Supozohet se antena marrëse është në lokacionin r_0 në momentin $t = 0$. Ndryshimin e distancës së antenës marrëse në njësi të kohës mund ta shprehim si

$$r = r_0 + vt$$

Nëse këtë shprehje për ndryshimin e distancës e zëvendësojmë në shprehjen (2.6) do të fitohet

$$E_r(f, t) = \frac{\alpha \cos 2\pi f \left[(1-v/c)t - \frac{r_0}{c} \right]}{r_0 + vt} - \frac{\alpha \cos 2\pi f \left[(1+v/c)t + \frac{r_0 - 2d}{c} \right]}{2d - r_0 - vt} \quad (2.11)$$

Anëtari i parë, vala e drejtpërdrejtë, është një sinusoidë amplituda e së cilës zvogëlohet ngadalë në frekuencën $f(1 - v/c)$, ku shprehet zhvendosja e Doppler-it $D_1 = -f v/c$. Anëtari i dytë paraqet valën e reflektuar dhe është gjithashtu sinusoidë, por me amplitudë më të vogël, e cila rritet në afërsi të frekuencës $f(1 + v/c)$, me një zhvendosje të Doppler-it $D_2 = +f v/c$. Parametri

$$D_S := D_2 - D_1 \quad (2.12)$$

quhet *shpërndarje e Doppler-it*. Për shembull, nëse celulari lëviz me shpejtësi 60 km/orë dhe frekuencë $f = 900$ MHz, shpërndarja e Doppler-it është 100 Hz. Roli i shpërndarjes së Doppler-it mund të vërehet më shumë kur celulari është shumë më afër murit sesa antenës transmetuese. Në këtë rast dobësimet e valëve janë afërsisht të njëjta për të dyja shtigjet dhe emëruesi i anëtarit të dytë mund të përafrohet me $r = r_0 + vt$. Pastaj, duke kombinuar dy sinusoidat, merret

$$E_r(f, t) \approx \frac{2\alpha \sin 2\pi f \left[\frac{v}{c}t + \frac{(r_0 - d)}{c} \right] - \sin 2\pi \left(t - \frac{d}{c} \right)}{r_0 + vt} \quad (2.13)$$

Shprehja e fituar paraqet produktin e dy sinusoidave, një në frekuencën hyrëse f , e cila është zakonisht e rendit GHz, dhe tjetra në frekuencën $fv/c = D_s/2$, e cila mund të jetë e rendit 50Hz.

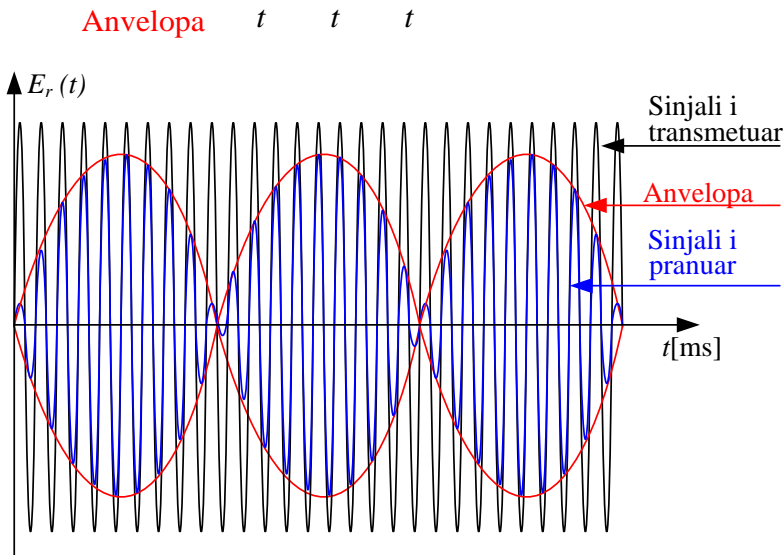


Figura 2.5. Forma e valës së pranuar me frekuencën f me një ndryshim të ngadalshëm të anvelopës në frekuencën $D_s/2$.

Kështu, përgjigja ndaj një sinusoidë me frekuencë f është një sinusoidë tjetër me të njëjtën frekuencë f , por amplituda e së cilës ndryshon me kohën me frekuencën e mbështjellësit (anvelopës) të barabartë me

$$f_a = \frac{fv}{c} = D_s/2$$

Amplitudat pozitive të anvelopës shkojnë në zero rreth çdo 5 ms (Figura 2.5). Kështu, shpërndarja e Doppler-it përcakton shkallën e përshkueshmërisë në të gjithë shkapërderdhjen e interferencës dhe është në përpjesëtim të kundërt me kohën e kohezioni të kanalit.

Tani do të diskutohet pasoja e shpërfilljes së pjesshme të termave në emëruesi të shprehjeve (2.11) dhe (2.13). Kur ndryshimi i gjatësisë midis dy shtigjeve ndryshon për $1/4$ e gjatësisë valore, ndryshimi i fazës midis përgjigjeve në të dy shtigjet ndryshon për $\pi/2$, që shkakton një ndryshim shumë domethënës në amplitudën e përgjithshme të sinjalit të

pranuar. Pasi që gjatësia valore e bartësit është shumë e vogël në krahasim me gjatësitë e shtegut, koha gjatë së cilës ky efekt i ndryshimit fazor shkakton ndryshim të rëndësishëm është shumë më e vogël se koha gjatë së cilës termat e emëruesit shkaktojnë një ndryshim të rëndësishëm. Efekti i ndryshimeve të fazës është i rendit milisekondësh, ndërsa efekti i ndryshimeve në emërues janë të rendit sekonda ose minuta. Sa i përket modulimit dhe detektimit, shkallët kohore të interesit janë në rangun e milisekondave ose edhe më pak, ndërsa madhësitë në emëruesit janë konstante gjatë gjithë këtyre periudhave.

Lexuesi mund të vërejë që në përpjekjet për të kuptuar mirë komunikimet pa tela vazhdimisht bëhen përafrime, madje shumë më tepër sesa në rastin e komunikimeve me tela. Kjo pjesërisht për arsye se kanalet me tela janë kanale komunikuese tipike të pandryshueshme për një kohë shumë të gjatë, ndërsa kanalet pa tela janë zakonisht të ndryshueshme në kohë (variante në kohë) dhe modelet e përshtatshme të përzgjedhura gjatë projektimit varen shumë nga shkalla kohore e interesit. Për sistemet pa tela, çështja më e rëndësishme është se cilat përafrime mund të bëhen dhe deri në cilën masë, që rezultati i fituar të jetë i kënaqshëm. Zgjidhja dhe manipulimi me ekuacionet që përshkruajnë fushën janë shumë më pak të rëndësishme. Prandaj te planifikimi multiparametrik i këtyre sistemeve rëndësi parësore ka të kuptuarit e plotë të çështjeve të modelimit.

2.1.5. Ndikimi i sipërfaqes së tokës

Analizojmë rastin e një antene transmetuese dhe një marrëse, të vendosura mbi një sipërfaqe të rrafshët siç është rruga (shih figura 2.6). Kur distanca horizontale r midis antenave bëhet shumë e madhe në krahasim me zhvendosjet e tyre vertikale nga sipërfaqja e tokës (d.m.th. lartësia) paraqiten efekte shumë befasuese. Në veçanti ndryshimi midis gjatësisë së shtegut të drejtpërdrejtë dhe gjatësisë së shtegut të reflektuar me rritjen e distancës r shkon në zero, pasi që ky ndryshim është proporcional me r^{-1} . Kur distanca ndërmjet antenave r është mjaft e madhe, ky ndryshim midis gjatësive të shtigjeve bëhet i vogël në krahasim me gjatësinë valore $\lambda = c/f$. Meqenëse parashenja e fushës elektrike është e kundërt ndaj valës së drejtpërdrejtë, këto dy valë fillojnë të anulohen njëra-tjetrën.

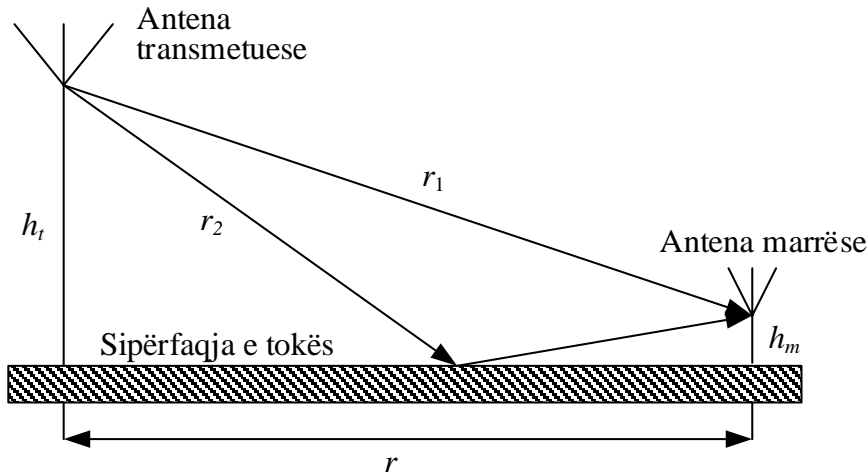


Figura 2.6. Ilustrimi i një shtegu të drejtpërdrejtë dhe një shtegu të reflektuar nga sipërfaqja e tokës

Vala elektromagnetike e pranuar nga marrësi në këtë rast dobësohet me r^{-2} , ndërsa fuqia e pranuar zvogëlohet me r^{-4} . Një situatë e tillë paraqitet në zonat rurale ku stacionet bazë zakonisht vendosen skaj rrugëve kryesore.

2.1.6. Rënia e fuqisë me rritjen e distancës dhe hijezimi nga pengesat

Shembulli i mëparshëm i reflektimit të sinjalit nga sipërfaqja e tokës sugjeron se fuqia marrëse në disa raste mund të zvogëlohet me rritjen e distancës nga antenna transmetuese me shpejtësi edhe më të madhe se r^{-2} në praninë e pengesave të cilat turbullojnë hapësirën e lirë. Në praktikë, midis transmetuesit dhe marrësit ekzistojnë pengesa të ndryshme, disa prej të cilave mund të absorbojnë energjinë e sinjalit e të tjerat mund të shkaktojnë shkapërderdhjen. Në këto rrethana mund të pritët që zvogëlimi i fuqisë së transmetuar të jetë më i shpejtë se për faktorin r^{-2} . Me të vërtetë provat empirike nga studimet eksperimentale në terren sugjerojnë se përdërisa zvogëlimi i fuqisë në afërsi të transmetuesit është proporcional me r^{-2} , por në distanca të mëdha nga antenna transmetuese, kjo fuqi zvogëlohet në mënyrë eksponenciale.

Qasja e shfrytëzuar deri më tani, qasja e gjurmimit të rrezeve siguron shkallë të lartë të saktësisë numerike në përcaktimin e fushës elektrike në marrës, por kërkon një model të saktë fizik duke përfshirë

edhe lokacionin e pengesave. Por në këtë rast konkret interesimi ynë është i përqendruar vetëm në rendin e zvogëlimit të fuqisë me rritjen e distancës, prandaj mund të marrim në konsideratë edhe ndonjë qasje alternative ku nuk kërkohet modeli i saktë fizik dhe shpërndarja e lokacioneve të pengesave. Në rastin aktual kërkohet një model i hapësirës fizike me një numër më të vogël të parametrave, por që ofron informacione të dobishme të përgjithshme lidhur me veçorit e fushës.

Me fuqi të kufizuar të transmetimit (ose në stacionin bazë a në celular) distanca më e madhe ndërmjet stacionit bazë dhe një celulari në të cilin komunikimi mund të zhvillohet në mënyrë të besueshme quhet *mbulueshmëri e celulës*. Për komunikim të besueshëm duhet të përmbushet një nivel minimal i fuqisë së pranuar, prandaj zvogëlimi i shpejtë i fuqisë me rritjen e distancës kufizon mbulueshmërinë e çelulave. Nga ana tjetër, dobësimi i shpejtë i sinjalit me rritjen e distancës në një mënyrë është i dobishëm, sepse zvogëlon interferencën ndërmjet çelulave fqinje. Pasi që sistemet celulare bëhen gjithnjë më të populluara, përcaktori kryesor i madhësisë së çelulave është numri i çelularëve në celulë.

Në praktikën inxhinierike zakonisht përdoret shprehja *celula ka kapacitet të kufizuar* në vend të *mbulueshmëria e kufizuar*. Në zhvillimet e kohëve të fundit të sistemeve celulare madhësia e çelulave ka rënë në mënyrë të vazhdueshme dhe tani më bëhet fjalë për mikrocelula dhe pikocelula si përgjigje ndaj efektit të rritjes së numrit të çelularëve në zonën që mbulon një celulë e vetme. Me kapacitete të kufizuara të celulës interferenca ndërçelulare mund të jetë në nivel të patolerueshëm. Për ta zbutur interferencën ndërçelulare, celulat fqinje përdorin pjesë të ndryshme të spektrit frekuencor dhe pastaj frekuenca e njëjtë rishfrytëzohet në celulat që janë mjaft larg njëra-tjetrës. Pra, zvogëlimi i shpejtë i sinjalit me rritjen e distancës lejon që frekuencat të rishfrytëzohen në distanca më të vogla ndërmjet çelulave që shfrytëzojnë frekuencën e njëjtë.

Dendësia e pengesave midis antenave transmetuese dhe marrëse varet shumë nga hapësira fizike. Për shembull, hapësirat e jashtme kanë shumë pak pengesa në shtegun e përhapjes së valëve, ndërsa në mjediset e brendshme paraqiten shumë pengesa. Prandaj shpërndarja dhe dendësia e rastësishme e pengesave në këto ambiente dhe absorbimi i tyre mund të modelohet me teorinë e gjasës dhe efekti që shkaktohet nga prania e pengesave quhet *hijezim*. Efekti i hijezimit është analog me efektin që shkaktojnë retë në dritën e diellit. Efekti i zbehjes së sinjalit për shkak të hijezimit dallohet në mënyrë esenciale nga zbehja për

shkak të shtigjeve të shumëfishta. Kohëzgjatja e zbehjes për shkak të hijezimit zgjat disa sekonda ose minuta, pra paraqitet në shkallë kohore shumë më të ngadaltë krahasuar me zbehjen për shkak të shtigjeve të shumëfishta (e cila është e rendit milisekondash).

2.1.7. Antena lëvizëse, reflektues të shumëfishtë

Siç u potencua më lart, vala elektrike në shtegun e vet nga transmetuesi deri të marrësi mund të hasë në shumë pengesa, të cilat mund të jenë absorbuese ose reflektuese. Ballafaqimi me problemin e caktimit të fushës elektrike në prani të reflektorëve të shumtë, duke përdorur teknikën e gjurmimit të rrezeve, është në parim çështje e modelimit të formës së valës së pranuar në formë të shumës së përgjigjeve nga shtigje të ndryshme e jo vetëm nga dy shtigje si në rastin paraprak. Nga shembujt e analizuar deri më tani është e qartë se caktimi i amplitudës dhe fazës së përgjigjeve të kërkuara nga të gjitha pengesat (të shumta dhe të rastësishme) nuk është detyrë e thjeshtë. Edhe për shembullin shumë të thjeshtë të murit të madh në figurën 2.2, fusha e reflektuar e llogaritur me shprehjen (2.6) vlen vetëm nëse distancat nga muri janë të vogla krahasuar me dimensionet e murit. Në distanca shumë të mëdha fuqia totale e reflektuar nga muri është proporcionale me d^{-2} (ku d ishte distance ndërmjet antenës dhe murit) dhe me prerjen tërthore të sipërfaqes së murit. Fuqia e pranuar te marrësi është proporcionale me $[d - r(t)]^{-2}$. Në këtë rast dobësimi i fuqisë nga transmetuesi deri në marrës (për distancë të madhe) është proporcional me $\{d [d - r(t)]\}^{-2}$ e jo me $[d - r(t)]^{-2}$. Kjo tregon se metoda e gjurmimit të rrezeve duhet të përdoret me kujdes. Për fat të mirë edhe në këto raste komplekse sistemi megjithatë mund të konsiderohet linear.

Një lloj tjetër është reflektimi që njihet si *shkapërderdhje* dhe mund të shfaqet në atmosferë ose në rastin e reflektimeve nga objekte shumë të vrazhda. Te dukuria e shkapërderdhjes paraqitet një numër shumë i madh i shtigjeve individuale dhe në këtë rast më përshtatshëm është që forma valore e sinjalit të pranuar të modelohet si një integral përgjatë këtyre shtigjeve me diferenca infinitezimale në gjatësitë e tyre dhe jo si shumë e të gjitha rrezeve të mundshme nga shtigjet e shumta.

Gjetja e amplitudës së fushës së reflektuar nga secili lloj reflektori (pengese) ndihmon në përcaktimin e mbulueshmërisë së stacionit bazë, edhe pse edhe matjet përmes eksperimenteve janë të nevojshme. Zgjidhja e këtij problem ka rëndësi në rastet kur interesimi i projektimit

është i orientuar në caktimin e lokacioneve të stacioneve bazë. Studimi më i thellë i këtij problemi do të na shpinte në një fushë tjetër studimi (siç është teoria e përhapjes së valëve elektromagnetike dhe antenat), ndërsa ne jemi të interesuar në rend të parë në çështjet e modulimit, detektimit dhe në protokollet e rrjetit e jo në lokacionet e vendosjes së stacioneve bazë. Kështu pra, vëmendja jonë do të jetë e përqendruar në kuptimin e natyrës së formës valore të pranuar në tërësi e jo duke marrë në konsideratë secilën valë të reflektuar. Kjo do të thotë se më shumë jemi të interesuar për modelimin e vetive hyrëse/dalëse të kanalit dhe jo në përgjigje të hollësishme të secilit shteg të valës.

2.2. Modeli i kanalit pa tela hyrje-dalje

Në pjesën në vazhdim do të zhvillohet një model i kanalit pa tela për hyrje-dalje. Së pari do të tregohet se modeli i shtegut të shumëfishtë mund të modelohet si sistem linear i ndryshueshëm në kohë (modeli linear variant në kohë – LVK), nga i cili nxirret brezi themelor frekuencor i vetë modelit. Në fund këtij modeli i shtohet edhe prania e zhurmës si përcjellëse e pandarë e të gjitha sinjaleve komunikuese.

2.2.1. Kanali pa tela si sistem linear i ndryshueshëm në kohë

Në pjesën e mëparshme të këtij kapitulli, përqendrimi gjatë analizës ishte i drejtuar në gjetjen e përgjigjes ndaj hyrjes sinusoidale $\phi(t) = \cos 2\pi ft$. Sinjali i pranuar mund të shkruhet si

$$\sum_i a_i(f, t)\phi[t - \tau_i(f, t)]$$

ku $a_i(f, t)$ dhe $\tau_i(f, t)$ janë dobësimi i përgjithshëm dhe vonesa kohore e përhapjes nga transmetuesi deri te marrësi në shtegun i . Dobësimi i përgjithshëm është thjesht produkt i faktorëve të dobësimit për shkak të karakteristikave rrezatuese të antenës transmetuese dhe asaj marrëse, natyrës së reflektorit, si dhe një faktori që është funksion i distancës nga antena transmetuese deri te reflektori dhe nga reflektori deri te antena marrëse. Në këtë rast është përshkruar efekti i kanalit në një frekuencë të veçantë f . Nëse më tej supozojmë se anëtarët $a_i(f, t)$ dhe $\tau_i(f, t)$ nuk varen nga frekuenca f , atëherë mund të përdorim parimin e superponimit për të përgjithësuar relacionin e mësipërm hyrje-dalje për një hyrje arbitrare $x(t)$ me brez frekuencor jo zero si

$$y(t) = \sum_i a_i(t) x[t - \tau_i(t)] \quad (2.14)$$

Në praktikë, dobësimet dhe vonesat e përhapjes zakonisht janë funksione me ndryshime të ngadalshme me frekuencën. Këto ndryshime janë pasojë e gjatësive të ndryshueshme kohore të shtegut si dhe nga varshmëritë frekuencore të amplifikimit të antenës. Sidoqoftë, ne jemi kryesisht të interesuar për transmetim në brezat që janë të ngushta në krahasim me frekuencën e bartësit dhe në breza të tilla mund të anashkalohet kjo varësi frekuencore e anëtarëve të lartpërmendur. Megjithatë duhet të theksohet se dobësimet dhe vonesat individuale supozohet se janë të pavarura nga frekuenca, përgjigjja e përgjithshme e kanalit ende mund të ndryshojë me frekuencën për shkak të faktit që shtigje të ndryshme kanë vonesa të ndryshme. Për shembullin e një muri reflektues të përsosur në figurën 2.4, atëherë

$$a_1(t) = \frac{|\alpha|}{r_0+vt}, \quad \tau_1(t) = \frac{r_0+vt}{c} - \frac{\angle\phi_1}{2\pi f} \quad (2.15)$$

$$a_2(t) = \frac{|\alpha|}{2d-r_0-vt}, \quad \tau_2(t) = \frac{2d-r_0-vt}{c} - \frac{\angle\phi_2}{2\pi f} \quad (2.16)$$

ku shprehja e parë i përgjigjet dobësimit dhe vonesës kohore për shtegun e drejtpërdrejtë dhe e dyta për shtegun e reflektuar. Termi $\angle\phi_j$ paraqet ndryshime të mundshme fazore në transmetues, reflektor dhe marrës. Për shembullin tonë, sinjali i reflektuar nga muri (reflektori) ka fazë të kundërt ndaj sinjalit të drejtpërdrejtë, prandaj këndet fazore gjegjëse janë respektivisht $\angle\phi_1 = 0$ dhe $\angle\phi_2 = \pi$.

Meqenëse kanali i përshkruar me shprehjen (2.14) është linear, ai gjithashtu mund të përshkruhet me përgjigjen $h(\tau, t)$ në kohën t ndaj një impulsi të transmetuar në kohën $t-\tau$. Marrëdhënia hyrje-dalje e shprehur përmes përgjigjes $h(\tau, t)$ jepet me

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t)x(t-\tau)d\tau \quad (2.17)$$

Nëse krahasohen shprehjet (2.17) dhe (2.14), shihet se përgjigjja impulsive për zbehje të kanalit për shkak të shumë shtigjeve është

$$h(\tau, t) = \sum_i a_i(t)\delta[\tau - \tau_i(t)] \quad (2.18)$$

Kjo shprehje e fituar vërtet është e mirë, sepse tregon se efekti i shfrytëzuesëve mobilë, reflektorëve dhe absorberëve në lëvizje arbitrare dhe të gjitha komplikimet gjatë zgjidhjeve të ekuacioneve të Maxwell-it përfundimisht thjeshtësohen në një marrëdhënie hyrje-dalje midis antenave transmetuese dhe marrëse, që mund të paraqitet thjeshtë si përgjigje impulsive e sistemit linear të ndryshueshëm në kohë (si përgjigje e filtrit). Në këtë mënyrë të paraqitjes së marrëdhënies hyrje-dalje të kanalit nuk është menjëherë i dukshëm efekti i zhvendosjes së Doppler-it. Nga shprehja (2.16) në shembullin e një muri të vetëm

reflektues, vonesa kohore për shtegun i është $\tau'_i(t) = v_i/c$ ku v_i paraqet shpejtësinë me të cilën rritet gjatësia e shtegut i . Kështu, zhvendosja e Doppler-it për shtegun i është proporcionale me vonesën kohore të shtegut gjegjësisht dhe frekuencën sipas shprehjes $-f\tau'_i(t)$.

Në rastin special kur transmetuesi, marrësi dhe mjedisi janë stacionar (të palëvizshëm), dobësimet $a_i(t)$ dhe vonesat e përhapjes së $\tau_i(t)$ nuk varen nga koha t dhe kjo situatë është analoge me kanalën e zakonshëm linear të pandryshueshëm në kohë me përgjigje impulsive

$$h(\tau) = \sum_i a_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.19)$$

Për përgjigjen impulsive të ndryshueshme në kohë $h(\tau, t)$ mund të definohet përgjigja frekuencore e ndryshueshme në kohë si

$$H(f; t) := \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \sum_i a_i(t) e^{-j2\pi f\tau_i(t)} \quad (2.20)$$

Në rastin special kur kanali është i pandryshueshëm në kohë, kjo shprehje reduktohet në shprehjen e zakonshme për përgjigjen frekuencore. Një mënyrë e interpretimit të funksionit $H(f; t)$ është që sistemi të paramendohet si një funksion me ndryshim të ngadalshëm në kohën t me përgjigje frekuencore $H(f; t)$ në çdo kohë të fiksuar t . Ngjashëm, funksioni i përgjigjes $h(\tau, t)$ mund të paramendohet si përgjigja impulsive e sistemit në kohën e fiksuar t . Një mënyrë e tillë e trajtimit të kanalit me zbehje me shtigje të shumëfishta është e arsyeshme dhe e dobishme, pasi që shkalla kohore e ndryshimit të kanalit është zakonisht shumë më e gjatë sesa vonesa e përhapjes së përgjigjes impulsive në një kohë të caktuar. Në shembullin e murit reflektues në seksionin 2.1.4, koha e nevojshme për ndryshime të konsiderueshme të kanalit është e rendit të milisekondave, ndërsa përhapja e vonesës është e rendit të mikrosekondave. Kanalet me zbehje të cilat e kanë këtë karakteristikë nganjëherë quhen kanale të zgjeruara.

2.2.2. Modeli ekuivalent i brezit themelor

Në zbatimet tipike të rrjetet komunikuese pa tela, komunikimi që bart informacionin shfaqet në brezin themelor (spektri i ulët frekuencor) me gjerësi W dhe filtri brez-lëshues duhet të ketë gjerësinë rreth frekuencës qendrore f_c të bartësit të definuar si $\left[f_c - \frac{W}{2}, f_c + \frac{W}{2} \right]$. Sidoqoftë, pjesa kryesore e procesit të përpunimit të sinjalit, siç është kodimi/dekodimi, modulimi/demodulimi, sinkronizimi, etj., bëhet në brezin themelor frekuencor. Në transmetues, faza e fundit e procesimit është "konvertimi" i sinjalit nga frekuenca themelore në frekuencën e

bartësit dhe në fund transmetimi i tij përmes antenës. Në mënyrë të ngjashme, hapi i parë në marrës është që të "ulë" sinjalin nga radiofrekuenca e lartë (RF) në brezin e ulët themelor për përpunim të mëtutjeshëm. Prandaj nga këndvështrimi i projektimit të sistemit të komunikimit, paraqitja e sistemit përmes modelit ekuivalent të brezit themelor është shumë i dobishëm. Dhe kësaj, së pari fillojmë me definimin paraqitjes ekuivalente të sinjalit në brezin themelor.

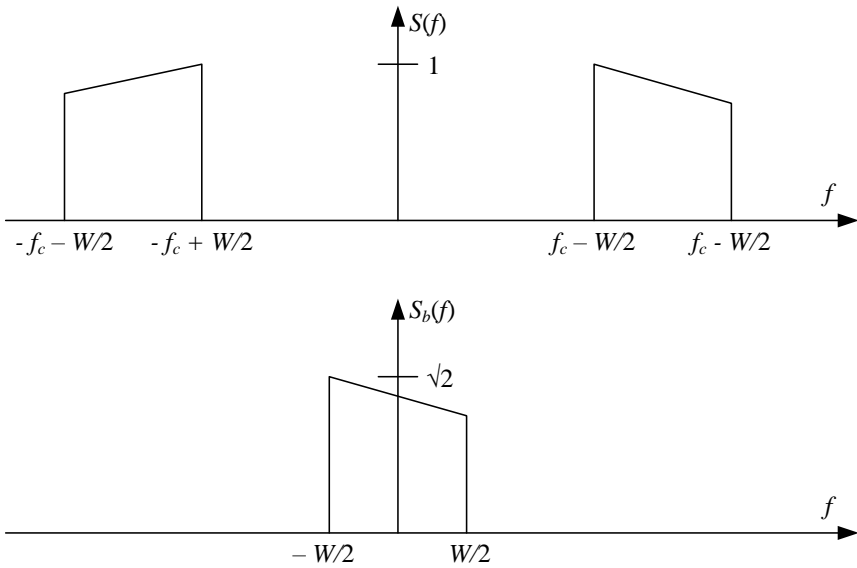


Figura 2.7. Ilustrimi i marrëdhënies ndërmjet spektrit frekuencor $S(f)$ dhe ekuivalentit të tij kompleks në brezin themelor $s_b(t)$

Marrim në analizë një sinjal real kontinual në domenin kohor $s(t)$, transformimi Fourier i të cilit (pasqyrimi i sinjalit në domenin frekuencor) është $S(f)$ me brez të kufizuar frekuencor në $\left[f_c - \frac{W}{2}, f_c + \frac{W}{2} \right]$ me $W < 2f_c$. Tani definojmë *ekuivalentin kompleks në brezin themelor* $s_b(t)$ të këtij sinjali, të atillë që i përgjigjet transformimit Fourier të formës

$$s_b(f) = \begin{cases} \sqrt{2}S(f + f_c) & f + f_c > 0 \\ 0 & f + f_c \leq 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

Meqenëse $s(t)$ është real, transformimi i tij në Fourier është Hermitian rreth $f = 0$, që do të thotë se $s_b(t)$ përmban saktësisht të njëjtin informacion si $s(t)$. Faktori $\sqrt{2}$ është arbitrar dhe i zgjedhur që energjitë e normalizuara të $s_b(t)$ dhe $s(t)$ të jenë të njëjta. Duhet të

theksohet se $s_b(t)$ ka brez të kufizuar frekuencor në $\left[-\frac{W}{2}, \frac{W}{2}\right]$ siç është paraqitur në figurën 2.7.

$$\sqrt{2}S(f) = S_b(f - f_c) + S_b^*(-f - f_c) \quad (2.22)$$

Nëse merret transformimi invers Fourier, fitohet

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \{s_b(t)e^{j2\pi f_c t} + s_b^*(t)e^{-j2\pi f_c t}\} = \sqrt{2}\Re[s_b(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.23)$$

Marrëdhënia ndërmjet $s(t)$ dhe $s_b(t)$ e shprehur përmes sinjaleve reale është paraqitur në figurën 2.8. Sinjali brezlëshues $s(t)$ është fituar me modulimin e $\Re[s_b(t)]$ me $\sqrt{2} \cos 2\pi f_c t$ dhe $\Im[s_b(t)]$ të moduluar me $-\sqrt{2} \sin 2\pi f_c t$ dhe me mbledhjen e tyre, ashtu që është fituar konvertimi në frekuencë të lartë i shprehur me $\Re[s_b(t)e^{j2\pi f_c t}]$. Sinjali në brezin themelor $\Re[s_b(t)]$, respektivisht $\Im[s_b(t)]$ fitohet me modulimin e $s(t)$ me $\sqrt{2} \cos 2\pi f_c t$, respektivisht me $-\sqrt{2} \sin 2\pi f_c t$ të shoqëruar nga një filtër poshtëlëshues me brez frekuencor $\left[-\frac{W}{2}, \frac{W}{2}\right]$ kështu që rifitohet konvertimi në frekuencë të ulët.

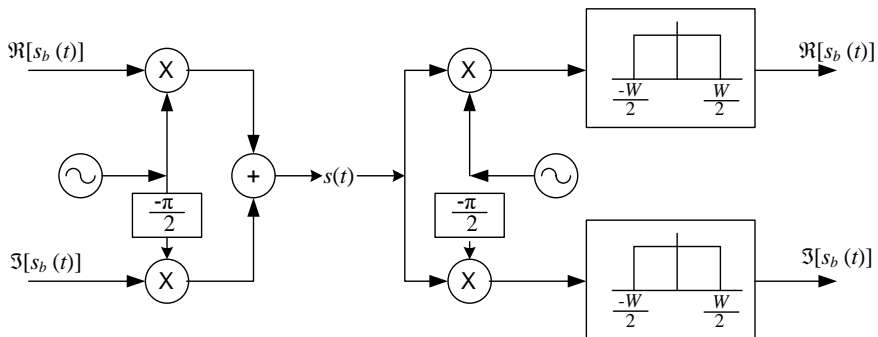


Figura 2.8. Ilustrimi i konversionit nga $s_b(t)$ në $s(t)$ i shoqëruar nga konversioni invers në frekuencë të ulët nga $s(t)$ në $s_b(t)$

Le të kthehemi tani te kanali me shumë shtigje me zbehje i përshkruar me (2.14) me përgjigje impulsive të dhënë me shprehjen (2.18). Le të jenë $x_b(t)$ dhe $y_b(t)$ ekuivalentët kompleks të brezit themelor të sinjalit të transmetuar $x(t)$ dhe sinjalit të pranuar $y(t)$ përkatësisht. Figura 2.9 paraqet diagramin e sistemit nga hyrja $x_b(t)$ deri te dalja $y_b(t)$. Ky zbatim i një sistemi komunikues brezlëshues njihet si modulim amplitudor kuadratik (QAM). Sinjali $\Re[x_b(t)]$ nganjëherë quhet komponenti në fazë dhe shënohet me I, ndërsa $\Im[x_b(t)]$ është komponenti kuadratik dhe shënohet me Q dhe është rrotulluar për $\pi/2$ ndaj I. Tani këto i zbatojmë në shprehjen (2.14) për

gjetjen e kanalit ekuivalent në brezin themelor. Nëse në shprehjen (2.14) zëvendësohen

$$x(t) = \sqrt{2}\Re[x_b(t)e^{j2\pi f_c t}] \text{ dhe } y(t) = \sqrt{2}\Re[y_b(t)e^{j2\pi f_c t}]$$

fitohet

$$\begin{aligned} \Re[y_b(t)e^{j2\pi f_c t}] &= \sum_i a_i(t)\Re[x_b(t - \tau_i(t))e^{j2\pi f_c(t - \tau_i(t))}] = \\ &= \Re\left[\left\{\sum_i a_i(t)\Re[x_b(t - \tau_i(t))e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)}]\right\}e^{j\pi f_c t}\right] \end{aligned} \quad (2.24)$$

Ngjashëm mund të fitohet edhe shprehja

$$\Im[y_b(t)e^{j2\pi f_c t}] = \Im\left[\left\{\sum_i a_i(t)x_b(t - \tau_i(t))e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)}\right\}e^{j2\pi f_c t}\right] \quad (2.25)$$

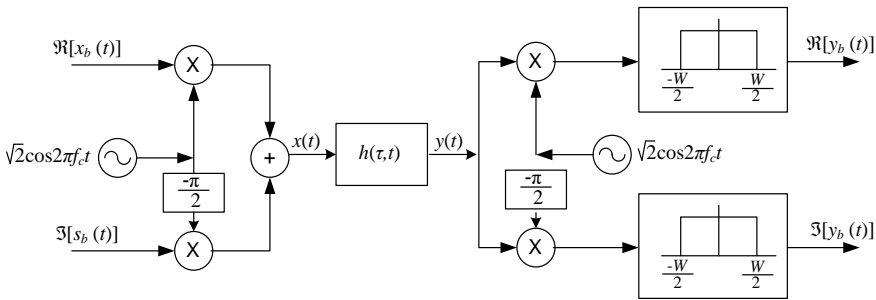


Figura 2.9. Diagrami i sistemit prej sinjalit të transmetuar në brezin themelor $x_b(t)$ deri te sinjali në marrës $y_b(t)$

Prandaj kanali ekuivalent me brez themelor është

$$y_b(t) = \sum a_i^b(t)x_b(t - \tau_i(t)) \quad (2.26)$$

ku

$$a_i^b(t) := a_i(t)e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \quad (2.27)$$

Marrëdhënia hyrje-dalje e dhënë me shprehjen (2.26) është e njëjtë me marrëdhënien e një sistemi linear të ndryshueshëm në kohë, prandaj përgjigja impulsive ekuivalente për brezin themelor është

$$h_b(\tau, t) = \sum_i a_i^b(t)\delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.28)$$

Një paraqitje e këtyllë interpretohet lehtë në domenin kohor, ku efekti i frekuencës së bartësit mund të shihet në mënyrë të qartë. Dalja në brezin themelor është shuma përgjatë të gjitha shtigjeve të kopjeve të vonuara të brezit themelor në hyrje. Madhësia e anëtarit i paraqet madhësinë e përgjigjes në shtegun e dhënë i ; kjo përgjigje ndryshon ngadalë dhe ndryshimet e dukshme paraqiten brenda disa sekondave ose më tepër. Faza ndryshon për $\pi/2$ (ndryshon dukshëm pra) kur

vonesa në shtegun aktual ndryshon për $1/(4f_c)$, ose shprehur përmes gjatësisë valore, kur gjatësia e shtegut ndryshon për çerekun e gjatësisë valore, pra për $c/(4f_c)$. Nëse gjatësia e shtegut ndryshon në shpejtësinë v , koha e nevojshme për ndryshim të tillë të fazës është $c/(4f_c v)$. Të rikujtojmë se zhvendosja e Doppler-it D në frekuencën f është fv/c dhe nëse kemi parasysh se $f \approx f_c$ për komunikimet brezngushta, koha e nevojshme për ndryshimin e fazës për $\pi/2$ është $1/(4D)$. Për shembullin e një muri të vetëm reflektues kjo kohë është rreth 5 ms (duke supozuar $f_c = 900$ MHz dhe $v = 60$ km/h. Fazat për të dy shtigjet rrotullohen me këtë shkallë, por në drejtime të kundërta.

Duhet të potencohet edhe njëherë se transformimi Fourier $H_b(f; t)$ i $h_b(\tau, t)$ për një kohë të fiksuar t është thjesht $H(f + f_c; t)$, pra përgjigja frekuencore e sistemit origjinal (në kohën e fiksuar t) e zhvendosur për frekuencën e bartësit. Kjo mundëson edhe një tjetër mënyrë të të menduarit për kanalin ekuivalent në brez themelor.

2.2.3. Modeli diskret kohor i brezit themelor

Hapi i ardhshëm në krijimin e një modeli të dobishëm të kanalit është shndërrimi i kanalit kontinual kohor në kanal diskret kohor. Do të nisemi nga qasja e zakonshme e teoremës së mostrimit. Supozohet se sinjali në hyrje $x(t)$ ka brez të kufizuar frekuencor W . Ekuivalenti i brezit themelor në këtë rast është i kufizuar në $W/2$ dhe mund të paraqitet si

$$x_b(t) = \sum_n x[n] \text{sinc}(Wt - n) \quad (2.29)$$

ku $x[n]$ është dhënë me $x_b(n/W)$ dhe pasi që $\text{sinc}(t)$ është definuar si

$$\text{sinc}(t) := \frac{\sin(\pi t)}{\pi t} \quad (2.39)$$

Paraqitja e këtillë e ekuivalentit të brezit themelor rrjedh nga teorema e mostrimit, e cila thotë se çdo sinjal me brez të kufizuar frekuencor mund zërthehet në anëtarë të bazës ortogonale $\{\text{sinc}(Wt - n)\}_n$, me koeficientë të nxjerrë nga mostrat (të marra në mënyrë të njëtrajtshme në shumëfishin e numrave të plotë të $1/W$).

Duke shfrytëzuar shprehjen (2.26) dalja e brezit themelor është dhënë me

$$y_b(t) = \sum_n x[n] \sum_i a_i^b(t) \text{sinc}(Wt - W\tau_i(t) - n) \quad (2.31)$$

Daljet e mostruara në shumëfishet e $1/W$, $y[m] := y_b(m/W)$, atëherë janë të dhënë me

$$y[m] = \sum_n x[n] \sum_i a_i^b(m/W) \operatorname{sinc}[m - n - \tau_i(m/W)W] \quad (2.32)$$

Dalja e mostruar $y[m]$ mund të paramendohet si projektion i sinjalit $y_b(t)$ në sinjalin $W \operatorname{sinc}(Wt - m)$. Le të jetë $\ell := m - n$, atëherë

$$y[m] = \sum_\ell x[m - \ell] \sum_i a_i^b(m/W) \operatorname{sinc}[\ell - \tau_i(m/W)W] \quad (2.33)$$

Me definimin e shprehjes

$$h_\ell := \sum_i a_i^b(m/W) \operatorname{sinc}[\ell - \tau_i(m/W)W] \quad (2.34)$$

shprehja (2.33) mund të rishkruhet në formë më të thjeshtë

$$y[m] = \sum_\ell h_\ell[m] x[m - \ell] \quad (2.35)$$

Këtu me $h_\ell(m)$ është shënuar ventili i filtrit të l^{e} i kanalit (kompleks) në kohën m . Vlera e tij është kryesisht funksion i përforcimeve të shtigjeve $a_i^b(t)$ vonesat e të cilëve $\tau_i(t)$ janë afër vlerës ℓ/W (Figura 2.10). Në rastin special kur përforcimet $a_i^b(t)$ dhe vonesat $\tau_i(t)$ të shtigjeve janë të pandryshueshme në kohë, shprehja (2.34) thjeshtohet në

$$h_\ell = \sum_i a_i^b \operatorname{sinc}[\ell - \tau_i W] \quad (2.36)$$

dhe kanali është linear i pandryshueshëm në kohë. Ventili i l^{e} mund të interpretohet si mostër e përgjigjes së filtruar të brezit themelor $h_b(\tau)$ (shprehja 2.19) dhe mund të shkruhet si

$$h_\ell = (h_b * \operatorname{sinc})(\ell/W) \quad (2.37)$$

ku $*$ është simboli i operatorit të konvolucionit.

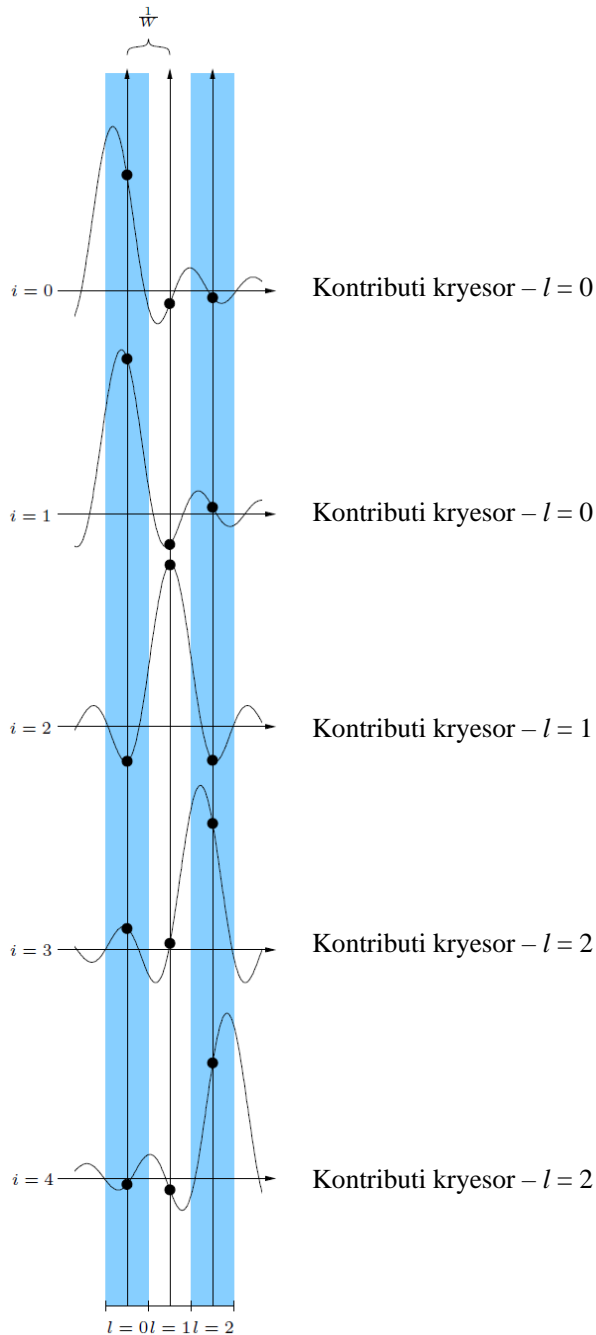


Figura 2.10. Shtegu i i -të kontribuon në mënyrë të konsiderueshme në ventilin e ℓ -të nëse vonesa e tij bie në dritaren $\left[\frac{\ell}{W} - \frac{1}{2W}, \frac{\ell}{W} + \frac{1}{2W}\right]$

Procesi i mostrimit mund të interpretohet si proces i modulimit dhe demodulimit në sistemin komunikues. Në kohën n modullohet simboli $x[n]$ (komponentët në fazë dhe në kuadraturë) me impulsin sinc para se të konvertohet në frekuencën e lartë të bartësit. Te marrësi sinjali i pranuar mostron në momentet kohore m/W në dalje të filtrit poshtëlëshues. Në figurën 2.11 është paraqitur sistemi i tërësishëm. Në praktikë, në vend të impulsit sinc shpesh përdoren edhe impulse tjera të transmetimit si p. sh. impulsi cosinus, sepse impulsi sinc ka veçori të dobëta të zvogëlimit kohor dhe është më i ndjeshëm ndaj gabimeve gjatë sinkronizimit kohor. Kjo kërkon që shpejtësia e mostrimit të jetë nën shpejtësinë e mostrimit të Nyquist-it, por nuk ndryshon natyrën esenciale të përshkrimeve në vijim. Prandaj edhe më tej do të kufizohemi në shpejtësinë e mostrimit sipas Nyquist-it.

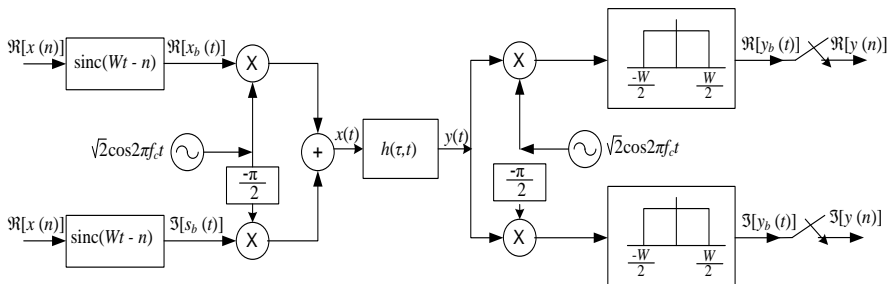


Figura 2.11. Diagrami i sistemit nga simboli i brezit themelor të transmetuar $x[m]$ deri te sinjali i mostruar dhe i pranuar $y[m]$

Për shkak të shpërndarjes së Doppler-it, brezi frekuencor i daljes $y_b(t)$ në përgjithësi është pak më i madh se brezi frekuencor $W/2$ i hyrjes $x_b(t)$, prandaj mostrat në dalje $\{y[m]\}$ nuk paraqesin me besnikëri të plotë sinjalin në dalje. Ky problem zakonisht nuk përfillet në praktikë pasi që shpërndarja e Doppler-it është e vogël (e rendit 10 – 100 Hz) krahasuar me brezin frekuencor W . Një zgjidhje e përshtatshme e përzgjedhjes së shpejtësive të mostrimit është nëse shpejtësitë e hyrjes dhe të daljes janë të njëjta. Përndryshe, mund të ndodhë që shpejtësia e mostrimit në dalje të jetë dyfishi i shpejtësisë së mostrimit të hyrjes, gjë që mundëson rikapjen e informacionit të plotë në sinjalin e pranuar. Në këtë rast numri i ventilave në dalje do të dyfishohej, sepse zvogëlohet intervali ndërmjet mostrave të pranuar, por zakonisht ky numër është më i vogël se ky parashikim pasi që kjo mënyrë e paraqitjes nuk shkakton shpërndarje të madhe të vonesave të shtigjeve.

Në vijim do të interpretohen nocionet themelore të procesit të diskretizimit të një sinjali kontinual kohor me brez frekuencor të kufizuar W . Simboli $x[m]$ është mostra e $m^{të}$ e sinjalit të transmetuar brenda intervalit kohor T dhe transmetohen W mostra për sekondë. Secili simbol është numër kompleks dhe themi se secili prej tyre paraqet një dimension (kompleks) të shkallës së lirisë. Sinjali kontinual kohor $x(t)$ me kohëzgjatje prej një sekonde i përgjigjet W simboleve diskrete. Prandaj mund të thuhet se sinjali kontinual kohor me brez të kufizuar frekuencor ka W shkallë lirie për sekondë.

Arsyetimi matematik për këtë interpretim vjen nga rezultatet e rëndësishme nga teoria e komunikimeve: për sinjale komplekse kontinuale kohore me kohëzgjatje T , të cilat kanë pjesën më të madhe të energjisë brenda brezit frekuencor $[-W/2, W/2]$, hapësira e sinjalit ka dimension të përafërt me produktin WT . Vërtetimi i saktë i këtij rezultati mund të gjendet në librat standarde universitare nga teoria e komunikimeve. Ky rezultat përforcon interpretimin tonë se sinjali kontinual kohor $x(t)$ me brez të kufizuar frekuencor W mund të paraqitet me W dimensione komplekse për sekondë. Sinjali i pranuar $y(t)$ është gjithashtu me brez të kufizuar frekuencor përafërsisht në W (për shkak të shpërndarjes së Doppler-it brezi frekuencor është pak më i gjerë se W) dhe ka gjithashtu W dimensione komplekse për sekondë.

Nga këndvështrimi i komunikimeve përmes kanalit, hapësira e sinjalit të pranuar është me rëndësi, sepse ajo dikton numrin e sinjaleve të ndryshme të cilat mund të dallohen me besueshmëri në marrës. Kështu, shkalla e lirisë së kanalit definohet me dimensionin e hapësirës së sinjalit të pranuar dhe sa herë që bëhet fjalë për hapësirën e sinjalit në mënyrë implicite i referohemi hapësirës së sinjalit të pranuar, përveç në rastet kur nuk është deklaruar ndryshe.

2.2.4. Zhurma e bardhë shtesë

Hapi i fundit në modelimin hyrje-dalje të kanalit komunikues na mbetet përfshirja e zhurmës shtesë, e cila është e pranishme në çdo kanal komunikues me ose pa tela. Nëse bëjmë supozimin standard se zhurma $w(t)$ është zhurmë e bardhë me shpërndarje Gaussiane, e cila në literaturë njihet si AWGN (Additive White Gaussian Noise), me dendësi spektrale të fuqisë $N_0/2$ (pra $E[w(0)w(t)] = \frac{N_0}{2} \delta(t)$). Modelin e përshkruar me shprehjen (2.14) tani e modifikojmë duke shtuar edhe praninë e zhurmës $w(t)$ dhe kjo shprehje merr formën

$$y(t) = \sum_i a_i(t)x(t - \tau_i(t)) + w(t) \tag{2.38}$$

Në figurën 2.12 është paraqitur diagrami i plotë i sistemit ku është shtuar edhe prania e zhurmës së kanalit.

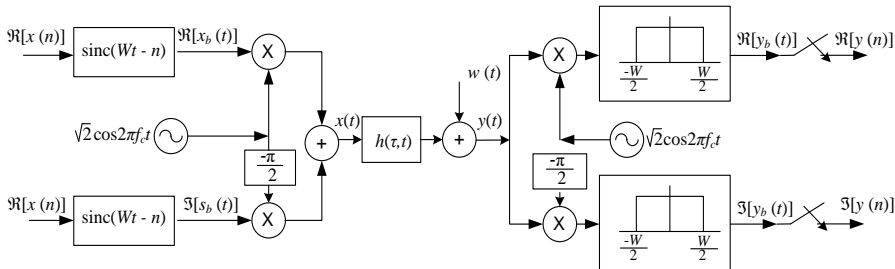


Figura 2.12. Diagrami i plotë i sistemit

Modeli ekuivalent i brezit themelor për kohë diskrete i dhënë me shprehjen (2.25) tani bëhet

$$y[m] = \sum_{\ell} h_{\ell}[m]x[m - \ell] + w[m] \tag{2.39}$$

ku $w(m)$ është zhurma e bardhë e filtruar me filtër poshtë-lëshues në çastin e mostrimit m/W . Njësoj si sinjali, edhe zhurma e bardhë $w(m)$ është konvertuar në frekuencë të ulët, është filtruar në brezin themelor dhe është mostruar. Kështu, mund të vërtetohet se

$$\Re(w[m]) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t)\psi_{m,1}(t)dt \tag{2.40}$$

$$\Im(w[m]) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t)\psi_{m,2}(t)dt \tag{2.41}$$

Ku

$$\psi_{m,1}(t) := \sqrt{2W} \cos(2\pi f_c t) \text{ sinc}(Wt - m)$$

$$\psi_{m,2}(t) := -\sqrt{2W} \sin(2\pi f_c t) \text{ sinc}(Wt - m) \tag{2.42}$$

Mund të tregohet se $\{\psi_{m,1}(t), \psi_{m,2}(t)\}_m$ formojnë një bashkësi ortogonale të formave valore, pra sinjalet janë ortogonale ndaj njëra-tjetrës. Veti themelore e vektorëve Gaussian të rastit, pra vektorëve komponentët e të cilëve janë të pavarur dhe të shpërndarë në mënyrë të njëtrajtshme, është se këto janë variabla të rastit. Për më tepër, mund të paramendohet se zhurma e bardhë Gaussianë kontinuele kohore është vektor i rastit me dimensione të pafundme dhe projeksionet e tij në format valore ortogonale janë të pakorreluara dhe të pavarura. Prandaj edhe zhurma në kohën diskrete $\{w[m]\}$ është e bardhë, pra e pavarur nga koha, për më tepër komponentet reale dhe imagjinare janë të pavarura dhe të shpërndara identikisht. Variabla Gaussianë e rastit X , komponentët real dhe imagjinar të të cilëve janë të pavarur dhe të

shpërndarë identikisht, kënaq vetinë e simetrisë rrethore: funksioni $e^{j\phi} X$ ka shpërndarje si variabla X për çfarëdo ϕ .

Përvetësimi i supozimit se zhurma është e tipit AWGN (zhurmë e bardhë Gaussianë) nënkupton supozimin fundamental se burimi primar i zhurmës është në marrës dhe se kjo zhurmë nuk varet nga shtigjet e ndryshme përmes të cilave sinjali kalon deri te marrësi ku pranohet. Supozimi i këtillë është shumë i përshtatshëm për shumicën e situatave reale që paraqiten në shtigjet e komunikimeve pa tela dhe me përjashtime specifike të herëpashershme është bazë solide e analizës dhe vlerësimit të performancës së rrjetit pa tela.

2.3. Koherenca e kohës dhe frekuencës

2.3.1. Koha e shtirjes së Doppler-it dhe koha e koherencës

Një parametër i rëndësishëm i vlerësimit të kanalit është shkalla kohore e variacionit (ndryshimit) të karakteristikave të kanalit. Shtrohet pyetja se cila është shpejtësia me të cilën ndryshojnë ventilat $h_\ell[m]$ të filtrit të kanalit si funksione të kohës m ?

Të rikujtojmë definicionin

$$h_\ell = \sum_i a_i^b(m/W) \text{sinc}[\ell - \tau_i(m/W)W] = \sum_i a_i(m/W) e^{-j2\pi\tau_i(m/W)} \text{sinc}[\ell - \tau_i(m/W)W] \quad (2.43)$$

dhe të analizojmë çdo anëtar në këtë shprehje. Në seksionin 2.2.2 është thënë se ndryshime të dukshme në anëtarin a_i paraqiten brenda një periudhe kohore prej disa sekondave. Ndryshime të dukshme në fazën e shtegut i paraqiten në intervale prej $1/(4D_i)$, ku $D_i = f_c \tau_i'(t)$ është zhvendosja e Doppler-it për atë shteg. Kur shtigjet që kontribuojnë në ventilin ℓ kanë zhvendosje të ndryshme të Doppler-it, madhësia e $h_\ell[m]$ ndryshon dukshëm. Kjo ndodh në shkallë kohore invers proporcionale me diferencën më të madhe në mes të zhvendosjeve të Doppler-it dhe shtrirja e Doppler-it D_s për këtë rast është

$$D_s := \max_{i,j} f_c |\tau_i'(t) - \tau_j'(t)| \quad (2.44)$$

ku maksimumi merret përgjatë të gjitha shtigjeve që kontribuojnë dukshëm në atë ventil. Intervalet tipike për ndryshime të tilla janë të rendit prej 10 ms. Në fund, ndryshimet në anëtarin sinc të shprehjes (2.43), për shkak ndryshimeve kohore të secilës vonesë $\tau_i(t)$, janë proporcionale me

gjerësinë e brezit frekuencor, ndërsa ndryshimet në fazë janë proporcionale me frekuencën e bartësit, i cili është shumë më i madh. Në thelb, një shtegu i duhet më shumë kohë që të lëviz nga një ventil në tjetrin se sa fazës që të ndryshojë dukshëm (faza ndryshon shpejt proporcionalisht me frekuencën e lartë të bartësit f_c). Kësisoj, ndryshimet më të shpejta në ventilin e filtrit ndodhin për shkak të ndryshimeve të fazës dhe këto janë të dukshëm nëse ndryshimet e vonesës janë të rendit $1/(4D_s)$.

Koha e koherencës T_c e kanalit pa tela është definuar si intervali përgjatë të cilit $h_\rho[m]$ ndryshon dukshëm si funksion i m . Me këtë kemi definuar një relacion të rëndësishëm të shprehur si

$$T_c = \frac{1}{4D_s} \quad (2.45)$$

Ky relacion ndërmjet kohës së koherencës së kanalit dhe zhvendosjes së Doppler-it është deri-diku i pasaktë pasi që zhvendosja më e madhe e Doppler-it mund t'i përket shtigjeve që janë shumë të dobëta që të bëjnë ndonjë ndryshim. Më rëndësi është të potencohet se efektin kryesor në caktimin e kohës së koherencës ka shtrirja e Doppler-it dhe se raporti ndërmjet tyre është reciprok, që do të thotë se sa më e madhe të jetë shtrirja e Doppler-it, koha e koherencës është më e vogël.

Në literaturë nga fusha e komunikimeve kanalet shpesh kategorizohen si kanale me zbehje të shpejtë dhe me zbehje të ngadalshme dhe ekziston një konsensus për atë se çka nënkuptohet me këta terma. Kanal me zbehje të shpejtë quhet kanali te i cili koha e koherencës T_c është shumë më e shkurtër se kërkesa për vonesë e sistemit të aplikuar, dhe kanal me zbehje të ngadalshme quhet kanali te i cili T_c është më e gjatë se vonesa e lejuar e sistemit aktual. Se a është kanali me zbehje të shpejtë apo të ngadalshme varet jo vetëm nga mjedisi, por edhe nga zbatimi, p. sh. te zbatimet e transmetimit të zërit kërkohet vonesë e shkurtër, zakonisht nën 100 ms, ndërsa disa zbatime për transmetimin e të dhënave kanë kërkesë më të relaksuar sa i përket vonesës kohore.

2.3.2. *Shtrirja e vonesës dhe koherenca e brezit frekuencor*

Një parametër tjetër i rëndësishëm për vlerësimin e sistemit komunikues është shtrirja e vonesës nga shtigjet e shumëfishta T_d të definuar si diferenca në kohën e përhapjes së valës ndërmjet shtegut më të gjatë dhe atij më të shkurtër, ku llogariten vetëm shtigjet që bartin energji të rëndësishme, pra që kontribuojnë në energjinë e pranuar në marrës. *Koha e shtrirjes së vonesës* definohet si

$$T_d := \max_{i,j} |\tau_i(t) - \tau_j(t)| \quad (2.46)$$

Koha e shtrirjes është definuar në funksion të kohës t , por në të vërtetë ajo vlerësohet sipas amplitudës së madhësisë (vlera maksimale dhe minimale e kohës së vonesës) njësoj si te definimi i kohës së koherencës dhe shtrirjes së Doppler-it. Nëse celula e komunikimeve mobile ose rrjeti lokal i zonave (i ashtuquajtur i rrjeti LAN) ka shtrirje lineare prej disa kilometrash ose më pak, nuk ka shumë të ngjarë të ketë gjatësi shtigjesh që ndryshojnë ndërmjet veti më shumë se 300 deri 600 metra. Këtyre ndryshimeve në gjatësitë e shtigjeve i përgjigjet vonesa prej një ose dy μ s. Trendet në zhvillimin e komunikimeve mobile shkojnë në kah zvogëlimi i celulave dhe rritja e dendësisë së shfrytëzuesëve në to (ashtu si është cekur në kapitullin e parë), prandaj edhe koha T_d zvogëlohet. Siç kemi theksuar më herët, kanalet tipike pa tela kanë shtrirje të vogël, që do të thotë se vonesa e shtrirjes T_d është shumë më e vogël se koha e koherencës T_c .

Brezat frekuencorë të sistemeve celulare shtrihen ndërmjet disa qindra KHz dhe disa MHz, kështu që për vlerat e lartpërmendura të vonesës së shtrirjes nëpër shumë shtigje të gjitha vonesat e shtigjeve nga shprehja (2.34) gjenden në majat e 2 ose 3 funksioneve sinc; më së shpeshti gjenden në një majë të vetme. Nëse çdo filtri të kanalit i shtohen disa ventila më tepër për shkak të rënies së ngadalshme të funksionit sinc, shihet se kanalet celulare mund të paraqiten me më së shumti 4 ose 5 ventila të filtrit të kanalit. Në anën tjetër, në kohë të fundit është rritur interesimi për komunikimet ultra-brez-gjëra (Ultra wide Band-UWB), të cilat operojnë në frekuencat prej 3.1 deri 10.6 GHz. Këto kanale kanë deri në disa qindra ventila për një filtër të kanalit.

Te procesi i modulimit dhe detektimit për sistemet celulare, marrësi duhet të vlerësojë vlerat përkatëse të këtyre ventilave të filtrit. Ventilat vlerësohen me anë të sinjaleve të transmetuara dhe të pranuara, kështu që marrësi nuk shfrytëzon në mënyrë të qartë (dhe nuk ka) ndonjë informacion për vonesat e shtigjeve individuale ose fuqisë së sinjalit në shtigje të ndryshme. Për këtë arsye ne nuk kemi studiuar detajet e përhapjes së valëve përmes shtigjeve të shumëfishta me mekanizma të komplikuar të reflektimit, absorbimit dhe shkapërdhjes në reflektorë të ndryshëm. E tëra që na intereson në këtë rast është mekanizmi fizik si shtrirja e Doppler-it, koha e koherencës dhe shtrirja e shtigjeve të shumëfishta.

Shpërndarja e vonesës së kanalit dikton koherencën e frekuencës. Kanalet pa tela ndryshojnë edhe në kohë edhe në frekuencë. Koherenca

e kohës tregon sa shpejt ndryshon kanali në kohë dhe, ngjashëm, koherenca e frekuencës tregon sa shpejt ai ndryshon në frekuencë. Së pari u tregua ndryshimi i kanalit në kohë, përkatësisht kohëzgjatja e zbehjeve përmes shembullit të thjeshtë të shtegut të drejtpërdrejtë dhe një shtegu të vetëm të reflektuar. Nga ky shembull u tregua gjithashtu se kanalet ndryshojnë me frekuencë. Kjo mund të tregohet gjithashtu edhe përmes përgjigjes frekuencore.

Të rikujtojmë se përgjigja frekuencore në kohë t është

$$H(f, t) = \sum_i a_i(t) e^{-j2\pi f \tau_i(t)} \quad (2.47)$$

Kontributi nga një shteg i caktuar ka fazë lineare në f . Për shtigje të shumëfishta paraqitet diferencë fazore $2\pi f(t) - \tau_k(t)$. Ky ndryshim fazor shkakton zbehje selektive në frekuencë. Kjo do të thotë se $E_r(f, t)$ ndryshon dukshëm jo vetëm kur t ndryshon për $1/(4D)$, por gjithashtu edhe kur frekuenca f ndryshon për $1/2T_d$. Ky argument shtrihet në një numër arbitrar të shtigjeve, prandaj koherenca e brezit frekuencor W_c është dhënë me shprehjen

$$W_c = \frac{1}{2T_d} \quad (2.49)$$

Shprehja (2.49) tregon se koherenca e brezit frekuencor është invers proporcional me shpërndarjen në shtigje të shumëfishta.

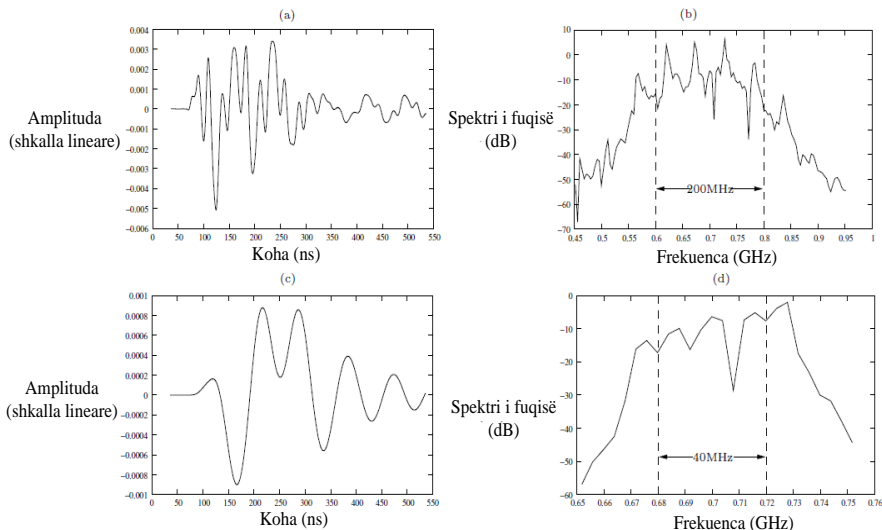


Figura 2.13 (a) kanali mbi 200 MHz është selektiv dhe përgjigja e impulsive ka shumë ventile. (b) Përmbajtja spektrale e të njëjtit kanal, (c) i njëjti kanal mbi 40 MHz është më i rrafshët dhe ka shumë më pak ventila. (d) Përmbajtja spektrale e kanalit të njëjtë, i kufizuar në gjerësi të brezit frekuencor prej 40 MHz. Në brezat frekuencorë më të lartë, shtigjet e njëjta fizike zgjidhen në një rezolutë më të imët (më të detajuar).

Kur gjerësia e brezit frekuencor është dukshëm më e vogël se gjerësia e frekuencës themelore të bartësit W_c , për kanalën e tillë thuhet se ka zbehje (venitje, shuarje) të rrafshët. Në këtë rast shpërndarja e vonesës T_d është shumë më e vogël se koha e simbolit $1/W$ dhe vetëm një ventil i kanalit është i mjaftueshëm për paraqitjen e kanalit. Kur gjerësia e brezit frekuencor është shumë më e madhe se W_c , për kanalën thuhet se është selektiv në frekuencë dhe duhet të paraqitet me ventila të shumëfishtë. Duhet të theksohet se zbehja e rrafshët ose selektive nuk është veti e vetë kanalit, por e marrëdhënies ndërmjet gjerësisë së brezit frekuencor W dhe koherencës së brezit frekuencor T_d (Figura 2.13). Parametrat fizikë dhe shkalla kohore e ndryshimeve të parametrave kryesorë të modelit diskret kohor të kanalit janë përmbledhur në tabelën 2.1, ndërsa tipat e ndryshëm të kanaleve në tabelën 2.2.

Tabela 2.1. Përmbledhje e parametrave fizikë të kanalit dhe shkallët kohore të ndryshimeve

Parametrat kryesorë të kanalit dhe shkallët kohore	Simboli	Vlerat
Frekuenca e bartësit	f_c	1 GHz
Gjerësia e brezit frekuencor	W	1 MHz
Distanca ndërmjet transmetuesit dhe marrësit	d	1 km
Shpejtësia e mobilit	v	64 km/h
Zhvendosja e Doppler-it për shteg	$D=f_c v/c$	50 Hz
Shpërndarja e Doppler-it që i përket një ventili	D_s	100 Hz
Shkalla kohore e ndryshimit të amplitudës së shtegut	d/v	1 minuta
Shkalla kohore e ndryshimit të fazës së shtegut	$1/4D$	5 ms
Shkalla kohore e shtegut për kalim mbi ventil	c/vW	20 s
Koherenca e kohës	$T_c=1/4D_s$	2.5 ms
Shpërndarja e vonesës	T_d	1 μ s
Koherenca e brezit frekuencor	$W_c=1/T_d$	500 kHz

Tabela 2.2. Tipat e kanaleve pa tela dhe karakteristikat e tyre

Tipat e kanaleve	Karakteristikat
Zbehja e shpejtë	$T_c \ll \text{kërkesa e vonesës}$
Zbehja e ngadaltë	$T_c \gg \text{kërkesa e vonesës}$
Zbehja e rrafshët	$W \ll W_c$
Zbehje selektive frekuencore	$W \gg W_c$
Me shpërndarje të vogël	$T_d \ll T_c$

2.4. Modelet statistikore të kanalit

2.4.1. Filozofia e modelimit

Në seksionin paraprak shpërndarja e Doppler-it dhe shpërndarja në shtigje të shumëfishta janë definuar të shoqëruara me marrësin në lokacionin e dhënë, shpejtësi të dhënë dhe kohë të definuar. Sidoqoftë, interesimi ynë është që të tregohet se këto përfundime vlejné edhe për një spektër më të gjerë të kushteve. Është e qartë se ventilat e filtrit $\{h[m]\}$ duhet të maten, por nevojitet një karakterizim i numrit të nevojshëm të ventileve dhe shpejtësia e ndryshimit të tyre.

Karakterizimi i tillë kërkon një model probabilistik të vlerave të ventilatit të kanalit të mbledhura me matje statistikore të kanalit. Modeli statistikor është përdorur për përshkrimin e zhurmës shtesë (si variabël Gausiane e rastit). Ky model shfrytëzohet edhe për vlerësimin e gjasës së gabimit gjatë komunikimit në kanal. Këto vlerësime të gjasës së gabimit megjithatë varen nga pavarësia dhe shpërndarja Gausiane e variabileve të zhurmës.

Nga përshkrimi i mekanizmave fizikë që gjenerojné shpërndarjen e Doppler-it dhe shpërndarjen në shtigje të shumëfishtë është e qartë se modelet statistikore për ventilat e filtrit të kanalit do të jenë më pak të besueshme se sa modelet për zhurmën shtesë. Në anën tjetër, këto modele janë të nevojshme, edhe pse janë mjaft të pasakta. Pa këto modele statistikore, sistemet janë projektuar duke shfrytëzuar përvojën dhe eksperimentimet dhe kreativiteti në këtë rast në një farë mënyre ngulfatet. Edhe për modele shumë të thjeshtuara mund të krahasohen qasje të ndryshme të sistemit dhe të fitohet një përshtypje se cilat tipa të qasjeve ia vlejné të ndiqen.

Deri në njëfarë mase e tërë puna analitike bëhet me modele të thjeshtuara. Për shembull, zhurma e bardhë Gaussiane shumë shpesh përvetësohet në komunikime si model, edhe pse dihet se modeli vlen vetëm për breza të ngushta frekuencore. Nga përvoja me aplikimin e modelit të zhurmës së bardhë pritet që edhe këto modele të jenë mjaft të mira nëse përdoren siç duhet. Modelet probabilistike për kanalet pa tela janë mjaft të varfra dhe ofrojnë vetëm udhëzime për rendin e madhësisë për projektimin dhe performancën e sistemit. Edhe pse mund të definohet shpërndarja e Doppler-it, shpërndarja në shtigje të shumëfishta, etj., në mënyrë më të qartë me modele probabilistike, por problem mbetet dallimi i madh që paraqitet ndërmjet kanaleve të ndryshme dhe nuk mund të karakterizohen të gjitha me një model të vetëm probabilistik.

Në literaturë, në fushën e komunikimeve pa tela sot ka shumë modele probabilistike të propozuara, që mundësojnë njohjen thelbësore të sistemeve pa tela, por gjatë përzgjedhjes së modelit duhet të merret parasysh robuziteti i rezultateve të bazuara në këto modele. Para marrjes së vendimit se cili model të ndiqet mbetet edhe një pyetje që duhet të parashtrohet. Të rikujtohet shprehja për kanalën me zbehje me shtigje të shumëfishta.

$$y(t) = \sum_i a_i(t)x(t - \tau_i(t)) + w(t) \quad (2.49)$$

Kjo shprehje specifikon vonesën dhe amplitudën e secilit shteg. Bazuar në këtë ekuacion është derivuar modeli diskret kohor i brezit themelor në funksion të ventilave të filtrit të kanalit si

$$y[m] = \sum_\ell h_\ell[m]x[m - \ell] + w[m] \quad (2.50)$$

ku

$$h_\ell[m] = \sum_i a_i(m/W)e^{-j2\pi f_c \tau_i(m/W)} \text{sinc}[\ell - \tau_i(m/W)W] \quad (2.51)$$

Në këtë rast është shfrytëzuar zgjerimi i teoremës së njohur të mostrimit (teorema Nyquist–Shannon) ku $x[m] = x_b(m/W)$ dhe $y[m] = y_b(m/W)$. Secili ventil i kanalit $h_\ell[m]$ përmban një bashkësi të shtigjeve, me vonesa kohore të zbutura nga gjerësia e brezit themelor të sinjalit. Fatmirësisht, për përshkrimet e marrëdhënies hyrje-dalje të kanalit duhet të modelohen në karakteristikat e ventilave të filtrit dhe këta të fundit shpesh përmbajnë bashkësi të mjaftueshme të shtigjeve, ashtu që modeli statistikor siguron deri në një masë suksesin e projektimit të sistemit.

2.4.2. Zbehja me shpërndarje të Rayleigh-it dhe të Rice-it

Do të ndalemi në fillim të shpjegimi i koncepteve themelore të shpërndarjes statistikore sipas modelit të Rayleigh-it dhe modelit të Rice-it, konceptet themelore të të cilave zhvillohen në kurset e komunikimeve dhe teorisë së informacioneve.

Zbehja me shpërndarje të Rice-it është model stokastik për përhapjen e radiovalëve me anomali të shkaktuar nga anulimi i pjesërishëm të vetë radiosinjalit për shkak se sinjali arrin në marrës përmes disa shtigjeve të ndryshme (duke shkaktuar interferencë), nga të cilat së paku njëra nga këto shtigje ndryshon (zgjatet ose shkurtohet). Zbehja e Rice-it (siç njihet në literaturë) paraqitet kur njëra nga shtigjet, zakonisht *shtegu në vijën e shikimit* transmetues-marrës ose ndonjë sinjal i fuqishëm i reflektuar është shumë më i fuqishëm se të tjerët. Sinjali në vijën e shikimit është karakteristikë e rrezatimit elektromagnetik ose përhapjes së valëve akustike, që do të thotë se vala udhëton në shtegun e drejtpërdrejtë nga burimi (transmetuesi) deri te marrësi.

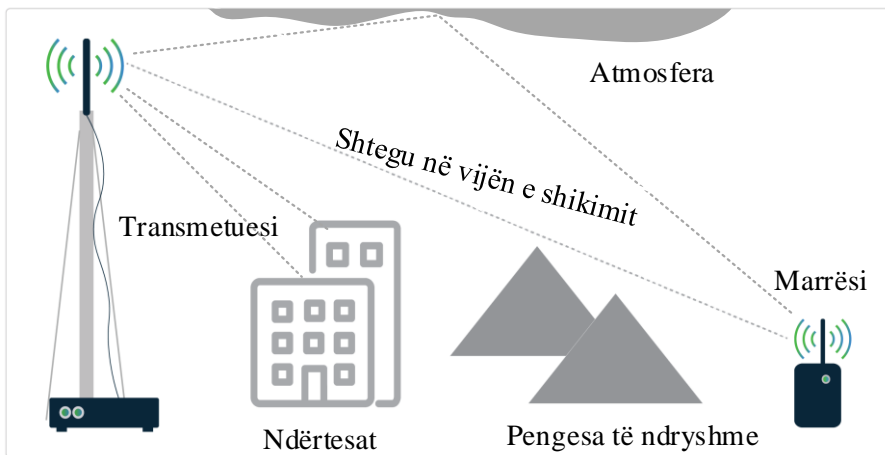


Figura 2.14. Sinjali në vijën e shikimit transmetues-marrës

Rrezet ose valët mund të jenë të difraktuara, të reflektuara ose të absorbuar nga atmosfera dhe të reflektuara ose të shpërndara nga pengesat e ndryshme (Figura 2.14). Te zbehja e Rice-it përfundimi i amplitudës karakterizohet me shpërndarjen e Rice-it. Në teorinë e gjasës, shpërndarja e Rice-it është shpërndarja e gjasës së madhësisë së një variable normale të rastësishme bivariate rrethore me mesatare potencialisht jo zero. Dhe kjo shpërndarje është emëruar sipas

inxhinierit të njohur amerikan, pionier në fushën e teorisë së informacionit, Stephen O. Rice (Figura 2.15).

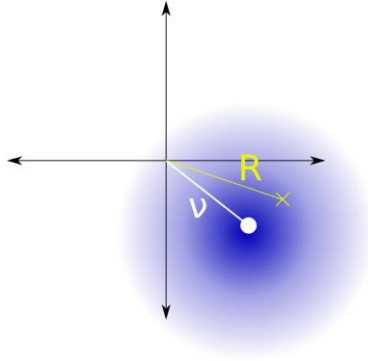


Figura 2.15. Shpërndarja e Rice-it

Zbehja me shpërndarje të Rayleigh-it ose siç njihet në literaturë zbehja e Rayleigh-it është model i specializuar për zbehje stokastike kur nuk ka sinjal në vijën e shikimit në mes të transmetuesit dhe marrësit, dhe nganjëherë konsiderohet si rast special i konceptit më të përgjithësuar të zbehjes së Rice-it. Te zbehja e Rayleigh-it përforcimi i amplitudës karakterizohet me shpërndarjen e Rayleigh-it.

Modeli probabilistik më i thjeshtë për ventilet e filtrit të kanalit bazohet në supozimin se ekziston një numër i madh i shtigjeve të reflektuara dhe të shkapërderdhura statistikisht të pavarura me amplituda të rastit në dritaren e vonesës që i përgjigjet një ventili të vetëm. Faza e shtegut i është $2\pi f_c \tau_i$. Tani $f_c \tau_i = d_i / \lambda$, ku d_i distanca e kaluar përmes shtegut i dhe λ është gjatësia valore e bartësit. Meqenëse reflektorët dhe shpërndarësit janë larg në krahasim me gjatësinë valore të bartësit $d_i \gg \lambda$, është e arsyeshme të supozohet se faza për çdo shteg shpërndahet në mënyrë uniforme midis 0 dhe 2π dhe se fazat dhe që fazat e shtigjeve të ndryshme janë të pavarura. Kontributi i secilit shteg në përforcimin e ventililit $h_\ell[m]$ është

$$a_i(m/W) e^{-j2\pi f_c \tau_i (\frac{m}{W})} \text{sinc}[\ell - \tau_i (m/W)W] \quad (2.52)$$

dhe ky funksion mund të modelohet si variabël kompleks i rastit me simetri cirkulare. Secili ventil $h_\ell[m]$ paraqet shumën e një numri të madh të variabileve të tilla të rastit, të vogla, të pavarura dhe me simetri cirkulare. Nga kjo rrjedh se $\Re(h_\ell[m])$ është shuma e shumë variabileve të vogla të rastit, reale dhe të pavarura, gjithashtu nga teorema e limitit qendror dhe se mund të modelohet si variabël Gaussiane e rastit.

Ngjashëm, për shkak të fazës uniforme, $\Re(h_\ell[m]e^\phi)$ është Gaussianë me të njëjtën variancë për çdo ϕ të fiksuar. Kjo siguron që $h_\ell[m]$ në fakt është me simetri cirkulare $\mathcal{CN}(0, \sigma_\ell^2)$. Këtu është supozuar se varianca e $h_\ell[m]$ është funksion i ventililit ℓ , por e pavarur nga koha m me supozimin se dendësia e gjasës është Gaussianë, moduli $|h_\ell[m]|$ i ventililit ℓ është variabël e Rayleigh-it e rastit me dendësi

$$\frac{x}{\sigma_\ell^2} \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma_\ell^2}\right\}, x \geq 0 \quad (2.53)$$

dhe katrori i modulit $|h_\ell[m]|^2$ ka shpërndarje eksponenciale me dendësi

$$\frac{1}{\sigma_\ell^2} \exp\left\{-\frac{x}{\sigma_\ell^2}\right\}, x \geq 0 \quad (2.54)$$

Ky model, i cili quhet modeli i zbehjes së Rayleigh-it, është mjaft i arsyeshëm për mekanizmin e shkapërderdhjes, kur ka shumë reflektorë të vegjël, por është adaptuar kryesisht për thjeshtësi në situata tipike celulare me numër relativisht të vogël të reflektorëve.

Ekziston edhe një model që shfrytëzohet shpesh te i cili shtegu në vijën e shikimit (ndonjëherë i quajtur edhe shtegu spekular) është i madh dhe ka amplitudën e njohur dhe njëkohësisht ka edhe një numër të madh të shtigjeve të pavarura. Në këtë rast $h_\ell[m]$, së paku për një vlerë të ℓ , mund të modelohet si

$$h_\ell[m] = \sqrt{\frac{\kappa}{\kappa+1}} \sigma_\ell e^{j\theta} + \sqrt{\frac{1}{\kappa}} \mathcal{CN}(0, \sigma_\ell^2) \quad (2.55)$$

ku anëtari i parë i përgjigjet shtegut spekular i cili mbërrin me fazë uniforme θ dhe anëtari i dytë i përgjigjet grumbullit të numrit të madh të shtigjeve të reflektuara dhe të shkapërderdhura të pavarura nga θ . Parametri κ (i quajtur edhe faktori K) është herësi i energjisë në shtegun spekular ndaj energjisë së shtigjeve të shkapërderdhura. Sa më e lartë të jetë vlera κ , kanali është më deterministik. Madhësia e një variable të tillë të rastit thuhet se ka shpërndarje të Rice-it. Edhe pse shprehja për dendësinë e tij ka formë mjaft të komplikuar, shpesh është model më i mirë për mekanizmin e zbehjes se modeli i Rayleigh-it.

2.4.3. Funksioni i autokorrelacionit të amplifikimit të ventililit

Me modelimin e secilit ventil $h_\ell[m]$ si variabël kompleks të rastit sigurohet përshkrimi i pjesës statistikore që është i nevojshëm, por kjo nuk është pjesa më e rëndësishme. Çështja më e rëndësishme te ky modelim është se si këto madhësi ndryshojnë me kohën. Siç do të shihet

në pjesën në vijim, shpejtësia e ndryshimit të kanalit ka ndikim të madh në shumë aspekte të problemit të komunikimeve. Madhësia statistikore që modelon këtë marrëdhënie njihet si *funksioni i autokorrelacionit të amplifikimit të ventilit*, $R_\ell[n]$ dhe definohet si

$$R_\ell[n] := \mathbb{E}\{h_\ell^*[m]h_\ell[m+n]\} \quad (2.56)$$

Për çdo ventil ℓ kjo shprehje paraqet funksionin e autokorrelacionit të sekuencës së variabileve të rastit duke modeluar ndryshimet kohore të atij ventili. Me qëllim është supozuar se kjo shprehje nuk është funksion i kohës m . Pasi që sequenca e variabileve të rastit $\{h_\ell[m]\}$ për çfardo ℓ ka funksionin e mesatares dhe atë të kovariancës që nuk varen nga m , kjo sequencë në kuptim të gjerë është stacionare. Gjithashtu është supozuar se variabla e rastit $h_\ell[m]$ është e pavarur nga $h_{\ell'}[m']$ për të gjitha $\ell \neq \ell'$ dhe të gjitha m, m' . Supozimi i fundit është i arsyeshëm pasi që shtigjet me shtrirje të ndryshme të vonesës kontribuojnë në $h_\ell[m]$ për vlera të ndryshme të ℓ . Kjo ndodhë pasi që reflektori në lëvizje udhëton gradualisht nga një ventil në tjetrin, por siç është treguar, kjo ndodh për një shkallë shumë të madhe kohore.

Koeficienti $R_\ell[0]$ është proporcional me energjinë e pranuar në ventilin ℓ . Shpërndarja në shtigje të shumëfishta T_d mund të definohet si produkt i $1/W$ here brezi i ℓ i cili përmban pjesën më të madhe të energjisë totale $\sum_{\ell=0}^{\infty} R_\ell[0]$. Definimi i këtyllë i T_d e bën më të qartë natyrën statistikore dhe besimi në njëfarë lloji të stacionaritetit të sekuencës bëhet eksplicite. Edhe koha e koherencës T_c mund të definohet në mënyrë më eksplicite si vlera më e vogël e $n > 0$ për të cilën $R_\ell[n]$ në mënyrë të konsiderueshme dallon nga $R_\ell[0]$. Edhe me këto dy definicione ende mbetet dykuptimësia e domethënies “në mënyrë të konsiderueshme”, por tani duhet të kemi parasysh se këto madhësi duhet të shikohen si vlera statistikore e jo si vlera momentale.

Funksioni i autokorrelacionit të amplifikimit të filtrit është një mënyrë e përshtatshme për shprehjen statistikore të ndryshimit të amplifikimit të ventilit brenda një brezi të caktuar frekuencor W , por nuk tregon asgjë lidhur me përzgjedhjen e gjerësisë së përshtatshme për komunikime. Nëse vizualizohet rritja e brezit frekuencor, shihet se do të ndodhin disa gjëra. Së pari, shtrirjet e vonesës që janë të ndara në ventila të ndryshëm ℓ bëhen më të ngushtë ($1/W$ sekonda), kështu që ka më pak shtigje që i përgjigjen secilit ventil dhe kështu përafrimi i Rayleigh-it bëhet më i varfër. Së dyti, pasi që funksionet në shprehjen (2.51) bëhen më të ngushta, $R_\ell[0]$ jep një prezantim më të imtësuar të sasisë së energjisë që pranohet në dritaren ℓ të vonesës më gjerësi $1/W$.

Pra, nëse zbatohet modeli i tillë në brez më të madh frekuencor fitohet informacionit më i detajuar mbi vonesën dhe korrelacionin me atë vonesë, por informacioni bëhet më i diskutueshëm.

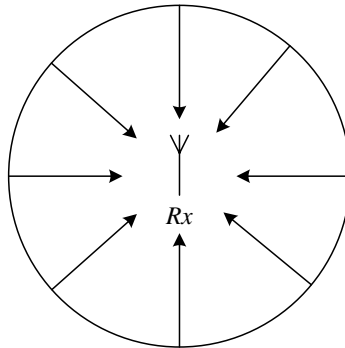


Figura 2.16. Modeli me një unazë

Tani përmes një shembulli real do të analizohet me detajisht kjo që u tha më lart. Të merret rasti i transmetuesit të fiksuar, marrësit mobil në lëvizje me shpejtësi v , ku sinjali i transmetuar shkapërderdhet nga objektet stacionare përreth mobilit. Për këtë analizë do të shfrytëzohet një model i popullarizuar statistikor për zbehje të rrafshët (modeli i Clark-ut). Shtegu i shkapërderdhur i cili mbërrin në mobil nën këndin θ në drejtim të vektorit të shpejtësisë ka vonesën $\tau_\theta(t)$ dhe amplifikimin invariant në kohë a_θ dhe marrëdhënien hyrje-dalje të dhënë me shprehjen.

$$y(t) = \int_0^{2\pi} a_\theta x(t - \tau_\theta(t)) d\theta \quad (2.57)$$

Duhet të theksohet se këtu është marrë shpërndarja kontinue e shtigjeve, që është një përgjithësim i lehtë i modelit me numër të kufizuar të shtigjeve. Versioni më i përgjithësuar i modelit lejon që shpërndarja e fuqisë së pranuar $p(\theta)$ dhe karakteristikat frekuencore të antenës $\alpha(\theta)$ të jenë funksione arbitrare të këndit θ . Por zakonisht më së shpeshti përdoret shpërndarja uniforme e fuqisë karakteristika anisotropike e antenës, d.m.th. amplitudat janë $a(\theta) = a$ për të gjitha këndet θ . Ky është modelimi i situatës kur të gjitha objektet shkapërderdhëse janë të lokalizuara në një unazë rreth modelit (Figura 2.16).

Supozojmë se gjerësia e brezit frekuencor W në kanalën e komunikimit është shumë më i vogël se vlera reciproke e shpërndarjes së vonesës. Kanali në brezin themelor kompleks mund të paraqitet me një ventill të vetëm në çdo kohë si

$$y[m] = h_0[m]x[m] + w[m] \quad (2.58)$$

Faza e sinjalit që arrin në kohën 0 nga këndi θ është $2\pi f_c \tau_\theta(0)$, ku f_c është frekuenca e bartësit. Nëse supozojmë se kjo fazë është shpërndarë në mënyrë uniforme në $[0, 2\pi]$ dhe ka shpërndarje të pavarur përgjatë të gjitha këndeve θ , mund të tregohet se procesi $\{h_0[m]\}$ është stacionar, Gaussian dhe se funksioni i autokorrelacionit $R_0[n]$ është dhënë me

$$R_0[n] = a^2 \pi J_0(n\pi D_s / W) \quad (2.59)$$

ku $J_0(\cdot)$ është funksioni i Bessel-it i llojit të parë, i rendit 0, i dhënë me shprehjen

$$J_0(x) := \frac{1}{\pi} \int_0^\pi e^{jx \cos \theta} d\theta \quad (2.60)$$

dhe $D_s = 2f_c v/c$ është shpërndarja e Doppler-it. Dendësia spektrale e fuqisë $S(f)$, e definuar në brezin $-W/2, +W/2$, jepet me

$$S(f) = \begin{cases} \frac{2a^2}{D_s \sqrt{1 - (2f/D_s)^2}} & -D_s/2 \leq f \leq +D_s/2 \\ 0 & \text{të tjera} \end{cases} \quad (2.61)$$

Kjo mund të vërtetohet duke llogaritur transformimin invers Fourier të shprehjes (2.61) të jetë e barabartë me shprehjen (2.59). Funksioni i autokorrelacionit dhe spektri për dy shpërndarje të ndryshme janë paraqitur në figurën 2.17. Nga figura shihet se për shpejtësi më të mëdha (që i përgjigjet shpërndarjes më të madhe të Doppler-it), funksioni i autokorrelacionit zvogëlohet më shpejt dhe spektri ka shpërndarje më të gjerë. Nëse koha e koherencës T_c definohet si n/W e tillë që $R_0[n] = 0.05R_0[0]$, atëherë kjo është e barabartë me

$$T_c = \frac{J_0^{-1}(0.05)}{\pi D_s} \quad (2.62)$$

prej nga shihet se koha e koherencës është invers proporcional me shpërndarjen e Doppler-it D_s .

Gjithashtu mund të verifikohet se $S(f)df$ ka interpretim fizik të fuqisë së pranuar përgjatë shtigjeve që kanë zhvendosje të Doppler-it në brezin $[f, f + df]$, kështu që shpesh $S(f)$ quhet *spektri i Doppler-it* dhe ka vlerën zero përtej zhvendosjes maksimale të Doppler-it $D_s/2$.

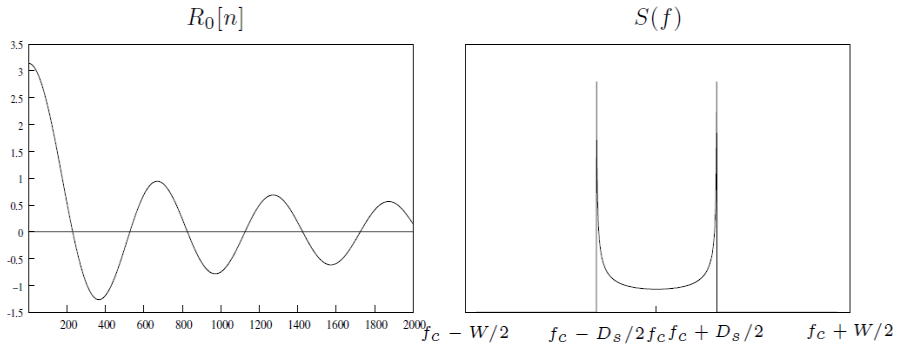


Figura 2.17. Funkzioni i autokorrelacionit $R_0[n]$ dhe spektri i Doppler-it $S(f)$ sipas modelit të Clarke-ut

3. KOMUNIKIMI NDËRMJET DY PIKAVE NË HAPËSIRË

Në kapitullin aktual do të analizohen disa çështje fundamentale që përcjellin komunikimin në kanale me zbehje. Në fillim do të analizohet transmetimi i pakoduar në një kanal me zbehje me brez të ngushtë frekuencor, ku do të studiohen detektimi koherent dhe ai jokohorent. Në të dy rastet gjasa e gabimit është më e lartë se te kanali pa zbehje me zhurmë të bardhë Gaussianë (i njohur në literaturë si kanali AWGN). Arsyeja për qasje të tillë mbështetet në supozimin real se te kanali me zbehje ka gjasë të madhe që të ketë zbehje të thellë të sinjalit prej transmetuesit deri të marrësi. Për këtë arsye hulumtohen teknika të ndryshme të diversitetit që përmirësojnë performancën e kanalit.

Teknikat e diversitetit që do të trajtohen operojnë në kohë, frekuencë ose hapësirë, por ideja themelore mbetet e njëjtë. Me dërgimin e sinjaleve që bartin informacionin e njëjtë përmes shtigjeve të ndryshme, kopjet e shumëfishta të simboleve të të dhënave në mënyrë të pavarur pranohen në marrës dhe në bazë të këtyre kopjeve mund të arrihet detektim më i besueshëm i informacionit.

Skemat më të thjeshta të diversitetit shfrytëzojnë kodimin e përsëritjes. Skemat më të sofistikuara shfrytëzojnë diversitetin e kanalit dhe në të njëjtën kohë, në mënyrë efikase, shfrytëzojnë shkallët e lirisë së kanalit. Në krahasim me kodimin e përsëritjes, këto skema sigurojnë përveç *amplifikimeve të diversitetit* edhe *amplifikimet e kodimit*. Te diversiteti hapësinor duhet të trajtohen skemat e transmetimit dhe ato të pranimit në marrës. Te diversiteti frekuencor do të trajtohen tre qasje:

- bartësi me barazim të interferencës ndërsimbolike,
- spektri i përhapjes së sekuencës direkte,
- multipleksi me ndarje ortogonale të frekuencës.

3.1. Detektimi i sinjalit në kanalim me zbehje

3.1.1. Detektimi jokohorent

Analizën e fillojmë me një problem të thjeshtë të detektimit në kanalim me zbehje. Të përvetësohet modeli i zbehjes së rrafshët ku kanali mund të paraqitet me një ventil të vetëm të filtrit kompleks në kohë diskrete $h_0[m]$ dhe mund të shprehet si

$$y[m] = h[m]x[m] + w[m] \quad (3.1)$$

ku $w[m] \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ paraqet vektorin Gaussian të rastit të zhurmës me simetri cirkulare. Për këtë kanal supozojmë se ka zbehje të Rayleigh-it, pra vektori Gaussian i rastit me simetri cirkulare i përgjigjes së filtrit është $h[m] \sim \mathcal{CN}(0, 1)$, ku varianca është normalizuar në vlerën 1. Për momentin nuk do të specifikohet varësia ndërmjet koeficientëve të zbehjes $h[m]$ në çaste të ndryshme kohore m dhe nuk do të bëhet ndonjë supozim që marrësi të ketë njohuri paraprake për koeficientët e zbehjes $h[m]$. Ky supozim në shtjellimin e mëvonshëm të kësaj problematike do të quhet *komunikim jokohorent*.

Të marrim në trajtim së pari sinjalizimin e pakoduar binar antipodal ose zhvendosjen fazore binare, të njohur në literaturë si BPSK (Binary Phase-Shift-Keying) me amplitudë a , pra $x[m] = \pm a$ dhe simbolet $x[m]$ janë të pavarura nga koha. Kjo skemë e sinjalizimit nuk siguron rezultate të besueshme dhe ndonjëherë edhe dështon tërësisht, bile edhe në mungesë të zhurmës, sepse faza e sinjalit të pranuar $y[m]$ ka shpërndarje të njëtrajtshme ndërmjet vlerave 0 dhe 2π pa marrë parasysh se a është transmetuar $x[m] = a$ ose $x[m] = -a$. Për më tepër, amplituda e pranuar nuk varet nga simboli i transmetuar. Sinjalizimi binar antipodal është modulim fazor binar dhe me lehtësi mund të shihet se modulimi fazor në përgjithësi nuk është i përshtatshëm, prandaj paraqitet nevoja që të merren në konsideratë struktura tjera të sinjalit qoftë duke shfrytëzuar amplituda të ndryshme për sinjale të ndryshme ose të shfrytëzohet kodimi ndërmjet simboleve. Te shembulli i thjeshtë i skemës së modulimit ortogonal me modulim binar të pozitës së impulsit, një çift i mostrave kohore transmetohet si

$$\mathbf{x}_A := \begin{pmatrix} x[0] \\ x[1] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

$$\mathbf{x}_B := \begin{pmatrix} 0 \\ a \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Te marrësi detektimi i sinjalit të pranuar duhet bërë bazuar në

$$\mathbf{y} := \begin{pmatrix} y[0] \\ y[1] \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Ky është një problem i thjeshtë i testimit të hipotezës nga i cili me lehtësi mund të nxirret rregulli i gjasës maksimale (Maximum Likelihood) si

$$\Lambda(\mathbf{y}) \underset{\mathbf{x}_B}{\overset{\mathbf{x}_A}{><}} 0 \quad (3.5)$$

ku $\Lambda(\mathbf{y})$ paraqet logaritmin e herësit të gjasave si në vijim

$$\Lambda(\mathbf{y}) := \ln \left\{ \frac{f(\mathbf{y}|\mathbf{x}_A)}{f(\mathbf{y}|\mathbf{x}_B)} \right\} \quad (3.6)$$

Mund të shihet se nëse transmetohet \mathbf{x}_A , te marrësi do të pranohet $y[0] \sim \mathcal{CN}(0, a^2 + N_0)$ dhe $y[1] \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ dhe se $y[0], y[1]$ janë të pavarur. Ngjashëm, nëse transmetohet çifti i dytë \mathbf{x}_B , do të pranohet $y[0] \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ dhe $y[1] \sim \mathcal{CN}(0, a^2 + N_0)$. Edhe në këtë rast $y[0], y[1]$ janë të pavarur. Prandaj logaritmi i herësit të gjasës mund të llogaritet si

$$\Lambda(\mathbf{y}) = \frac{\{|y[0]|^2 - |y[1]|^2\}a^2}{(a^2 + N_0)N_0} \quad (3.7)$$

Rregulli optimal është shumë i thjeshtë, duhet vetëm të vendoset se është transmetuar \mathbf{x}_A nëse $|y[0]|^2 > |y[1]|^2$, përndryshe vendoset se është transmetuar \mathbf{x}_B . Duhet të vërehet se me këtë rregull fare nuk hyn në përdorim faza e sinjalit të pranuar, pasi që fazat rastësore e amplifikimeve të kanalit $h[0], h[1]$ i bëjnë ato të padobishme për detektimin e sinjalit.

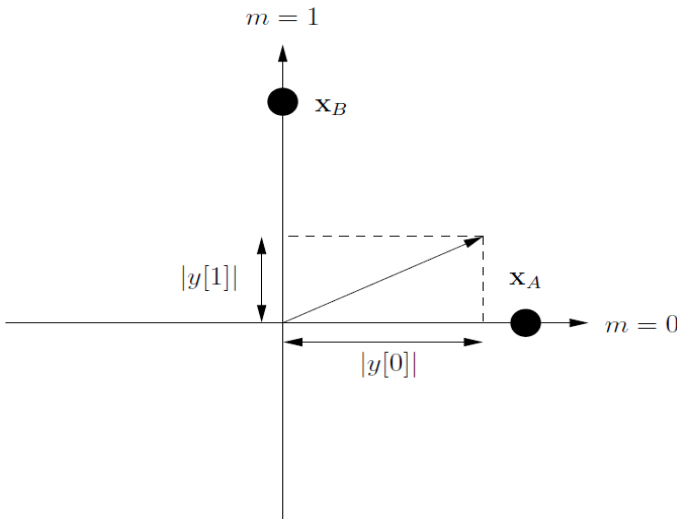


Figura 3.1. Detektori jokoherent projekton vektorin e marrë mbi secilin nga dy vektorët ortogonal; \mathbf{x}_A dhe \mathbf{x}_B të transmetuar dhe krahason gjatësitë e projeksioneve

Ky detektor ka edhe interpretim të thjeshtë gjeometrik dhe thuhet se gjatë detektimit me këtë skemë vektori i pranuar \mathbf{y} projektohet në dy vektorët e mundshëm të transmetuar, \mathbf{x}_A dhe \mathbf{x}_B dhe bëhet krahasimi i energjive të projeksioneve (Figura 3.1), prandaj ky detektor ndryshe quhet edhe detektori i *energjisë* ose detektori i *ligjit të katrorit*. Në këtë rast është disi befasuese se si detektori optimal nuk varet nga mënyra e korrelacionit të $h[0]$ dhe $h[1]$.

Për këtë detektor mund të analizohet edhe gjasa e gabimit. Me simetri, mund të supozohet se është transmetuar \mathbf{x}_A . Me këtë hipotezë sinjalet e pranuar $y[0]$ dhe $y[1]$ janë variabla komplekse Gaussiane të rastit, simetrike dhe cirkulare me varianca $a^2 + N_0$, përkatësisht N_0 . Katrorët e simboleve të pranuar në hyrje të detektorit $|y[0]|^2$, $|y[1]|^2$ kanë shpërndarje eksponenciale me mesatare $a^2 + N_0$, përkatësisht N_0 . Gjasa e gabimit tani mund të llogaritet me integrim të drejtpërdrejtë si

$$p_e = \mathbb{P}\{|y[1]|^2 > |y[0]|^2 | \mathbf{x}_A\} = \left[2 + \frac{a^2}{N_0}\right]^{-1} \quad (3.8)$$

Tani do të bëhet një përkufizim i gjeneralizuar për herësin sinjal/zhurmë:

SNR :=

$$\frac{\text{energji mesatare e sinjalit të pranuar për kohë (komplekse) të simbolit}}{\text{energji e zhurmës për kohë (komplekse) të simbolit}} \quad (3.9)$$

i cili shfrytëzohet në mënyrë konsistente për të gjitha skemat e modulimit. Energjia e zhurmës për kohë komplekse të simbolit është N_0 . Skema e modulimit ortogonal e trajtuar këtu shfrytëzon vetëm simbole reale, prandaj transmeton vetëm në kanal I. Mu për këtë arsye duket se është më e natyrshme që të definohet SNR përmes energjisë së zhurmës për simbol real, pra $N_0/2$. Megjithatë, në trajtimin e mëtejshëm do të analizohen edhe skemat e modulimit që shfrytëzojnë simbole komplekse, prandaj transmetojnë në të dy kanalet I dhe Q. Për konsistencë, në tërë tekstin, definimi i SNR është bërë i këtillë. Për skemën aktuale me modulim ortogonal energjia mesatare e pranuar për kohë të simbolit është $a^2/2$, prandaj

$$\text{SNR} := \frac{a^2}{2N_0} \quad (3.10)$$

Duke zëvendësuar shprehjen e fundit në shprehjen (3.8), gjasa e gabimit te skema ortogonale mund të shprehet përmes herësit sinjal/zhurmë SNR

$$p_e = \frac{1}{2(1+\text{SNR})} \quad (3.11)$$

Rezultati i fituar është shumë dekurajues, sepse për të siguruar gjasën e gabimit $p_e = 10^{-3}$ kërkohet që herësi sinjal/zhurmë të jetë $\text{SNR} \approx 500$ (27 dB). Pra do të thotë se për komunikime të besueshme (me gjasë të vogël të gabimit) kërkohet energji jashtëzakonisht e madhe.

3.1.2. Detektimi koherent

Shtrohet pyetja pse performanca e marrësit jokohorent me probabilitet maksimal në kanalën me zbehje paraqitet kaq e dobët? Për të fituar një përshtypje më të qartë do të bëhet krahasimi i performancës së këtij marrësi me detektimin në kanalën pa zbehje me zhurmë të bardhë Gaussianë shtesë (kanali AWGN), i përshkruar si

$$y[m] = x[m] + w[m] \quad (3.12)$$

Për sinjalizimin antipodal (BPSK), ku mostra të transmetuara janë $x[m] = \pm a$, statistikë e mjaftueshme është bashkësia e numrave real $\Re\{y[m]\}$ dhe në këtë rast gjasa e gabimit është

$$p_e = Q\left(\frac{a}{\sqrt{N_0/2}}\right) = Q(\sqrt{2\text{SNR}}) \quad (3.13)$$

ku $\text{SNR} = a^2/N_0$ është herësi sinjal/zhurmë për kohë të simbolit dhe $Q(\cdot)$ funksioni komplementar i distribucionit kumulativ të një variable të rastit $N(0,1)$. Ky funksion bie eksponencialisht me x^2 sipas shprehjes

$$Q(x) < e^{-x^2/2}, x > 0 \quad (3.14)$$

dhe

$$Q(x) > \frac{1}{\sqrt{1\pi x}} \left(1 - \frac{1}{x^2}\right) e^{-x^2/2}, x > 1 \quad (3.15)$$

Kështu, probabiliteti (gjasa) i gabimit të detektimit të kanali AWGN zvogëlohet eksponencialisht me SNR, ndërsa të kanali me zbehje kjo zvogëlohet vetëm për vlerën inverse të SNR. Për ta fituar gjasën e kërkuar të gabimit prej 10^{-3} , të kanali AWGN vlera e SNR duhet të jetë rreth 7 dB (në krahasim me 27 dB sa kërkohet të kanali jokohorent). Duhet të theksohet se vlera $2\sqrt{\text{SNR}}$ bën dallimin ndërmjet dy pikave ndarëse. Pra, nëse dyfishi i devijimit standard të zhurmës Gaussianë është shumë më i madh se 1, atëherë gjasa e gabimit është shumë e vogël.

Problemi i detektimit që është trajtuar në seksionin paraprak në krahasim me detektimin në kanalën AWGN, i pari ka dy ndryshime: amplifikimet e kanalit $h[m]$ janë të rastit dhe supozohet se marrësi nuk

i di ato. Të supozohet tani se amplifikimet e kanalit gjurmohen në marrës dhe marrësi i di ato (por ende mbeten të rastit). Në praktikë kjo bëhet duke dërguar një sekuençë të njohur (të quajtur *sekuenca pilot* ose *sekuenca trajnuese*), ose me anë të mënyrës së dirigjuar të vendimit, duke vlerësuar kanalën në bazë të simboleve të detektuara më herët. Saktësia e gjurmimit varet, kuptohet nga shpejtësia e ndryshimit të kanalit. Për shembull, në kanalën brezngushtë prej 30 kHz, me shpërndarje të Doppler-it prej 100 Hz koha e koherencës T_c është rreth 80 simbole dhe në këtë rast ka kohë të mjaftueshme për vlerësimin e kanalit me një kërkesë minimale për shpenzim të kohës për sekuençën e pilotit. Për qëllim të kësaj analize, lë të supozohet se vlerësimet e kanalit janë të përsosura.

Duke i ditur amplifikimet e kanalit, detektimi koherent BPSK mund të kryhet simbol për simbol. Për momentin fokusimi do të jetë në kohëzgjatjen e një simboli të vetëm dhe indeksin e kohës së rënies

$$y = hx + w \quad (3.16)$$

Kaktimi i x nga y mund të bëhet saktë si te rasti i kanalit linear me zhurmë të bardhë shtesë (AWGN), përveç se tani vendimi është i bazuar në shenjën e statistikës reale të mjaftueshme

$$r := \Re\{(h/|h|)^* y\} = |h|x + z \quad (3.17)$$

ku $z \sim N(0, N_0/2)$. Nëse simboli i transmetuar është $x = \pm a$, atëherë për vlerën e dhënë të h gjasa e gabimit të detektimit të x është

$$Q\left(\frac{a|h|}{\sqrt{N_0/2}}\right) = Q\left(\sqrt{2|h|^2 \text{SNR}}\right) \quad (3.18)$$

ku $\text{SNR} = a^2/N_0$ është vlera mesatare e herësit të pranuar sinjal/zhurmë për kohë të simbolit. Të rikujtojmë se amplifikimi i kanalit është normalizuar asisoj që të jetë $\mathbb{E}[|h|^2] = 1$. Për ta gjetur gjasën e përgjithshme të gabimit merret mesatarja e të gjitha amplifikimeve të rastit h . Për zbehjen e tipit të Rayleigh-t kur $h \sim \mathcal{CN}(0,1)$, integrimi direkt jep

$$p_e = \mathbb{E}\left[Q\left(\sqrt{2|h|^2 \text{SNR}}\right) = \frac{1}{2}\right] \left(1 - \sqrt{\frac{\text{SNR}}{1+\text{SNR}}}\right) \quad (3.19)$$

Në figurën 3.2 është paraqitur krahasimi i gjasave të gabimit të detektimit koherent BPSK dhe detektimit jokoherent me sinjalizim ortogonal në kanalën me zbehje të tipit të Rayleigh-it, si dhe të BSPK në kanalën me zhurmë shtesë AWGN. Mund të shihet se gjasa e gabimit për BPSK në kanalën AWGN zvogëlohet shumë shpejt me rritjen e SNR, gjasat e gabimit për kanalën me zbehje të tipit të Rayleigh-it janë shumë më të këqija, pa marrë parasysh se a bëhet fjalë për detektimin

koherent ose jokoherent. Për vlera të larta të SNR, zbërthimi në seri Taylor jep

$$\sqrt{\frac{\text{SNR}}{1+\text{SNR}}} = 1 - \frac{1}{2\text{SNR}} + 0\left(\frac{1}{\text{SNR}^2}\right) \quad (3.20)$$

Me zëvendësimin e shprehjes së fundit në shprehjen (3.19) fitohet përafrimi

$$p_e \approx \frac{1}{4\text{SNR}} \quad (3.21)$$

i cili zvogëlohet në proporcion invers me herësin sinjal/zhurmë SNR, njësoj si te skema jokoherente ortogonale e sinjalizimit (shprehja 3.11). Ndërmjet skemës koherente dhe jokoherente paraqitet diferenca vetëm prej 3dB në vlerën e kërkuar të SNR. Në anën tjetër, për gjasë të gabimit prej 10^{-3} , diferenca në mes të performancës në kanalën AWGN dhe detektimit koherent te kanali me zbehje ishte 17 dB.

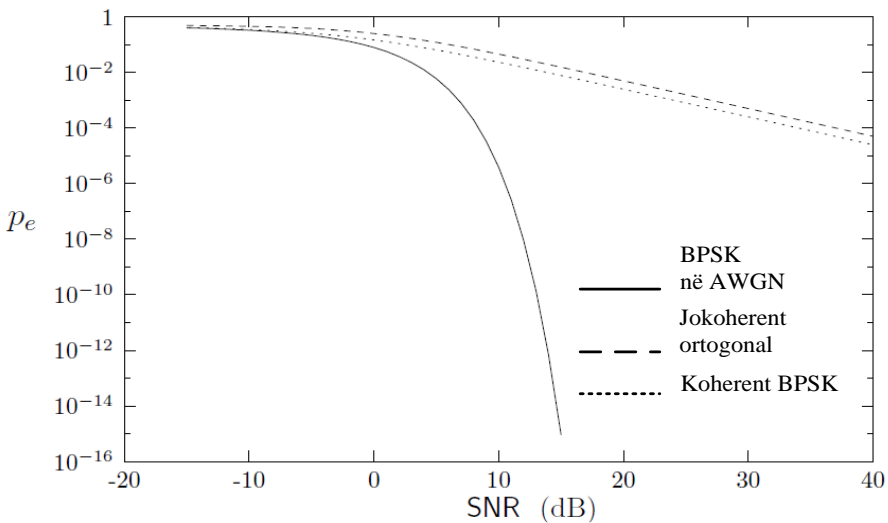


Figura 3.2. Performanca e BPSK koherente ndaj sinjalizimit jokoherent ortogonal në kanalën me zbehje të Rayleigh-it ndaj BPSK në kanalën AWGN

Shihet se arsyeja kryesore pse kanali me zbehje ka performancë të dobët nuk është mungesa e njohurive të marrësit për kanalën. Kjo performancë e dobët është pasojë e faktit se amplifikimi i kanalit është i rastit dhe se ka gjasë të madhe se kanali është në “zbehje të thellë”. Për vlera të larta të SNR, mund të caktohet me precizitet më të lartë se a është “zbehja e thellë” duke analizuar shprehjen (3.18). Madhësia $|h|^2\text{SNR}$ është vlera momentale e herësit SNR të pranuar. Në kushtet

tipike të kanalit, pra kur $|h|^2 \text{SNR} \gg 1$, gjasa e gabimit të kushtëzuar është shumë e vogël, sepse bishti i funksionit Q bie me shpejtësi të madhe. Në këtë regjim, ndarja midis pikave të konstelacionit është shumë më e madhe se devijimi standard i zhurmës Gaussiane. Në anën tjetër, kur $|h|^2 \text{SNR}$ është e rendit 1 ose më e vogël, ndarja është e rendit të njëjtë si devijimi standard i zhurmës dhe gjasa e gabimit bëhet e rëndësishme. Gjasa e kësaj ngjarjeje është

$$\mathbb{P}\{|h|^2 \text{SNR} < 1\} = \int_0^{1/\text{SNR}} e^{-x} dx = \quad (3.22)$$

$$= \frac{1}{\text{SNR}} + 0 \left(\frac{1}{\text{SNR}^2} \right) \quad (3.23)$$

Kjo gjasë ka rend të njëjtë të madhësisë sa vetë gjasa e gabimit (shprehja (3.21)). Kështu “zbehja e thellë” mund të definohet përmes përafritit të rendit të madhësisë:

$$\begin{aligned} \text{Zbehje e thellë} : |h|^2 &< \frac{1}{\text{SNR}} \\ \mathbb{P}\{\text{zbehje e thellë}\} &\approx \frac{1}{\text{SNR}} \end{aligned}$$

Mund të konkludohet se ngjarjet me gabime më së shpeshti paraqiten për shkak se kanali është në zbehje të thellë dhe nuk është rezultat i zhurmës së lartë shtesë. Pra, performanca e gjasës së gabimit përgjatë kanalit AWGN është shumë më e mirë.

Në këtë rast është shfrytëzuar shprehja eksplicite e gjasës së gabimit (3.19) për identifikimin e ngjarjes tipike të gabimit për SNR të lartë. Njëkohësisht kjo mund të shfrytëzohet si bazë për analizë të përafërt të performancës në rastin e SNR të lartë. Edhe pse gjasa e gabimit p_e në këtë rast mund të llogaritet drejtpërdrejt, analiza e përafërt siguron më shumë njohuri se si paraqitet gabimi tipik.

3.1.3. Shkallët e lirisë

Në Seksionin 3.1.2 është trajtuar modulimi BPSK, ku mostrat e transmetuara janë $x[m] = \pm a$. Në këtë rast shfrytëzohet vetëm dimension real (kanali I), derisa në praktikë, në komunikimet koherente shfrytëzohen të dy kanalet I dhe Q njëkohësisht, duke rritur efikasitetin spektral. Në të vërtetë me shfrytëzimin e modulimit QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) mund të transmetohet edhe një bit shtesë, kështu që konstalacioni i transmetuar është

$$\{a(1 + j), a(1 - j), a(-1 + j), a(-1 - j)\}; \quad (3.24)$$

dhe efekti i të cilit është që simboli BPSK transmetohet njëkohësisht në kanalet I dhe Q. Pasi që zhurma është e pavarur përgjatë kanaleve I dhe Q, bitët mund të detektohen ndaras dhe gjasa e gabimit të bitit në kanal AWGN (shprehja 3.12)) është

$$Q\left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}}\right) \quad (3.25)$$

dhe është e njëjtë si te BPSK (shprehja (3.13)). Për BSPK, SNR (i definiuar me shprehjen (3.9)) është dhënë me shprehjen

$$\text{SNR} = \frac{a^2}{N_0} \quad (3.26)$$

Derisa për QPSK kemi

$$\text{SNR} = \frac{2a^2}{N_0} \quad (3.27)$$

që është i barabartë me dyfishin e vlerës për BSPK pasi që në këtë rast shfrytëzohen të dy kanalet I dhe Q. Rrjedhimisht, për një herës SNR të dhënë gjasa e gabimit të bitit te BSPK është $Q(\sqrt{2\text{SNR}})$ (shprehja (3.13)) dhe për QPSK është $Q(\sqrt{\text{SNR}})$. Gjasa e gabimit te QPSK nën kushtet e zbehjes së tipit të Rayleigh-it në mënyrë ekuivalente mund të fitohet me zëvendësimin SNR me SNR/2 në shprehjen gjegjëse (3.19) dhe për BSPK fitohet

$$p_e = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\text{SNR}}{2+\text{SNR}}}\right) \approx \frac{1}{2\text{SNR}} \quad (3.28)$$

Siç shihet nga shprehja e fundit, për vlera të larta të SNR gjasa e gabimit p_e mund të përafrohet në $\approx \frac{1}{2\text{SNR}}$. Në diskutimet në vazhdim të kapitullit do të trajtohet vetëm modulimi BPSK dhe rezultatet mund të pasqyrohen drejtpërdrejt edhe për modulimin QSPK.

Një aspekt i rëndësishëm që vlen të shënohet është aspekti i efikasitetit të energjisë. Mund të tregohet se shumë më efikase është shfrytëzimi i dy kanaleve I dhe Q se kur shfrytëzohet vetëm njëri prej tyre, për shembull, nëse duhet të dërgohen dy bita të bartur me simbolin QPSK vetëm në një kanal, atëherë duhet të transmetohet simboli 4-PAM (Pulse Amplitude Modulation). Përbërja e simbolit do të jetë $\{-3b, -b, b, 3b\}$ dhe gjasa mesatare e gabimit në kanal AWGN është

$$\frac{3}{2} Q\left(\sqrt{\frac{2b^2}{N_0}}\right) \quad (3.29)$$

Për të realizuar përafërsisht gjasën e njëjtë të gabimit si QPSK, argumenti brenda funksionit Q duhet të jetë i njëjtë si në shprehjen (3.25)

nga ku rrjedh edhe kushti tjetër që b duhet të jetë i njëjtë me a , pra ndarje e njëjtë minimale ndërmjet pikave në të dy konstelacionet (Figura 3.3).

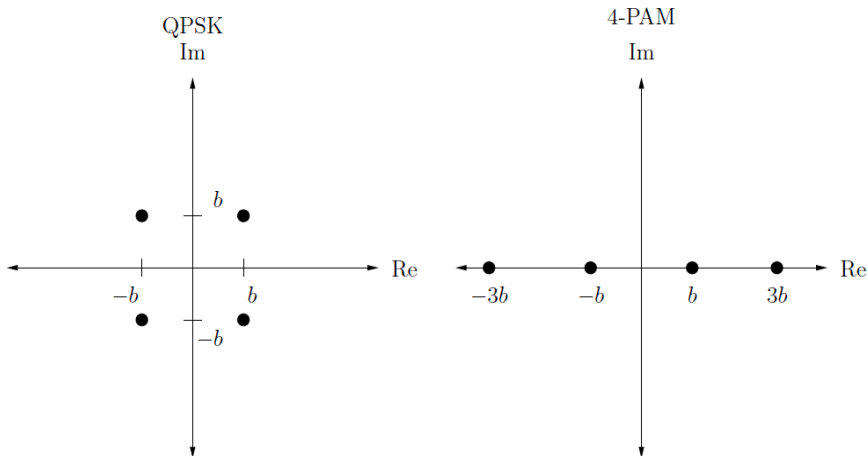


Figura 3.3. Modulimi QPSK krahasuar me modulimin 4-PAM: për të njëjtën ndarje minimale të pikave të 4-PAM kërkon fuqi më të lartë transmetuese

Për të realizuar përafërsisht gjasën e njëjtë të gabimit si QPSK, argumenti brenda funksionit Q duhet të jetë i njëjtë si në shprehjen (3.25) nga ku rrjedh edhe kushti tjetër që b duhet të jetë i njëjtë me a , pra ndarje e njëjtë minimale ndërmjet pikave në të dy konstelacionet (Figura 3.3). Por QPSK kërkon transmetimin e energjisë për simbol $2a^2$, ndërsa 4-PAM kërkon transmetimin e energjisë për simbol $5b^2$. Pra, për gjasë të njëjtë të gabimit nevojitet përafërsisht të transmetohet 2.5 herë energji më e madhe. Humbja e energjisë është edhe më e madhe për konstelacione më të mëdha. Humbja paraqitet për faktin se paketimi më efikas i energjisë për numër të njëjtë të pikave të konstelacionit dhe për distancën e dëshiruar minimale të ndarjes është më i madh në hapësirën dimensionale të lartë se sa në hapësirën dimensionale të ulët. Në këtë mënyrë është derivuar parimi i përgjithshëm i projektimit:

“Një skemë e mirë komunikimi shfrytëzon të gjitha shkallët e disponueshme të lirisë në kanal in aktual të projektuar të komunikimit”.

Ky parim tregohet se ka natyrë fundamentale kur bëhet fjalë për kapacitetin e kanalit dhe zgjedhjes ndërmjet shfrytëzimit të vetëm një kanali I dhe shfrytëzimit të dy kanaleve I dhe Q, edhe pse parimi i njëjtë zbatohet edhe në shumë situata të tjera të ndryshme. Te shembulli tjetër, ai i skemës së modulimit ortogonal jokoherent, të diskutuar në seksionin 3.1.1, transmetohet një bit i informacionit dhe shfrytëzohet një

dimension real për dy simbole kohore (Figura 3.4). Kjo skemë nuk supozon asnjë lidhje ose relacion ndërmjet amplifikimeve të vazhdueshme të kanalit (amplifikimet e ventilave të kanalit janë të pavarura), por nëse supozohet se këto amplifikime nuk ndryshojnë shumë nga simboli në simbol (janë të pandryshueshme për shumicën e simboleve të vargut), një skemë alternative mund të jetë modulimi diferencial BPSK, te i cili informacioni transmetohet në fazat relative të simboleve të vazhdueshme të transmetuara. Kjo do të thotë se nëse simboli i informacionit të BPSK është $u[m]$ në kohën m ($u[m] = \pm 1$), simboli i transmetuar në kohën m jepet me

$$x[m] = u[m]x[m - 1] \quad (3.30)$$

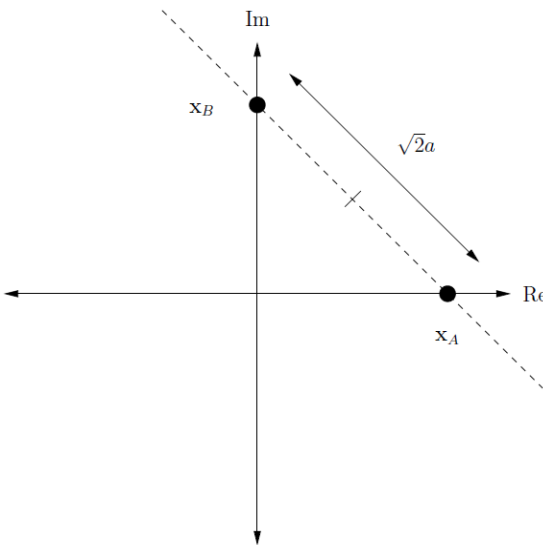


Figura 3.4. Gjeometria e modulimit ortogonal. Sinjalizimi kryhet mbi një dimension real, por përdoren dy simbole kohore (komplekse)

Modulimi diferencial BPSK mund të demodulohet gjithashtu në mënyrë jokoherente, por ky thjeshtësim bëhet në llogari të humbjes në performancë krahasuar me modulimin koherent BPSK (me nivel të lartë të herësit sinjal/zhurmë SNR). Por pasi që modulimi jokoherent ortogonal ka performancë më të dobët krahasuar me modulimin koherent BPSK, kjo ka si pasojë që modulimi diferencial BPSK dhe modulimi ortogonal jokoherent të kenë performancë të njëjtë në aspektin e vlerësimit të gjasës së gabimit.

Nga ana tjetër, modulimi diferencial BPSK transmeton një bit të informacionit dhe shfrytëzon vetëm një dimension real për një simbol

kohor të vetëm, prandaj ka efikasitet të dyfishtë në krahasim me modulimin ortogonal. Kjo performancë më e mirë realizohet sepse modulimi diferencial BPSK shfrytëzon me efikasitet më të lartë shkallët e disponueshme të lirisë së kanalit të komunikimit pa tela.

3.1.4. Shtigjet e shumëfishta – diversiteti

Performanca e skemave të ndryshme të trajtuara deri më tani për kanale me zbehje është paraqitur në mënyrë të përmbledhur në tabelën 3.1. Disa prej këtyre skemave nga aspekti spektral kanë efikasitet më të lartë se të tjerat, por nga këndvështrimi praktik të gjitha këto skema kanë performancë të dobët.

Nga seksioni 3.1.2 mund të shihet se shkaktari rrënjësor i kësaj performancë të dobët buron nga fakti se komunikimi i besueshëm varet nga fuqia e një shtegu të vetëm të sinjalit. Por, bazuar në analizat e deritanishme, ekziston gjasë e madhe që ky shteg të jetë në zbehje të thellë. Kur shtegu është në zbehje të thellë, secila nga këto skema me gjasë të madhe do të performojnë me gabime. Një zgjidhje e natyrshme për përmirësimin e performancës është të sigurohet që simbolet të kalojnë përmes shtigjeve të shumëfishta të sinjalit të cilat zbehja paraqitet në mënyrë të pavarur, duke mundësuar që komunikimi të jetë i besueshëm për aq kohë sa ndonjëri nga këto shtigje është mjaft i fuqishëm. Kjo teknikë quhet *diversitet* dhe kjo në mënyrë të dukshme mund ta përmirësojë performancën përgjatë kanaleve me zbehje. Diversiteti kohor përdoret në sistemet e komunikimit digjital për të zvogëluar gabimet që mund të shfaqen për shkak të kushteve të kanalit të cilat mund të ndryshojnë në kohë. Paraqitjet e gabimit mund të shkaktohen nga zbehja në kombinim nga një marrës, transmetues ose pengesë në lëvizje, ose nga ndërprerja për shkak të ndërhyrjes elektromagnetike a ndërhyrjes në kanal nga transmetuesit e radios. Diversiteti kohor nënkupton që e njëjta e dhënë transmetohet shumë herë.

Diversiteti mund të fitohet në disa mënyra, prej të cilave në skemat e komunikimit pa tela zakonisht shfrytëzohet diversiteti kohor, diversiteti frekuencor ose diversiteti hapësinor. Diversiteti kohor mund të fitohet me anë të kodimit dhe të ndërthurjes kur informacioni kodohet dhe simbolet e koduara shpërndahen në periudha koherente të ndryshme kohore në mënyrë që pjesë të ndryshme të fjalëkodeve të pësojnë zbehje të pavarura. Në mënyrë analoge mund të shfrytëzohet diversiteti

frekuencor nëse kanali është selektiv për frekuenca të ndryshme. Te kanali me antena transmetuese dhe marrëse të shumëfishta të vendosura në largësi të mjaftueshme nga njëra-tjetra, në një situatë të tillë realizohet diversiteti hapësinor.

Tabela 3.1. Performanca e skemave koherente dhe jokoherente nën zbehjen e Rayleigh-it. Shkalla e të dhënave është në bit/s/Hz, e cila është e njëjtë me bitët për kohën e simbolit kompleks

Skema	Gjasa e gabimit të bitit	Shpejtësia e të dhënave (bit/s/Hz)
BPSK koherent	$1/4\text{SNR}$	1
QPSK koherent	$1/2\text{SNR}$	2
4-PAM koherent	$5/4\text{SNR}$	2
16-QAM koherent	$5/2\text{SNR}$	4
Modulimi jokoherent ortogonal	$1/2\text{SNR}$	1/2
Modulimi diferencial BPSK	$1/2\text{SNR}$	1
Modulimi diferencial QPSK	$1/\text{SNR}$	2

Të rrjetet celulare makrodiversiteti mund të shfrytëzohet bazuar në faktin se sinjali nga një mobil mund të pranohet në dy stacione bazë. Siç po shihet, diversiteti është një resurs shumë i rëndësishëm dhe sistemet komunikuese pa tela zakonisht shfrytëzojnë disa tipa të diversitetit.

Në seksionet në vazhdim do të diskutohen teknikat e ndryshme të diversitetit në kohë, frekuencë dhe hapësirë. Në secilin rast analiza do të fillojë me një skemë të thjeshtë të bazuar në kodimin e përsëritjes kur simboli i njëjtë i informacionit transmetohet përmes disa shtigjeve të sinjalit. Përderisa kodimi i përsëritjes siguron përforcim maksimal të diversitetit, ai është mjaft i padobishëm për shkallët e lirisë. Te skemat më të sofistikuar mund të rritet shpejtësia e të dhënave dhe kështu që realizohet përforcimi i kodimit së bashku me përforcimin e diversitetit.

Për të vazhduar me diskutim të thjeshtësuar fokusimi do të vendoset në një skemë koherente: marrësi ka njohuri të përsosur për amplifikimet e kanalit dhe në mënyrë koherente kombinon sinjalet e pranuar nga shtigjet e diversitetit. Siç është theksuar në seksionin paraprak, kjo njohuri sigurohet me anë të simboleve trajnuese (pilot) dhe saktësia varet nga koha e koherencës së kanalit dhe fuqia e pranuar e sinjalit të transmetuar.

3.2. Diversiteti kohor

Diversiteti kohor arrihet duke mesatarizuar zbehjen e kanalit përgjatë kohës. Në mënyrë tipike koha e koherencës së kanalit është e rendit 10 deri 100 simbole, prandaj kanali varet shumë nga korrelacioni ndërmjet simboleve të njëpasnjëshme.

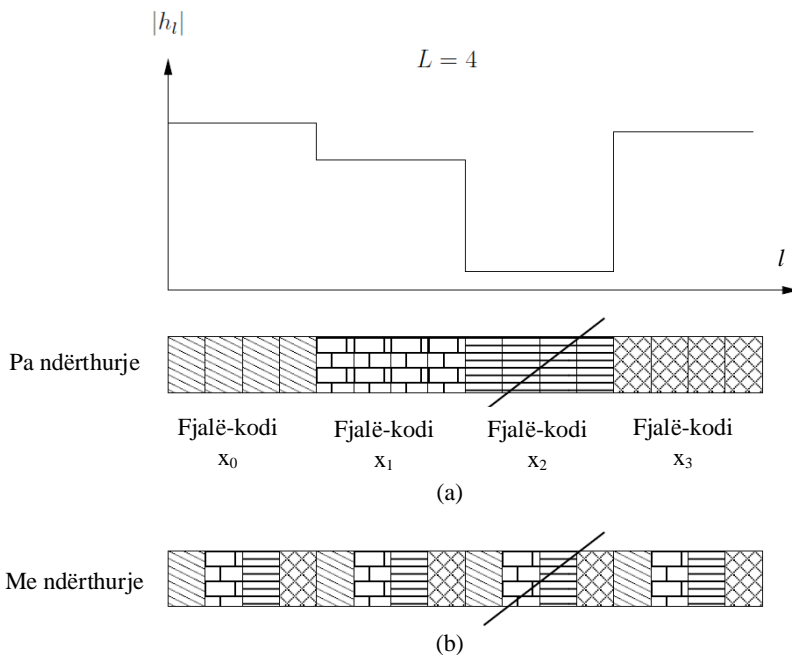


Figura 3.5 Fjalët e koduara transmetohen me simbole të njëpasnjëshme pa ndërthurje (a) dhe me ndërthurje (b).

Për të siguruar që simbolet e koduara të transmetohen përmes përforsimeve të pavarura të zbehjes, ose së paku përafërsisht të pavarura, paraqitet nevoja e *ndërthurjes* së fjalëkodeve (Figura 3.5). Nëse paraqitet zbehje e thellë pa ndërthurje do të zhduket (humbet në transmetim) një fjalë e tërë e koduar (fjalëkodi x_2 në rastin (a)), ndërsa në rastin (b) me ndërthurje do të humbet vetëm një simbol i koduar nga secili fjalëkod. Në rastin e fundit secili fjalëkod ende mund të rikuperohet nga tre simbolet e tjerë të pazbehur.

Për thjeshtësim të problemit, le të supozohet se kanali është me zbehje të rrafshët. Nëse transmetohet fjalëkodi $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_L]^t$ me gjatësi prej L simboleve, në këtë rast sinjali i pranuar jepet me shprehjen

$$y_\ell = h_\ell x_\ell + w_\ell, \ell = 1, 2, \dots, L \quad (3.31)$$

Nëse supozohet se në këtë rast bëhet fjalë për ndërthurje ideale, ashtu që simbolet e njëpasnjëshme x_ℓ transmetohen me largësi të mjaftueshme kohore, mund të përvetësohet se parametrat e kanalit h_ℓ janë të pavarur. Parametri L në përgjithësi quhet *numri i degëve të diversitetit*. Zhurmat shtesë w_1, \dots, w_L janë variabla të rastit.

3.2.1. Kodimi i përsëritjes

Në teorinë e kodimit, kodi i përsëritjes është kodi më i thjeshtë prej të gjitha kodeve për korrigjimin e gabimit, te i cili $x_\ell = x_1$ për $\ell = 1, \dots, L$. Në formën vektoriale kanali në përgjithësi mund të paraqitet si

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}x_1 + \mathbf{w} \quad (3.32)$$

Vektorët në shprehjen e fundit janë $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_L]^t$, $\mathbf{h} = [h_1, \dots, h_L]^t$ dhe $\mathbf{w} = [w_1, \dots, w_L]^t$. Nëse tani analizohet detektimi koherent i hyrjes x_1 duke konsideruar se marrësi ka njohuri paraprake për përforcimet e kanalit dhe me supozimin se edhe skalari i dhënë me shprehjen (3.33)

$$\frac{\mathbf{h}^*}{\|\mathbf{h}\|} \mathbf{y} = \|\mathbf{h}\| x_1 + \frac{\mathbf{h}^*}{\|\mathbf{h}\|} \mathbf{w} \quad (3.33)$$

është mjaftë statik. Nën këto kushte analiza shndërrohet në problemin e detektimit të skalarit me zhurmë të bardhë ($\mathbf{h}^*/\|\mathbf{h}\| \mathbf{w} \sim \mathcal{CN}(0, N_0 \mathbf{I}_L)$). Struktura e marrësit është strukturë e një *filtri të përshtatur* i cili gjithashtu quhet edhe *kombinuesi i raportit maksimal*. Në filtër bëhet peshimi i sinjalit të pranuar në secilën degë në proporcion me fuqinë e sinjalit dhe gjithashtu radhiten fazat e sinjaleve në mënyrë që të maksimalizohet herësi dalës SNR. Kjo strukturë e marrësit gjithashtu shpesh quhet edhe *kombinim koherent*.

Të analizohet tani modulimi BPSK me $x_1 = \pm a$. Gjasa e gabimit, e kushtëzuar nga \mathbf{h} , mund të derivohet saktësisht si në shprehjen (3.18)

$$Q\left(\sqrt{2\|\mathbf{h}\|^2 \text{SNR}}\right) \quad (3.34)$$

ku, si edhe më parë, $\text{SNR} = a^2/N_0$ është vlera mesatare e herësit sinjal-zhurmë të pranuar për kohë (komplekse) të simbolit dhe $\|\mathbf{h}\|^2 \text{SNR}$ është vlera e pranuar e SNR për vektorin e dhënë të kanalit \mathbf{h} . Për ta gjetur gjasën e përgjithshme të gabimit duhet të mesatarizohet $\|\mathbf{h}\|^2$. Në kushtet e zbehjes së Rayleigh-it me çdo përforcim h_ℓ

$$\|\mathbf{h}\|^2 = \sum_{\ell=1}^L |h_\ell|^2 \quad (3.35)$$

gjasa e përgjithshme e gabimit është shuma e katrorëve të $2L$, ku secili anëtar $|h_\ell|^2$ paraqet shumën e katrorëve të pjesës reale dhe imagjinare h_ℓ . Kjo është shpërndarje e tipit Chi me $2L$ shkallë të lirisë dhe në këtë rast dendësia është e dhënë me shprehjen

$$f(x) = \frac{1}{(L-1)!} x^{L-1} e^{-x}, x \geq 0 \quad (3.36)$$

Gjasa mesatare e gabimit mund të llogaritet në mënyrë eksplite si

$$\begin{aligned} p_e &= \int_0^\infty Q(\sqrt{2x\text{SNR}}) f(x) dx = \\ &= \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{\ell=0}^{L-1} \binom{L-1+\ell}{\ell} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^\ell \end{aligned} \quad (3.37)$$

ku

$$\mu := \sqrt{\frac{\text{SNR}}{1+\text{SNR}}} \quad (3.38)$$

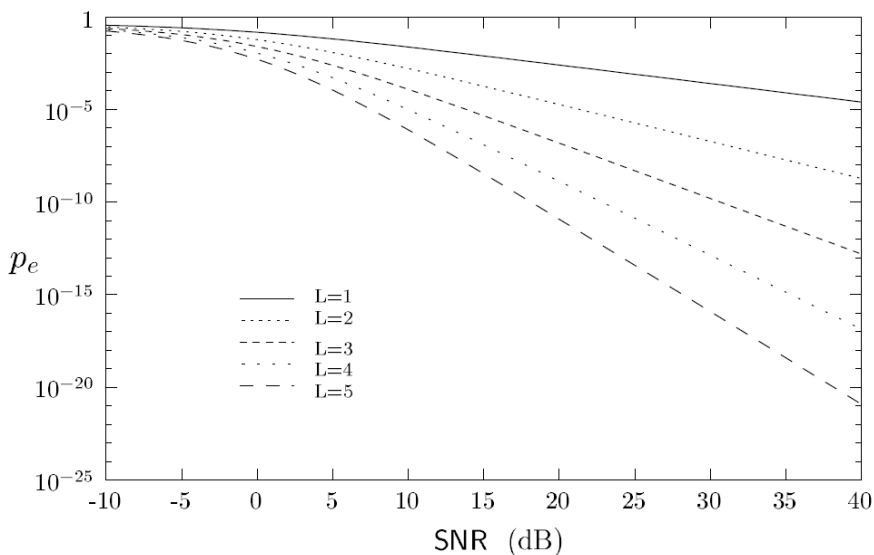


Figura 3.6. Gjasa e gabimit në funksion të SNR për numër të ndryshëm të degëve të diversitetit L

Gjasa e gabimit është funksion i SNR për numër të ndryshëm të degëve të diversitetit L siç është vizatuar në figurën 3.6. Me rritjen e L në mënyrë të hovshme bie gjasa e gabimit. Për vlera të larta të SNR

mund të shihet në mënyrë analitike roli i L . Nëse merret anëtari i parë i serisë së Taylor-it për $1/\text{SNR}$ mund të bëhen këto përafrime

$$\frac{1+\mu}{2} \approx 1 \text{ dhe } \frac{1+\mu}{2} \approx \frac{1}{4\text{SNR}} \quad (3.39)$$

Për më tepër

$$\sum_{\ell=0}^{L-1} \binom{L-1+\ell}{\ell} = \binom{1L-1}{L} \quad (3.40)$$

Prandaj për vlera të larta të SNR fitohet

$$p_e \approx \binom{2L-1}{L} \frac{1}{(4\text{SNR})^L} \quad (3.41)$$

Për të kuptuar më mirë këtë do ta analizojmë gjasën e rastit me zbehje të thellë si në seksionin 3.1.2. Gabimi tipik ngjarje për vlera të larta të SNR paraqitet kur përforcimi i tërësishëm i kanalit është i vogël. Kjo ndodh me gjasë

$$\mathbb{P}\{\|\mathbf{h}\|^2 < 1/\text{SNR}\} \quad (3.42)$$

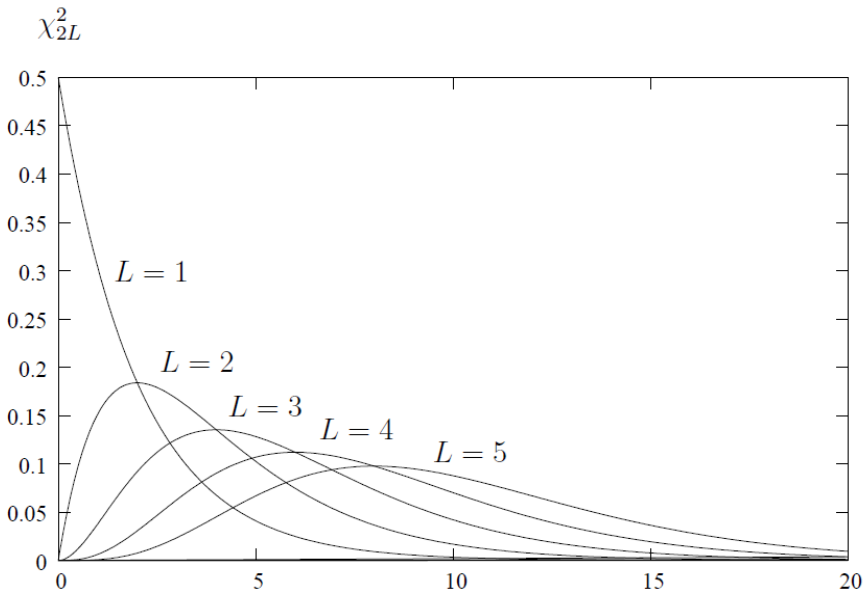


Figura 3.7 Funkzioni i dendësisë së gjasës i $\|\mathbf{h}\|^2$ për vlera të ndryshme të L

Në figurën 3.7 është vizatuar shpërndarja për vlera të ndryshme të $\|\mathbf{h}\|^2$ ku shihet qartë se bishti i funksionit të shpërndarjes bie më

shpejt në zero për vlera të larta të L . Për vlera të vogla të x funksioni i dendësisë së gjasës është përafërsisht

$$f(x) \approx \frac{1}{(L-1)!} x^{L-1} \quad (3.43)$$

dhe

$$\mathbb{P}\{\|\mathbf{h}\|^2 < 1/\text{SNR}\} \approx \int_0^{1/\text{SNR}} \frac{1}{(L-1)!} x^{L-1} dx = \frac{1}{L!} \frac{1}{\text{SNR}^L} \quad (3.44)$$

Kjo analizë është shumë e vrazhdë dhe e papërpunuar për gjetjen korrekte të L për një gjasë të pranueshme të gabimit. Kodi i përsëritjes është kodi më i thjeshtë. Edhe pse me këtë kodim arrihet përforsimi i diversitetit, ai nuk shfrytëzon në mënyrë efektive shkallët e lirisë së kanalit për shkak se të ky kod thjesht përsëritet simboli i njëjtë përgjatë L kohëve të simbolit, prandaj shfrytëzohen kode të tjera më të sofistikuar prej të cilave *kodi i rotacionit* do të shpjegohet si një prej metodave për projektimin e kanaleve me zbehje.

Për analizë do të shqyrtohet rasti kur është $L = 2$. Te kodi i përsëritjes, i cili përsërit një simbol BPSK $u = \pm a$, mund të përfitohet përforsimi i diversitetit i barabartë me 2, por do të transmetohet vetëm një bit i informacionit përgjatë dy kohëve të simbolit. Nëse transmetohen dy simbole të pavarura BPSK u_1, u_2 përgjatë dy kohëve do të shfrytëzohen shkallët e lirisë në mënyrë më efektive, por natyrisht nuk ofrohet përforsim i diversitetit; gabimi paraqitet sa herë që njëri nga dy përforsimet e kanalit h_1, h_2 është në zbehje të thellë. Për të marrë të dy benefitet (përforsimin e diversitetit dhe shfrytëzimin e shkallëve të lirisë) të marrim skemën që transmeton vektorin \mathbf{x} përgjatë dy kohëve të simbolit

$$\mathbf{x} = \mathbf{R} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

ku

$$\mathbf{R} := \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

është matrica e rotacionit (për $\theta \in (0, 2\pi)$). Ky është kod me katër fjalëkode të dhëna në vazhdim:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_A &= \mathbf{R} \begin{bmatrix} a \\ a \end{bmatrix}, \mathbf{x}_B = \mathbf{R} \begin{bmatrix} -a \\ a \end{bmatrix}, \\ \mathbf{x}_C &= \mathbf{R} \begin{bmatrix} -a \\ -a \end{bmatrix}, \mathbf{x}_D = \mathbf{R} \begin{bmatrix} a \\ -a \end{bmatrix}; \end{aligned} \quad (3.47)$$

dhe këto janë paraqitur në figurën 3.8.

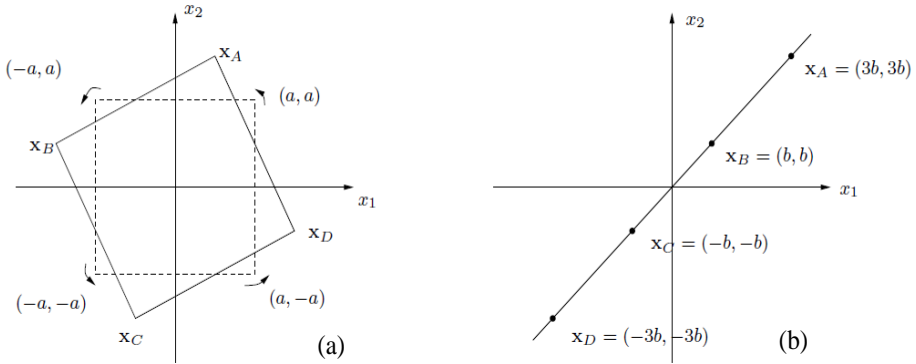


Figura 3.8. (a) Fjalëkodet e kodit të rotacionit, (b) fjalëkodet e kodit të përsëritjes

Sinjali i pranuar është dhënë me shprehjen

$$Y_\ell = h_\ell x_\ell + w_\ell, \quad \ell = 1, 2, \tag{3.48}$$

Gjetja e shprehjes së saktë eksplicite për gjasën e gabimit është një detyrë e vështirë. Prandaj, do të vazhdohet me vështirimin e lidhjes së unionit. Për shkak të simetrisë së kodit, pa humbur përgjithësimin, mund të supozojmë se është transmetuar \mathbf{x}_A . Lidhja e unionit (e njohur edhe si pabarazia e Boole-it) thotë se

$$p_e \leq \mathbb{P}\{\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_B\} + \mathbb{P}\{\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_C\} + \mathbb{P}\{\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_D\} \tag{3.49}$$

ku $\mathbb{P}\{\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_B\}$ gjasa e gabimit të çiftit të përzierjes së \mathbf{x}_A me \mathbf{x}_B kur të transmetohet \mathbf{x}_A dhe kur këto janë dy hipotezat e vetme. Nëse merren parasysh përforcimet e kanalit h_1 dhe h_2 , problemi shndërrohet në problemin e detektimit me

$$\mathbf{u}_A = \begin{bmatrix} h_1 x_{A1} \\ h_2 x_{A2} \end{bmatrix} \text{ dhe } \mathbf{u}_B = \begin{bmatrix} h_1 x_{B1} \\ h_2 x_{B2} \end{bmatrix} \tag{3.50}$$

Prandaj

$$\mathbb{P}\{\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_B | h_1, h_2\} = Q\left(\frac{\|\mathbf{u}_A - \mathbf{u}_B\|}{2\sqrt{N_0/2}}\right) = Q\sqrt{\frac{\text{SNR}(|h_1|^2|d_1|^2 + |h_2|^2|d_2|^2)}{2}} \tag{3.51}$$

ku $\text{SNR} = a^2/N_0$ dhe

$$\mathbf{d} := \frac{1}{a}(\mathbf{x}_A - \mathbf{x}_B) = \begin{bmatrix} 2\cos\theta \\ 2\sin\theta \end{bmatrix} \tag{3.52}$$

është diferenca e normalizuar ndërmjet fjalëkodeve, të normalizuara asisoj që energjia e transmetuar për kohë të simbolit të jetë 1. Duke pasur parasysh këto fitohet shprehja për probabilitetin e gabimit në këtë rast si

$$\mathbb{P}\{\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_B | h_1, h_2\} \leq \exp\left(\frac{-\text{SNR}(|h_1|^2|d_1|^2 + |h_2|^2|d_2|^2)}{4}\right) \quad (3.53)$$

Me supozimin se bëhet fjalë për zbehje të tipit Rayleigh, me mesatarizim përka h_1 dhe h_2 fitohet

$$\begin{aligned} \mathbb{P}\{\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_B\} &\leq \mathbb{E}_{h_1, h_2} \left[\exp\left(\frac{-\text{SNR}(|h_1|^2|d_1|^2 + |h_2|^2|d_2|^2)}{4}\right) \right] \\ &= \left(\frac{1}{1 + \text{SNR}|d_1|^2/4}\right) \left(\frac{1}{1 + \text{SNR}|d_2|^2/4}\right) \end{aligned} \quad (3.54)$$

Nga këto shprehje mund të konkludohet se për t'u ngatërruar distanca \mathbf{x}_A me distancën \mathbf{x}_B duhet që katrori i distancës Euklidiane $|h_1|^2|d_1|^2 + |h_2|^2|d_2|^2$, të fjalëkodet e pranuar, të jetë e rendit $1/\text{SNR}$. Një rast i supozuar si ky mund të paraqitet përafërsisht në situatën kur produktet e katrorëve $|h_1|^2|d_1|^2$ edhe $|h_2|^2|d_2|^2$ veç e veç janë të rendit $1/\text{SNR}$ dhe kjo ndodh me gjasë të përafërt me

$$\left(\frac{1}{|d_1|^2 \text{SNR}}\right) \left(\frac{1}{|d_2|^2 \text{SNR}}\right) = \left(\frac{1}{|d_1|^2 |d_2|^2} \text{SNR}^{-2}\right) \quad (3.55)$$

Duhet të potencohet se rëndësi të veçantë që katrorët e distancave $|d_1|^2$ dhe $|d_2|^2$ të jenë të mëdha ka diversiteti ndaj zbehjes në të dy komponentët.

3.3. Diversiteti i antenës

Për shfrytëzimin e diversitetit kohor nevojitet ndërthurja dhe kodimi përgjatë disa periodave koherente kohore. Por nëse kërkesa për vonesë kohore është rigorozë dhe e kufizuar dhe (ose) koha e koherencës shumë e madhe, kjo edhe mund të mos jetë e mundur të realizohet në disa raste në praktikë. Në situata të tilla duhet të merren parasysh format e tjera të mundshme të diversitetit. Diversiteti i antenës, ose diversiteti hapësinor, mund të fitohet me vendosjen e antenave të shumëfishta në transmetues dhe (ose) të marrësi. Nëse antenat janë të vendosura në distancë të mjaftueshme nga njëra-tjetra, përforcimet e antenave ndërmjet çifteve të ndryshme të antenave zbehen pak a shumë në mënyrë të pavarur dhe kështu krijohen shtigje të pavarura të sinjalit. Për pajisjen mobile e cila gjendet afër sipërfaqes së tokës me shumë pengesa përreth, distanca tipike për veçim të antenave është e rendit të gjysmës së gjatësisë valore të bartësit frekuencor. Për stacione bazë të vendosura në kulla të larta kërkohet veçim më i madh ndërmjet antenave dhe distanca që rekomandohet është zakonisht e rendit dhjetagjatësi valore të bartësit frekuencor.

Diversiteti në marrje do të analizohet duke shfrytëzuar antenat marrëse të shumëfishta me një hyrje dhe shumë dalje (Singel Input Multiple Output – SIMO kanalet), ndërsa analiza e diversitetit të transmetimit do të bëhet duke shfrytëzuar antenat transmetuese të shumëfishta (Multiple Input Single Output – MISO kanalet). Kanalet me antena të shumëfishta transmetuese dhe antena të shumëfishta marrëse (Multiple Input Multiple Output – MIMO kanalet) ofrojnë potencial edhe më të madh. Përveç që sigurojnë diversitet, këto kanale gjithashtu ofrojnë edhe shkallë shtesë të lirisë për komunikime.

3.3.1. Diversiteti në pranim

Në kanalin me zbehje të rrafshët me 1 antenë transmetuese dhe L antena marrëse (Figura 3.9(a)), modeli i kanalit është si në vijim

$$y_\ell[m] = h_\ell[m]x[m] + w[m] \quad \ell = 1, \dots, L \quad (3.56)$$

ku zhurma është $w[m] \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ dhe është e pavarur nga antenat. Duhet të detektohet $x[1]$ bazuar në $y_1[1], \dots, y_L[1]$. Ky problem është identik me problemin e kodit të përsëritjes dhe të ndërthurjes gjatë kohës me L degë të diversitetit, por tani përgjatë hapësirës në vend të kohës. Nëse antenat janë të vendosura në distancë të mjaftueshme nga njëra-tjetra, mund të supozohet se përforcimet e antenave $h_\ell[1]$ janë të pavarura, dhe fitohet përforcimi i diversitetit i L .

Me diversitetin në marrje paraqiten dy tipa të përforcimit me rritjen e L . Kjo mund të shihet nëse analizohet shprehja (3.34) për gjasën e gabimit

$$Q\left(\sqrt{2\|\mathbf{h}\|^2 \text{SNR}}\right) \quad (3.57)$$

Herësi total sinjal-zhurmë SNR i pranuar mund të ndahet në produkt të dy anëtarëve

$$2\|\mathbf{h}\|^2 \text{SNR} = L \text{SNR} \cdot \frac{1}{L} \|\mathbf{h}\|^2 \quad (3.58)$$

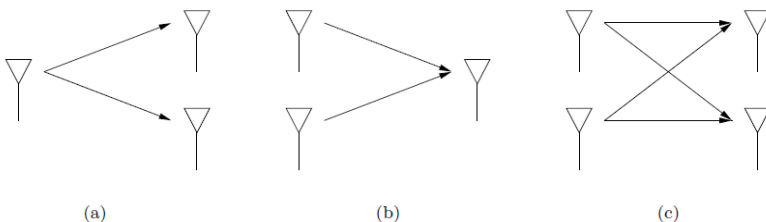


Figura 3.9. (a) Diversiteti i pranimit; (b) diversiteti i transmetimit; (c) diversiteti i pranimit dhe transmetimit

Anëtari i parë i përgjigjet përforcimit të fuqisë (të quajtur edhe përforcimi i grupit të antenave. Duke pasur antena të shumëfishta marrëse dhe kombinimet koherente në marrës, fuqia efektive e sinjalit të pranuar rritet linearisht me L , kështu që dyfishimi i L siguron përforcim të fuqisë prej 3dB. Anëtari i dytë reflekton përforcimin e diversitetit. Me mesatarizmin përgjatë shtigjeve të shumëfishta të pavarura të sinjalit rritet përforcimi i përgjithshëm. Në anën tjetër, me rritjen e L , anëtari i dytë në shprehjen (3.58)

$$\frac{1}{L} \|\mathbf{h}\|^2 = \frac{1}{L} \sum_{\ell=1}^L |h_{\ell}[1]|^2 \quad (3.59)$$

konvergjon kah 1 me rritjen e L . Përforcimi i fuqisë, nga ana tjetër, nuk ka kësi kufizimesh dhe përforcimi prej 3 dB fitohet për çdo dyfishim të numrit të antenave.

3.3.2. Diversiteti i transmetimit, kodet hapësirë-kohë

Rasti kur kemi L antena transmetuese dhe një antenë marrëse, kanali MISO (Figura 3.9(b)), është konfiguracion që kushton shumë më lirë sepse vendosen antena të shumëfishta në stacionin bazë dhe vetëm një antenë në telefon mobil, dhe ky parim kryesisht përdoret te downlinku i sistemit celular. Përforcimi i diversitetit të L sigurohet thjeshtë duke transmetuar simbolin e njëjtë në L antenat e ndryshme gjatë L kohëve të simbolit. Në çdo çast kohor vetëm një antenë është e kyçur, ndërsa të gjitha të tjerat janë të heshtura. Kjo duket plotësisht njëjtë me kodin e përsëritjes. Në zonën e kodimit hapësirë-kohë ka pasur shumë aktivitete kërkimore në kohët e fundit, por nga të gjitha rezultatet këtu është diskutuar zgjidhja më e thjeshtë dhe më elegante i ashtuquajtur *kod Alamouti*. Kjo skemë e diversitetit të transmetimit është propozuar në shumicën e standardeve celulare të gjeneratës së tretë. Skema Alamouti është projektuar për dy antena transmetuese, por përgjithësimi është i mundshëm deri-diku edhe në më shumë antena.

Me zbehje të rrafshët kanali me dy antena transmetuese dhe një kanal marrës mund të përshkruhet si

$$y_{\ell}[m] = h_1[m]x_1[m] + h_2[m]x_2[m] + w[m] \quad (3.60)$$

ku h_i është përforcimi i kanalit nga antena transmetuese i . Te skema Alamouti transmetohen dy simbole komplekse u_1 dhe u_2 përgjatë dy kohëve të simbolit: në kohën 1, $x_1[1] = u_1$, ndërsa $x_2[1] = u_2$; në kohën 2, $x_1[2] = -u_2^*$ dhe $x_2[2] = u_1^*$. Nëse supozohet se kanali mbetet konstant gjatë dy kohëve të simbolit dhe bashkësia $h_1 =$

$h_1[1] = h_1[2]$ dhe $h_2 = h_2[1] = h_2[2]$, kjo mund të shkruhet në formë të matricës

$$[y[1] \quad y[2]] = [h_1 \quad h_2] \begin{bmatrix} u_1 & -u_2^* \\ u_2 & u_1^* \end{bmatrix} + [w[1] \quad w[2]] \quad (3.61)$$

Për detektimin e u_1 dhe u_2 ekuacioni i fundit mund të rishkruhet si

$$\begin{bmatrix} y[1] \\ y[2]^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w[1] \\ w[2]^* \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

Mund të vërehet se kolonat në matricën katrore janë ortogonale, prandaj problemi i detektimit të u_1 dhe u_2 mund të zërthehet në dy probleme të ndara skalare. Për të fituar statistika të mjaftueshme y projektohet në secilën nga dy kolonat

$$r_i = \|\mathbf{h}\|u_i + w_i, \quad i = 1, 2 \quad (3.63)$$

ku $\mathbf{h} = [h_1, h_2]^t$ dhe $w_i \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ dhe w_1 dhe w_2 janë të pavarur. Në këtë mënyrë përforcimi i diversitetit është 2 për detektimin e çdo simboli. Në krahasim me kodin e përsëritjes, tani transmetohen 2 simbole gjatë dy kohëve të simboleve në vend të 1 simboli, por me gjysmën e fuqisë të çdo simboli (duke supozuar se fuqia totale e transmetuar është e njëjtë në të dy rastet).

Skema Alamouti funksionon për ndonjë konstelacion të simboleve u_1 dhe u_2 , por tani supozohet se ata janë simbole BPSK, pra përcjellin një total prej 2 bitëve për 2 kohë të simbolit. Te skema e përsëritjes duhet të shfrytëzohen 4 simbole PAM për të arritur shpejtësinë e njëjtë të të dhënave. Për të përmbushur distancën e njëjtë minimale si simbolet BPSK te skema Alamouti, duhen energji 5 herë më e madhe për simbol. Skema Alamouti shpërndan informacionin në dy dimensione gjatë drejtimeve ortogonale $[h_1, h_2]^t$ dhe $[h_2, -h_1^*]^t$.

3.3.3. Kanali MIMO

Nën kushte të përshtatshme kanali MIMO (me antena të shumëfishta transmetuese dhe marrëse) siguron një dimension shtesë hapësinor për komunikime dhe sjell përforcim të shkallës së lirisë. Këto shkallë shtesë të lirisë mund të shfrytëzohen për multipleksin hapësinor të disa vargjeve të të dhënave në kanalin MIMO dhe ta rrisin kapacitetin e kanalit të cili, për shembull, për n antena transmetuese dhe marrëse, kjo rritje është proporcionale me n .

Historikisht ka qenë e njohur se sistemi me qasje të shumëfishtë me antena të shumëfishta në stacionin bazë lejon komunikimin simultan

të disa shfrytëzuesve me stacionin bazë. Efekt i ngjashëm paraqitet edhe te kanali prej pike në pikë me antena të shumëfishta transmetues edhe marrëse, edhe kur antenat transmetuese nuk janë gjeografikisht larg njëra-tjetrës. Kjo vlen kur mjedisi është i pasur me pengesa që sigurojnë shkapërderdhje të mjaftueshme, ashtu që antena marrëse mund të veçojë sinjalet nga antena të ndryshme transmetuese. Zbehja e kanalit në këtë rast është e dobishme për komunikime dhe shfrytëzohet sikurse te teknikat komunikuese oportunistike.

Te teknikat oportunistike të komunikimeve kryesisht sigurohet përforcimi i fuqisë, i cili është domethënës te regjimi me SNR të ulët ku sistemet janë me fuqi të kufizuar, por është më i ulët te regjimi me SNR të lartë, ku sistemet janë me brez të kufizuar frekuencor. Nga ana tjetër teknikat MIMO sigurojnë edhe përforcim të fuqisë edhe përforcim të shkallës së lirisë. Kësisoj, teknikat MIMO paraqesin veglën parësore për rritje të kapacitetit në regjimin me SNR të lartë (herësi sinjal-zhurmë mjaft i lartë i cili mund të sigurohet te sistemet brezngushta frekuencore).

3.3.4. Kanali deterministik MIMO

Kanali pa tela brezngushtë dhe invariant në kohë me n_t antena transmetuese dhe n_r antena marrëse mund të përshkruhet me një matricë deterministike \mathbf{H} me dimensione $n_r \times n_t$. Kanali invariant në kohë mund të përshkruhet si

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (3.64)$$

ku $\mathbf{x} \in \mathcal{C}^{n_t}$, $\mathbf{y} \in \mathcal{C}^{n_r}$ dhe $\mathbf{w} \sim \mathcal{CN}(0, N_0 \mathbf{I}_{n_r})$ paraqesin sinjalin e transmetuar, sinjalin e pranuar dhe zhurmën e bardhë Gaussian-e për kohë të simbolit. Matrica e kanalit $\mathbf{H} \in \mathcal{C}^{n_r \times n_t}$ është deterministike, e pandryshueshme në kohë dhe e njohur edhe për transmetuesin edhe për marrësin. Elementi i matricës h_{ij} paraqet përforcimin e kanalit nga antena transmetuese i deri te antena marrëse j . Supozohet se fuqia P e sinjaleve nga antena transmetuese është konstante.

Ky është kanal Gaussian vektorial, kapaciteti i të cilit mund të llogaritet duke zbërthyer kanalën vektorial në nënkanale skalare të pavarura dhe paralele. Nga algjebra themelore është e njohur se çdo transformim linear mund të paraqitet si përmbledhje e tri operacioneve: rotacionit, zhvendosjes dhe një operacioni tjetër të rotacionit. Sipas teorisë së matricave, matrica \mathbf{H} ka *zbërthim me vlerë singulare*, të njohur si SVD (Singular Value Decomposition)

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^* \quad (3.65)$$

ku $\mathbf{U} \in \mathcal{C}^{n_r \times n_t}$ dhe $\mathbf{V} \in \mathcal{C}^{n_r \times n_t}$ janë matrica unitare (rotacioni) dhe $\mathbf{\Lambda} \in \mathfrak{R}^{n_r \times n_t}$ është matricë katrore elementet diagonale të së cilës janë numra realë jonegativë dhe elementet jashtë diagonales janë zero. Elementet diagonale $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \lambda_{n_{\min}}$ janë vlera singulare të radhitura të matricës \mathbf{H} , ku $n_{\min} := \min(n_t, n_r)$. Pasi që

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^* = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{\Lambda}^t\mathbf{U}^* \quad (3.66)$$

Katrorët e vlerave singulare λ_i^2 janë vlerat vetanake të matricës $\mathbf{H}\mathbf{H}^*$ dhe gjithashtu të $\mathbf{H}^*\mathbf{H}$. Tani SVD mund të rishkruhet si

$$\mathbf{H} = \sum_{i=1}^{n_{\min}} \lambda_i \mathbf{u}_i \mathbf{v}_i^* \quad (3.67)$$

Mund të shihet se rangi i matricës \mathbf{H} është saktë sa numri vlerave singulare jozero. Nëse definohet

$$\tilde{\mathbf{x}} := \mathbf{V}^* \mathbf{x} \quad (3.68)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} := \mathbf{U}^* \mathbf{y} \quad (3.69)$$

$$\tilde{\mathbf{w}} := \mathbf{U}^* \mathbf{w} \quad (3.70)$$

Atëherë kanali nga shprehja (3.64) mund të rishkruhet si

$$\tilde{\mathbf{y}} := \mathbf{\Lambda} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{w}} \quad (3.71)$$

ku $\tilde{\mathbf{w}} \sim \mathcal{CN}(0, N_0 \mathbf{I}_{n_r})$ ka shpërndarje të njëjtë si \mathbf{w} dhe $\|\tilde{\mathbf{x}}\|^2 = \|\mathbf{x}\|^2$. Kësisoj energjia është ruajtur dhe është fituar një mënyrë ekuivalente e paraqitjes si kanal paralel Gaussian

$$\tilde{y}_i = \lambda_i \tilde{x}_i + \tilde{w}_i \quad , \quad i = 1, 2, \dots, n_{\min} \quad (3.72)$$

siç është paraqitur në figurën 3.10.

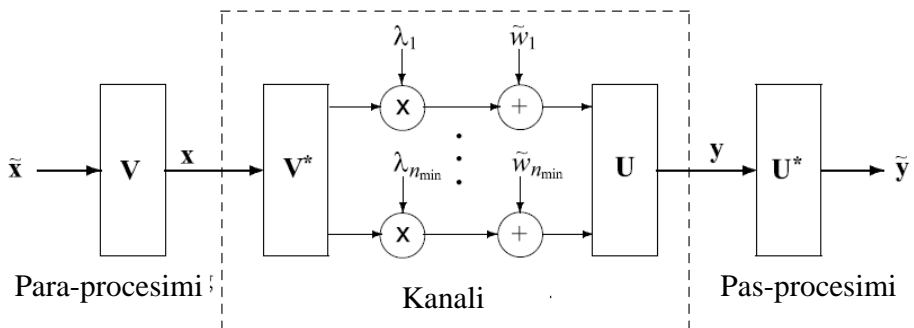


Figura 3.10. MIMO kanali i konvertuar në kanale paralele përmes SVD

Në këtë rast dimensionin hapësinor luan rolin e njëjtë si dimensionin kohor dhe frekuencor në shembujt të tjerë. Duke u bazuar në rastet paraprake mund të konsiderojmë se kapaciteti është

$$C = \sum_{i=1}^{n_{\min}} \log \left(1 + \frac{P_i^* \lambda_i^2}{N_0} \right) \text{ bit/s/Hz} \tag{3.73}$$

ku $P_1^*, \dots, P_{1n_{\min}}^*$ janë fuqitë e alokuara në degët paralele të kanalit ekuivalent.

$$P_i^* = \left(\mu - \frac{N_0}{\lambda_i^2} \right) \tag{3.74}$$

Faktori μ zgjedhet asisoj që të jetë i përmbushur kushti $\sum_i P_i^* = P$. Secila vlerë e λ_i i përgjigjet një modi vetanak të kanalit dhe ky kanal ndryshe quhet edhe *kanal vetanak*. Secili kanal vetanak jozero mund të mbështesë vargun e të dhënave. Kështu, MIMO kanali mbështet multipleksin hapësinor të vargjeve të shumëfishta. Në figurën 3.11 është paraqitur MIMO kanali që siguron komunikime të besueshme.

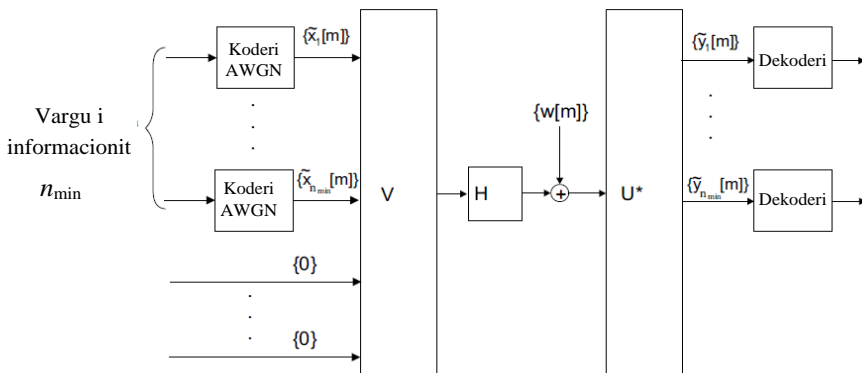


Figura 3.11. Arkitektura SVD e kanalit MIMO

3.4. Diversiteti frekuencor

3.4.1. Koncepti themelor

Deri me tani fokusi ka qenë te kanalet brezngushta me zbehje të rrafshët. Këto kanale modelohen me një filtër të vetëm të ventilit, pasi që sinjalet nga shtigjet e shumëfishta arrijnë brenda kohëzgjatjes së një simboli. Ndërkaq, te kanalet brezgjera sinjali i transmetuar arrin gjatë shumëfshit të kohëzgjatjes së simbolit dhe shtigjet e shumëfishta mund të zgjidhen të marrësi. Përgjigja frekuencore në këtë rast më nuk është

e rrafshët, sepse gjerësia e brezit të transmetimit W është më e madhe se gjerësia e brezit të koherencës W_c të kanalit. Ky fakt mundëson një formë tjetër të diversitetit - diversitetin frekuencor.

Analiza do të fillohet me modelin e kanalit pa tela në kohë diskrete në brezin themelor të diskutuar në pjesën 2.2. Dalja e mostruar $y[m]$ mund të shkruhet si

$$y[m] = \sum_{\ell} h_{\ell}[m]x[m - \ell] + w[m] \quad (3.75)$$

Këtu me $h_{\ell}[m]$ është shënuar ventili i filtrit të $\ell^{të}$ në kohën m . për ta kuptuar konceptin e diversitetit frekuencor në rastin më të thjeshtë analizohet situata e komunikimit me një goditje kur një simbol $x[0]$ dërgohet në kohën 0 dhe nuk transmetohen simbole të tjera pas kësaj. Marrësi vëzhgon

$$y[\ell] = h_{\ell}[\ell]x[0] + w[\ell] \quad \ell = 0, 1, 2, \dots \quad (3.76)$$

Nëse supozohet se përgjigja e kanalit ka numër të fundmë të ventilave L , atëherë kopjet e sinjalit sigurojnë L degë të diversitetit për detektimin e $x[0]$, duke supozuar gjithashtu se përforcimet e ventilave $h_{\ell}[\ell]$ janë të pavarur. Ky diversitet arrihet bazuar në aftësinë e zgjidhjes së shtigjeve të shumëfishta të marrësi për shkak të natyrës brezgjërë të kanalit dhe ky quhet *diversitet frekuencor*.

Bazuar në këtë ide, mund të ndërtohet një skemë e thjeshtë e komunikimit me dërgimin e një simboli të informacionit për çdo L kohë të simbolit. Përforcimi maksimal i diversitetit të L mund të arrihet, por problemi me këtë skemë është se me të humbet shumë në shkallët e lirisë. Kjo skemë mund të paramendohet si një analogji e kodeve të përsëritjes të shfrytëzuara të div, ku një simbol i informacionit përsëritet L herë. Në këtë aspekt, kur të provohet transmetimi më i shpeshtë i simboleve paraqitet *interferenca ndërsimbolike* e shënuar në literaturë me ISI (Inter-Simbol-Interference); kopjet e vonuara të simboleve paraprake interferojnë me simbolin aktual. Pra, problemi qëndron në mundësinë e veprimit me ISI dhe në të njëjtën kohë të shfrytëzimit të diversitetit të qenësishëm frekuencor të kanalit. Për zgjidhjen e këtij problemi ekzistojnë tri qasje:

- *bartësi me barazim të interferencës ndërsimbolike* - ku me shfrytëzimin e procesimit linear dhe jolinear ISI deri në një farë mase mund të zbutet interferenca. Detektimi optimal i simboleve të transmetuara mund të aplikohet duke shfrytëzuar algoritmin e njohur Viterbi. Por kompliksiteti i algoritmit Viterbi rritet eksponencialisht me numrin e ventilave dhe zakonisht shfrytëzohet vetëm kur numri i ventilave të rëndësishëm është i vogël. Nga ana tjetër, barazuesit linear

përpiqen të detektojnë simbolin aktual duke shtypur interferencën nga simbolet tjera dhe këta kanë kompleksitet më të ulët.

- *spektri i përhapjes së sekuencës direkte* - ku simbolet e informacionit modulohen me sekuencë të pseudozhurmës dhe transmetohen në brez frekuencor W shumë më të madhe se shpejtësia e të dhënave. Për shkak të shpejtësisë së ulët të simboleve, në këtë rast ISI është i vogël dhe mundëson thjeshtësimin e dukshëm të strukturës së marrësit. Edhe pse kjo ka si pasojë shfrytëzimin e pamjaftueshëm të shkallëve të lirisë në sistem nga perspektiva e një shfrytëzuesi, kjo skemë mundëson që shfrytëzuesit e shumëfishtë t'i ndajnë mes veti të gjitha shkallët e lirisë, ku shfrytëzuesit paraqiten si pseudozhurmë për njëri-tjetrin.

- *multipleksi me ndarje ortogonale të frekuencës* - ku për konvertimin e kanalit ISI në një grup të nënbartësve ortogonalë pa interferencë bëhet parakodimi para transmetimit dhe anëtarët e grupit pastaj sillen si nënkanale brezngushta me zbehje të rrafshët. Diversiteti mund të fitohet me kodimin e simboleve në nënkanale të ndryshme. Kjo metodë njihet në literaturë si OFDM.

Për shembull, sistemi GSM është sistem me një bartës me barazim të interferencës ndërsimbolike, sistemet IS-95 CDM dhe IEEE 802.11b (një standard për rrjetet lokale pa tela LAN) bazohen në spektrin e përhapjes së sekuencës direkte dhe sistemi IEEE 802.11a është sistem me bartës të shumëfishtë, parasistem me multipleks me ndarje ortogonale të frekuencës.

3.4.2. Bartësi me barazim të interferencës ndërsimbolike

Bartësi i vetëm me barazues ISI është qasja klasike në komunikimet në kanalet me frekuencë selektive dhe shfrytëzohet si në rrjetet pa tela ashtu edhe në ato me tela për modemët e brezit frekuencor të zërit. Në këtë zonë është punuar shumë dhe kësaj teme do t'i kushtohet vëmendje e veçantë në pjesët në vazhdim ku bëhet fjalë për sinjalet akustike. Këtu do të trajtohet vetëm aspekti i diversitetit. Me fillim në kohën 1 transmetohet sekuenca e *pakoduar* e simboleve të pavarura $x[1], x[2], \dots$ përmes kanalit selektiv frekuencor të përshkruar me shprehjen (3.75).

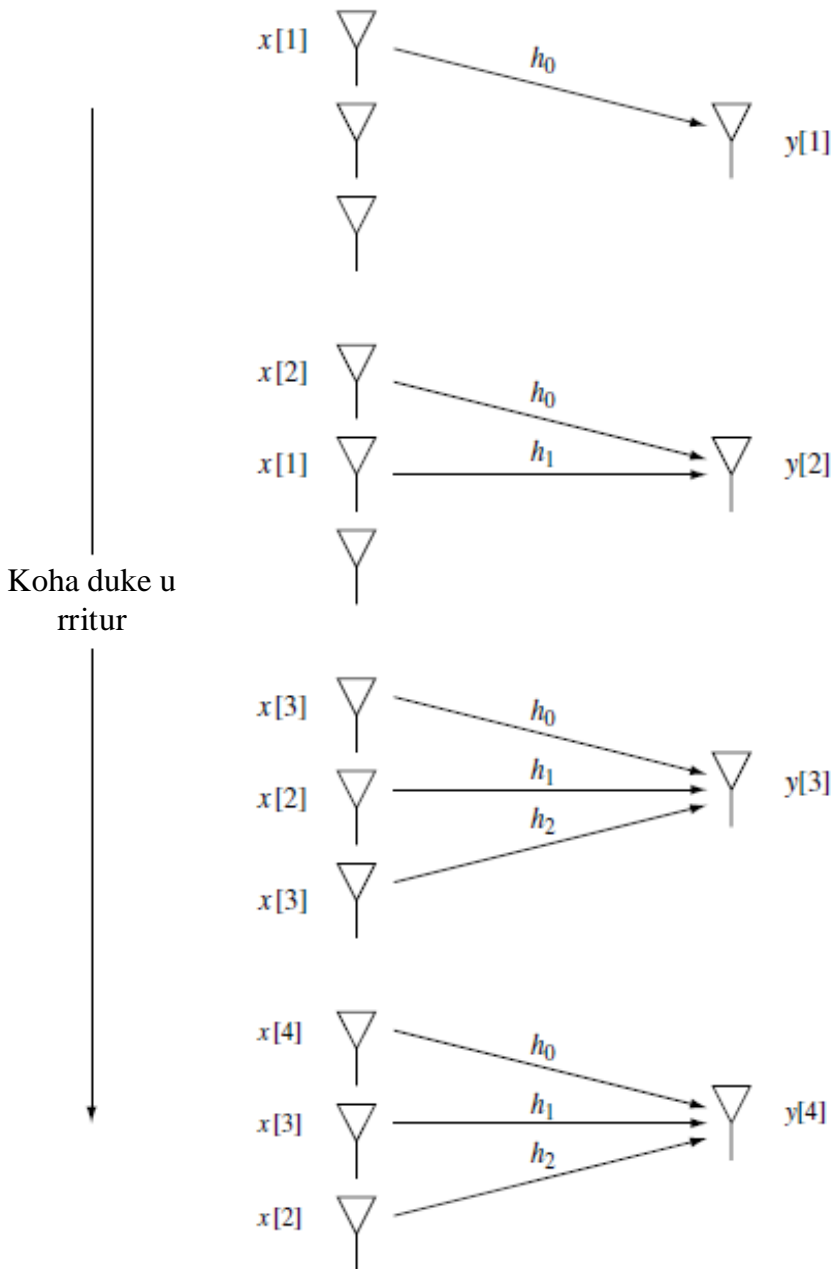


Figura 3.12. Paraqitja e kanalit selektiv frekuencor me kanalin ekuivalent MISO

Me supozimin se ventilet e kanalit nuk ndryshojnë gjatë këtyre N kohëve të simbolit, simboli i pranuar në kohën m është

$$y[m] = \sum_{\ell=0}^{L-1} h_{\ell} x[m - \ell] + w[m] \quad (3.77)$$

ku $x[m] = 0$ për $m < 1$. Në këtë rast duhet të detektohet secili simbol i transmetuar nga sinjali i pranuar. Procesi i nxjerrjes së simboleve nga sinjali i pranuar quhet *barazimi*. Për dallim nga skema e thjeshtë në seksionin paraprak kur dërgohej një simbol për çdo L herë kohë të simbolit, këtu një simbol dërgohet për secilën kohë të simbolit, prandaj ka interferencë të lartë.

Një mënyrë e përshtatshme për analizën e këtij problemi është transformimi i kanalit selektiv frekuencor në një kanal MISO me zbehje të rrafshët me L antena transmetuese dhe një antenë marrëse, ku përforcimet e kanalit janë h_0, h_1, \dots, h_{L-1} . Nëse shqyrtohet skema transmetuese e kanalit MISO: në kohën 1 transmetohet simboli $x[1]$ nga antena 1, derisa antenat tjera janë të heshtura. Në kohën 2 simboli $x[1]$ transmetohet nga antena 2, ndërsa $x[2]$ transmetohet nga antena 1 dhe antenat tjera janë të heshtura. Në kohën m , simboli $x[m - \ell]$ transmetohet nga antena $\ell + 1$, për $\ell = 0, \dots, L - 1$ (shih figurën 3.11). Simboli i pranuar në kohën m në këtë kanal MISO është plotësisht i njëjtë si në rastin e kanalit selektiv frekuencor që është në shqyrtim.

Pas transformimit të kanalit selektiv frekuencor në një kanal MISO, mund të shfrytëzohen analizat dhe përfundimet e zhvilluara në seksionin 3.32. Së pari, është e qartë se për diversitet të plotë të simbolit, të themi $x[N]$, duhet të vëzhgohen simbolet e pranuar deri në kohën (çastin) $N + L - 1$. Përgjatë këtyre kohëve të simbolit matrica e sistemit mund të shkruhet në formën

$$\mathbf{y}^t = \mathbf{h}^* \mathbf{X} + \mathbf{w}^t \quad (3.78)$$

ku

$$\mathbf{y}^t := [y[1], \dots, y[N + L - 1]], \mathbf{h}^* := [h_0, \dots, h_{L-1}], \mathbf{w}^t := [w[0], \dots, w[N + L - 1]]$$

dhe matrica që përshkruan kodin hapësirë-kohë që i përgjigjet sekuencës së transmetuar

$$\mathbf{x} = [x[1], \dots, x[N + l - 1]]^t$$

duket si në vijim

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x[1] & x[2] & \dots & x[N] & \dots & x[N + L - 1] \\ 0 & x[1] & x[2] & \dots & x[N] & \dots & x[N + L - 2] \\ \dot{0} & \dot{0} & \dots & x[1] & x[2] & \dots & x[N] \end{bmatrix} \quad (3.79)$$

Në këtë analizë qartas duket se metoda e transformimit të kanalit selektiv frekuencor në një kanal MISO është shumë e dobishme. Por vlen edhe operacioni i kundërt, kur kanali MISO mund të konvertohet në kanalin selektiv frekuencor.

3.4.3. Spektri i përhapjes së sekuencës direkte

Sistemi i cili zakonisht përdor brez të gjerë sistemi me spektër të përhapjes së sekuencës direkte njihet edhe si DS (Direct Sekuence). Komponentët themelorë të këtij sistemi janë paraqitur në figurën 3.13. Te ky sistem informacioni kodohet dhe modulohet me një sekuencë të pseudozhurmës dhe pastaj transmetohet nëpër brez me gjerësi W .

Për dallim nga sistemi i analizuar në seksionin e fundit ku dërgohet një simbol i pavarur për çdo kohë të simbolit, shpejtësia e të dhënave R [bita/s] te sistemi me përhapje të spektrit zakonisht është më e vogël se brezi i transmetimit W [Hz]. Herësi W/R ndonjëherë quhet edhe *përforcimi i procesimit* të sistemit. Për shembull, sistemi IS-95 (CDMA) është sistem me spektër të përhapjes së sekuencës direkte. Brezi frekuencor i tij është 1.2288 MHz dhe shpejtësia tipike e të dhënave (zërit) është 9.6 kbita/s, prandaj përforcimi i procesimit është 128. Kështu, në këtë rast vetëm një numër i vogël i bitëve transmetohet për shkallë të lirisë për shfrytëzues.

Në komunikimet digjitale çdo periudë e mostrës quhet *çip* dhe kjo shfrytëzohet si parametër për një mënyrë tjetër të përshkrimit të sistemit me përhapje të spektrit, dhe thuhet se shpejtësia e çipave është shumë më e lartë se shpejtësia e të dhënave. Te sistemi në fjalë shpejtësia e simbolit për shfrytëzues është shumë e ulët, prandaj interferenca (ISI) është e papërfillshme dhe nuk paraqitet nevoja për barazim. Prandaj për nxjerrjen e diversitetit frekuencor kërkohet marrësi shumë më i thjeshtë, siç është për shembull marrësi i Rake-it i cili do të diskutohet në vijim. Përveç që siguron diversitet frekuencor dhe qasje të shumëfishtë, sistemi me përhapje të spektrit shërben edhe për qëllime tjera, si mbrojtja nga interferencat e qëllimshme dhe sigurimi i privatësisë së mesazhit në praninë e dëgjuesve të tjerë.

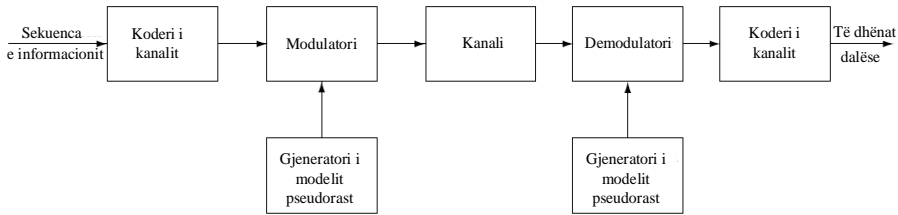


Figura 3.13. Elementet themelore të sistemit me spektër të përhapjes direkt të sekuencës

Siç u cek më lart, marrësi i Rake-it është një model i thjeshtë i cili gjen zbatim të madh dhe ai do të analizohet në vazhdim. Supozohet se transmetohet njëri nga n -çipat e sekuencave gjatë pseudozhurmës \mathbf{x}_A ose \mathbf{x}_B . Të trajtojmë problemin e detektim binar nëpër kanal invariant në kohë me shumë shtigje. Në këtë kontekst simboli binar transmetohet nëpër n çipa. Sinjali i pranuar është i dhënë me shprehjen

$$y[m] = \sum_{\ell} h_{\ell}[m]x[m - \ell] + \mathcal{W}[m] \quad (3.80)$$

Këtu supozohet se $h_{\ell}[m]$ është jozero vetëm $\ell=0, \dots, L-1$, pra, kanali ka L ventile. Herësi L/W mund të paramendohet si koha e vonës së përhapjes. Gjithashtu supozohet se $h_{\ell}[m]$ nuk ndryshon me m gjatë transmetimit të sekuencës, që do të thotë se kanali konsiderohet invariant në kohë. Ky supozim vlen nëse $n \ll T_c W$, ku T_c është koha e koherencës së kanalit. Gjithashtu supozohet se interferenca ndërmjet simboleve të rreshtuara është e papërfillshme, ashtu që problemi i detektimit binar mund të trajtohet i veçuar për secilin simbol. Ky supozim është valid nëse $n \gg L$, që zakonisht plotësohet te sistemet me përhapje të spektrit me përforcim të lartë të procesimit. Në të kundërtën, interferenca ndërmjet simboleve bëhet e dukshme dhe do të duhet një barazues për zbutjen e kësaj interference. Duhet të theksohet se supozimet e njëkohshme të nënkuptuara më lart $n \ll T_c W$ dhe $n \gg T_d W$ janë të mundshme vetëm nëse $T_d \ll T_c$. Te sistemi tipik celular T_d është zakonisht e rendit mikrosekondash dhe T_c disa dhjeta milisekondash, prandaj supozimi është mjaft i arsyeshëm.

Me supozimet e bëra dalja është vetëm konvolucion (bashkim) i hyrjes me një kanal linear invariant në kohë (LTI) të cilit i shtohet zhurma

$$y[m] = (h * x)[m] + w[m], \quad m = 1, \dots, n + L \quad (3.81)$$

ku h_{ℓ} është përgjigja e filtrit të ventilit të $\ell^{\text{të}}$ të kanalit invariant në kohë me $h_{\ell}=0$ për $\ell < 0$ dhe $\ell > L - 1$. Nëse supozohet se kanali është i njohur për marrësin, me projektimin e vektorit të pranuar \mathbf{y}

$:= [y[1], \dots, y[n+L]]^t$ në vektorët $n+L$ dimensional \mathbf{v}_A dhe \mathbf{v}_B mund të fitohen dy statistika të mjaftueshme r_A dhe r_B , pra

$$\mathbf{v}_A := [(h * x_A)[1], \dots, (h * x_A)[n+L]]^t$$

dhe

$$\mathbf{v}_B := [(h * x_B)[1], \dots, (h * x_B)[n+L]]^t$$

$$r_A := \mathbf{v}_A^* \mathbf{y}, \quad r_B := \mathbf{v}_B^* \mathbf{y} \quad (3.82)$$

Llogaritja e statistikave r_A dhe r_B mund të zbatohet me filtrimin e përputhjes së parë të sinjalit të pranuar me sinjalet e dërguara \mathbf{x}_A dhe \mathbf{x}_B . Daljet e filtrave të përputhur kalojnë nëpër një filtër tjetër i cili përputhet me përgjigjen e kanalit h dhe pastaj mostrohen në kohën $n+L$ (Figura 3.14). ky quhet marrësi i Rake-it. Te ky marrës merret produkti i brendshëm i sinjalit të pranuar me versionet e zhvendosuar të sekuencave të transmetuara. Secila dalje pastaj peshohet me përforcimet e ventililit në vonesat e përshtatshme dhe mbledhet. Shtegu i sinjalit i shoqruar me vonenën e veçantë shpesh quhet *gisht i marrësit të Rake-it*.

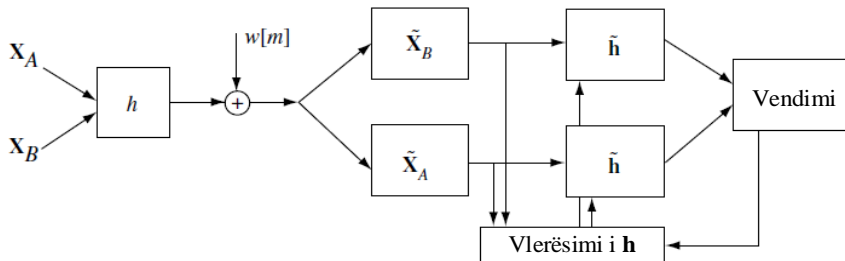


Figura 3.14. Marrësi i Rake-it. Këtu $\tilde{\mathbf{h}}$ është filtri i përshtatur me \mathbf{h} , dhe $\tilde{h}_\ell = h_{-\ell}^*$. Secili ventil i $\tilde{\mathbf{h}}$ paraqet një degë të marrësit.

Analiza është bazuar në supozimin se përforcimet e kanalit h janë të njohura për marrësin. Në praktikë këto përforcime duhet të vlerësohen dhe gjurmohen ose nga sinjali pilot, ose në modelin e drejtuar nga vendimi duke shfrytëzuar simbolet paraprake të detektuara. Gjithashtu, për shkak të kufizimeve harduerike, numri aktual i gishtave të shfrytëzuar te marrësi i Rake-it ndonjëherë mund të jetë më i vogël se numri total i ventileve të kanalit L . Shpesh për kufizim e numrave të gishtave të marrësit shfrytëzohet mekanizmi i kërkimit kontinual të shtigjeve më të forta (ventileve me përforcim më të lartë).

3.4.4. Multipleksi me ndarje ortogonale të frekuencës

Të dy rastet paraprake të bartësi me barazim të interferencës ndërsymbolike dhe të spektri i përhapjes së sekuencës direkte me marrësin e Rake-it bazohen në perceptimin e kanalit në domenin kohor. Por nëse kanali është linear dhe invariant në kohë, sinusoidat janë funksione vetanake dhe ato me lehtësi dhe thjeshtësi mund të transformohen. Interferenca ndërmjet simboleve paraqitet të sistemet me një bartës të vetëm, sepse sinjalet e transmetuara nuk janë sinusoida. Ky fakt sugjeron se nëse në kanale nuk ka përhapje të madhe (koha e koherencës është shumë më e madhe se vonesa e përhapjes) dhe është pak a shumë invariant në kohë për një shkallë të gjatë kohore, atëherë transformimi në domenin frekuencor mund të jetë qasje frytdhënëse të komunikimet përmes kanaleve selektive të frekuencës. Kjo është ideja themelore mbi të cilën bazohet parimi i punës të sistemi me multipleks me ndarje ortogonale të frekuencës i njohur në literaturë si OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Nëse për analizë nisemi nga modeli i brezit themelor në kohë diskrete, atëherë

$$y[m] = \sum_{\ell} h_{\ell}[m]x[m - \ell] + \mathcal{W}[m] \quad (3.83)$$

Për ta thjeshtësuar analizën, së pari supozohet se për çdo ℓ , ventili i $\ell^{\text{të}}$ nuk ndryshon me m , pra kanali është linear dhe invariant në kohë. Përsëri duke supozuar një numër të fundmë të ventileve jozero $L := T_d W$, modeli i kanalit nga shprehja (3.8...) mund të rishkruhet si

$$y[m] = \sum_{\ell=0}^{L-1} h_{\ell} x[m - \ell] + w[m] \quad (3.84)$$

Sinusoidat janë funksione vetanake të sistemeve lineare invariante në kohë, por ato kanë kohëzgjatje të pafundme. Nëse këto sinusoida transmetohen vetëm për kohëzgjatje të fundme të kufizuar, të themi N_c simbole, atëherë sinusoidat nuk janë më funksione vetanake. Një prej mënyrave për rivendosjen e vetive të funksioneve vetanake është duke shtuar një *parashtesë ciklike* në simbolet e transmetuara. Për çdo bllok të simboleve me gjatësi N_c të shënuar me

$$\mathbf{d} = [d[0], d[1], \dots, d[N_c - 1]]^t$$

mund të krijohet një bllok hyrës $N_c + L - 1$ si

$$\mathbf{x} = [d[N_c - L + 1], d[N_c - L + 2], \dots, d[N_c - 1], d[0], d[1], \dots, d[N_c - 1]]^t \quad (3.85)$$

D.m.th. është shtuar parashtesa me gjatësi $L - 1$ e cila përbëhet nga simbolet e të dhënave me rotacion ciklik (Figura 3.15). Me këtë

shtesë në hyrje të kanalit, dalja e kanalit e dhënë me shprehje (3.84) kufizohet në kohëzgjatje dhe shprehet si

$$y[m] = \sum_{\ell=0}^{L-1} h_{\ell} x[m - \ell] + w[m], m = 1 \dots N_c + L1 \quad (3.86)$$

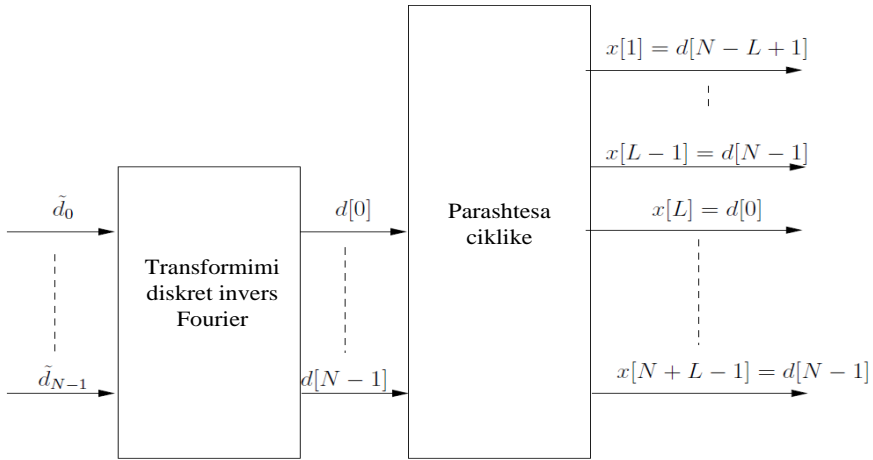


Figura 3.15. Veprimi i parashtesës ciklike

Interferenca ndërsymbolike shtrihet përgjatë $L - 1$ simboleve të para dhe marrësi e injoron atë duke trajtuar daljen vetëm në intervalin kohor $m \in [L, N_c + L - 1]$. Për shkak të parashtesës ciklike, dalja (Figura 3.16) përgjatë këtij intervali kohor (me gjatësi N_c) është

$$y[m] = \sum_{\ell=0}^{L-1} h_{\ell} d[m - L - \ell] \text{ moduli } N_c + w[m] \quad (3.87)$$

Nëse shënohet gjatësia e daljes N_c me

$$\mathbf{y} = [y[L], \dots, y[N_c + L - 1]]^t$$

dhe kanali me një vektor me gjatësi N_c

$$\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}, 0, \dots, 0]^t, \quad (3.88)$$

ekuacioni (3.87) mund të shkruhet si

$$\mathbf{y} = \mathbf{h} \otimes \mathbf{d} + \mathbf{w} \quad (3.89)$$

Këtu \mathbf{w} është shënuar si një vektor i bashkësisë së variablave të rastit $\mathcal{CN}(0, N_0)$.

$$\mathbf{w} = [w[L], \dots, w[N_c + L - 1]]^t \quad (3.90)$$

Gjithashtu në këtë rast është shfrytëzuar simboli \otimes për shënimin e konvolucionit në shprehjen (3.87). Të rikujtohet se transformimi diskret Fourier (DFT) i bllokut \mathbf{d} është i definuar si

$$\tilde{d}_n := \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{m=0}^{N_c-1} d[m] \exp\left(\frac{-j\pi n m}{N_c}\right), \quad n = 0, \dots, N - 1. \quad (3.91)$$

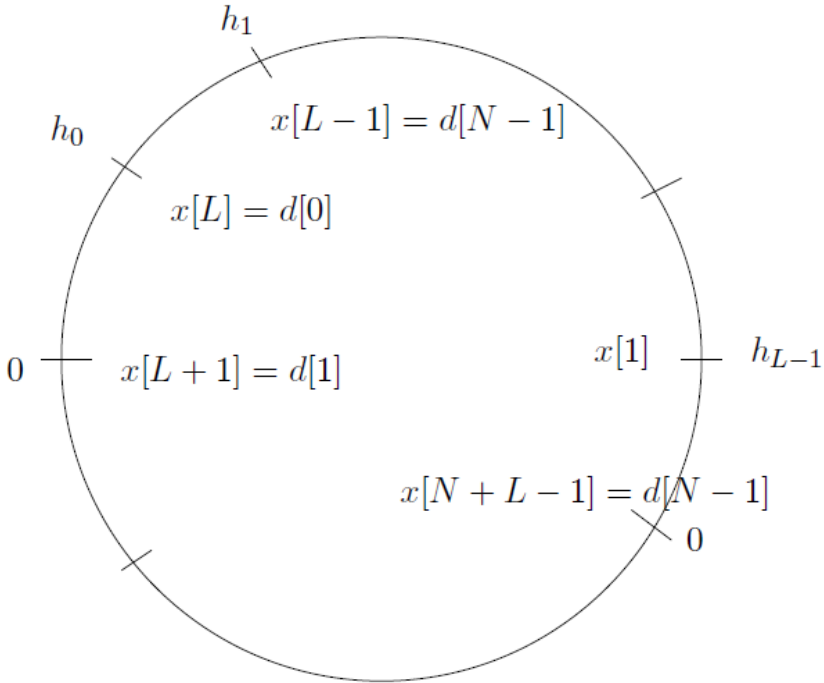


Figura 3.16. Konvolucioni ndërmjet kanalit (\mathbf{h}) dhe hyrjes (\mathbf{x}) i formuar nga simbolet e të dhënave (\mathbf{d}) me shtimin e parashtesës ciklike

Dalja fitohet me shumëzimin e vlerave gjegjëse të x dhe h në rreth dhe dalja për kohë të ndryshme fitohet me rotacionin e vlerave të x për vlera të h . Konfigurimi aktual jep daljen $y[L]$.

Nëse merret transformimi diskret Fourier (DFT) i dy anëve të ekuacionit

$$\mathbf{y} = \mathbf{h} \otimes \mathbf{d} + \mathbf{w}$$

dhe duke shfrytëzuar identitetin

$$\begin{aligned} \text{DFT}(\mathbf{h} \otimes \mathbf{d})_n &= \sqrt{N_c} \text{DFT}(\mathbf{h})_n \cdot \text{DFT}(\mathbf{d})_n, \\ n &= 0, \dots, N_c - 1, \end{aligned} \tag{3.92}$$

ekuacioni $\mathbf{y} = \mathbf{h} \otimes \mathbf{d} + \mathbf{w}$ mund të shkruhet si

$$\tilde{\mathbf{y}}_n = \tilde{\mathbf{h}}_n \tilde{\mathbf{d}}_n + \tilde{\mathbf{w}}_n, \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \tag{3.93}$$

Këtu $\tilde{\mathbf{w}}_0, \dots, \tilde{\mathbf{w}}_{N_c-1}$ paraqesin pikat N_c të transformimit diskret Fourier (DFT) të vektorit të zhurmës $\mathbf{w}[1], \dots, \mathbf{w}[N_c]$. Vektori $[\tilde{\mathbf{h}}_0, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_{N_c-1}]^t$ definohet si kanali h me L ventila i shkallëzuar për $\sqrt{N_c}$.

$$\tilde{h}_n = \sum_{\ell=0}^{L-1} h_\ell \exp\left(\frac{-j\pi n\ell}{N_c}\right) \quad (3.94)$$

Shkallëzimi siguron që komponenti i $n^{\text{të}}$ i \tilde{h}_n është i barabartë me përgjigjen frekuencore të kanalit në frekuencën $f = nW/N_c$ (shih ekuacionin 2.20).

E tërë analiza mund të rishprehet në formë të matricave, një këndvështrim që mundëson paraqitjen e lidhjes mes kanalit selektiv frekuencor dhe të kanalit MIMO. Operacioni i konvolucionit cirkular $\mathbf{y} = \mathbf{h} \otimes \mathbf{d} + \mathbf{w}$ mund të shihet si një transformim linear

$$\mathbf{u} = \mathbf{C}\mathbf{d} \quad (3.95)$$

ku

$$\begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdot & 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & \cdot & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & \cdot & 0 & h_{L-1} & \cdot & h_2 \\ \dot{0} & \cdot & \dot{0} & h_{L-1} & h_{L-2} & \cdot & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \quad (3.96)$$

është matrica cirkulare, d.m.th. rreshtat paraqiten si zhvendosje të njëra-tjetrës.

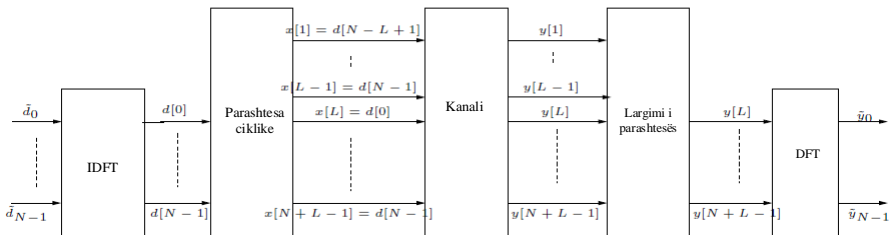


Figura 3.17. Skema e sistemit të transmetimit dhe të pranimit për multipleksin me ndarje ortogonale të frekuencës

Këto operacione janë ilustruar në Figurën 3.17 nga e cila mund të shpjegohet veprimi i sistemit. Simbolet e të dhënave modulojnë N_c tone ose nënbartës që okupojnë brezin frekuencor W dhe njëtrajtësisht janë të ndara ndërmjet veti me $\frac{W}{N_c}$. Simbolet e të dhënave në nënbartës pastaj konvertohen (me anë të transformimit diskret invers Fourier IDFT) në domenin kohor. Procedura e futjes së parashtesës para transmetimit mundëson largimin e interferencës. Marrësi injoron pjesën e sinjalit të daljes që përmban parashtesën ciklike (së bashku me interferencat) dhe konverton simbolet me gjatësi N_c prapa në domenin frekuencor me anë transformimit diskret Fourier. Simbolet e të dhënave në nënbartës gjatë

përhapjes nëpër kanal mbahen ortogonale dhe kalojnë përmes kanaleve paralele brezngushta (nënbartësit). Ky interpretim e justifikon emrin e kësaj skeme komunikuese si multiplekse me ndarje ortogonale të frekuencës (OFDM).

MYZAFERE LIMANI

SINJALET AKUSTIKE NË KOMUNIKIME

KAPITULLI

1

1. HYRJJE

Sinjalet akustike janë pjesë e rëndësishme e komunikimeve bashkëkohore dhe pjesë e pandashme e ballafaqimit të problemeve të rrejetet komunikuese pa tela. Përhapja, pranimi, përpunimi dhe reproduktimi i këtyre sinjaleve është çështje qendrore në sfidat aktuale të operimit në frekuenca deri në 6 GHz. Përveç kësaj edhe në fushën e akustooptikës, ultrazërit, optikës së integruar, holografisë, procesimit të të dhënave dhe të analizës spektrale ky lloj i sinjalit paraqet objekt studimi me rëndësi të veçantë. Mundësia e zbatimit të këtij lloji të sinjalit është shumë më e gjerë dhe shtrihet dukshëm përtej këtyre lëmenjve themelorë. Mediumet specifike, si grilat dhe medime të tjera periodike, shfrytëzohen të mikrofonat dhe altoparlantët në pajisjet bashkëkohore me dimensione të vogla (telefonat mobilë, orët e mençura, etj.) për krijimin e valëve akustike, shndërrimin analog-digjital, në antena, në kodimin dhe mostrimin e vrushkullit, në procesimin konvolutiv dhe korelativ, matjen e të dhënave, procesimin e imazheve, etj.

Përhapja e valëve akustike nga pengesat e ambientit bën pjesë në problemet qendrore të komunikimit me telefoni mobile, TV dhe radio dhe kompleksitetin e zgjidhjes ekzakte teorike. Përhapja e valëve në përgjithësi është e përcjellë me difraksione që paraqiten rreth pengesave të shumta, të cilat mund të jenë me madhësi dhe përbërje të llojllojshme. Difraksion i theksuar gjithashtu paraqitet në skaje të hapësirave të mbyllura dhe në sipërfaqet kufitare të pengesave vëllimore. Zgjidhja e komponentëve të fushës në raste të tilla bëhet me zgjidhjen numerike të ekuacioneve diferenciale ose integrale, me transformimin e shpejtë Fourier (FFT) ose me integrimin numerik të zgjidhjeve të bazuara në fizikën optike.

Për disa lloje të pengesave me gjeometri të thjeshtë dhe konstante, ekzistojnë zgjidhje atraktive të cilat fitohen në bazë të principit të teorisë uniforme të difraksionit (TUD), mirëpo te kjo metodë problemet

paraqiten të zgjidhjet e mundshme kur pengesa e ardhshme bie në zonën e fushës kalimtare të pengesës paraprake (pra në zonën e hijes), në atë rast zbatimi i TUD nuk jep rezultate të pranueshme.

Rasti i difraksionit përgjatë pengesave të shumëfishta me dimensione dhe shpërndarje arbitrare hapësinore të elementeve mund të trajtohet gjithashtu në kornizën e TUD dhe këto rezultate mund të jenë deri-diku aproksimim i mirë. Kufizimi i kësaj metode paraqitet kur shpërndarja hapësinore e elementeve difraktuese është shumë e vogël dhe nuk mund të parashihet rrënimi i njëjës pengesë në tjetrën.

Pikënisje e analizës së difraksionit akustik në pengesa periodike është analogjia formale që ekziston ndërmjet ekuacionit të valës së presionit akustike dhe ekuacionit skalar të fushës elektromagnetike. Në bazë të kësaj analogjie është supozuar se zgjidhja e këtij problemi me anë të metodës së valëve të kupluara, të asaj modale dhe të derivateve të këtyre, jep rezultate të mira edhe në rastin e difraksionit akustik. Mbështetja teorike e kësaj analogjie është treguar me nxjerrjen e ekuacionit valor të valës akustike dhe asaj elektrike. Analogjia ndërmjet fushës së presionit akustik dhe fushës elektrike, në vazhdim të këtij kapitulli është paraqitur në modelin e veprimit të fushës elektrike në gazra me ngarkesa. Shtrirja e analogjisë mes fushës akustike dhe asaj magnetike është treguar përmes veprimit të forcës së Lorentz-it në një fushë të përhershme të presionit statik në lëvizje relative ndaj vëzhguesit në qetësi dhe përmes veprimit të po kësaj force në një fushë elektrostatische gjithashtu në lëvizje relative ndaj vëzhguesit në qetësi.

Në elektroakustikë kanë gjetur zbatim të madh analogjia ndërmjet linjës elektrike dhe valëpërcjellësit akustik dhe analogjia e qarqeve elektrike me parametra të përqendruar në sistemet e ndryshme akustike. Në anën tjetër, në akustikën gjeometrike, kur shqyrtohet përhapja e një vrshkulli të ngushtë të energjisë akustike, shumë shpesh përdoren ligjet e optikës gjeometrike. Zbatimi shumë i suksesshëm i këtyre analogjive në zgjidhjen e shumë problemeve në fushën e elektroakustikës e arsyeton qëllimin e zbatimit të metodave për zgjidhjen e fushës akustike në prani të grilës me metodat e përpunuara mirë në zgjidhjen e këtij problemi në fushën elektromagnetike.

1.1. Ekuacioni i valës akustike

Për nxjerrjen e ekuacionit të valës akustike do të nisemi nga analiza e veprimit të forcave në një vëllim elementar të ajrit në prani të

dukurisë akustike. Le të paramendohet në ajër një element me vëllim ΔV në formë të paralelopipedit me brinjët Δx , Δy dhe Δz (Figura 1.1). Në sipërfaqet anësore të këtij paralelopipedi veprojnë forcat të cilat janë pasojë e presionit të ajrit përçark. Kur nuk ka dukuri akustike, presioni është i njëjtë në të gjitha pikat e vëllimit elementar, prandaj edhe forcat që veprojnë në të dy sipërfaqet e kundërta të paralelopipedit janë të njëjta, por me kahe të kundërta (bëjnë presion), prandaj masa e vëllimit elementar ΔV nuk lëviz.

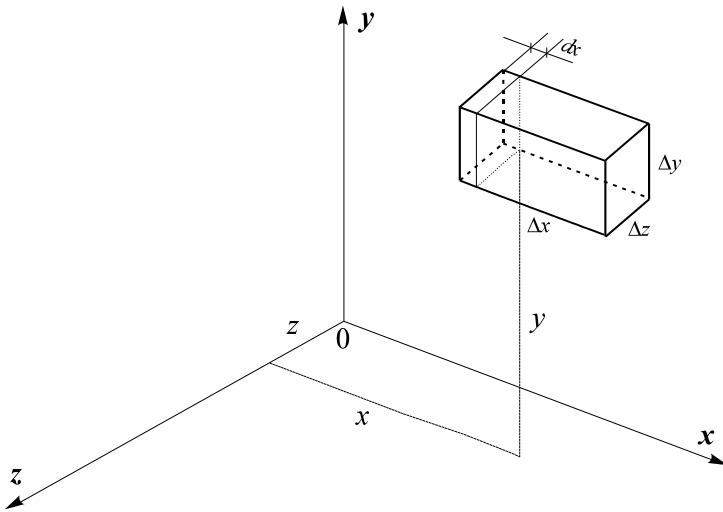


Figura 1.1 Vëllimi elementar ΔV në hapësirë

Në prani të valëve akustike vjen te ndryshimi i presionit në hapësirë nga pika në pikë, sepse në këtë rast, përveç presionit të përhershëm atmosferik (p_a), ekziston edhe presioni akustik (p), prandaj presioni total është

$$p_t = p_a + p \tag{1.1}$$

Për të gjitha intensitetet relevante të tingujve, ndryshimet e presionit janë aq të vogla sa që gjithëherë plotësohet kushti

$$|p| \ll p_a \tag{1.2}$$

Ndryshimet e presionit në hapësirë shkaktojnë prishjen e baraspeshës së forcave të jashtme që veprojnë në vëllimin ΔV , prandaj vjen deri te zhvendosja Δx e masës së përgjithshme të këtij vëllimi. Në kahun e boshtit x , në sipërfaqen afër fillimit të sistemit koordinativ vepron forca $p_t \Delta y \Delta z$. Në sipërfaqen e kundërt, në kahun negativ të boshtit x vepron forca

$$\left(p_t + \frac{\partial p_t}{\partial x} \Delta x \right) \Delta y \Delta z$$

Ky rezultat është fituar me zbërthimin e variablit p_t në seri të Taylor-it në pikën x , e gjatë kësaj është marrë se Δx është mjaft i vogël në krahasim me gjatësinë valore, kështu që anëtarët e rrethave më të larta nuk ndikojnë në ndryshimin e presionit përgjatë koordinatës.

Forca rezultuese në kahun pozitiv të boshtit x është

$$p_t \Delta y \Delta z - \left(p_t + \frac{\partial p_t}{\partial x} \Delta x \right) \Delta y \Delta z = - \frac{\partial p_t}{\partial x} \Delta x \Delta y \Delta z$$

Nëse merret parasysh se p_t dhe p mes vete ndryshojnë vetëm për konstantë, atëherë $\partial p_t / \partial x = \partial p / \partial x$ dhe $\Delta x \Delta y \Delta z = \Delta V$, shprehja e fundit mund të shkruhet si

$$p_t \Delta y \Delta z - \left(p_t + \frac{\partial p_t}{\partial x} \Delta x \right) \Delta y \Delta z = - \frac{\partial p}{\partial x} \Delta V$$

Nxitimi i masës së paralelopipedit ΔV në kah të boshtit x është $\partial v_x / \partial t$, ku $v_x = dx / dt$ është shpejtësia e grimcave të ajrit të vëllimit elementar në drejtim të boshtit x . Masa e paralelopipedit është $\rho \Delta V$, ku ρ është dendësia e ajrit në elementin ΔV . Ekuacioni i baraspeshës dinamike në drejtim të boshtit x është

$$- \frac{\partial p}{\partial x} \Delta V = \rho \Delta V \frac{\partial v_x}{\partial t},$$

gjegjësisht

$$\frac{\partial p}{\partial x} = -\rho \frac{\partial v_x}{\partial t} \quad (1.3)$$

Duhet të theksohet se forcat e fërkimit nuk janë marrë parasysh, sepse ato në ajër, posaçërisht në frekuenca të ulëta dhe të mesme, janë të papërfillshme. Por edhe në frekuenca të larta nuk janë të tilla që mund të ndikojnë dukshëm në rezultatet e analizës teorike. Edhe për dy koordinatat tjera ekuacionet e baraspeshës dinamike janë

$$\frac{\partial p}{\partial y} = -\rho \frac{\partial v_y}{\partial t}$$

$$\frac{\partial p}{\partial z} = -\rho \frac{\partial v_z}{\partial t}$$

Në vend të tri ekuacioneve skalare, mund të shkruhet një ekuacion vektorial

$$\text{grad } p = -\rho \frac{\partial \mathbf{v}}{\partial t} \quad (1.4)$$

Përveç zhvendosjes së masës së tërësishme të vëllimit elementar ΔV në hapësirë, për shkak të ndryshimit të presionit, vjen edhe deri te ekspansioni, gjegjësisht te kompresioni, d.m.th. te ndryshimi i kësaj mase. Sipërfaqja $\Delta y \Delta z$ afër fillimit të sistemit koordinativ për kohën dt zhvendoset për $dx = v_x dt$ (Figura 1.1). Sipërfaqja kundruall zhvendoset për $\left(v_x + \frac{\partial v_x}{\partial x} \Delta x \right) dt$, sepse edhe shpejtësia e grimcave, si dhe presioni ndryshon prej pikës në pikë. Ndryshimi i dimensionit të vëllimit elementar ΔV në drejtim të boshtit x është

$$\left(v_x + \frac{\partial v_x}{\partial x} \Delta x \right) dt - v_x dt = \frac{\partial v_x}{\partial x} \Delta x dt$$

Ndryshimi i vëllimit ΔV , duke llogaritur vetëm në drejtim të boshtit x , është i barabartë me

$$\frac{\partial v_x}{\partial x} \Delta x \Delta y \Delta z dt = \frac{\partial v_x}{\partial x} \Delta V dt$$

Në mënyrë të ngjashme gjendet edhe ndryshimi i vëllimit elementar ΔV për dy koordinatat tjera

$$\frac{\partial v_y}{\partial y} \Delta V dt ,$$

$$\frac{\partial v_z}{\partial z} \Delta V dt$$

Shuma e këtyre ndryshimeve jep ndryshimin e tërësishëm (absolut) të madhësisë së vëllimit ΔV në kohën dt ,

$$d(\Delta V) = \left(\frac{\partial v_x}{\partial x} + \frac{\partial v_y}{\partial y} + \frac{\partial v_z}{\partial z} \right) \Delta V dt$$

ndryshimi relativ i vëllimit, duke shfrytëzuar shprehjen gjegjëse vektoriale, është

$$\frac{d(\Delta V)}{\Delta V} = \text{div}(\mathbf{v} dt) \quad (1.5)$$

Ndryshimin e vëllimit mund ta shprehim përmes ndryshimit të presionit, duke shfrytëzuar ligjet e gazrave. Gjatë kësaj mund të konsiderohet se gjatë përhapjes së valëve akustike në hapësirë të lirë kemi të bëjmë me procese adiabatike për të cilat vlen ligji

$$p_t \Delta V^\kappa = \text{const.} \quad (1.6)$$

ku κ është raporti ndërmjet nxehtësisë specifike për presion konstant dhe nxehtësisë specifike për vëllim konstant c_p/c_v . Duke diferencuar shprehjen (1.6), pas operacioneve elementare fitohet

$$\frac{d(\Delta V)}{\Delta V} = -\frac{1}{p_t \kappa} dp_t = -\frac{1}{p_t \kappa} dp \quad (1.7)$$

Edhe në këtë shprehje është shfrytëzuar lidhja (1.1) dhe është zëvendësuar dp_t me dp . Duke zëvendësuar $d(\Delta V)/\Delta V$ nga shprehja (1.5) në shprehjen (1.7) gjendet

$$\frac{dp}{dt} \cong \frac{\partial p}{\partial t} = p_t \kappa \operatorname{div} \mathbf{v} \quad (1.8)$$

Shprehja (1.8) paraqet lidhjen e dytë ndërmjet presionit dhe shpejtësisë së lëvizjes së grimcave. Lidhja e parë ishte shprehja (1.4). Për ta eliminuar njërin variabël nga këto dy ekuacione, p. sh. shpejtësinë \mathbf{v} diferencohet edhe një herë ekuacioni (1.8) përkrah koha t dhe merret divergjenca e anës së majtë dhe të djathtë të ekuacionit (1.4). Gjatë kësaj do të bëhet edhe një aproksimim, madhësitë p_t dhe ρ janë madhësi të ndryshueshme, por për të dyja është e përbashkët se komponentin e ndryshueshëm e kanë shumë më të vogël se komponentin e përhershëm, kushti (1.2), prandaj në shprehjet (1.4) dhe (1.8) do të trajtohen si konstanta dhe do të zëvendësohet p_t me p_a , ndërsa simboli ρ do të paraqet dendësinë e përhershme të ajrit. Duke pasur parasysh këtë aproksimim, fitohet

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} &= -p_x \kappa \operatorname{div} \frac{\partial \mathbf{v}}{\partial t} \\ \operatorname{div}(\operatorname{grad} p) &= -\rho \operatorname{div} \frac{\partial \mathbf{v}}{\partial t} \end{aligned}$$

dhe përfundimisht

$$\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = \frac{p_a \kappa}{\rho} \nabla^2 p \quad (1.9)$$

Nëse në shprehjen (1.9) konstantën pozitive $\frac{p_a K}{\rho}$ e zëvendësojmë me c^2 , do të fitohet

$$\nabla^2 p = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (1.10)$$

ku c paraqet shpejtësinë e përhapjes së valës akustike. Shprehja (1.10) paraqet ekuacionin valor të D'Alamber-it në formën e tij standarde, i cili mund të zbatohet, nën kushte të caktuara fillestare dhe kufitare, në të gjitha rastet e përhapjes së valëve akustike në ajër (dhe gazra në përgjithësi). Pra, fusha akustike paraqitet kur vjen te çrregullimi i gjendjes stacionare të grimcave të ndonjë mjedisi (mediumi) elastik. Këto ndryshime të pozitës së grimcave të përcjella me ndryshimet gjegjëse të presionit dhe të dendësisë paraqiten në vendin e çrregullimit të gjendjes stacionare (burimi i tingullit) dhe nga aty përhapen me shpejtësi të fundme në formë të valëve akustike.

Mediumi nëpër të cilin përhapen valët akustike mund të jetë i gazët, i lëngët ose i ngurtë. Ndryshimi i vetëm është se te gazrat dhe lëngjet paraqiten vetëm valët longitudinale (kur grimcat zhvendosen në drejtim të përhapjes së valëve), ndërsa te materialet e ngurta paraqiten edhe valët transversale (kur grimcat e mediumit zhvendosen normal në këtë drejtim).

1.2 Modeli i veprimit të fushës elektrike te gazrat me ngarkesa

Në shumë materiale, siç janë përçuesit e mirë (metalet, gazrat e jonizuara dhe tretjet elektrolitike) si dhe përçuesit e dobët (izolatorët me humbje dhe gjysmëpërçuesit) bartësit e ngarkesave mund të modelohen si gaz ideal në medium, i cili quhet plazmë. Supozohet se janë dy lloje të ngarkesave me madhësi të njëjtë, por me parashnjë të kundërt $\pm q$, me masat gjegjëse m_{\pm} dhe me numër të dendësisë n_{\pm} . Këto ngarkesa mund të jenë vrira dhe elektrone te gjysmëpërçuesit, jone me ngarkesa të kundërta në tretjet elektrolitike, ose elektrone dhe bërthama te metalet. Kur të aplikohet fusha elektrike, ngarkesat pozitive lëvizin në kah të veprimit të fushës elektrike, ndërsa ngarkesat negative në kah të kundërt.

Këto ngarkesa ndeshen me grimcat e mediumit në frekuencat gjegjëse v_+ dhe v_- , dhe veprojnë si forca të humbjeve për shkak të viskozitetit ose të fërkimit që i kundërvihet lëvizjes së ngarkesave. Përveç

forcave elektrike dhe atyre të fërkimit, në grimca vepron edhe forca e ndërsjelltë përmes presionit të shkaktuar nga lëvizjet termike, e cila është prezent edhe kur grimcat nuk kanë ngarkesa elektrike. Për një gaz ideal presioni i pjesërishëm është

$$p = nkT [Pa] \quad (1.11)$$

ku n paraqet numrin e dendësisë së ngarkesave, T temperaturën absolute dhe $k=1.38 \cdot 10^{-23} J/^{\circ}K$ konstantën e Boltzman-it.

Forca e presionit që vepron në vëllimin e vogël në formë të paralelopipedit në figurën 1.2 është

$$\mathbf{F} = \left[\frac{p(x-\Delta x) - p(x)}{\Delta x} \mathbf{i}_x + \frac{p(y) - p(y+\Delta y)}{\Delta y} \mathbf{i}_y + \frac{p(z) - p(z+\Delta z)}{\Delta z} \mathbf{i}_z \right] \Delta x \Delta y \Delta z \quad (1.12)$$

prej nga shihet se forca e presionit vepron nëse presioni ndryshon në secilën sipërfaqe të kundërt në vëllim. Pasi që vëllimi elementar tenton kah madhësia infinitezimale, anëtarët e presionit në shprehjen (1.12) paraqesin derivatat parcialet, prandaj dendësia vëllimore e forcës do të jetë

$$\lim_{\substack{\Delta x \rightarrow 0 \\ \Delta y \rightarrow 0 \\ \Delta z \rightarrow 0}} \frac{\mathbf{F}}{\Delta x \Delta y \Delta z} = - \left(\frac{\partial p}{\partial x} \mathbf{i}_x + \frac{\partial p}{\partial y} \mathbf{i}_y + \frac{\partial p}{\partial z} \mathbf{i}_z \right) = -\nabla p \quad (1.13)$$

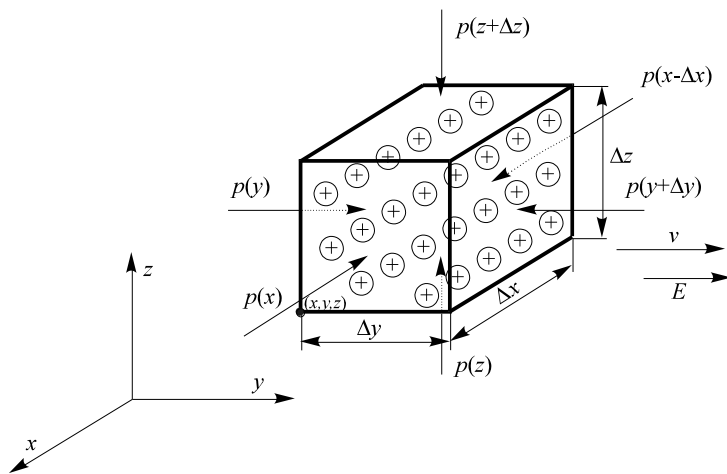


Figura 1.2. Vëllimi elementar i cili lëviz me shpejtësinë \mathbf{v} përmban ngarkesa pozitive në dendësi n .

Duke i shfrytëzuar shprehjet (1.11) - (1.13) dhe ligjin e Newton-it, për çdo bartës të ngarkesës brenda vëllimit elementar do të kemi

$$m_{\pm} \frac{\partial \mathbf{v}}{\partial t} = \pm q \mathbf{E} - m_{\pm} v_{\pm} \mathbf{v} - \frac{1}{n_{\pm}} \nabla(n_{\pm} kT) \quad (1.14)$$

ku fusha elektrike \mathbf{E} i përgjigjet fushës së zbatuar dhe fushës së gjeneruar nga ngarkesat, sipas ligjit të Gauss-it.

Në shumicën e materialeve, forcat e fërkimit mund të mos përfillen, sepse frekuencat e ndeshjes së grimcave janë të rendit $v \approx 10^{13}$ Hz. Në këtë kufi ekuacioni (1.14) mund të zgjidhet më lehtë dhe shpejtësia e secilit bartës në këtë rast është

$$\lim_{\partial \mathbf{v} / \partial t \ll v_{\pm} \mathbf{v}_{\pm}} \mathbf{v}_{\pm} = \frac{1}{m_{\pm} v_{\pm}} \left(\pm q \mathbf{E} - \frac{1}{n_{\pm}} \nabla(n_{\pm} kT) \right) \quad (1.15)$$

Dendësia e ngarkesave dhe e rrymës për secilin bartës mund të jepen si

$$\rho_{\pm} = \pm q n_{\pm}, \quad \mathbf{J}_{\pm} = \rho_{\pm} \mathbf{v}_{\pm} = \pm q n_{\pm} \mathbf{v}_{\pm} \quad (1.16)$$

Me shumëzimin e shprehjes (1.15) me dendësinë e ngarkesave, fitohet ligji i formimit të secilës rrymë si

$$\mathbf{J}_{\pm} = \pm q n_{\pm} \mathbf{v}_{\pm} = \pm \rho_{\pm} \mu_{\pm} \mathbf{E} - D_{\pm} \nabla \rho_{\pm} \quad (1.17)$$

ku μ_{\pm} quhet lëvizshmëria e grimcave dhe D_{\pm} koeficientët e tyre të difuzionit

$$\mu_{\pm} = \frac{q}{m_{\pm} v_{\pm}} [Akg^{-1}s^{-2}] D_{\pm} = \frac{kT}{m_{\pm} v_{\pm}} [m^2 s^{-1}] \quad (1.18)$$

Këto shprehje janë nxjerr nën supozimin se sistemi është në temperaturë konstante. Nga shprehja (1.18) shihet se raporti D_{\pm}/μ_{\pm} është i njëjtë për të dy bartësit dhe ka njësinë e tensionit, prandaj edhe quhet tension termik

$$\frac{D_{\pm}}{\mu_{\pm}} = \frac{kT}{q} \text{ volt} [kgm^2 A^{-1} s^{-3}] \quad (1.19)$$

Ky barazim është i njohur si relacioni i Einstein-it. Ekuacioni (1.17) jep relacionin ndërmjet dendësisë së rrymës dhe fushës elektrike që vepron në modelin e gazit me ngarkesa elektrike.

Studimi i ngarkesave dhe i fushës së tyre elektrike nuk mund të bëhet i veçuar nga rrymat dhe fushat e tyre magnetike. Prandaj ligji i Faraday-it, ligji i Ampere-it me korigjimin e bërë për rrymën e zhvendosjes nga Maxwell-it dhe ligjet e Gauss-it paraqesin sistemin e ekuacioneve për përshkrimin e fushës së ndërlidhur elektromagnetike. Këto ligje në literaturë njihen si ekuacionet e Maxwell-it.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (1.20)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_f + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (1.21)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_f \quad (1.22)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (1.23)$$

Simetria e ekuacioneve të Maxwell-it do të ishte e plotë sikur në anën e djathtë të ekuacionit (1.23) të ishte ndonjë dendësi e ngarkesave magnetike me rrymën përcjellëse të shkaktuar nga rrjedhja e ngarkesave magnetike që do të shtohet në anën e djathtë të ekuacionit (1.20).

Nëse kërkojmë zgjidhjet e ekuacioneve të Maxwell-it që varen vetëm nga koordinata z dhe koha, në medium linear me permitivitet ε dhe permeabilitet μ , në regjion ku nuk ka burime, pra $\rho_f=0$, $\mathbf{J}_f=0$, ekuacionet thjeshtohen në trajtë

$$-\frac{\partial E_y}{\partial z} \mathbf{i}_x + \frac{\partial E_x}{\partial z} \mathbf{i}_y = -\mu \frac{\partial H}{\partial t} \quad (1.24)$$

$$-\frac{\partial H_y}{\partial z} \mathbf{i}_x + \frac{\partial H_x}{\partial z} \mathbf{i}_y = -\mu \frac{\partial E}{\partial t} \quad (1.25)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial z} = 0 \quad (1.26)$$

$$\mu \frac{\partial H_z}{\partial z} = 0 \quad (1.27)$$

Relacionet e fundit tregojnë se komponentët e fushës E_z dhe H_z janë konstante në kohë dhe hapësirë. Me ndarjen e komponentëve të vektorëve në shprehjet (1.24) dhe (1.25) shihet se E_x është i ndërlidhur me H_y dhe H_y me H_x ,

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_x}{\partial z} &= -\mu \frac{\partial H_y}{\partial t}, & \frac{\partial E_y}{\partial z} &= \mu \frac{\partial H_x}{\partial t}, \\ \frac{\partial H_y}{\partial z} &= -\varepsilon \frac{\partial E_x}{\partial t}, & \frac{\partial H_x}{\partial z} &= \varepsilon \frac{\partial E_y}{\partial t}. \end{aligned} \quad (1.24)$$

Në këtë mënyrë formohen dy sisteme të pavarura të ekuacioneve. Nëse marrim $\partial/\partial z$ për ekuacionet e epërme dhe $\partial/\partial t$ për ekuacionet e poshtme dhe i zgjidhim për fushat elektrike, fitohen ekuacionet njëdimensionale të valës

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2} \quad (1.29)$$

ose në formën e përgjithshme

$$\nabla^2 E = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} \quad (1.30)$$

ku c paraqet shpejtësinë e përhapjes së valës

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (1.31)$$

Ekuacionet (1.10) dhe (1.30) pasqyrojnë analogjinë formale ndërmjet fushës elektrike dhe fushës së presionit akustik. Në të dy rastet shpejtësia e përhapjes së valëve varet nga karakteristikat gjegjëse të mediumit.

1.3. Transformimet e Lorentz-it dhe fushat e ndryshueshme kohore

Në fillim të shekullit njëzet, Einstein-i, Bohr-i dhe Born-i në punimet e tyre kanë përmirësuar modelin matematikor të Maxwell-it dhe i kanë treguar disa nga kufizimet e tij në lidhje me teorinë kuantike dhe të relativitetit. Duke u bazuar në teorinë speciale të relativitetit të Einstein-it, Leigh Page në vitin 1912 i zhvillon të gjitha ekuacionet e Maxwell-it nga ligji i Coulomb-it. Një qasje e këtillë në nxjerrjen e ekuacioneve të Maxwell-it e zhvendos fshehtësinë e origjinës së fushës magnetike dhe përmirëson kuptimin e këtyre ekuacioneve. Këtu kjo qasje do të shfrytëzohet për nxjerrjen e origjinës së fushës akustike për të treguar shtrirjen e plotë të analogjisë formale ndërmjet fushës akustike dhe të asaj magnetike.

Edhe pse edhe drita e edhe zëri janë lëvizje valore, përhapja e dritës konsiderohet se ndryshon nga përhapja e zërit në aspektin vijues. Supozojmë se dikush krijon valë zanore duke fluturuar me aeroplan. Nëse aeroplani fluturon me shpejtësi më të vogël se shpejtësia e zërit, vala e zërit lëviz nga aeroplani me shpejtësi relative e cila është

diferenca ndërmjet shpejtësisë së zërit dhe shpejtësisë së aeroplanit. Nëse një vëzhgues në aeroplan mund të masë shpejtësinë e valëve zanore në drejtim të lëvizjes së tij, ai do të thoshte se kjo shpejtësi është më e vogël se shpejtësia e caktuar nga një vëzhgues në tokë, i cili gjithashtu matë shpejtësinë e valës së njëjtë akustike. Nëse shpejtësia e aeroplanit rritet shumë, mund të ndodhë që vala zanore të ikë me aeroplanin si në rastin e shpejtësive supersonike. Rrjedhimisht, shpejtësia relative e zërit në krahasim me aeroplanin mund të jetë numër pozitiv, negativ ose zero, varësisht nga kushtet e eksperimentit.

Eksperimente të ngjashme janë bërë edhe për përcaktimin e shpejtësisë së dritës dhe, për befasi, në çdo rast shpejtësia e matur relative e dritës është treguar konstante dhe e pavarur nga drejtimi i udhëtimit. Kjo ka qenë vërtetuar shumë herë në një shkallë të lartë të besueshmërisë me eksperimente si ai i Michelson-Morley-ut. Kësisoj, të dhënat eksperimentale i lejojnë Einstein-it që të përvetësojë se shpejtësia e dritës është një konstantë për çdo vëzhgues pa marrë parasysh shpejtësinë e tij dhe se kjo shpejtësi konstante është njëra nga faktet fundamentale të natyrës. Mbi këtë fakt ai ndërtoi njërën nga postulatet bazike të teorisë speciale të relativitetit në vitin 1905. Si postulat të dytë ai përvetësoi principin e relativitetit (që si ide është shumë më e vjetër), i cili thotë se ligjet fundamentale të fizikës janë të njëjta gjithkund në univers dhe se nuk varen nga korniza referente ose sistemi koordinativ i vëzhguesit.

1.3.1. Derivimi i transformimit të Lorentz-it

Supozojmë se dy vëzhgues udhëtojnë nëpër hapësirë në shtigje paralele përpara një burimi të largët të dritës dhe përvetësojmë se udhëtojnë me shpejtësi të ndryshme, por konstante. Secili vëzhgues matë shpejtësinë relative të dritës që vjen nga burimi dhe në pajtim me teorisë speciale të relativitetit secili mbërrin te numri i njëjtë c për shpejtësi relative të dritës. Për caktimin e shpejtësisë së dritës secili prej tyre do të shfrytëzojë matjen e gjatësisë (distancës) dhe të kohës. Që të jemi më eksplisit, do të përvetësojmë se boshtet e sistemeve koordinative karteziante të të dy vëzhguesve janë paralele dhe se një kornizë referente rrëshqet përgjatë boshtit z prej kornizës tjetër referente me shpejtësi konstante u si në figurën 1.1

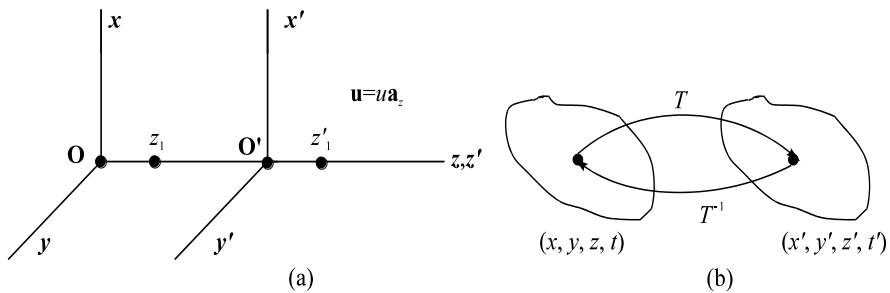


Figura 1.3. Vëzhguesit O dhe O' janë të fiksuar në sistemet koordinative të cilat lëvizin me shpejtësi relative konstante \mathbf{u} . (a) Orientimi i sistemit koordinativ; (b) transformimet T dhe T' .

Ky orientim special i boshteve nuk është i domosdoshëm për nxjerrjen e rezultateve përfundimtare, por puna jonë thjeshtësohet dukshëm me një përvetësim të këtillë. Gjithashtu përvetësohet se ekzistojnë transformime lineare matematikore të cilat i lidhin këto dy sisteme mes vete, ashtu që secila pikë në sistemin koordinativ (x, y, z, t) transformohet në një pikë të vetme në sistemin (x', y', z', t') nën transformimin T (si në figurën 1.3.b). Transformimi T duhet të jetë i njëvlershëm, ashtu që në çastin e dhënë kohor një pikë z_1 do të transformohet në ndonjë pikë z'_1 në sistemin e dytë koordinativ. Edhe transformimi invers T^{-1} i ka vetitë e njëjta. Pasi që nuk ka lëvizje relative përgjatë boshteve x ose y , transformimet gjegjëse janë

$$x' = x \quad (1.32)$$

$$y' = y \quad (1.33)$$

Ndërkaq, për boshtet z dhe t do të përvetësohet një transformim linear më i përgjithshëm T i cili do të nxirret përmes varshmërive lineare

$$z' = a_{11}z + a_{12}t \quad (1.34)$$

$$t' = a_{21}z + a_{22}t \quad (1.35)$$

Në këto ekuacione konstantet a_{ij} janë të panjohura. Këto konstante do të caktohen asisoj që transformimi t'i plotësojë principet e teorisë speciale të relativitetit. Dy ekuacionet e fundit mund të shkruhen në formën matricore

$$\begin{bmatrix} z' \\ t' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z \\ t \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

ku matrica katrore e konstanteve të panjohura paraqet transformimin linear.

Ekuacionet (1.32)-(1.35) definojnë transformimin T të cilin vëzhguesi O do ta shfrytëzojë për transformimin e pikave të njohura të sistemit (x, y, z, t) në sistemin tjetër. Të theksohet se pikat në sistemin e tij i duken që qëndrojnë të fiksuara, derisa pikat në sistemin (x', y', z', t') duket se lëvizin me shpejtësi konstante \mathbf{u} . Kësisoj, nga ek.(1.36) i cili ishte shkruar për vëzhguesin O , mund të gjendet lidhja ndërmjet konstanteve a_{11} dhe a_{12} duke shqyrtuar një pikë të fiksuar në sistemin koordinativ të vëzhguesit O' . Për vëzhguesin O , pika lëviz në distancën dz për kohën dt

$$dz' = 0 = a_{11}dz + a_{12}dt \quad (1.37)$$

Vëzhguesi O sheh pikën që lëviz me shpejtësi që ka amplitudën u

$$\frac{dz}{dt} = -\frac{a_{12}}{a_{11}} = u \quad (1.38)$$

rrjedhimisht

$$a_{12} = -a_{11}u \quad (1.39)$$

Të panjohurat e mbetura mund të gjenden nga kërkesa që shpejtësia e dritës të jetë e njëjtë në të dy sistemet referente. Nëse supozohet se origjinat e dy sistemeve janë koincidente në kohën $t=t'=0$ dhe se vrushkulli i dritës është iniciuar nga origjina në atë çast, ky vrushkull do të udhëtojë nga origjina dhe në një çast të mëvonshëm secili vëzhgues mund ta masë distancën nga origjina e sistemit të tij në frontin valor të vrushkullit të dritës. Katrorët e këtyre distancave janë

$$x^2 + y^2 + z^2 = (ct)^2 \quad (1.40)$$

$$(x')^2 + (y')^2 + (z')^2 = (ct')^2 \quad (1.41)$$

ku konstanta c është e njëjtë për të dy sistemet. Prandaj distanca e dhënë në ekuacionin (1.40) duhet të jetë e njëjtë me atë të ekuacionit (1.41). Nëse i zëvendësojmë ek.(1.32)-(1.41), në ek.(1.41) mund t'i caktojmë (x', y', z', t') në varshmëri nga koordinatat (x, y, z, t) . Duke shfrytëzuar ek.(1.39) për ta eliminuar të panjohurën a_{12} fitohet katrori i distancës

$$x^2 + y^2 + a_{11}^2(z - ut)^2 = c^2(a_{21}z + a_{22}t)^2 \quad (1.42)$$

Me rishkrimin e ek.(1.42) fitohen koeficientet për secilin variabël të pavarur

$$x^2 + y^2 + (a_{11}^2 - c^2 a_{21}^2)z^2 = (c^2 a_{22}^2 - u^2 a_{11}^2)t^2 + 2(c^2 a_{21} a_{22} + u a_{11}^2)zt \quad (1.43)$$

Koeficientët e këtij ekuacioni duhet të përputhen me koeficientët e ek.(1.40) dhe me krahasimin e koeficientëve gjegjësis fitohen

$$\begin{aligned}
 a_{11}^2 - c^2 a_{21}^2 &= 1 \\
 c^2 a_{22}^2 - u^2 a_{11}^2 &= c^2 \\
 c^2 a_{21} a_{22} + u a_{11}^2 &= 0
 \end{aligned}
 \tag{1.44}$$

Zgjidhja për konstantet e panjohura është

$$\begin{aligned}
 x' &= x \\
 y' &= y
 \end{aligned}
 \tag{1.45}$$

$$\begin{bmatrix} z' \\ t' \end{bmatrix} = \frac{1}{k} \begin{bmatrix} 1 & -u \\ -\frac{u}{c^2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z \\ t \end{bmatrix}$$

me çka plotësohet derivimi i transformimit T . Konstanta k e quajtur faktori i kontraksionit është dhënë me

$$k = \sqrt{1 - \frac{u^2}{c^2}}
 \tag{1.46}$$

Transformimi i koordinatave i dhënë me ek. (1.45) quhet transformimi i Lorentz-it. Në mënyrë të ngjashme fitohet edhe transformimi invers T^{-1} i cili shfrytëzohet kur janë të njohura koordinatat (x', y', z', t') . Në këtë rast transformimi T^{-1} ndryshon nga T vetëm në shenjë të shpejtësisë relative u

$$\begin{aligned}
 x &= x' \\
 y &= y'
 \end{aligned}
 \tag{1.47}$$

$$\begin{bmatrix} z \\ t \end{bmatrix} = \frac{1}{k} \begin{bmatrix} 1 & u \\ \frac{u}{c^2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z' \\ t' \end{bmatrix}$$

Me zëvendësimin e prodhimit të matricave për z dhe t nga ek. (1.47) në ek.(1.46) tregohet se prodhimi i matricave katrore dhe i konstantës $1/k^2$ jep matricën e identitetit. Kjo do të thotë se pasqyrimi është një për një, kështu që mund të bëhet transformimi i koordinatave nga një sistem në tjetrin dhe anasjelltas.

Nëse shpejtësia relative ndërmjet dy sistemeve koordinative është 0 ($\mathbf{u}=0$), atëherë $z=z'$ dhe $t=t'$. Ndërkaq, nëse \mathbf{u} nuk është 0 , z' dhe t' bëhen funksione të distancës z dhe kohës t dhe anasjelltas. Nëse shpejtësia u i afrohet shpejtësisë së dritës c , ndërvarshmëria e variabileve të distancës dhe të kohës bëhet më e theksuar dhe faktori i kontraksionit bëhet gjithnjë më i vogël.

1.3.2. Transformimi i masës dhe i forcës

Nëse vëzhguesi O e vëzhgon grimcën në lëvizje do t'i duket se madhësia e grimcës zvogëlohet në drejtim të lëvizjes. Rrjedhimisht, edhe dendësia e grimcës ishte dashur të ndryshojë, përveç nëse ka mundësi që edhe masa të zvogëlohet asisoj që ta kompensojë zvogëlimin e madhësisë. Por kjo do të ishte në kundërshtim me ligjin e Newton-it për konservimin e masës. Në teorinë speciale të relativitetit Einstein-i ka gjetur se nuk mund të jenë valid edhe ligji mbi konservimin e masës, edhe ligji mbi konservimin e momentit, prandaj njëri prej tyre duhet të hidhet poshtë. Të dhënat eksperimentale kishin treguar se ligji mbi konservimin e momentit ishte korrekt, prandaj Einstein-i vazhdon me hulumtimin e ndryshimit të masës. Ne këtu nuk do ta nxjerrim këtë ndryshim, sepse do të na shpinte shumë larg nga caku i punimit, por do ta marrim të gatshme se masa e një grimce rritet, në krahasim me një vëzhgues të jashtëm, me rritjen e shpejtësisë relative të grimcës në pajtim me

$$m = \frac{m_0}{k} \quad (1.48)$$

ku m_0 është masa e grimcës në qetësi. Pasi që madhësia e grimcës gjithashtu zvogëlohet, dendësia e grimcës nuk është konstante, por duhet të rritet. Të gjitha këto efekte shfaqen për një vëzhgues të jashtëm. Vëzhguesi i cili lëviz së bashku me grimcën nuk do të vërejë kurrfarë ndryshimi në madhësi, masë ose dendësi të saj.

Relacioni ndërmjet masës dhe të energjisë mund të demonstrohet me zbërthimin e faktorit $1/k$ në seri

$$\frac{1}{k} = \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right)^{-\frac{1}{2}} = 1 + \frac{1}{2}\left(\frac{v}{c}\right)^2 + \frac{3}{8}\left(\frac{v}{c}\right)^4 + \dots \quad (1.49)$$

dhe këta anëtarë të serisë i zëvendësojmë në ek. (1.48) e fitohet

$$m = m_0 + \frac{m_0}{2}\left(\frac{v}{c}\right)^2 + \frac{3m_0}{8}\left(\frac{v}{c}\right)^4 + \dots \quad (1.50)$$

Në pajtim me mekanikën e Newton-it energjia kinetike e një trupi në lëvizje është $m_0v^2/2$. Prandaj është e qartë se anëtari i dytë në shprehjen (1.50) paraqet energjinë kinetike të pjesëtuar me katrorin e shpejtësisë së dritës. Rrjedhimisht, nëse çdo anëtar të shprehjes (1.50) e shumëzojmë me katrorin e shpejtësisë së dritës, të gjithë anëtarët tjerë gjithashtu do të paraqesin energji. Kështu konkludohet se energjia totale e shoqëruar me grimcën në lëvizje është

$$E = mc^2 = m_0c^2 + \frac{m_0v^2}{2} + \frac{3m_0v^4}{8c^2} + \dots \quad (1.51)$$

Anëtari i dytë i serisë paraqet energjinë kinetike sipas mekanikës së Newton-it. Anëtari padyshim më interesant është anëtari i parë, i cili paraqet energjinë e grimcës në qetësi, e që është demonstruar në mënyrën më dramatike me anë të detonimit të eksplozimeve nukleare.

Të supozojmë se grimca lëviz me shpejtësi $v_z \mathbf{a}_z$ në krahasim me vëzhguesin e stacionuar O . Për vëzhguesin, masa e grimcës duket se rritet me rritjen e shpejtësisë në pajtim me

$$m = \frac{m_0}{\sqrt{1 - \frac{v_z^2}{c^2}}} \quad (1.52)$$

(nga ek.(1.46) dhe (1.48) ku v_z është zëvendësuar me u . Të supozojmë se vëzhguesi i dytë O' i cili lëviz me shpejtësi \mathbf{u} në krahasim me vëzhguesin O gjithashtu e vëzhgon lëvizjen e grimcës. Për te shpejtësia e grimcës është $v'_z \mathbf{a}_z$, dhe masa e grimcës do të jetë

$$m' = \frac{m_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{v'_z}{c}\right)^2}} \quad (1.53)$$

Masa në qetësi m_0 është e njëjtë për të dy vëzhguesit. Nga ekuacioni (1.52) dhe (1.53) mund të caktohen transformimet ndërmjet m dhe m'

$$m' = m \left[\frac{1 - \left(\frac{v_z}{c}\right)^2}{1 - \left(\frac{v'_z}{c}\right)^2} \right]^{1/2} \quad (1.54)$$

Mund të tregohet se shpejtësia e lëvizjes së grimcës për vëzhguesin O' është

$$v'_z = \frac{dz'}{dt'} = \frac{v_z - u}{1 - \frac{uv_z}{c^2}} = (v_z - u)g \quad (1.55)$$

ku

$$g \equiv \frac{1}{1 - \frac{uv_z}{c^2}} \quad (1.56)$$

Nëse nga ekuacioni(1.54) eliminohet v'_z , fitohet ndryshimi i masës m (siç e shef vëzhguesi O) në m' (siç e shef vëzhguesi O')

$$m' = \frac{m}{k} \left(1 - \frac{uv_z}{c^2} \right) = \frac{m}{k g} \quad (1.57)$$

Masat m dhe m' janë funksione të koordinatave të kohës dhe të distancës. Numri kg mund të jetë më i madh ose më i vogël se 1, varësisht nga shpejtësia relative e vëzhguesve \mathbf{u} .

Njëri nga ligjet e fizikës që vlen në çdo kornizë referente është ligji i dytë i Newton-it i cili thotë se forca totale në masë është e barabartë me derivatin kohor të momentit të asaj mase. Kjo do të thotë se në të dy kornizat tona referente forca në grimcë është

$$\mathbf{F} = \frac{d}{dt} m\mathbf{v} \quad (1.58)$$

$$\mathbf{F}' = \frac{d}{dt'} m' \mathbf{v}' \quad (1.59)$$

Pra, tani duhet të caktohet lidhshmëria ndërmjet \mathbf{F} dhe \mathbf{F}' nën veprimin e transformimeve të Lorentz-it. Për thjeshtim, do ta shfrytëzojmë edhe më tutje sistemin koordinativ karteziq dhe forcat e shpejtësitë do t'i shprehim në trajtën e zakonshme përmes komponentëve të tyre dhe vektorëve njësi. Për shembull,

$$\mathbf{F}' = F'_x \mathbf{a}_x + F'_y \mathbf{a}_y + F'_z \mathbf{a}_z \quad (1.60)$$

$$\mathbf{v}' = v'_x \mathbf{a}_x + v'_y \mathbf{a}_y + v'_z \mathbf{a}_z \quad (1.61)$$

Derivimi i plotë i lidhshmërisë ndërmjet \mathbf{F} dhe \mathbf{F}' është dhënë nga Elliot [86] dhe këtu do të kapërcehet, sepse në rend të parë jemi të orientuar në disa zbatime të transformimeve të Lorentz-it. Për vëzhguesin O transformimi i Lorentz-it i komponentëve të \mathbf{F} në komponentët e \mathbf{F}' është dhënë me

$$\begin{aligned} F'_x &= k g F_x \\ F'_y &= k g F_y \end{aligned} \quad (1.62)$$

$$F'_z = F_z - \frac{gu}{c^2} (v_x F_x + v_y F_y)$$

Transformimi invers i komponentëve të forcës është

$$\begin{aligned}
 F_x &= \frac{1}{kg} F'_x \\
 F_y &= \frac{1}{kg} F'_y
 \end{aligned}
 \tag{1.63}$$

$$F_z = F'_z + \frac{u}{kc^2} (v_x F'_x + v_y F'_y)$$

Gjatë këtyre transformimeve janë përvetësuar orientimet e boshteve koordinative të njëjta si dhe shpejtësia e njëjtë relative \mathbf{u} si më parë. Duhet të theksohet se komponentët e shpejtësisë \mathbf{v} janë dhënë në sistemin (x, y, z, t) .

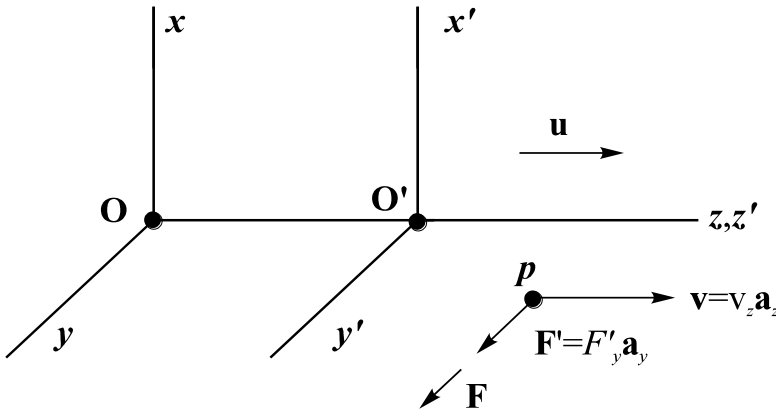


Figura 1.4. Vëzhguesit O dhe O' matin forca të ndryshme në grimcën p .

Të supozojmë se grimca p lëviz në drejtimin z , si në figurën 1.4, dhe se në grimcë ekziston forca e njohur \mathbf{F}' . Ne dëshirojmë ta caktojmë forcën \mathbf{F} ashtu si shihet nga vëzhguesi O . Kjo do të thotë se na duhet transformimi i Lorentz-it i \mathbf{F}' në \mathbf{F} . Do të përvetësojmë se forca \mathbf{F} ka formën

$$\mathbf{F} = F_x \mathbf{a}_x + F_y \mathbf{a}_y + F_z \mathbf{a}_z
 \tag{1.64}$$

Kjo forcë mund të caktohet përmes komponentëve të njohur të \mathbf{F}' duke shfrytëzuar ek. (1.58) deri (1.63). Me zëvendësimin në ek. (1.64) dhe me rregullimin e anëtarëve mund të fitohet

$$\mathbf{F} = \left(\frac{1}{k} F'_x \mathbf{a}_x + \frac{1}{k} F'_y \mathbf{a}_y + F'_z \mathbf{a}_z \right) + \left[\frac{u}{kc^2} \mathbf{v} \times (\mathbf{a}_z \times \mathbf{F}') \right]
 \tag{1.65}$$

Paraqitja e këtillë e forcës \mathbf{F} ka përparësi, sepse shpejtësia e grimcës paraqitet në shprehje vetëm një herë dhe kjo do të luajë rol të

rëndësishëm në zbatimet e mëvonshme të këtij transformimi në vazhdim të kapitullit.

Në figurën 1.2 kemi përveçësuar se grimca p ka vetëm komponentin \mathbf{a}_z të shpejtësisë dhe se forca \mathbf{F}' ka vetëm komponentin \mathbf{a}_y . Nëse vektorët \mathbf{v} dhe \mathbf{F}' i zëvendësojmë në ek. (1.65) do ta gjejmë forcën \mathbf{F} në grimcë, në krahasim me vëzhguesin O

$$\begin{aligned}\mathbf{F} &= \frac{1}{k} F'_y \mathbf{a}_y + \frac{u}{kc^2} v_z \mathbf{a}_z \times (\mathbf{a}_z \times F'_y \mathbf{a}_y) \\ &= \frac{F'_y}{k} \left(1 - \frac{uv_z}{c^2}\right) \mathbf{a}_y = \frac{F'_y}{k g} \mathbf{a}_y\end{aligned}\quad (1.66)$$

Rrjedhimisht, forca \mathbf{F} që vëzhgon vëzhguesi O është në drejtim të \mathbf{a}_y dhe amplituda e saj mund të jetë më e madhe ose më e vogël se F'_y varësisht nga vlera e kg .

1.3.3. Fushat elektrike dhe magnetike

Supozojmë se boshtet koordinative të dy vëzhguesve O dhe O' janë të vendosura si në figurën 1.5, ashtu që sistemi koordinativ i vëzhguesit O' rrëshqet përgjatë boshtit z të sistemit të vëzhguesit O . Është përveçësuar se shpejtësia relative ndërmjet dy sistemeve koordinative është \mathbf{u} .

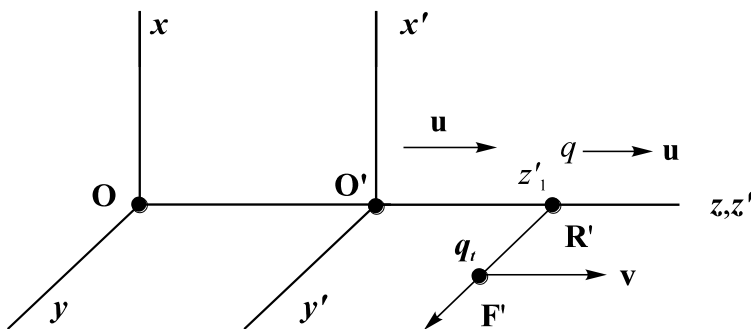


Figura 1.5. Ngarkesa q në lëvizje përgjatë boshtit z vepron me forcë në ngarkesën testuese q_t .

Të përveçësuar gjithashtu se ekziston një fushë elektrostatiske \mathbf{E}' përgjatë tërë rajonit. Kjo fushë elektrostatiske mund të jetë fushë e shkaktuar nga një ngarkesë elektrike q të fiksuar në pikën z'_1 të sistemit

koordinativ (x',y',z',t') . Pasi që ngarkesa është e fiksuar në krahasim me vëzhguesin O' , edhe fusha elektrostатike është e fiksuar. Nëse në këtë rajon ekziston një ngarkesë testuese q_t , në të do të veprojë forca \mathbf{F}' e ngarkesës q . Pasi që ngarkesa q është e fiksuar ndaj vëzhguesit O' , forca e vetme që do të detektojë vëzhguesi O' në ngarkesën testuese q_t do të jetë forca e kulonit e dhënë me ligjin e tij

$$\mathbf{F}' = \frac{q q_t}{4\pi \epsilon_0 (R')^3} = q_t \mathbf{E}' \quad (1.67)$$

Kësisoj mund të caktohet fusha elektrostатike \mathbf{E}' ashtu siç e detekton vëzhguesi O' . Do të përvetësojmë se fusha e forcës është dhënë në koordinatat karteziiane, ashtu që nga forca

$$\mathbf{F}' = F'_x \mathbf{a}_x + F'_y \mathbf{a}_y + F'_z \mathbf{a}_z \quad (1.68)$$

mund të caktohen komponentët e fushës elektrike \mathbf{E}'

$$\mathbf{E}' = \frac{F'_x}{q_t} \mathbf{a}_x + \frac{F'_y}{q_t} \mathbf{a}_y + \frac{F'_z}{q_t} \mathbf{a}_z \quad (1.69)$$

Për vëzhguesin O' edhe fusha e forcës edhe fusha elektrike janë fusha statike dhe vlen teoria e fushave elektrostатike. Për vëzhguesin O ngarkesa q është në lëvizje përgjatë boshtit z dhe rrjedhimisht fushat e forcës dhe fushat elektrike paraqiten të ndryshueshme në kohë. Nëse përvetësojmë se mund ta caktojmë fushën e forcës nga ligji i Coulomb-it për rastin statik, ashtu siç e sheh vëzhguesi O' , mund t'i shfrytëzojmë transformimet e Lorentz-it nga paragrafi paraparak për caktimin e fushës së forcës dinamike (të ndryshueshme në kohë) ashtu siç e sheh vëzhguesi O . Do të përvetësojmë se ngarkesa është invariante për transformimet e Lorentz-it. Pra, forca të cilën do ta detektojë vëzhguesi O në grimcën q_t , në bazë të ek. (1.65) do të jetë

$$\mathbf{F} = \left(\frac{1}{k} F'_x \mathbf{a}_x + \frac{1}{k} F'_y \mathbf{a}_y + F'_z \mathbf{a}_z \right) + \frac{u}{k c^2} [\mathbf{v} \times (\mathbf{a}_z \times \mathbf{F}')] \quad (1.70)$$

Këtu shpejtësia \mathbf{v} është shpejtësia e grimcës q_t ndaj vëzhguesit O . Tani të supozojmë se shpejtësia \mathbf{v} është zero në ek.(1.70), kështu që vëzhguesi O detekton një fushë të forcës dhe një fushë elektrike

$$\mathbf{F} = \frac{1}{k} F'_x \mathbf{a}_x + \frac{1}{k} F'_y \mathbf{a}_y + F'_z \mathbf{a}_z \quad (1.71)$$

$$\mathbf{E} = \frac{\mathbf{F}}{q_t} = \frac{1}{k} E'_x \mathbf{a}_x + \frac{1}{k} E'_y \mathbf{a}_y + E'_z \mathbf{a}_z \quad (1.72)$$

Në të vërtetë ky është transformimi i fushës elektrike ashtu siç e sheh vëzhguesi O . Transformimet e komponentëve individualë janë

$$E_x = \frac{E'_x}{k}, \quad E_y = \frac{E'_y}{k}, \quad E_z = E'_z \quad (1.73)$$

Të theksohet se nëse shpejtësia u në krahasim me dy kornizat referente është gjithashtu zero, faktori i kontraksionit k është 1 dhe fushat elektrike në të dy kornizat janë identike. Forca \mathbf{F} e matur nga vëzhguesi O në ngarkesën e fiksuar testuese q_t (kur është $\mathbf{v}=0$) quhet forca e fushës elektrike ose forca e kulonit

$$\mathbf{F} = q_t \mathbf{E} = \mathbf{F}_{coul} \quad (1.74)$$

Përderisa vëzhguesi O nuk e lëviz ngarkesën testuese, forca e kulonit është forca e vetme që mund ta detektojë, edhe pse ngarkesa burimore q është në lëvizje. Konkludimi i këtillë është nxjerr nga ek. (1.70). Kur ngarkesa burimore q është në lëvizje, forca e kulonit në q_t do të ndryshojë me kohën.

Tani të shqyrtojmë rastin më të përgjithshëm të ek. (1.70), kur shpejtësia \mathbf{v} nuk është zero. Në këtë rast, kur ek. (1.70) shprehet përmes fushave elektrike \mathbf{E} dhe \mathbf{E}' do të kemi

$$\mathbf{F} = q_t \mathbf{E} + \frac{u}{kc^2} \left[\mathbf{v} \times (\mathbf{a}_z \times q_t \mathbf{E}') \right] \quad (1.75)$$

dhe me rregullimin e konstanteve brenda kllapave fitojmë

$$\mathbf{F} = q_t \mathbf{E} + q_t \left[\mathbf{v} \times \left(\frac{u}{kc^2} \mathbf{a}_z \times \mathbf{E}' \right) \right] \quad (1.76)$$

Pra, forca totale në ngarkesë është shuma e forcës së kulonit dhe forcës që varet nga anëtarët brenda kllapave. Kjo madhësi ka njësi të fushës \mathbf{E} , por paraqet produktin vektorial të shpejtësisë \mathbf{v} dhe të një fushe të re e cila varet nga \mathbf{u} dhe \mathbf{E}' . Kjo fushë quhet fushë magnetike dhe definohet

$$\mathbf{B} \equiv \frac{u}{k c^2} \mathbf{a}_z \times \mathbf{E}' \quad (1.77)$$

Kjo është fusha magnetike për rastin e orientimit special të boshteve dhe të ngarkesës të cilën e kemi trajtuar, por mund të shihet se kjo fushë nuk varet nga ngarkesa testuese ose nga shpejtësia e saj, por nga fusha \mathbf{E}' dhe shpejtësia e saj \mathbf{u} . Gjithashtu mund të shihet se fusha magnetike është shkaktuar nga fusha elektrike në lëvizje \mathbf{E}' ndaj një vëzhguesi dhe jo nga ndonjë dukuri e re.

Nëse forcën e shprehim përmes fushës magnetike

$$\mathbf{F} = q_t \mathbf{E} + q_t \mathbf{v} \times \mathbf{B} \tag{1.78}$$

$$\mathbf{F} = q_t (\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B})$$

fitohet shprehja për ekuacionin e forcës së Lorentz-it. Pra, forca e Lorentz-it është shuma e forcës së kulonit dhe e forcës për shkak të fushës magnetike

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_{coul} + \mathbf{F}_{mag} \tag{1.79}$$

Fushat e forcave të nxjerra në këtë mënyrë mund të shfrytëzohen për nxjerrjen e ekuacioneve të Maxwell-it, duke u nisur nga një ligj i vetëm eksperimental (ligji i Coulomb-it) dhe duke zbatuar transformimet e Lorentz-it. Njëra nga përparësitë e kësaj qasjeje është të tregohet lidhshmëria e fushave të ndryshueshme kohore elektrike dhe magnetike.

1.3.4. Fusha akustike

Për ta treguar analogjinë formale ndërmjet fushës magnetike dhe asaj akustike, do ta përcjellim rrugën e njëjtë të transformimit të forcës si në rastin paraprak për fushën magnetike. Pra, duke u nisur nga një ligj eksperimental dhe duke shfrytëzuar relativitetin dhe forcën e Lorentz-it, do ta nxjerrim origjinën e fushës akustike.

Supozojmë se vëzhguesit O dhe O' matin shpejtësinë e zërit dhe konstatojnë se kjo shpejtësi është konstante c dhe se vlejné transformimet e Lorentz-it. Boshtet koordinative të dy vëzhguesve janë të vendosura si në figurën 1.6.

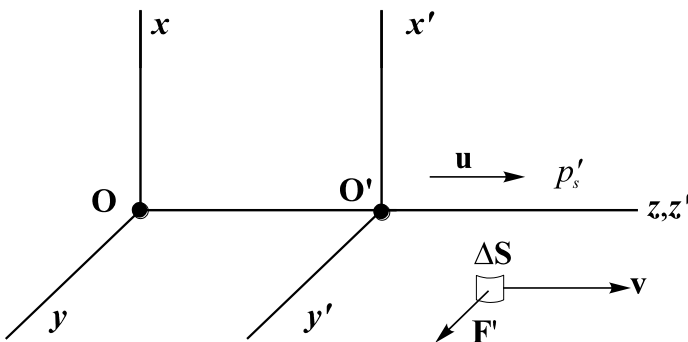


Figura 1.6. Presioni i përhershëm atmosferik (statik) shkakton forcë në sipërfaqen elementare ΔS .

Nëse përvehtësojmë se ekziston një presion statik p_s' i fiksuar për sistemin koordinativ të vëzhguesit O' , ky vëzhgues do të vërejë një fushë statike të presionit përgjatë tërë regjionit. Duke i pasur parasysh kushtet e vendosura në fillim, si presion statik trajtohet presioni i përhershëm atmosferik. Nëse në këtë regjion vendosim një sipërfaqe elementare testuese ΔS (e cila në akustikë trajtohet si burim pikësor i valëve akustike) në të do të veprojë një forcë \mathbf{F}' për shkak të pranisë së presionit të përhershëm statik. Pasi që ky presion është i fiksuar ndaj vëzhguesit O' , të vetmen forcë të cilën e detekton ky vëzhgues është forca e presionit atmosferik që vepron në sipërfaqen elementare ΔS

$$\mathbf{F}' = \Delta S p_s' \quad (1.80)$$

Pasi që forca \mathbf{F}' është vektor dhe ka drejtimin e normales në sipërfaqen elementare ΔS , ajo mund të shkruhet si

$$\begin{aligned} \mathbf{F}' &= \Delta S p_s' = \Delta S (\mathbf{a}_x + \mathbf{a}_y + \mathbf{a}_z) p_s' \\ &= \Delta S (p_s' \mathbf{a}_x + p_s' \mathbf{a}_y + p_s' \mathbf{a}_z) = \Delta S \mathbf{p}'_s \end{aligned}$$

ku ΔS është sipërfaqja elementare testuese dhe p_s' presioni statik në sistemin e vëzhguesit O' . Kështu mund të caktohet presion statik \mathbf{p}'_s i detektuar nga vëzhguesi O' . Nëse përvehtësojmë, edhe në këtë rast, se fusha e forcës është dhënë në koordinatat karteziante, atëherë nga

$$\mathbf{F}' = F_x' \mathbf{a}_x + F_y' \mathbf{a}_y + F_z' \mathbf{a}_z \quad (1.81)$$

mund të caktohen komponentët e fushës së presionit si

$$\mathbf{p}'_s = \frac{F_x'}{\Delta S} \mathbf{a}_x + \frac{F_y'}{\Delta S} \mathbf{a}_y + \frac{F_z'}{\Delta S} \mathbf{a}_z$$

Pra, edhe këtu për vëzhguesin O' fusha e forcës dhe fusha e presionit janë statike. Ndërkaq për vëzhguesin O këto fusha do të paraqiten si fusha të ndryshueshme kohore, të cilat mund të caktohen duke shfrytëzuar transformimet e Lorentz-it. Këtu do të përvehtësojmë se sipërfaqja elementare ΔS është invariante ndaj transformimeve të Lorentz-it.

Pra, kur janë të njohura forca \mathbf{F}' dhe komponentët e saj (Figura 1.4), nga ek. (1.70) mund ta gjejmë forcën \mathbf{F} që do ta detektojë vëzhguesi O në sipërfaqen ΔS

$$\mathbf{F} = \left(\frac{1}{k} F_x' \mathbf{a}_x + \frac{1}{k} F_y' \mathbf{a}_y + F_z' \mathbf{a}_z \right) + \frac{u}{k c^2} \left[\mathbf{v} \times (\mathbf{a}_z \times \mathbf{F}') \right] \quad (1.82)$$

Në këtë rast k paraqet faktorin e kontraksionit për shpejtësi të zërit, c është shpejtësia e zërit dhe \mathbf{v} është shpejtësia e lëvizjes së sipërfaqes ΔS ndaj vëzhguesit O . Nëse sipërfaqja ΔS është në qetësi, $v=0$, fushat e detektuarra nga vëzhguesi O do të jenë

$$\mathbf{F} = \frac{1}{k} F'_x \mathbf{a}_x + \frac{1}{k} F'_y \mathbf{a}_y + F'_z \mathbf{a}_z \tag{1.83}$$

$$\mathbf{p}_s = \frac{\mathbf{F}}{\Delta S} = \frac{1}{k} p'_s \mathbf{a}_x + \frac{1}{k} p'_s \mathbf{a}_y + p'_s \mathbf{a}_z$$

Shprehja e fundit në të vërtetë paraqet transformimin e Lorentz-it për fushën e presionit ashtu siç e sheh vëzhguesi O . Nëse shpejtësia u ndaj dy kornizave referente është gjithashtu 0 , faktori i kontraksionit k është 1 dhe fushat e presionit në të dy kornizat do të jenë të njëjta. Forca \mathbf{F} e matur nga vëzhguesi O quhet forca e presionit statik ose forca e presionit të përhershëm atmosferik

$$\mathbf{F} = \Delta S \mathbf{p}_s \tag{1.84}$$

Derisa sipërfaqja testuese është në qetësi ($v=0$), forca e presionit atmosferik është e vetmja forcë të cilën mund ta detektojë vëzhguesi O , edhe pse fusha statike është në lëvizje kjo forcë vetëm do të ndryshojë me kohën. Për rastin kur $v \neq 0$ ek. (58) mund të rishkruhet

$$\mathbf{F} = \Delta S \mathbf{p}_s + \frac{u}{k c^2} \left[\mathbf{v} \times \left(\mathbf{a}_z \times \Delta S \mathbf{p}'_s \right) \right] \tag{1.85}$$

dhe konstantat brenda kllapave rregullohen asisoj që të fitohet forma e ngjashme me ek. (49)

$$\mathbf{F} = \Delta S \mathbf{p}_s + \Delta S \left[\mathbf{v} \times \left(\frac{u}{k c^2} \mathbf{a}_z \times \mathbf{p}'_s \right) \right] \tag{1.86}$$

Nga ky ekuacioni shihet se forca totale që vepron në sipërfaqen elementare ΔS është shuma e forcës së presionit atmosferik dhe forcës e cila varet nga shpejtësia e sipërfaqes elementare, shpejtësia e lëvizjes së fushës statike dhe nga presioni statik \mathbf{p}'_s . Kjo madhësi në kllapa katrore ka njësi të presionit dhe paraqet produktin vektorial të shpejtësisë \mathbf{v} dhe një fushe të re. Këtë fushë të re, në analogji me fushën magnetike, e quajmë fushë akustike dhe e definojmë si

$$\mathbf{A} \equiv \frac{u}{k c^2} \mathbf{a}_z \times \mathbf{p}'_s \tag{1.87}$$

Kjo do të ishte fusha akustike që i përgjigjet orientimit special të boshteve dhe sipërfaqes elementare të përvetësuar në fillim. Për një fushë akustike të definuar në këtë mënyrë mund të thuhet se është e pavarur nga sipërfaqja testuese dhe nga shpejtësia e saj, por varet nga fusha \mathbf{p}'_s dhe shpejtësia e lëvizjes së kësaj fushe \mathbf{u} . Gjithashtu shihet se edhe fusha akustike nuk është shkaktuar nga ndonjë dukuri e re, por më parë është pasojë e lëvizjes së fushës së presionit atmosferik ndaj vëzhguesit.

Nëse ekuacionin e forcës e shprehim përmes fushës akustike të definuar kështu do të fitojmë

$$\mathbf{F} = \Delta S \mathbf{p}_s + \Delta S (\mathbf{v} \times \mathbf{A}) \quad (1.88)$$

$$\mathbf{F} = \Delta S (\mathbf{p}_s + \mathbf{v} \times \mathbf{A})$$

Ekuacioni (66) paraqet forcën e Lorentz-it për fushën akustike dhe kjo forcë është shuma e forcës së presionit atmosferik dhe forcës së presionit akustik që veprojnë në sipërfaqen elementare testuese

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_s + \mathbf{F}_a \quad (1.89)$$

ose $\mathbf{F} = \Delta S (\mathbf{p}_s + \mathbf{p}_a)$

ku me \mathbf{p}_a kemi shënuar presionin akustik të definuar me

$$\mathbf{p}_a = \mathbf{v} \times \mathbf{A} \quad (1.90)$$

dhe kemi futur në përdorim madhësinë e presionit akustik i cili zakonisht shënohet me p dhe përmes këtij presioni trajtohen dukuritë e fushës akustike. Për dallim nga fusha magnetike, e cila në elektromagnetike trajtohet e ndarë nga shpejtësia \mathbf{v} , në akustike dukuritë e fushës akustike trajtohen gjithmonë të lidhura me produktin $\mathbf{v} \times \mathbf{A}$, pra si presion akustik. Derivimi i origjinës së fushës akustike nga forca e Lorentz-it ofron disa përparësi:

- me derivimin e këtyllë të prejardhjes së fushës akustike vërtetohet se dukuritë akustike paraqiten kur vjen te çrregullimi i pozitës stacionare të grimcave të mediumit me lëvizjen e sipërfaqes elementare testuese (prandaj sipërfaqja elementare trajtohet si burim pikësor i valëve akustike) dhe se dukuritë akustike pashmangshëm janë të lidhura me lëvizjen e mediumit ku përhapen këto valë (shpejtësia e lëvizjes së fushës së presionit statik \mathbf{u});

- në këtë mënyrë tregohet se shpejtësia e përhapjes së valëve akustike c nuk varet nga shpejtësia relative në mes burimit dhe vëzhguesit në aspekt që kjo "varshmëri" të jetë pengesë për shtrirjen e analogjisë ndërmjet fushës akustike dhe fushës elektromagnetike, por, përkundrazi, e tregon analogjinë e plotë në shfaqjen e dukurive akustike dhe magnetike;

- me derivimin e fushës akustike, duke u bazuar në njohuritë mbi këtë fushë, mund të nxirren përfundime të rëndësishme për natyrën dhe origjinën e fushës magnetike;

- për zgjidhjen e problemeve të shpërndarjes së fushave në të dy rastet mund të përdoren teknikat dhe metodat e njëjta matematikore vetëm duke u bazuar në analogjinë e formave të dukurive e jo në natyrën e tyre.

2. FUSHA AKUSTIKE NË PRANI TË PENGESËS

Vala planare (e rrafshët) akustike me incidencë të pjerrtë në rrafshin kufitar ndërmjet dy medimeve, si në figurën 2.1, krijon fushën akustike të reflektuar dhe të transmetuar (të përcjellë) në mediumin e dytë. Fushat në këto dy rajone mund të shprehen si

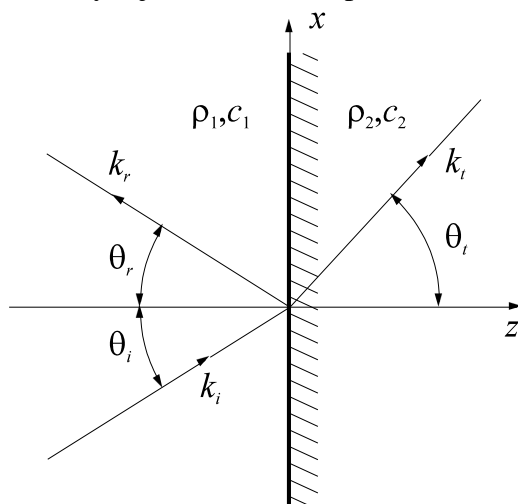


Figura 2.1 Incidenca e pjerrtë në rrafshin kufitar ndërmjet dy medimeve

$$\begin{aligned}
 p_i(x, z, t) &= \operatorname{Re} \left[p_i e^{j(\omega t - k_{x_i} x - k_{z_i} z)} \right] \\
 p_r(x, z, t) &= \operatorname{Re} \left[p_r e^{j(\omega t - k_{x_r} x - k_{z_r} z)} \right] \\
 p_t(x, z, t) &= \operatorname{Re} \left[p_t e^{j(\omega t - k_{x_t} x - k_{z_t} z)} \right]
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

ku θ_i , θ_r dhe θ_t janë këndet gjegjëse të incidencës, të reflektimit dhe të transmetimit në krahasim me normalen në planin e goditjes. Koeficientët e fazës në secilin rajon janë

$$\begin{aligned} k_{x_i} &= k_1 \sin \theta_i; & k_{x_r} &= k_1 \sin \theta_r; & k_{x_t} &= k_2 \sin \theta_t \\ k_{z_i} &= k_1 \cos \theta_i; & k_{z_r} &= k_1 \cos \theta_r; & k_{z_t} &= k_2 \cos \theta_t \end{aligned} \quad (2.2)$$

Amplitudat e koeficientëve të fazës, shpejtësitë e valëve dhe impedancat valore janë dhënë me shprehjet

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{\omega}{c_1}; & k_2 &= \frac{\omega}{c_2} \\ c_1 &= \sqrt{\frac{p_a \kappa}{\rho_1}}; & c_2 &= \sqrt{\frac{p_a \kappa}{\rho_2}} \\ \eta_1 &= \sqrt{\frac{1}{\rho_1 p_a c_1}}; & \eta_2 &= \sqrt{\frac{1}{\rho_2 p_a c_2}} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Këndet e panjohura dhe amplitudat e komponentëve të fushave në shprehjet (2.1) caktohen nga kushti kufitar i barazisë së presionit në sipërfaqen kufitare $z=0$,

$$p_i e^{-jk_{x_i} x} + p_r e^{-jk_{x_r} x} = p_t e^{-jk_{x_t} x} \quad (2.4)$$

Ky kusht kufitar duhet të kënaqet (plotësohet) pikë për pikë për çdo x . Kjo kërkon që të gjithë faktorët në eksponent të jenë të barabartë, pra edhe x -komponentët e të gjithë koeficientëve duhet të jenë të barabartë

$$k_{x_i} = k_{x_r} = k_{x_t} \Rightarrow k_1 \sin \theta_i = k_1 \sin \theta_r = k_2 \sin \theta_t \quad (2.5)$$

prej nga nxirret lidhja në mes të këndeve

$$\begin{aligned} \theta_r &= \theta_i \\ \sin \theta_t &= \frac{c_2}{c_1} \sin \theta_i \end{aligned} \quad (2.6)$$

Këndi i incidencës është i barabartë me këndin e reflektimit, ndërsa këndi i transmisionit i nënshtrohet ligjit të njohur të Snell-it. Raporti ndërmjet shpejtësisë së zërit në ajër dhe shpejtësisë së zërit në medium tjetër definohet si indeksi i refrakcionit

$$n_1 = \frac{c_0}{c_1}; \quad n_2 = \frac{c_0}{c_2} \quad (2.7)$$

Me definimin e këndeve si në shprehjen (2.6), amplitudat e komponentëve të fushës së reflektuar dhe të transmetuar mund të

shprehen me anë të koeficienteve të refleksionit (R) dhe të transmisionit (T) si

$$R = \frac{p_r}{p_i} = \frac{\frac{\eta_2}{\cos\theta_t} - \frac{\eta_1}{\cos\theta_i}}{\frac{\eta_2}{\cos\theta_t} + \frac{\eta_1}{\cos\theta_i}} = \frac{\eta_2 \cos\theta_i - \eta_1 \cos\theta_t}{\eta_2 \cos\theta_i + \eta_1 \cos\theta_t} \quad (2.8a)$$

$$T = \frac{p_t}{p_i} = \frac{2\eta_2}{\cos\theta_t \left(\frac{\eta_2}{\cos\theta_t} + \frac{\eta_1}{\cos\theta_i} \right)} = \frac{2\eta_2 \cos\theta_i}{\eta_2 \cos\theta_i + \eta_1 \cos\theta_t} \quad (2.8b)$$

2.1. Fusha akustike në prani të dy sipërfaqeve kufitare

Fusha akustike në prani të pengesës në formë të rrafshet të ngurtë me trashësi d , në të cilën godet vala e rrafshët me këndin θ_i ndaj normales në këtë rrafsh mund të trajtohet si problem i tri medimeve, siç është paraqitur në figurën 2.2. Mediumi i parë dhe ai i treti kanë karakteristika të njëjta. Për thjeshtim të problemit, do të merren parasysh vetëm refleksionet e para nga dy sipërfaqet kufitare për $z=0$ dhe $z=d$.

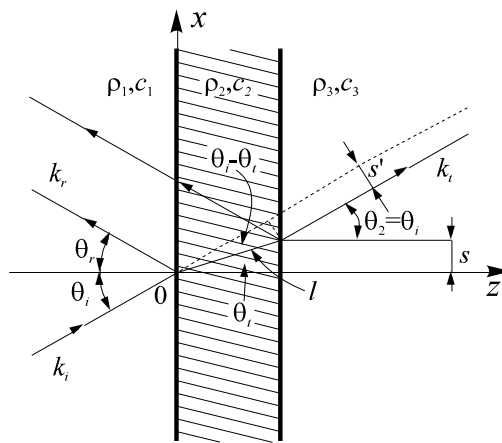


Figura 2.2. Fusha akustike në prani të pengesës me trashësi d

Si në rastin paraprak, edhe këtu mund të shtrohen ekuacionet për komponentët e fushës së reflektuar dhe të transmetuar, si dhe komponentët e fushës brenda mediumit të dytë. Komponentët e fushës në mediumin e parë janë

$$p_{1i}(x, z, t) = \operatorname{Re} \left[p_{1i} e^{j(\omega t - k_{x_{1i}} x - k_{z_{1i}} z)} \right] \quad (2.9)$$

$$p_{1r}(x, z, t) = \operatorname{Re} \left[p_{1r} e^{j(\omega t - k_{x_{1r}} x - k_{z_{1i}} z)} \right]$$

në mediumin e dytë komponenti incidental i fushës është

$$p_{2i}(x, z, t) = \operatorname{Re} \left[p_{2i} e^{j(\omega t - k_{x_{2i}} x - k_{z_{2i}} z)} \right] \quad (2.10)$$

Për shkak se $\theta_i \neq \theta_t$, komponenti i transmetuar i fushës në mediumin e tretë do të jetë i zhvendosur për s' ,

$$s' = \frac{d \sin(\theta_i - \theta_t)}{\cos \theta_t} \quad (2.11)$$

ndërsa zanafilla e saj në mediumin e tretë është e zhvendosur në drejtim të boshtit x për

$$s = d \tan \theta_t \quad (2.12)$$

në krahasim me fillimin e boshtit koordinativ. Për këtë arsye edhe komponenti i reflektuar në mediumin e dytë do të jetë

$$p_{2r}(x, z, t) = \operatorname{Re} \left\{ p_{2r} e^{j[\omega t - k_{x_{2r}}(x - s) - k_{z_{2r}}(z - d)]} \right\} \quad (2.13)$$

Komponenti i transmetuar në mediumin e tretë, duke pasur parasysh se këndi i transmisionit në këtë medium është prapë θ_i , do të jetë

$$p_t(x, z, t) = \operatorname{Re} \left\{ p_t e^{j[\omega t - k_{x_t}(x - s) - k_{z_t}(z - d)]} \right\} \quad (2.14)$$

Në rastin teorik më të thjeshtë, te incidenca normale, kur këndi i goditjes θ_i është zero, edhe këndi i transmisionit në mediumin e dytë do të jetë zero në bazë të barazisë (2.6), prandaj komponentët e fushës në të tri mediumet mund të shkruhen si

$$\begin{aligned}
 p_{1i}(x, z, t) &= \operatorname{Re}\left[p_{1i} e^{j(\omega t - k_1 z)}\right] \\
 p_{1r}(x, z, t) &= \operatorname{Re}\left[p_{1r} e^{j(\omega t - k_1 z)}\right] \\
 p_{2i}(x, z, t) &= \operatorname{Re}\left[p_{2i} e^{j(\omega t - k_2 z)}\right] \\
 p_{2r}(x, z, t) &= \operatorname{Re}\left\{p_{2r} e^{j[\omega t - k_2(z-d)]}\right\} \\
 p_t(x, z, t) &= \operatorname{Re}\left\{p_t e^{j[\omega t - k_3(z-d)]}\right\}
 \end{aligned}
 \tag{2.15}$$

Kushti i barazisë së presionit dhe komponentëve normale të shpejtësisë së grimcave ($v=p/\eta$) në sipërfaqet kufitare $z=0$ dhe $z=d$, nëse merret se $k_3=k_1$, jep

$$\begin{aligned}
 p_{1i} + p_{1r} &= p_{2i} + p_{2r} \\
 \frac{p_{1i} - p_{1r}}{\eta_1} &= \frac{p_{2i} - p_{2r}}{\eta_2} \\
 p_{2i} e^{-jk_2 d} + p_{2r} &= p_t \\
 \frac{p_{2i} e^{-jk_2 d} - p_{2r}}{\eta_2} &= \frac{p_t}{\eta_1}
 \end{aligned}
 \tag{2.16}$$

Nga sistemi i ekuacioneve (2.16), duke eliminuar konstantet, mund të gjendet raporti

$$\frac{p_t}{p_{1i}} = \frac{1}{\frac{1}{4}\left(2 + \frac{\eta_1}{\eta_2} + \frac{\eta_2}{\eta_1}\right) e^{jk_2 d} + \frac{1}{2}\left(1 + \frac{\eta_2}{\eta_1}\right)}
 \tag{2.17}$$

Katrori i vlerës absolute të kësaj shprehjeje paraqet koeficientin e transmisionit

$$T = \left|\frac{p_t}{p_{1i}}\right|^2 = \frac{1}{\left[\frac{1}{4}\left(2 + \frac{\eta_1}{\eta_2} + \frac{\eta_2}{\eta_1}\right) \cos k_2 d + \left(1 - \frac{\eta_2}{\eta_1}\right)\right]^2 + \left[\frac{1}{4}\left(2 + \frac{\eta_1}{\eta_2} + \frac{\eta_2}{\eta_1}\right)\right]^2 \sin^2 k_2 d}
 \tag{2.18}$$

Shprehja (2.18) tregon se në dy raste mund të ngjajë që pengesa të mos ndikojë fare, pra të jetë $T=1$. Rasti i parë është përshtatja e impedancave kur $\eta_1=\eta_2$, që vetvetiu nënkuptohet, ndërsa rasti i dytë paraqitet kur të plotësohet kushti

$$\sin k_2 d = 0 \quad (2.19)$$

Gjegjësisht, kur është

$$k_2 d = n\pi \quad (=1,2,3,\dots) \text{ ose } d = n \frac{\lambda_2}{2} \quad (2.20)$$

Në realitet, plotësimi i këtij kushti paraqet dukurinë e rezonancës, e cila paraqitet kur impedanca në vendin $z=d$ pasqyrohet në vlerën e njëjtë në $z=0$. Pra, nëse trashësia e pengesës d është shumëfishi i gjysmës së gjatësisë valore në mediumin e dytë, dhe nëse mediumi i parë dhe i tretë janë të njëjtë, e tërë energjia akustike nga rajoni i parë përcillet në rajonin e tretë përmes pengesës (rajoni i dytë).

Në rastin e përgjithshëm, kur kemi numër të madh të pengesave që formojnë grilë, komponentët e fushës akustike në të tri rajonet kanë përbërje shumë më të ndërlikuar, e posaçërisht kur të merren parasysh edhe difraksionet e rredevë më të larta. Në figurën 2.3 është paraqitur një pengesë e këtillë dhe janë skicuar komponentët e fushës në të tri rajonet.

Kur vala akustike mund të trajtohet si vrushkull i koncentruar, atëherë analiza e refleksionit dhe e transmisionit mund të bëhet në bazë të analogjisë me valët optike (si në rastet paraprahe). Por në përgjithësi një zgjidhje e këtillë është e kufizuar vetëm në një numër të vogël të rasteve praktike.

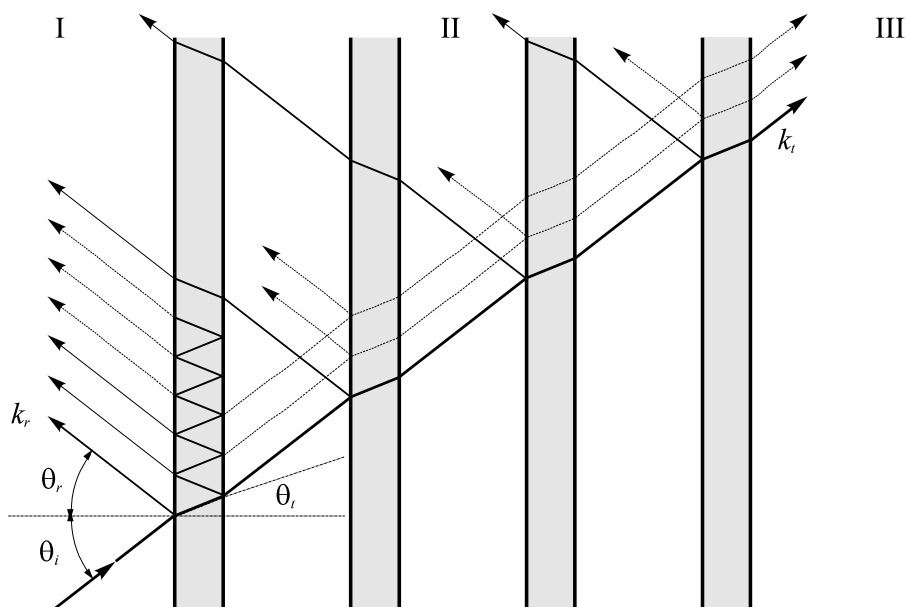


Figura 2.3. Vrushkulli i valës akustike në pengesë në formë të grilës

Në shumë raste të zbatimeve praktike, posaçërisht kur merren parasysh vetëm kontributet e difraksionit të njëfishtë, paraqitja e dukurisë së shkapërderdhjes dhe difraksionit me anë të rrezeve mjaft me sukses jep rezultate të pranueshme. Mirëpo shpesh kontributi i difraksioneve të shumëfishta nuk mund të mos përfillet, e sidomos kur pengesat janë të vendosura pranë njëra-tjetrës, pra në zonën e hijes së pengesës paraprake. Në këto raste metoda e TUD dështon. Kjo ndodh për shkak të ndryshimeve të shpejta hapësinore në njërën anë dhe në anën tjetër për shkak se fusha incidente në kufirin e dytë nuk mund të trajtohet si rreze optike pas difraksionit në sipërfaqen e parë kufizuese.

Në përgjithësi problemi i këtillë mund të zgjidhet me anë të funksioneve të Green-it, kur caktohet shpërndarja e presioneve dhe e shpejtësive në sipërfaqet kufitare, por edhe kjo zgjidhje nuk është e mundur në formën e plotë eksplicite dhe është e lidhur me një numër të madh të aproksimimeve.

Duke u mbështetur në analizën e përpunuar mirë të difraksionit elektromagnetik në grilë, analiza e difraksionit të valëve akustike në pengesat në formë të grilës mund të bëhet duke trajtuar rajonin e grilës si rajon në të cilin vetitë e mediumit ndryshojnë në mënyrë periodike. Analiza e plotë dhe përfshirja e të gjitha komponentëve të fushës në prani të grilës (Figura 2.3) është shumë komplekse për arsye se duhet të shqyrtohet kontributi i rendit të pafundmë të valëve të difraktuara përpara grilës në brendi të saj dhe në rajonin prapa. Paraqitja e thjeshtuar e modelit të skicuar mundëson shtrirjen e ideve se rendet e valëve të difraktuara kanë lidhshmëri mes vete (që zhvillohen në teorinë e valëve të kupluara) dhe se ato varen nga raporti i dimensioneve të grilës dhe gjatësisë valore të valës incidente (ekuacioni 2.19) dhe ngacmohen si mode vetanake (që shpie në teorinë modale të difraksionit).

Në analizën e fushës së difraktuar akustike ndikim të veçantë kanë këndi i incidencës dhe pjerrtësia e elementeve të grilës. Në kapitullin e ardhshëm është trajtuar rasti i përgjithshëm i një grille planare me kënd arbitrar të incidencës θ' dhe pjerrtësi arbitrare të elementeve të shprehur përmes këndit të pjerrtësisë ϕ .

3. FUSHA AKUSTIKE NË PRANI TË GRILËS

Grila e rrafshët në të cilën do të analizohet difraksioni akustik është paraqitur në figurën 3.1. Rajoni prej $z=0$ deri në $z=d$, ku është e vendosur grila, ka dendësi hapësinore të ndryshueshme e cila mund të përshkruhet me shprehjen

$$\rho(x') = \rho_0 + \rho_1 \cos Kx' \quad (3.1)$$

ku ρ_0 është dendësia relative mesatare në rajonin e grilës, ρ_1 është amplituda e dendësisë relative sinusoidale, ϕ është këndi i pjerrtësisë së grilës, $K = 2\pi/\Lambda$, ku Λ paraqet periodën e grilës.

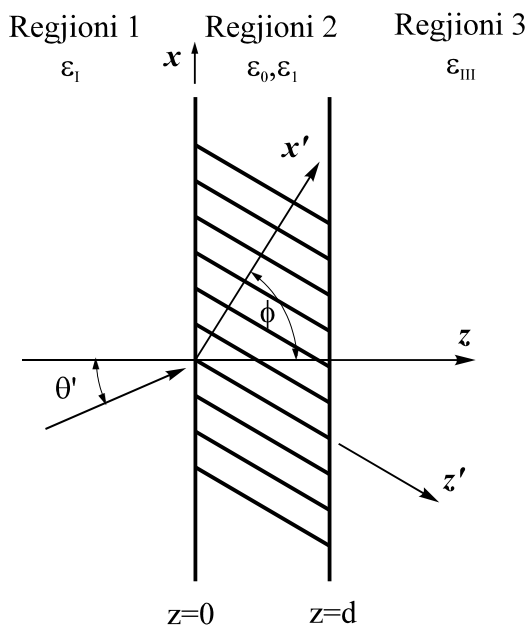


Figura 3.1. Gjeometria e grilës së rrafshët me elemente të pjerrëta

Forma kosinusoidale e përdorur në shprehjen (3.1) është më e shpeshtë në literaturën nga akustooptika, ndërsa në holografi mjaft shpesh përdoret edhe forma sinusoidale për përshkrimin periodik të rajonit të grilës. Me përdorimin e formës sinusoidale do të ndryshojnë ekuacionet rezultuese në shprehjet që pasojnë, si dhe amplitudat e zgjidhjeve të tyre, por intensitetet e difraksionit do të jenë të njëjta në të dy rastet. Për një valë të rrafshët goditëse grila e përshkruar do të ndikojë si modulator, prandaj ekuacioni i valës së tillë është

$$\nabla^2 p(x', z') + k^2 \rho(x') p(x', z') = 0 \quad (3.2)$$

ku $k = 2\pi/\lambda$ dhe $p(x', z')$ është fusha e përgjithshme akustike brenda grilës. Fusha dhe grila janë të pandryshueshme në drejtimin y .

Fusha në rajonin e grilës mund të shprehet përmes "modeve", ku secila nga këto kënaq kushtet kufitare (që shpejtësia e grimcave normale në rrafshin e incidencës të jetë e barabartë me zero). Në këtë mënyrë fusha e gjithmbarshme mund të shkruhet si

$$p_y(x', z') = \sum_{v=-\infty}^{\infty} P_{yv}(x', z') \quad (3.3)$$

Komponenti i fushës që i përgjigjet modit të posaçëm v , $p_v(x', z')$ mund të përvehtësohet se mund të shprehet në formë të produktit

$$p_g(x', z') = A_g X_g(x') Z_g(z') \quad (3.4)$$

Pas zëvendësimit të kësaj zgjidhjeje të supozuar në ekuacionin e valës (3.2), dhe duke pjesëtuar me $p_v(x', z')$, bëhet e mundshme ndarja e variabileve në ekuacionin e valës, sepse funksionet $X_g(x')$ dhe $Z_g(z')$, janë të pavarura nga njëra-tjetra dhe varen vetëm nga një madhësi, prandaj anëtari me x' dhe anëtari me z' duhet të jenë të barabartë me një konstantë. Nëse kjo konstantë është $-\xi_g^2$, ekuacioni me anëtarin z' merr formën

$$\frac{d^2 Z_g(z')}{dz'^2} + \xi_g^2 Z_g(z') = 0 \quad (3.5)$$

Zgjidhja për $Z_g(z')$ mund të shkruhet si

$$Z_g(z') = B_g e^{-j\xi_g z'} \quad (3.6)$$

Ekuacioni i anëtarit me x' , i fituar nga ndarja e variabileve është

$$\frac{d^2 X_g(x')}{dx'^2} + [k^2 \rho(x') - \xi_g^2] X_g(x') = 0 \tag{3.7}$$

ose

$$\frac{d^2 X_g(x')}{dx'^2} + (a_1 + a_2 \cos Kx') X_g(x') = 0 \tag{3.8}$$

ku $a_1 = k^2 \rho_0 - \xi_g^2$ dhe $a_2 = k^2 \rho_1$. Shprehja e fundit paraqet ekuacionin diferencial të Mathie-ut. Zgjidhjen e përgjithshme të këtij ekuacioni e ka dhënë Floquet-i në formën

$$X_g(x') = \Phi_g(x') e^{-j\beta_g x'} \tag{3.9}$$

ku β_g është faktori i fazës, ndërsa funksioni $\Phi_g(x')$ është periodik në x' me periodë Λ . Kjo do të thotë se

$$\Phi_g(x') = \Phi_g(x' + \Lambda) \tag{3.10}$$

për çfarëdo x' . Meqenëse funksioni $\Phi_g(x')$ është periodik, ai mund të zbërthehet në seri Fourier si

$$\Phi_g(x') = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} C_{gi} e^{jiKx'} \tag{3.11}$$

dhe në këtë mënyrë edhe $X_g(x')$ mund të shkruhet në formë të shumës

$$X_g(x') = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} C_{gi} e^{-j\beta_{gi} x'} \tag{3.12}$$

ku $\beta_{gi} = \beta_g - iK$. Ekuacioni (3.12) shpesh në literaturë quhet "kushti i Floquet-it".

Secili komponent modal i fushës $p_g(x', z') = A_g X_g(x') Z_g(z')$ mund të shprehet në formën

$$p_g(x', z') = D_g e^{-j\xi_g z'} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} C_{gi} e^{-j\beta_{gi} x'} \tag{3.13}$$

ku $D_g = A_g B_g$. Duke bërë rotacionin nga sistemi koordinativ i grilës (x', z') në sistemin koordinativ të kufirit (x, z) me anë të ekuacioneve

$$\begin{aligned} x' &= x \sin \phi + z \cos \phi \\ z' &= -x \cos \phi + z \sin \phi \end{aligned} \tag{3.14}$$

fusha $p_g(x', z')$ shndërrohet në $p_g(x, z)$ të dhënë me shprehjen

$$p_{\vartheta}(x, z) = D_{\vartheta} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} C_{\vartheta i} e^{-j[(\beta_{\vartheta} - iK) \sin \phi - \xi_{\vartheta} \cos \phi]x} e^{-j[\xi_{\vartheta} \sin \phi + (\beta_{\vartheta} - iK) \cos \phi]z} \quad (3.15)$$

Fusha e normalizuar e valës së rrafshët goditëse është dhënë me shprehjen

$$p_i = e^{-jk_1 r} = e^{-j(k_{1x}x + k_{1z}z)} \quad (3.16)$$

ku $k_{1x} = k\rho_1^{1/2} \sin \theta'$ dhe $k_{1z} = k\rho_1^{1/2} \cos \theta'$ dhe θ' paraqet këndin e inçidencës, ndërsa $k = \frac{\omega}{c}$.

Në rastin kufitar kur modulimi i grilës është 0 ($\rho_1 \rightarrow 0$), fusha e padifraktuar $i=0$ e secilit mod është e përshtatur në fazë me fushën goditëse në kufirin $z=0$. Kjo do të thotë se

$$k_{1x} = k_{2x} \quad (3.17)$$

ku $k_{2x} = k\rho_o^{1/2} \sin \theta$ dhe θ është këndi i refraksionit të valës goditëse në rajonin e dytë. Nga ek. (3.15) rrjedh se kushti i përshtatjes së fazës është

$$k\rho_1^{1/2} \sin \theta' = \beta_{\vartheta} \sin \phi - \xi_{\vartheta} \cos \phi \quad (3.18)$$

Fusha e tërësishme brenda grilës është paraqitur me shumën e të gjitha komponentëve individualë të fushave modale si

$$p(x, y) = \sum_{\vartheta=-\infty}^{+\infty} p_{\vartheta}(x, z) \quad (3.19)$$

Prandaj fusha e tërësishme do të jetë

$$p(x, z) = \sum_{\vartheta=-\infty}^{+\infty} D_{\vartheta} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} C_{\vartheta i} e^{-j(k_{2x} - iK \sin \phi)x} e^{-j[\xi_{\vartheta} \sin \phi + (\beta_{\vartheta} - iK) \cos \phi]z} \quad (3.20)$$

Kjo shprehje paraqet formën e përgjithshme të fushës akustike $p(x, z)$ në prani të pengesës në formë të grilës së rrafshët me geometri të dhënë në figurën 3.1. Si zbërthimi modal po ashtu edhe zbërthimi sipas komponentëve të kupluara (ndërlidhura) të fushës mund të nxirren nga kjo shprehje.

Paraqitja e fushës akustike përmes shprehjes (3.19) është një seri e pafund me komponentë të valëve të difraktuara, amplitudat dhe drejtimet e të cilave drejtpërsëdrejti janë të lidhura me karakteristikat e grilës (modulimi, perioda dhe dendësia relative) dhe me karakteristikat e valës incidente (frekuenca, këndi i incidencës). Paraqitja e këtillë e fushës së difraktuar i përshtatet modelit të difraksionit të skicuar në figurën 2.3.

3.1. Zbërthimi modal

Në formën e përgjithshme të fushës së tërësishme brenda grilës të dhënë me shprehjen (3.19) mund të vërehet se shumata e dytë paraqet seri Fourier

$$\sum_{i=-\infty}^{+\infty} C_{9i} e^{jK(x \sin \phi + z \cos \phi)} = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} C_{9i} e^{jKr} \tag{3.21}$$

dhe se kjo është ekuivalente me funksionin $\Phi_{9}(r)$ të dhënë me shprehjen (3.10), ku funksioni $\Phi_{9}(r) = \Phi_{9}(r + \Lambda)$. Prandaj fusha brenda grilës ka mundësi të shprehet në formën e zbërthyer modale si

$$p(x, z) = \sum_{9=-\infty}^{+\infty} D_{9} \Phi_{9}(r) e^{-j(k_{2,x}x + \xi_{9}z \sin \phi + \beta_{9}z \cos \phi)} \tag{3.22}$$

Me një zbërthim të këtillë, fusha brenda grilës shprehet si shumë e "modeve", ku secili individualisht plotëson kushtet kufitare. Prandaj këto mode individuale janë të ngjashme me modet të cilat shfrytëzohen për përshkrimin e fushës elektrike në strukturat valëpërcjellëse në atë aspekt që këto mode janë të pavarura nga njëra-tjetra brenda rajonit.

"Ekuacioni modal" mund të fitohet duke zëvendësuar shprehjen (3.19) në ekuacionin diferencial të Mathie-ut (3.7) dhe duke kryer diferencimin e kërkuar. Si rezultat i këtij veprimi fitohet

$$(k^2 \rho_0 - \beta_{9i}^2 - \xi_9^2) C_{9i} + \frac{k^2 \rho_1}{2} (C_{9,i+1} + C_{9,i-1}) = 0 \tag{3.23}$$

Me këtë shprehje sigurohet relacioni i dytë ndërmjet β_v dhe ξ_v si shtesë në relacionin (3.18). Zgjidhjet e ekuacionit modal shpesh jepen si β_{vi} në varshmëri nga ξ_v , dhe në literaturë janë të njohura si "diagramet e disperzionit". Këto diagrame mund të sigurojnë një interpretim të rëndësishëm fizik të procesit të difraksionit. Megjithëkëtë, kjo qasje është shumë e komplikuar nga aspekti i llogaritjes, prandaj nuk është trajtuar më tepër.

3.2. Zbërthimi sipas valëve të kupluara

Nëse në shprehjen për fushën e tërësishme brenda grilës (3.19) e ndërrojmë radhitjen e shumave, fusha totale brenda grilës mund të rishkruhet si

$$p(x, z) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} e^{-j(k_{2x} - iK \sin \phi)x} \sum_{g=-\infty}^{+\infty} D_g C_{g_i} e^{-j[\xi_g \sin \phi + (\beta_g - iK) \cos \phi]z} \quad (3.24)$$

Në bazë të mënyrës së definimit të shumës për kah modet ν , për zbërthimin e fushës brenda grilës me anë të valëve të kupluara dallohen tri mënyra, të cilat janë parashtruar në vazhdim.

3.2.1. Zbërthimi fundamental

Për kryerjen e mbledhjes për kah modet ν , në shprehjen (3.23) mund të definohet madhësia $S_i(z)$ si

$$S_i(z) = \sum_{g=-\infty}^{+\infty} D_g C_{g_i} e^{-j[\xi_g \sin \phi + (\beta_g - iK) \cos \phi]z} \quad (3.25)$$

Kjo madhësi varet vetëm nga z . Pra fusha totale do të jetë e dhënë me shprehjen

$$p(x) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} S_i(z) e^{-j(k_{2x} - iK \sin \phi)x} \quad (3.26)$$

dhe kjo shprehje paraqet zbërthimin themelor të valëve të kupluara për prezantimin e fushës totale në rajonin e grilës. Fusha e shprehur me (3.25) ka formën e shumës së valëve të rrafshëta johomogjene të cilat përhapen në drejtim të x (përgjatë kufirit). Këto valë të rrafshëta johomogjene kanë vektorët valorë të dhënë me

$$\sigma_i = (k_2 - iK \sin \phi)x \quad (3.27)$$

ku \mathbf{x} është vektori njësi në drejtimin x dhe kjo është paraqitur si rasti (1) në figurën 3.2. Amplitudat $S_i(z)$ të këtyre valëve ndryshojnë në drejtimin z , prandaj valët janë johomogjene. Në anën tjetër, vlerat e $S_i(z)$ janë gjithashtu edhe amplitudat e komponentëve të harmonikëve hapësinorë të fushës totale $p(x, z)$, të cilat lajmërohen kur fusha zbërthehet në seri Fourier përgjatë drejtimit kufitar x .

Për një kënd arbitrar të pjerrtësisë së grilës ϕ , grila e kufizuar me rajonin 1 (në $z=0$) dhe rajonin 3 (në $z=d$) është periodike në drejtimin x , sepse vetëm në drejtimin kufitar x dendësia relative është periodike. Kjo do të thotë se $\rho(x) = \rho(x + \Lambda')$ për çdo x , ku Λ' është perioda e grilës përgjatë kufirit e dhënë me $\Lambda' = \frac{\Lambda}{\sin \phi}$. Ky periodicitet është me rëndësi kyçe me rastin e zbërthimit të fushës totale përmes komponentëve të

harmonikëve hapësinorë $S_i(z)$. Duke zëvendësuar zbërthimin themelor të valëve të kupluara (3.25) dhe dendësinë (3.1) në ekuacionin e valës (3.2) dhe duke shfrytëzuar $k_{2,x} = k\rho_0^{1/2} \sin \theta$ dhe $k = 2\pi/\lambda$, dhe pas kryerjes së diferencimit të cekur, fitohet

$$\sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[\frac{\partial^2 S_i(z)}{\partial z^2} - \left(k\rho_0^{1/2} \sin \theta - iK \sin \phi \right)^2 S_i(z) + k^2 \rho_0 S_i(z) + \frac{k^2 \rho_1}{2} S_{i-1}(z) e^{jKz \cos \phi} + \frac{k^2 \rho_1}{2} S_{i+1}(z) e^{-jKz \cos \phi} \right] e^{-j \left(k\rho_0^{1/2} \sin \theta - iK \sin \phi \right) x} = 0 \quad (3.28)$$

Shprehja (3.27) paraqet një seri të pafund shuma e së cilës është zero. Çdo anëtar i serisë është i shumëzuar me një koeficient eksponencial. Këta koeficientë janë funksione vetëm të koordinatës z . Varshmëria nga x është futur në faktorin eksponencial të secilit anëtar. Meqenëse faktorët eksponencialë janë linearisht të pavarur, koeficientët e çdo anëtari veç e veç duhet të jenë të barabartë me zero. Duke pasur parasysh këtë fakt, si dhe definicionet për k dhe K , shprehja (3.27) reduktohet në një bashkësi të ekuacioneve të valëve të kupluara

$$\frac{1}{2\pi^2} \frac{d^2 S_i(z)}{dz^2} - 2 \left[\left(\frac{(\rho_0)^{1/2} \sin \theta}{\lambda} - \frac{i \sin \phi}{\Lambda} \right)^2 - \frac{\rho_0}{\lambda^2} \right] S_i(z) + \frac{\rho_1}{\lambda^2} e^{+j2\pi z \frac{\cos \phi}{\Lambda}} S_{i-1}(z) + \frac{\rho_1}{\lambda^2} e^{-j2\pi z \frac{\cos \phi}{\Lambda}} S_{i+1}(z) = 0 \quad (3.29)$$

Shprehja e fundit paraqet një bashkësi të pafundme të ekuacioneve të kupluara diferciale-diferencuese të rendit të dytë. Me një vështrim të shkurtë të kësaj shprehjeje shihet se vala që i përgjigjet çdo vlere të i (harmoniku hapësinor brenda grilës ose rendi i difraktuar jashtë grilës) është e kupluar me harmonikët fqinjë ($i+1$ dhe $i-1$). Kuplim (ndërlidhje) të drejtpërdrejtë ndërmjet rendeve jofqinjë nuk ka. Kjo bashkësi e ekuacioneve të valëve të kupluara nuk ka anëtar me derivat të parë për dallim nga ekuacionet e valëve të kupluara të cilat do të shtrohen në trajtimin e mëvonshëm.

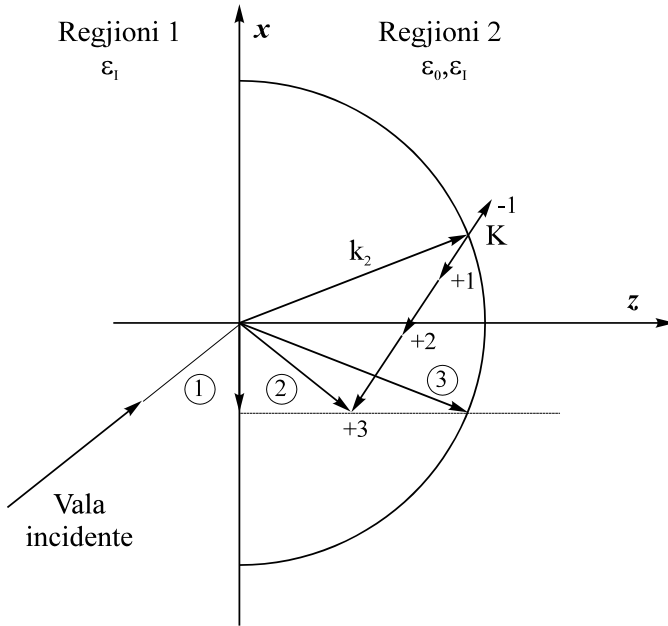


Figura 3.2. Diagrami vektorial për tri zgjidhje të mundshme të vektorëve të valëve brenda grilës për zbrërthimin e fushës totale përmes valëve të kupluara: (1) Zbrërthimi themelor (vektori i valës përgjatë kufirit), (2) vektori i valës sipas kushtit të Floquet-it dhe (3) vektori i valës me madhësi të njëjtë me vektorin e valës së padifraktuar.

Ekuacionet diferenciale kanë koeficient jokonstant për shkak të pranisë së z në koeficientët $S_{i-1}(z)$ dhe $S_{i+1}(z)$. Ekuacionet e formës (3.28) paraqesin sistem linear me variancë në zhvendosje dhe zgjidhja e drejtpërdrejtë e tyre do të ishte e vështirë. Më vonë do të tregojmë se sistemi i këtillë i ekuacioneve shndërrohet në sistem të ekuacioneve me koeficientë konstantë i cili mund të zgjidhet me seleksionim të ndryshëm të vektorëve të valëve të rrafshëta johomogjene.

Për rastin e posaçëm të një grile jo të pjerrtë ($\phi = \pi/2$), shprehja (3.28) shndërrohet në sistem të ekuacioneve diferenciale me koeficient konstant. Për këtë rast kufitar ekuacionet bëhen identike me ekuacionet e valëve të kupluara të rendit të dytë kur vetëm dy valë mbesin në shqyrtim ($i=0$ vala e padifraktuar dhe $i=+1$ vala themelore e difraktuar).

3.2.2 Zbërthimi me vektorin e valës - kushti i Floquet-it

Funksioni i cili përshkruan ndryshimin e amplitudave të komponentëve të fushës $S_i(z)$ mund të shprehet përmes një funksioni të ri të definuar si

$$\hat{S}_i(z) \equiv S_i(z)e^{j(k_{2z}-iK \cos \phi)z} \quad (3.30)$$

$$S_i(z) \hat{=} \hat{S}_i(z)e^{-j(k_{2z}-iK \cos \phi)z}$$

kështu që shprehja për fushën totale në rajonin e grilës $p(x,z)$, në bazë të funksionit (3.29) merr formën

$$p(x,z) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \hat{S}_i(z)e^{-j[(k_{2x}-iK \sin \phi)x+(k_{2z}-iK \cos \phi)z]} \quad (3.31)$$

ose në shënimin vektorial

$$p(x,z) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \hat{S}_i(z)e^{-j(k_2-iK)r} \quad (3.32)$$

ku k_2 do të jetë vektori i valës incidente të refraktuar në mungesë të modulimit të grilës.

Kjo formë e zbërthimit të fushës së tërësishme në rajonin e grilës është shumë më e përshtatshme se zbërthimi i dhënë me shprehjen (3.25), sepse me këtë zbërthim, edhe për rastin e përgjithshëm të grilës së pjerrët fitohen ekuacionet diferenciale me koeficient konstant. Kjo formë e zbërthimit të valëve të kupluara shpreh fushën e tërësishme si shumë të valëve të rrafshëta johomogjene të cilat kanë vektorët e valëve të dhënë me kushtin vektorial të Floquet-it

$$\sigma_i = k_2 - iK \quad (3.33)$$

Zgjedhja e këtyre vektorëve të valëve është paraqitur si rasti (2) në figurën 3.2. Komponenti x e σ_i është i barabartë me $k_{2x} - iK \sin \phi$, sikundër kërkohet nga kushti për përshtatje të fazës.

Zbërthimi i fushës së tërësishme brenda grilës sipas shprehjes (3.31) ka shpjegim shumë të qartë. Vala e rrafshët goditëse ndahet në shumë valë të difraktuara të rrafshëta dhe johomogjene, drejtimet e të cilave janë të dhëna me kushtin vektorial të Floquet-it për një medium periodik të pakufizuar. Frontet e valëve të rrafshëta johomogjene për $i=-1$ deri në $i=+2$ janë paraqitur në figurën 3.3 së bashku me kushtin gjegjës vektorial të Floquet-it. Vala e rrafshët johomogjene për $i=0$ i përgjigjet valës së refraktuar incidente.

Në këtë zbërthim, si edhe në zbërthimet tjera, valët e rrafshëta johomogjene të difraktuara formojnë një formë të interferencës me

valën incidente e cila ka periodicitet Λ dhe kënd të pjerrtësisë ϕ të njëjtë me grilën e cila shkakton difraksion. Por, megjithatë, shprehja (3.31) është vetëm një nga shumë zbrërthimet valide për fushën brenda grilës. Edhe zbrërthimet tjera mund të jenë gjithashtu njësoj të vlershme. Duke ndjekur procedurën e njëjtë si në rastin paraprak për formimin e zbrërthimit në valë të kupluara sipas shprehjes (3.30) dhe duke pasur parasysh se dendësia në ekuacionin valor është periodike, fitohet sistemi i ekuacioneve për valë të ndërlidhura. Për ta fituar këtë sistem të ekuacioneve paraprakisht duhet të kryhen diferencimet e theksuara dhe të barazohen me zero të gjithë koeficientët eksponencialë. Sistemi i ekuacioneve i fituar në këtë mënyrë ka formën

$$\frac{1}{2\pi^2} \frac{d^2 \hat{S}_i(z)}{dz^2} - j \frac{2}{\pi} \left[\frac{(\rho_0)^{1/2} \cos \theta}{\lambda} - \frac{i \cos \phi}{\Lambda} \right] \frac{d \hat{S}_i(z)}{dz} + \tag{3.34}$$

$$\frac{2i(m-i)}{\Lambda^2} \hat{S}_i(z) + \frac{\rho_1}{\lambda^2} [\hat{S}_{i-1}(z) + \hat{S}_{i+1}(z)] = 0$$

Në shprehjen e fundit madhësia m është definuar si

$$m = \frac{2\Lambda(\rho_0)^{1/2}}{\lambda} \cos(\theta - \phi) \tag{3.35}$$

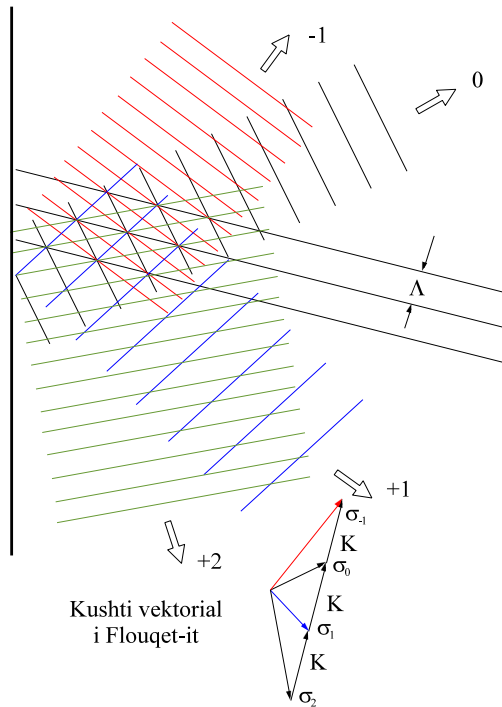


Figura 3.3. Vizuelizimi i valëve të rrafshëta johomogjene në pajtim me kushtin vektorial të Floquet-it

Këto ekuacione rigorozë për valë të kupluara janë ekuacione diferenciale me koeficient konstant, që paraqesin sistem linear invariant në zhvendosje. Duke përdorë metodën e variabileve të gjendjeve nga analiza e sistemeve lineare, zgjidhja mund të fitohet në varshmëri nga vlerat vetanake dhe vektorët vetanakë të matricës së koeficientëve të bashkësisë së ekuacioneve diferenciale.

Madhësia m në rastin e përgjithshëm mund të ketë çfarëdo vlere. Për rastin kur m është numër i plotë, shprehja (3.34) paraqet kushtin e $m^{\text{të}}$ të Bragg-ut. Megjithatë, duhet të theksohet se analiza e paraqitur këtu në asnjë mënyrë nuk varet nga plotësimi i kushtit të Bragg-ut. Kjo analizë mund të zbatohet për çfarëdo këndi arbitrar të incidencës dhe për gjatësi valore arbitrare. Por vetëm në rastin kur këndi i incidencës dhe gjatësia valore janë të atillë që madhësia m të jetë numër i plotë paraqitet incidenca e Bragg-ut.

3.2.3 Zbërthimi me valën e padifraktuar

Për përshkrimin e ndryshimeve të amplitudave të komponentëve të fushës në rajonin e grilës mund të definohet edhe një funksion në formën

$$\tilde{S}_i(z) = S_i(z)e^{+j[k_2^2 - (k_{2x} - iKx)^2]^{1/2}z} \tag{3.36}$$

kështu që fusha e tërësishme në rajonin e grilës mund të shprehet si

$$p(x, z) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \tilde{S}_i(z)e^{-j\{(k_{2x} - iK \sin \phi)_x + [k_2^2 - (k_{2x} - iK \cos \phi)^2]^{1/2}z\}} \tag{3.37}$$

Kjo formë e ekuacioneve të valëve të kupluara paraqet fushën totale gjithashtu si shumë të valëve të rrafshëta johomogjene. Këtu vektorët e valëve janë dhënë me shprehjen

$$\sigma_i = (k_{2x} - iK \sin \phi)_x + [k_2^2 - (k_{2x} - iK \cos \phi)^2]^{1/2}z \tag{3.38}$$

ku z është vektori unitar në drejtimin z . Kjo është paraqitur si rasti (3) në figurën 3.2. Është e qartë se komponenti x i vektorit të valës është i barabartë me $k_{2x} - iK \sin \phi$ që të plotësohet kushti i përshtatjes së fazës. Zgjedhja e vektorit të valës si në shprehjen (3.37) imponon që amplitudat e vektorëve të valëve të jenë të barabartë me k_2 , ku $k_2 = k\rho_0^{1/2}$ është amplituda e vektorit të valës së rifraktuar në rajonin 2 në mungesë të grilës moduluese. Zgjedhja e këtillë për funksionin e

amplitudës mund të zbatohet te trajtimet aproksimative së bashku me neglizhimin e valëve të rendeve më të larta dhe derivateve të rendit të dytë të amplitudave.

Duke përcjellë procedurën e njëjtë si në të dy rastet paraprake mund të fitohet sistemi i ekuacioneve të valëve të kupluara. Me substituimin e shprehjes për valët e kupluara (3.36) në ekuacionin valor (3.2) fitohet

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\pi^2} \frac{d^2 \tilde{S}_i(z)}{dz^2} - j \frac{2}{\pi} \left[\frac{\rho_0}{\lambda^2} - \left(\frac{\rho_0^{1/2} \sin \theta}{\lambda} - \frac{i \sin \phi}{\Lambda} \right)^2 \right]^{1/2} \frac{d \tilde{S}_i(z)}{dz} + \\ & \frac{\rho_1}{\lambda^2} e^{j2\pi z} \left\{ \frac{\cos \phi}{\Lambda} + \left[\frac{\rho_0}{\lambda^2} - \left(\frac{\rho_0^{1/2} \sin \theta}{\lambda} - \frac{i \sin \phi}{\Lambda} \right)^2 \right]^{1/2} \left[\frac{\rho_0}{\lambda^2} - \left(\frac{\rho_0^{1/2} \sin \theta}{\lambda} - \frac{(i-1) \sin \phi}{\Lambda} \right)^2 \right]^{1/2} \right\} \tilde{S}_{i-1}(z) + \\ & \frac{\rho_1}{\lambda^2} e^{-j2\pi z} \left\{ \frac{\cos \phi}{\Lambda} + \left[\frac{\rho_0}{\lambda^2} - \left(\frac{\rho_0^{1/2} \sin \theta}{\lambda} - \frac{(i+1) \sin \phi}{\Lambda} \right)^2 \right]^{1/2} \left[\frac{\rho_0}{\lambda^2} - \left(\frac{\rho_0^{1/2} \sin \theta}{\lambda} - \frac{i \sin \phi}{\Lambda} \right)^2 \right]^{1/2} \right\} \tilde{S}_{i+1}(z) = 0 \end{aligned} \quad (3.39)$$

Ekuacionet e fituara të valëve të kupluara janë ekuacione diferenciale me koeficient jokonstant. Për dallim nga ekuacionet diferenciale të dhëna me shprehjen (3.33), ekuacionet e fundit në këtë formë janë të zgjidhshme.

Fusha totale brenda grilës $p(x, z)$ e shkaktuar nga vala e rrafshët incidente është dhënë me shprehjen (3.19). Ky ekuacion ka qenë i derivuar në mënyrë rigorozë (pa përafime). Pastaj fusha totale është rishkruar si shumë e modeve përkah υ (zbërthimi modal) si në shprehjen (3.21) dhe si shumë e komponentëve harmonike hapësinore i (zbërthimi sipas valëve të kupluara) si në shprehjet (3.25), (3.30) dhe (3.36).

Të katër format e parashtruara të zbërthimit janë në tërësi rigorozë. Meqenëse janë zhvilluar pa asnjë përafim nga ekuacioni i njëjtë, këto zbërthime janë plotësisht ekuivalente mes vete dhe paraqesin vetëm alternativat matematikore për prezantimin e fushës totale brenda grilës. Secila nga këto shprehje është e shoqëruar me këndvështrim të ndryshëm fizik të fushës totale brenda grilës. Asnjëra nga këto qasje nuk është më tepër ose më pak korrekte se tjera.

Në paraqitjen modale (3.21) fushat brenda grilës janë zbërthyer në modet e lejuara të mediumit periodik. Fushat në rajonin e grilës janë trajtuar si modet e valëpërcjellësit. Në qasjen modale fusha e tërësishme

akustike është shprehur si shumë e peshuar për kah të gjitha modeve të mundshme. Në mbledhje përfshihen të dy modet e përhapjes, si valët progresive ashtu edhe ato të reflektuara. Modet e reflektuara shkaktohen nga difraksioni në grilën vëllimore dhe nga reflektimi në sipërfaqen kufitare $z=d$. Secili mod i v-të individual e kënaq ekuacionin e valës dhe mund të jetë ose shuarës ose propagues. Këto mode në grilë janë të ngjashme me modet në valëpërcjellës. Secili mod përbëhet nga një numër i pafund i harmonikëve hapësinorë i dhe secili mod përhapet nëpër medium i pandryshuar. Harmonikët hapësinorë mund të trajtohen edhe si anëtar të zbërthimit në seri Fourier të funksionit periodik $\Phi_v(\mathbf{r})$.

Në përshkrimin e fushës së tërësishme $p(x, y, z)$ brenda grilës difraktuese me anë të valëve të kupluara si në shprehjet (3.25), (3.30) dhe (3.36), fusha brenda mediumit të moduluar është zbërthyer në komponentë të harmonikëve hapësinorë i të fushës në strukturën periodike. Këta harmonikë hapësinor janë të përshtatur në fazë me komponentët e difraktuara përhapëse ose shuarëse jashtë grilës. Për dallim nga komponentët modalë të fushës v , komponentët e posaçëm të harmonikëve hapësinorë të fushës i nuk e kënaqin ekuacionin e valës veç e veç, por nënkuptohet se shuma e të gjitha komponentëve të harmonikëve hapësinorë kënaq ekuacionin e valës, prandaj këta komponentë të posaçëm të harmonikëve hapësinorë nuk mund të ekzistojnë individualisht. Këta komponentë të pjesërishtëm të harmonikëve hapësinorë mund të trajtohen si valë të rrafshëta johomogjene (valë planare me amplitudë të ndryshueshme përgjatë frontit planar fazor). Këto valë johomogjene nuk janë të pavarura dhe ato shkëmbejnë energjinë ndërmjet veti përpara, pas dhe në brendi të mediumit aktual të moduluar.

Te qasja modale dukuria e difraksionit në mënyrë shumë të thjeshtuar mund të interpretohet kështu:

- Vala incidente përkulet (refraktohet) në mediumin e grilës në $z=0$,
- Vala e rrafshët e përkulur në grilë difraktohet (rithehet) në një seri të pafundme i të valëve të rrafshëta që përhapen kah sipërfaqja kufitare $z=d$ dhe
- valët brenda grilës janë të përshtatura përkah faza me valët që përhapen (dhe kthehen) në rajonin e tretë.

Edhe pse një shpjegim i këtillë i dukurisë së difraksionit përrputhet me intuitën fizike, ky interpretim i thjeshtuar sekuencor nuk është i përshtatshëm në shumë aspekte, si për shembull, valët e difraktuara të

kthyerë prapa në rajonin e parë nuk janë përshkruar fare me këtë interpretim. Një qasje e kështillë nuk është e plotë edhe pse është tentuar që komponentët e harmonikëve hapësinorë të trajtohen si valë të thjeshta në grilë.

Prandaj analiza e këtij problemi me zbrërthimin e fushës brenda grilës me njëri nga metodat e valëve të kupluara është shumë më e tërësishme. Kjo analizë është mjaft e natyrshme, meqenëse valët e rrafshëta johomogjene i të cilat e formojnë këtë fushë janë të përshtatura në fazë me valët e rrafshëta të difraktuara që shkojnë përpara dhe kthehen prapa, e prania e këtyre valëve mund të verifikohet shumë qartë eksperimentalisht. Në anën tjetër, komponentët modalë të fushës u parcialisht të gjitha kontribuojnë në çdo rend të difraktuar ashtu që rëndësia e tyre individuale nuk është e qartë.

Në rastin e qasjes me anë të valëve të kupluara, përveç përparësive që u cekën, argument më i bindshëm në favor të kësaj qasjeje është lehtësia me të cilën mund të sigurohen zgjidhjet e ekuacioneve të valëve të kupluara.

Në kapitullin e ardhshëm do të tregohet se ekuacionet e valëve të kupluara me koeficient konstant që fitohen nga ky zbrërthim mund të zgjidhen drejtpërdrejt në varshmëri nga vlerat vetanake dhe vektorët vetanake të matricës së koeficientëve të sistemit të ekuacioneve diferenciale. Deri te zgjidhja e vlerave vetanake dhe vektorëve mund të arrihet duke përdorur programe të gatshme pa jostabilitete numerike.

Për t'i qartësuar konceptet matematikore dhe fizike që janë shtjelluar, gjatë analizës janë bërë këto përvetësime kufizuese:

- grilat pa humbje,
- ndryshimi sinusoidal i dendësisë së profilit,
- valë të rrafshëta incidente,
- vektori K i grilës shtrihet në rrafshin e incidencës dhe
- grilat e pjerrëta ($0 < \phi \leq \pi/2$).

Përveç kufizimit të fundit, përvetësimet e bëra nuk kanë ndonjë ndikim esencial në analizë. Edhe në rastin kur supozimet e lartshënuara nuk janë të plotësuara, principet themelore fizike janë të njëjta, por fitohen formulime më të ndërlikuara.

Nëse vektori i grilës nuk shtrihet në planin e incidencës, polarizimi TM dhe TE të valëve elektromagnetike nuk mund të trajtohen të ndara, prandaj kjo situatë nuk është analoge me difraksionin e valës akustike.

Pasi që trajtimi rigoroz i qasjes përmes valëve të kupluara bazohet në zberthimin Fourier [$\Phi_0(r)$], grila duhet të jetë vërtet periodike (me numër të pafundmë të periodave). Kjo qasje mund të zbatohet në këndet kufitare derisa elementet e pjerrëta të grilës të bëhen paralel me sipërfaqen kufitare ($\phi \rightarrow 0$). Por në rastin e paralelizmit të saktë me sipërfaqen ($\phi=0$), grila më nuk është plotësisht periodike, prandaj edhe zgjidhja varet nga numri i periodave, si dhe kushteve kufitare në fillim dhe në fund të grilës. Ky rast i reflektimit të pastër nga grila mund të analizohet pa përafrime duke shfrytëzuar metodën rigorozë matricore. Në mënyrë të ngjashme refleksioni i pastër nga grila gjithashtu mund të analizohet edhe me formulimin modal të fushës.

3.3. Fusha e difraktuar akustike jashtë grilës

Hapi i parë esencial në shpjegimin e difraksionit në grilë është sigurimi i një paraqitjeje të saktë të fushës totale brenda grilës. Por veçoria më e theksuar e difraksionit në grilë janë seritë e shumëfishta të valëve që përhapen në mënyrë tipike përpara dhe pas grilës. Kjo përhapje është paraqitur në figurën 3.4.

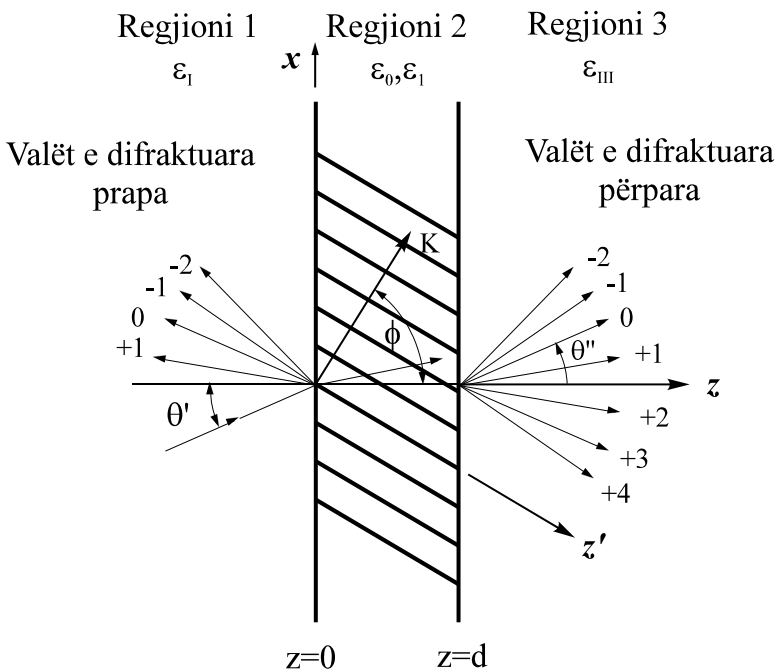


Figura 3.4. Përhapja e valëve të difraktuara përpara dhe pas grilës

Fusha totale akustike në rajonin 1 është shuma e valës incidente dhe e valës së reflektuar. Fusha totale akustike e normalizuar në rajonin 1 mund të shprehet si

$$p_1 = e^{-jk_1 r} + \sum_{i=-\infty}^{+\infty} R_i e^{-jk_1 r} \quad (3.40)$$

ku R_i paraqet amplitudën e normalizuar të valës së rendit të i -të në rajonin 1, valë vektori i së cilës është k_{1i} . Gjithashtu, në mënyrë të ngjashme edhe fusha totale akustike e normalizuar e cila paraqitet në rajonin 3 mund të shprehet si

$$p_3 = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} T_i e^{-jk_{3i}(r-dz)} \quad (3.41)$$

ku T_i paraqet amplitudën e normalizuar të valës së rendit i të transmetuar prapa grilës, në rajonin 3, me valë vektorin gjegjës k_{3i} . Secili komponent i e fushës në rajonin 1 dhe në rajonin 3 duhet të jetë e përshtatur në fazë me harmonikun hapësinor të rendit i të fushës (valët planare johomogjene) brenda grilës. Në këtë mënyrë sigurohet që komponentët x të valëvektorëve të valës i në rajonet 1 dhe 3 dhe komponenti x i valëvektorit të harmonikut hapësinor i të fushës brenda grilës (regjioni 2) të jenë të barabartë. Pra, kjo do të thotë se do të plotësohet kushti

$$k_{1i} \cdot x = \sigma_i \cdot x = k_{3i} \cdot x \quad (3.42)$$

ku valëvektorët për rajonin 1 dhe 3 janë

$$k_{1i} = k(\rho_I)^{1/2}$$

$$k_{3i} = k(\rho_{III})^{1/2}$$

Me zbrërthimin e shprehjes (3.41) fitohet i ashtuquajtimi "ekuacion i grilës" për valët e difraktuara të reflektuara dhe të transmetuara. Për valët e difraktuara kthyesë në rajonin 1 do të fitohet

$$n_1 \sin \theta'_1 = n_1 \sin \theta' - i \left(\frac{\lambda}{\Lambda} \right) \sin \phi \quad (3.43)$$

dhe për valën e cila përhapet në kahje të drejtë (përpara) në rajonin

$$n_3 \sin \theta''_1 = n_1 \sin \theta' - i \left(\frac{\lambda}{\Lambda} \right) \sin \phi \quad (3.44)$$

ku n_1 dhe n_3 janë indekset e refraksionit në rajonet 1 dhe 3 dhe janë të dhënë me shprehjet

$$n_1 = (\rho_I)^{1/2} \quad n_3 = (\rho_{III})^{1/2} \quad (3.45)$$

ku λ paraqet gjatësinë valore të valës incidente, ndërsa Λ është perioda e grilës, siç është paraqitur në fillim të këtij kapitulli.

Këndet e difraksionit të rrezeve propaguese të difraktuara janë dhënë me relacionet (3.42) dhe (3.43). Secili harmonik hapësinor i i fushës brenda grilës shkakton komponentin përkatës të rendit i të fushës në rajonet 1 dhe 3. Në rajonet homogjene 1 dhe 3 valët që përhapen përpara dhe ato të cilat reflektohen prapa kanë valë vektorët me amplituda

$$|k_{1i}| = |k_i| \quad dhe \quad |k_{3i}| = |k_i| \quad (3.46)$$

Amplitudat e tërësishme dhe x komponentët e valëvevektorëve të difraktuar janë të njohur nga kushti për përshtatje të fazave, atëherë z komponentët mund të caktohen si

$$k_{1i} \cdot z = \left[|k_1|^2 - (k_{1i} \cdot x)^2 \right]^{1/2} = \left[k_1^2 - (k_2 \sin \theta - iK \sin \phi)^2 \right]^{1/2} \quad (3.47)$$

dhe

$$k_{3i} \cdot z = \left[|k_3|^2 - (k_{3i} \cdot x)^2 \right]^{1/2} = \left[k_3^2 - (k_2 \sin \theta - iK \sin \phi)^2 \right]^{1/2} \quad (3.48)$$

Për rajonin 3 këto madhësi mund të jenë reale pozitive, pra paraqesin valë propaguese ose negative imagjinare dhe paraqesin valë që shuhen. Në rajonin 1 këto madhësi mund të jenë negative reale, valë që reflektohen (ose përhapen në kahjen e kundërt) ose pozitive imagjinare që paraqesin valë që shuhen në rajonin aktual. Komponenti i i fushës në rajonin 1 ose 3, qoftë ajo valë propaguese ose shuarëse, mund të paraqitet si në figurën 3.5.

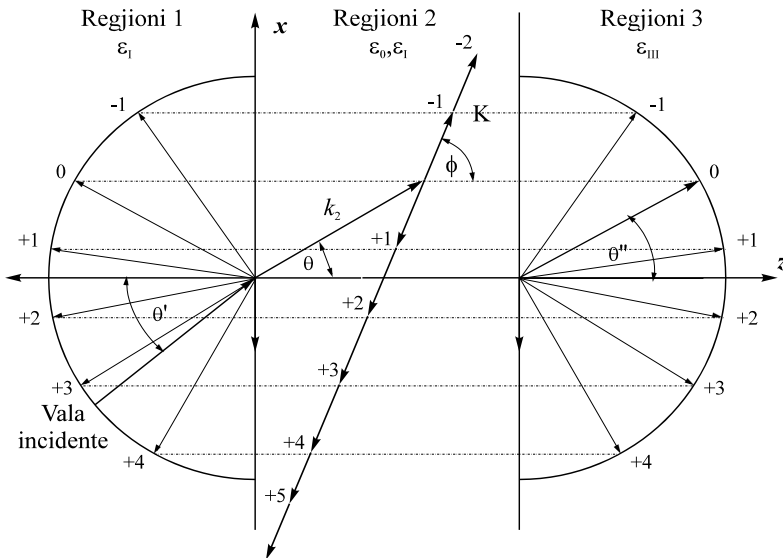


Figura 3.5. Diagrami i përshtatjes së fazave të komponentëve të harmonikëve hapësinorë të fushës totale brenda grilës me valët e difraktuara të rrezeve të ndryshme në rajonin 3 dhe të atyre që reflektohen në rajonin 1. Për $-1 \leq i \leq +4$ valët e difraktuara përhapen, ndërsa për $i \leq -2$ dhe $i \geq +5$ valët shuhen jashtë grilës.

Valëvektorët në rajonet 1 dhe 3 kanë amplitudat k_1 dhe k_3 në figurë janë paraqitur gjysmërrathë me këto rreze. Valëvektorët e lejuar në këto rajone duhet të jenë të përshtatur në fazë me komponentët kufitarë të harmonikëve hapësinorë të fushës brenda grilës. Kjo është paraqitur në figurë me vija të ndërprera horizontale. Për valën incidente me valëvektorë k_1 dhe grilë të pjerrtë me vektor K , në rajonet 1 dhe 3, valët $i=-1$ deri $i=+4$ paraqiten si rreze të difraktuara të valëve propaguese, ndërsa për $i \leq -2$ dhe $i \geq +5$ valët shuhen jashtë rajonit të grilës.

Kushti i m -të i Bragg-ut paraqitet nëse gjatësia valore e grilës dhe këndi i incidencës së valës përmbushin relacionin

$$m = 2\Lambda(\rho_0)^{1/2} \cos(\theta - \phi) \quad (3.49)$$

ku m është numër i plotë. Në këtë rast efikasiteti i difraksionit është në rastin e përgjithshëm (por jo gjithmonë) i maksimizuar për rendin e i -të të difraktuar, ku $i=m$. Për rastin e paraqitur në figurën 3.3 incidenca është afër këndit të dytë të Bragg-ut, pra $m \approx 2$. Në një situatë të kështillë pritet që rendi $i=+2$ të jetë i maksimizuar në krahasim me këndet tjera të mundshme të valës incidente.

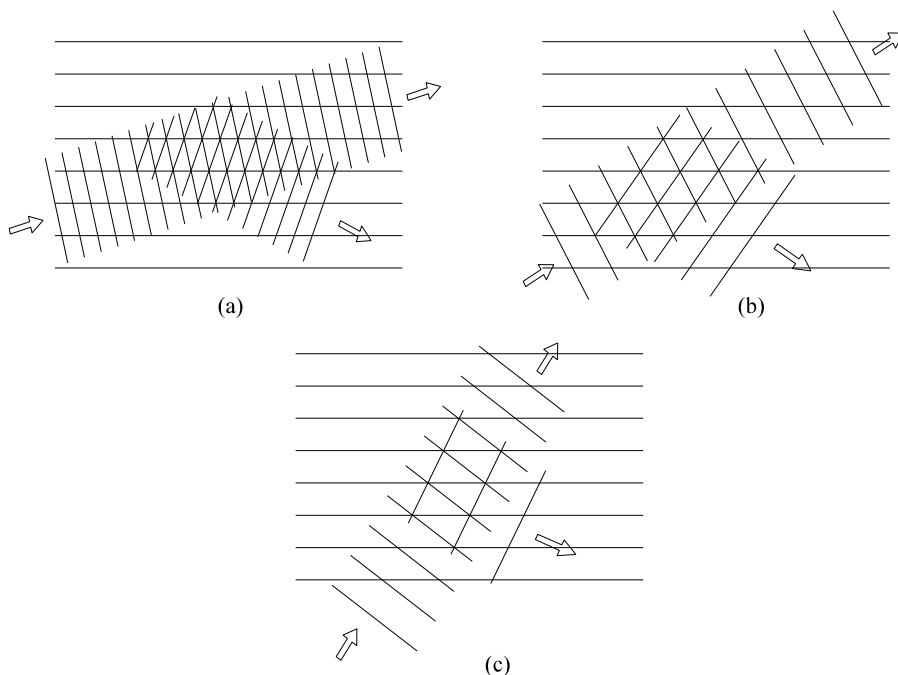


Figura 3.6. Vizuelizimi i difraksionit në kushtin e Bragg-ut. (a) Incidenca në këndin e parë të Bragg-ut ($m=1$) (gjatësia e vogël valore); (b) Incidenca në këndin e parë të Bragg-ut (gjatësi të mëdha valore); (c) Incidenca në këndin e dytë të Bragg-ut ($m=2$).

Kushti i Bragg-ut $m=2$ mund të vizualizohet përmes kushtit vektorial të Flouquet-it, ashtu që amplituda e valëvevektorit $i=+2$ të jetë e barabartë me amplitudën e valëvevektorit të padifraktuar $i=0$, $|\sigma_2|=|\sigma_0|$. Në këtë mënyrë vektorët $\bar{\sigma}_2$ dhe $\bar{\sigma}_0$ formojnë trekëndëshin barabrinjës. Në anën tjetër, vala e rrafshët johomogjene e rendit $i=+2$, e konstruktuar sipas kushtit vektorial të Flouquet-it ka "gjatësinë valore" të barabartë me $\lambda/(\sigma_0)^{1/2}$, të njëjtë me gjatësinë valore të valës incidente në rajonin 2 (rajoni i grilës) në mungesë të modulimit të grilës. Një këndvështrim i këtillë i kushtit të Bragg-ut është intuitivisht i pranueshëm dhe ilustrimi i mëtejshëm i këtij vështrimi është paraqitur në figurën 3.6. Në figurën 3.6 (a) është paraqitur incidenca në këndin e parë të Bragg-ut ($m=1$) për një valë incidente me gjatësi të vogël valore. Figura 3.6 (b) ilustron rastin e njëjtë për një gjatësi valore më të madhe dhe për kënd më të madh përkatës të Bragg-ut. Figura 3.6 (c) paraqet incidencën e dytë të Bragg-ut ($m=2$) për rastin e grilës së njëjtë.

4. EKUACIONET E VALËVE NË HAPËSIRË TË GJENDJEVE

Ekuacionet rigoroze të valëve të kupluara të dhëna me shprehjen (3.33) paraqesin një sistem të ekuacioneve lineare diferenciale të rendit të dytë me koeficient konstant. Duke zbatuar metodat e analizës së sistemeve lineare, ky sistem i ekuacioneve diferenciale, që përshkruan një sistem kontinual, mund të përshkruhet edhe në hapësirën e gjendjeve. Në këtë mënyrë mundësohet që zgjidhjet të fitohen drejtpërsëdrejti. Sipas definicionit, variablat e gjendjeve mund të shkruhen si

$$\begin{aligned} S_{1,i}(z) &= S_i(z) \\ S_{2,i}(z) &= \frac{dS_i(z)}{dz} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Kështu, bashkësia e pafundme e ekuacioneve diferenciale të rendit të dytë (3.33) transformohet në dy bashkësi të kufizuara të ekuacioneve diferenciale të rendit të parë

$$\begin{aligned} \frac{dS_{1,i}(z)}{dz} &= S_{2,i}(z) \\ \frac{dS_{2,i}(z)}{dz} &= -\frac{2\pi^2 \rho_1}{\lambda^2} S_{1,i-1}(z) + \frac{4\pi^2(i-m)}{\Lambda^2} S_{1,i}(z) \\ &\quad - \frac{2\pi^2 \rho_1}{\lambda^2} S_{1,i+1}(z) + j4\pi \left[\frac{\rho_0^{1/2} \cos \theta}{\lambda} - \frac{i \cos \phi}{\Lambda} \right] S_{2,i}(z) \end{aligned} \quad (4.2)$$

Ekuacionet e dhëna me shprehjet (4.3) dhe (4.4) janë ekuacionet e gjendjeve që i përgjigjen ekuacioneve rigoroze të valëve të kupluara të dhëna me shprehjen (3.33). Këto ekuacione mund të shkruhen në formë matricore si

për $l=1,2$. Koeficientet C_m janë konstante të panjohura që duhet të caktohen nga kushtet kufitare. Zgjidhja për amplitudat e valës ("ekuacioni dalës" në terminologjinë e sistemeve lineare) është

$$S_i(z) = S_{1,i}(z) \tag{4.7}$$

Madhësia w është një element i vektorit vetanak, ndërsa λ është një vlerë vetanake. Këto vlera dhe vektorë vetanakë të duhur caktohen nga matrica e koeficientëve \mathbf{A} . Edhe pse \mathbf{A} është matricë me dimensione të pafundme, rezultatet në praktikë mund të fitohen me një nivel të dëshiruar të saktësisë, me cungimin e matricës. Secila nga katër matricat cungohet në dimensione $n \times n$. Me rritjen e n -it rezultatet e llogaritura mjaft shpejt konvergjojnë kah vlerat e rezultateve të sakta. Madhësia n i përgjigjet numrit të përgjithshëm të harmonikëve hapësinorë, të cilët merren parasysh gjatë analizës. Kjo do të thotë se gjatë analizës do të merren parasysh n valë të difraktuara në rajonin 1 dhe po aq valë të difraktuara në rajonin 3.

Për ta rregulluar formën standarde të këtyre katër nënmatricave në shprehjen (4.5), numërorët i dhe m zëvendësohen me numërorë të ri p dhe q , të cilët ndryshojnë prej 1 deri në n . Për shembull, nëse gjatë analizës mbahet simetrikisht një numër tek i valëve rreth numërorit $i=0$ (vala e padifraktuar), atëherë numërorët e ri do të jenë

$$p = i + \frac{n+1}{2} \text{ dhe } q = m + \frac{n+1}{2}$$

Në atë rast $2n$ zgjidhjet e mundshme mund të shprehen si

$$S_{l,p}(z) = \sum_{r=1}^2 \sum_{q=1}^n C_{r,q} w_{l,p,r,q} e^{\lambda_{r,q} z} \tag{4.8}$$

për $l=1,2$ dhe $p=1$ deri në n . Vlerat vetanake $\lambda_{r,q}$ janë të përcaktuara me zgjidhjen e ekuacionit të determinantës

$$(A - \lambda_{r,q} I) = 0 \tag{4.9}$$

ku I paraqet matricën njësi. Vektori vetanak, i cili i përgjigjet vlerës së caktuar vetanake $\lambda_{r,q}$, është i përcaktuar me zëvendësimin e $2n$ shprehjeve ($l=1,2$ dhe $p=1$ deri n) për $S_{l,p}$ të formës

$$S_{l,p} = B_{l,p,r,q} e^{\lambda_{r,q}}$$

në ekuacionin e gjendjeve (4.5), duke kryer diferencimet e duhura dhe pastaj duke zgjidhur për çdo element të vektorit vetanak si

$$w_{l,p,r,q} = \frac{B_{l,p,r,q}}{B_{1,1,r,q}}$$

në bazë të rregullës së Cramer-it. Në këtë mënyrë çdo element shprehet si herës i determinanteve. Vlerat dhe vektorët vetanake të matricave zakonisht llogariten numerikisht.

Amplitudat e komponentëve të fushës në rajonet 1 dhe 3 duhet të jenë të tilla që të plotësohen kushtet kufitare në dy skajet e grilës ($z=0$ dhe $z=d$). Komponentët e fushës në rajonet 1 dh 3 të dhëna me shprehjet (3.39) dhe (3.40) janë të përshtatura në fazë me komponentët e fushës në rajonin e grilës, shprehja (3.31). Duke shfrytëzuar kushtet për përshtatje të fazave (3.41) dhe kërkesat për valëvektorët në rajonet 1 dhe 3 të dhëna me shprehjet (3.45) dhe (3.46), fushat totale në rajonet 1 dhe 3 mund të rishkruhen në formën

$$p_1 = e^{-j[k_1(\sin\theta'x + \cos\theta'z)]} + \sum_{i=-\infty}^{+\infty} R_i e^{-j\left\{(k_2 \sin\theta - iK \sin\phi)x + [k_1^2 - (k_2 \sin\theta - iK \sin\phi)^2]^{\frac{1}{2}}z\right\}} \quad (4.10)$$

dhe

$$p_3 = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} T_i e^{-j\left\{(k_2 \sin\theta - iK \sin\phi)x + [k_3^2 - (k_2 \sin\theta - iK \sin\phi)^2]^{\frac{1}{2}}(z-d)\right\}} \quad (4.11)$$

Kushtet kufitare të fushës kërkojnë që komponenti tangjencial i fushës të jetë kontinual përgjatë dy sipërfaqeve kufitare ($z=0$ dhe $z=d$). Për çdo vlerë të i komponentët që duhet të përshtaten dhe kushtet kufitare rezultuese janë:

Komponenti tangjencial e p në $z=0$

$$\delta_{i0} + R_i = S_{i(0)} \quad (4.12)$$

Komponenti tangjencial e p në $z=d$

$$T_i = S_i(d) e^{-j(k_2 \cos\theta - iK \cos\phi)} S_i(0) \quad (4.13)$$

ku δ_{i0} është delta funksioni i Kronecker-it.

4.2. Amplitudat e difraktuara dhe efikasiteti i difraksionit

Nëse gjatë analizës së fushës merren parasysh vetëm n vlera nga i vlera të mundshme, atëherë do të jenë n valë të difraktuara që përhapen pas pengesës (n vlera të T_i) dhe para pengesës (n vlera të R_i). Nga kjo rrjedh se do të ketë $2n$ vlera të panjohura të konstanteve C_m , sepse matrica

e koeficientëve në shprehjen (4.5) është matricë me dimensione $2n \times 2n$ dhe si e tillë ka $2n$ vlera vetanake, prandaj ka edhe $2n$ vlera të panjohura të konstanteve C_m . Kjo gjithashtu mund të shpjegohet edhe si pasojë e ekuacioneve të valëve të kupluara, të cilat janë ekuacione diferenciale të rendit të dytë, që do të thotë se kanë $2n$ rrënjë, ose vlera vetanake, dhe $2n$ konstante të panjohura C_m që duhet të caktohen nga kushtet kufitare. Duke zëvendësuar $S_i(z)$ të dhënë me shprehjen (3.45) dhe (4.4) për kushtet kufitare (4.11) dhe (4.12) dalin $2n$ ekuacione lineare.

Një procedurë efektive për zgjidhjen e këtyre ekuacioneve është eliminimi i R_i dhe T_i nga këto ekuacione dhe zgjidhja e n ekuacioneve të mbetura për n vlera të C_m me metoda siç është ajo e eliminimit sipas Gauss-it. Pastaj n vlerat gjegjëse për komponentët e transmetuara T_i dhe të reflektuara R_i mund të caktohen nga (4.11) dhe (4.12). Nëse k_{1i} dhe k_{3i} janë real, atëherë R_i dhe T_i paraqesin amplitudat e valëve propaguese të difraktuara. Nëse k_{1i} dhe k_{3i} janë imagjinar, në atë rast R_i dhe T_i janë amplitudat kufitare të valëve shuarëse.

Me llogaritjen e amplitudave të fushës R_i dhe T_i problemi i difraksionit parimisht është i zgjidhur. Megjithatë, madhësia e cila zakonisht matet në eksperimentet e difraksionit të grilës është efikasiteti i difraksionit. Për çfarëdo rendi të dhënë të difraksionit i , efikasiteti i difraksionit është fuqia e difraktuar e pjesëtuar me fuqinë incidente.

Modeli i valëve planare është mjaft i saktë edhe pse me rastin e matjeve të fuqive është e qartë se vrshkujt nuk janë të pakufishëm. Në trajtim të këtillë të efikasitetit të difraksionit, efekti i interferencës nuk është përfillur fare edhe pse në kushtet reale ky ndikim është mjaft i dukshëm. Efikasiteti i difraksionit për rastin eksperimental është i definuar si fuqia e difraktuar e rendit të caktuar e pjesëtuar me fuqinë hyrëse. Në formulimin e cekur, amplituda e valës planare incidente është normalizuar në njësi. Në këtë mënyrë efikasitetet e difraksionit në rajonet 1 dhe 3 janë

$$ED_{1i} = \text{Re} \left[\frac{k_{1i} z}{k_{10} z} \right] R_i R_i^* = \text{Re} \left\{ \left[1 - \left(\sin \theta' - i\lambda \sin \phi / \rho_1^{1/2} \Lambda \right)^2 \right]^{1/2} / \cos \theta' \right\} R_i R_i^* \quad (4.14)$$

$$ED_{3i} = \text{Re} \left[\frac{k_{3i} z}{k_{10} z} \right] T_i T_i^* = \text{Re} \left\{ \left[\left(\rho_{III} / \rho_I \right) - \left(\sin \theta' - i\lambda \sin \phi / \rho_1^{1/2} \Lambda \right)^2 \right]^{1/2} / \cos \theta' \right\} T_i T_i^* \quad (4.15)$$

$$\sum_i (ED_{1i} + ED_{3i}) = 1 \quad (4.16)$$

Sipas definicionit të efikasitetit të difraksionit të dhënë me shprehjet (4.13) dhe (4.14), fuqia konservohet ndërmjet rendeve propagueuese të difraktuara. Kjo është e saktë pa marrë parasysh numrin e rendeve i të mbetura në analizë dhe pasaktësive të amplitudave të komponentëve të difraktuara që shkaktohen nga cungimi i vargut. Në këtë mënyrë për grilë fazore shuma e të gjitha efikasiteteve për valë propagueuese është e barabartë me një (shprehja 4.16).

4.3. Krahasimi i rezultateve

Efikasitetet e difraksionit dhe amplitudat e valëve të difraktuara të rendeve më të larta përpara dhe pas grilës mund të llogariten në mënyrë rigorozë duke shfrytëzuar qasjen e përshkruar në paragrafët paraprakë.

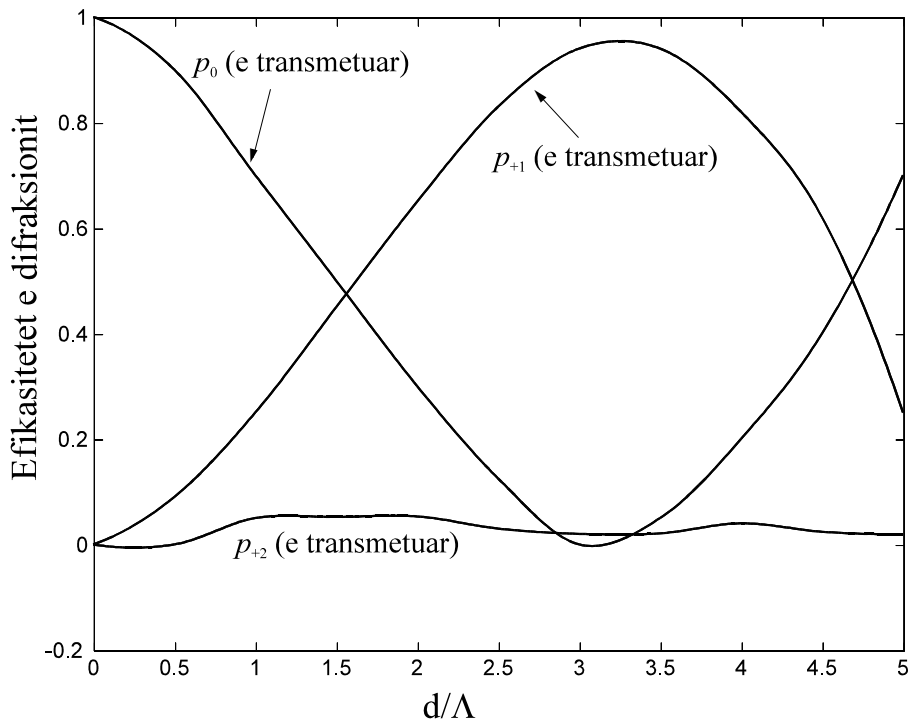


Figura 4.1. Efikasitetet e difraksionit të llogaritura në mënyrë rigorozë për një grilë "transmetuese" me pjerrtësi $\phi=30^\circ$, dendësia mesatare $\rho_I=\rho_0=\rho_{III}$, modulim grilës $\rho_I/\rho_0=0.12$ dhe $\theta'=42^\circ$ në $m=1$.

Për grilën "transmetuese" të paraqitur në figurën 4.1 këndi i pjerrtësisë së grilës është $\phi=30^\circ$. Këndi i incidencës është $\theta'=42^\circ$ dhe ky

është këndi i parë i Bragg-ut ($m=1$). Rendi i difraktuar gjegjësisht $i=+1$ është në rajonin 3 kështu që paraqet rend të difraktuar përpara (grilë "transmetuese"). Modulimi i grilës është $\rho_1/\rho_0=0.12$. Në figurën 4.1 janë paraqitur vetëm rendet $i=0,+1$ dhe $+2$ të difraktuara përpara. Rendet $i \leq -1$ dhe $i \geq +3$ në të dy rajonet shuhen. Të gjitha rendet tjera kanë efikasitete më të vogla se 1% dhe nuk janë paraqitur fare në grafik.

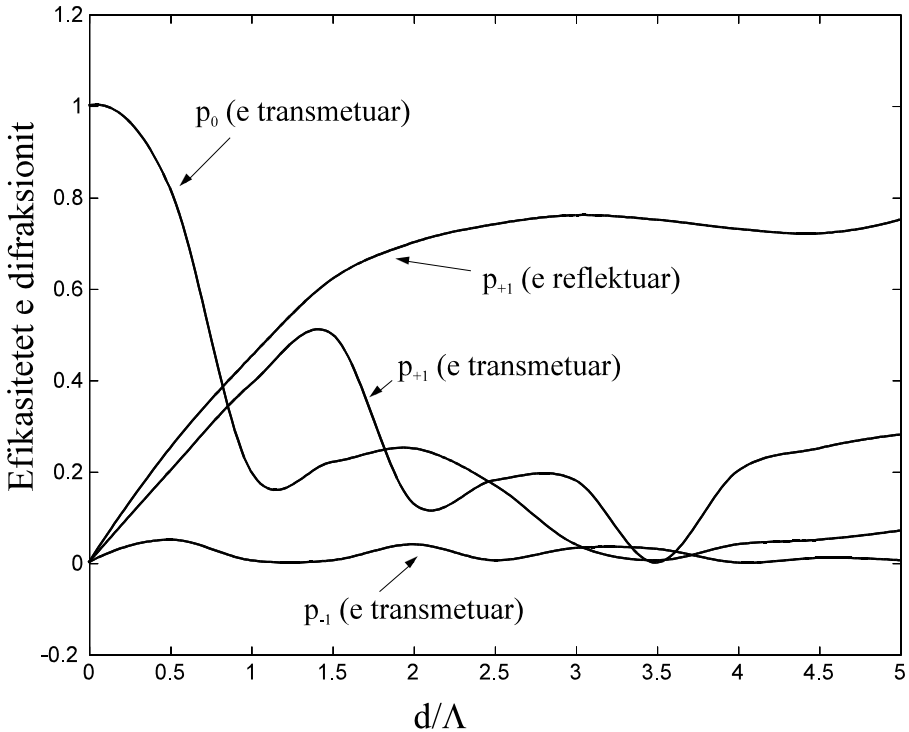


Figura 4.2. Efikasitetet e difraksionit të llogaritura në mënyrë rigorozë për një grilë "reflektuese" me pjerrtësi $\phi=60^\circ$. Dendësia mesatare brenda dhe jashtë grilës është e njëjtë ($\rho_1=\rho_0=\rho_{III}$). Modulimi i grilës është $\rho_1/\rho_0=0.33$ dhe këndi i incidencës $\theta'=20^\circ$ është në këndin e parë të Bragg-ut ($m=1$). Efikasitetet e difraksionit për valët e difraktuara më të vogla se 1% nuk janë paraqitur fare.

Për grilën "reflektuese" të paraqitur në figurën 4.2 pjerrtësia e grilës është $\phi=60^\circ$ dhe këndi i incidencës është $\theta'=20^\circ$. Vala incidente është pra në këndin e parë të Bragg-ut ($m=1$). Rendi gjegjësisht i difraktuar $i=+1$ që plotëson kushtin e Bragg-ut është në rajonin 1 dhe paraqet rend të difraktuar prapa (grilë "reflektuese"). Modulimi i grilës është $\rho_1/\rho_0=0.33$. Në figurën 4.2 janë paraqitur vetëm rendet $i=-1, 0$ dhe $+1$ të difraktuara përpara dhe rendi $i=+1$ i difraktuar prapa. Rendet $i \leq -3$ dhe

$i \geq +2$ në të dy rajonet shuhen. Të gjitha rendet tjera kanë efikasitete më të vogla se 1%, prandaj nuk janë paraqitur në grafik.

Ekuacionet e variabileve të gjendjes (4.3), (4.4) dhe (4.7) në bazë të të cilave janë llogaritur efikasitetet e difraksionit janë zgjidh me metodën e Gauss-it. Në bazë të simulimeve të bëra mund të konstatohet se me rritjen e numrit të rendeve të difraktuara që mbeten në analizë, metoda tregon jostabilitete të theksuara numerike.

5. TEORITË E PËRAFËRTA TË DIFRAKSIONIT

Në shumë punime nga teoria e difraksionit në grilë, problemi trajtohet në bazë të teorive të përafërta, sepse në atë rast mund të bëhen shumë thjeshtime dhe supozime, të cilat në rastin e përgjithshëm sjellin thjeshtim të mjaftueshme të analizës. Në disa raste këto thjeshtime mundësojnë që të fitohen zgjidhje analitike dhe në këtë mënyrë mund të nxirren disa shprehje të njohura analitike për rastet speciale të kufizuara praktike.

Në këtë kapitull është klasifikuar një numër i madh i teorive të difraksionit në grila planare në bazë të parasupozimeve fundamentale siç janë dhënë në vijim:

- mospërfillja e valëve të rrethë më të larta,
- mospërfillja e derivateve të dyta të amplitudave të fushës,
- mospërfillja e shfazimit nga kushti i Bragg-ut dhe
- modulimi i vogël në grilë

Përveç kësaj, këtyre parasupozimeve mund t'i shtohet edhe një numër i madh i thjeshtësimeve tjera, si incidenca normale dhe grilat jo të pjerrëta, etj. Megjithatë, në këtë pjesë të punimit janë trajtuar vetëm parasupozimet themelore të numëruara më lart, kështu që të gjitha teoritë e përafërta janë paraqitur në formën e tyre të përgjithshme. Këto teori janë zbatuar për kënd arbitrar të incidencës (θ'), për kënd arbitrar të pjerrtësisë së grilës (ϕ) dhe për periodë arbitrare të grilës (Λ). Nëse paraqitet nevoja, nga forma e përgjithshme më vonë mund të formulohen thjeshtime të tjera të cilat bazohen në rastet konkrete të zbatimeve praktike.

Në rajonin 1, figura 3.4, ekzistojnë valët e reflektuara. Në rastin e përgjithshëm këto valë janë shkaktuar nga difraksioni në brendi të vëllimit të grilës dhe nga efektet e skajeve (difraksioni dhe reflektimi

nga sipërfaqet kufitare në $z=0$ dhe $z=d$). Këto procese fizike shkaktojnë një spektër të tërë të valëve të rrafshëta të cilat udhëtojnë prapa në rajonin I ($z<0$). Për një grilë të rrafshët të përgjithësuar si ajo në figurën 3.4, mospërfillja e derivateve të dyta të amplitudave të fushës në ekuacionin e valës redukton numrin e valëve gjatë analizës nga $2n$ në n . Me fjalë të tjera, gjatë analizës merren parasysh vrushkujt e rendeve të difraktuara, ndërsa valët e shkaktuara nga efektet e skajeve eliminohen.

Prandaj për grilë të rrafshët mospërfillja e derivateve të dyta dhe mospërfillja e efekteve të skajeve janë absolutisht të lidhura mes vete. Kur të bëhen përvetësime të tilla, valët rezultuese të analizuar, që janë valë të kupluara të rendit të dytë, kanë amplitudë të llogaritur brenda rajonit të moduluar. Atëherë amplitudat e valëve të difraktuara T_i , që udhëtojnë përpara, fitohen (përafërsisht) si të barabarta me $S_i(d)$, pra si harmonik hapësinor të amplitudës së fushës në distancën d nga sipërfaqja hyrëse $z=0$. Ngjashëm, për ato vlera të i që paraqesin valët e difraktuara prapa, amplitudat R_i janë llogaritur si $S_i(0)$. Mirëpo nga aspekti fizik i analizës së problemit nuk ekzistojnë sipërfaqet kufitare në $z=0$ dhe $z=d$, sepse nuk janë përfillur derivatet e rendit të dytë. Këto rrafshë paraqesin vetëm lokacione referente. Pra nuk ka valë të reflektuara ose të difraktuara që rezultojnë nga këto rrafshë, prandaj nuk ka as sipërfaqe kufitare fizike në këto lokacione. Kësisoj, përvetësimi i mospërfilljes së derivateve të dyta të amplitudave të fushës dhe mospërfillja e efekteve të skajeve janë shndërruar në problemin e hapësirës së mbushur (grila e mbushur tërë hapësirë) me sipërfaqe kufitare imagjinare në $z=0$ dhe $z=d$, të cilat nevojiten vetëm sa për të fituar një formulim të thjeshtuar matematik të problemit.

Pasi të zgjidhet problemi i hapësirës së mbushur pastaj supozohet se grila mbaron në $z=0$ dhe $z=d$, dhe si rezultat mbetet që $T_i \cong S_i(d)$ për valë të difraktuara përpara dhe $R_i \cong S_i(0)$ për valë të difraktuara prapa. Pra është fare e qartë se kjo në tërësi paraqet vetëm një thjeshtim të situatës aktuale.

Pasoja tjetër e mospërfilljes së derivateve të dyta është përjashtimi nga analiza i disa valëve propaguese. Në teorinë e rendit të parë vetëm gjysma e valëve mbesin në analizë, pra vetëm një rend i vlerave merren parasysh (në vend se të merren dy rende). Në rastin e përgjithshëm disa nga këto valë mund të jenë të difraktuara përpara e disa prej tyre të difraktuara prapa. Nga ekuacioni (3.30), nëse $k_{2z} - iK \cos \phi$ është pozitive, vala është e difraktuar përpara dhe nëse është negative, ajo është e difraktuar prapa. Për valët e difraktuara përpara kushti kufitar duhet të jetë $S_i(0)=0$. Për valët e difraktuara prapa kushti gjegjës

kufitar është $S_i(d)=0$. Rendi i dytë i valëve (rendi prej i vlerave) është i përshtatur në fazë me këto valë. Ky rend i valëve është natyrisht i neglizhuar në çfarëdo analize të rendit të parë. Efikasitetet e difraksionit të këtyre valëve në mënyrë arbitrare janë vendosur në zero. Për disa raste të grilës së pjerrët fuqia e këtyre valëve mund të jetë shumë sinjifikante, kështu që gabimet që futen me zbatimin e teorisë së rendit të parë janë posaçërisht të theksuara për këndet e pjerrtësisë që shmangen nga $\phi=0$ dhe $\phi=\pi/2$.

Mospërfillja e derivateve të dyta ka si pasojë gjithashtu edhe përjashtimin e valëve shuarëse nga analiza. Në teorinë e rendit të parë, ku analizohet grila që e plotëson tërë hapësirën, për shkak të natyrës së problemit paraqitet grumbull i tërësishëm i rendeve të difraktuara i që ekzistojnë brenda grilës, prandaj të gjitha $S_i(z)$ janë të pranishme aty. Këto vlera $S_i(z)$ mund të kenë valëvektorë me komponentë si në drejtimin $+z$ ashtu edhe në z . Efikasitetet e difraksionit në këtë rast kalkulohen sikur ato të gjitha të ishin valë propagueuse, edhe pse është e qartë se këto parashikime janë plotësisht të gabueshme dhe se këto duhet të jenë zero. Por vetëm nëse perioda e grilës është shumë më e madhe se gjatësia valore ($\Lambda \gg \lambda$), atëherë numri i valëve propagueuse është shumë më i madh se i atyre shuarëse dhe kësaj efekte i përjashtimit të valëve shuarëse është i kufizuar. Prandaj nga tërë kjo që u tha më lart mund të përfundohet se karakteristikë e përbashkët e të gjitha teorive të rendit të parë është:

- metoda e përafërt e llogaritjes së amplitudave të difraktuara,
- mospërfillja e valëve të difraktuara të përshtatura në fazë dhe
- mospërfillja e valëve shuarëse.

Në vazhdim do të trajtohen disa nga teoritë e përafërta dhe do të theksohet ndërlidhja e tyre me teorinë rigorozë të nxjerrë në bazë të formulimeve ekzakte me pasojat që kanë përvetësimet themelore të bëra gjatë nxjerrjes së çdo teorie të përafërt gjegjëse.

5.1. Teoria modale dyvalore

Nëse gjatë analizës së difraksionit në grilë mbahen vetëm valët e rendit 0 dhe ato të rendit të parë ($i=0,1$) dhe nuk përfillen të gjitha valët e rendeve më të larta fitohet regjimi dyvalor i analizës. Në këtë analizë aktualisht merren gjithsej katër valë, sepse dy më tepër janë valë të

përshtatura në fazë me dy të parat. Zgjidhjet e teorisë modale në regjimin dyvalor të parët i kanë dhënë Bergstein-i dhe Kernich-i.

Në këtë qasje për paraqitjen e fushës në grilë është përdorur zbërthimi modal i dhënë me shprehjen (3.21). Por në rastin e regjimit dyvalor vetëm katër komponentët e parë të serisë Fourier ($i=0,1$) të funksionit periodik $\Phi_m(r)$ merren parasysh gjatë analizës së shprehjes (3.20). Krahasimi i bërë ndërmjet teorisë modale dyvalore dhe teorisë ekzakte rigoroze tregon se kjo metodë mund të jetë valide në afërsi të incidencës së Bragg-ut të grilat reflektuese kur dominojnë valët e difraktuara prapa.

5.2 Teoria dyvalore e valëve të kupluara të rendit të dytë

Teoria dyvalore e valëve të kupluara të rendit të dytë dhe teoria modale dyvalore paraqesin të njëjtin përafrim. Në të dy rastet merren parasysh derivatet e dyta dhe efektet e skajeve dhe të dy teoritë trajtojnë vetëm valët e transmetuara ($i=0$) dhe valët e përshtatura në fazë me këto dy të fundit, ndërsa i neglizhojnë valët e rendeve më të larta. Këtë teori i pari e ka zbatuar Kong. Dy ekuacionet kryesore mund të fitohen drejtpërsëdrejti nga forma rigoroze e ekuacioneve të valëve të kupluara, shprehja (3.33). Në këtë metodë gjatë analizës mbahen vetëm termat S_0 dhe S_1 , ndërsa të gjitha amplitudat tjera të fushës neglizhohen. Këto dy ekuacione që rezultojnë nga shprehja (3.33) janë

$$\frac{1}{2\pi^2} \frac{d^2 S_1(z)}{dz^2} - j \frac{2\rho_0^{1/2} \cos \theta}{\pi \lambda} \frac{dS_0(z)}{dz} + \frac{\rho_1}{\lambda^2} S_1(z) = 0 \quad (5.1)$$

$$\frac{1}{2\pi^2} \frac{d^2 S_1(z)}{dz^2} - j \frac{2}{\pi} \left(\frac{\rho_0^{1/2} \cos \theta}{\lambda} - \frac{\cos \phi}{\Lambda} \right) \frac{dS_1(z)}{dz} + \frac{2(m-1)}{\Lambda^2} S_1(z) + \frac{\rho_1}{\lambda^2} S_0(z) = 0$$

Kong-u ka dhënë edhe zgjidhjet analitike për teorinë dyvalore të valëve të kupluara të rendit të dytë të shprehura në formë të dy koeficienteve të transmisionit dhe të dy koeficienteve të refleksionit për grilën planare jo të pjerrët.

5.3. Teoria shumëvalore e valëve të kupluara

Teoria shumëvalore e valëve të kupluara mund të zhvillohet gjithashtu drejtpërsëdrejti nga ekuacioni (3.34)

$$\frac{1}{2\pi^2} \frac{d^2 \hat{S}_i(z)}{dz^2} - j \frac{2}{\pi} \left[\frac{(\rho_0)^{1/2} \cos \theta}{\lambda} - \frac{i \cos \phi}{\Lambda} \right] \frac{d\hat{S}_i(z)}{dz} + \tag{5.1}$$

$$\frac{2i(m-i)}{\Lambda^2} \hat{S}_i(z) + \frac{\rho_1}{\lambda^2} [\hat{S}_{i-1}(z) + \hat{S}_{i+1}(z)] = 0$$

i cili shpreh formën rigorozë të valëve të kupluara. Në këtë qasje valët e rendeve më të larta mbesin në analizë (prandaj quhet "shumëvalore"), ndërsa nuk përfillen derivatet e dyta të amplitudave të fushës (pra efektet e skajeve). Ekuacionet që rezultojnë nga (5.1), duke marrë parasysh përvetësimet e bëra, janë

$$-j \frac{2}{\pi} \left(\frac{\rho_0^{1/2} \cos \theta}{\lambda} - \frac{i \cos \phi}{\Lambda} \right) \frac{dS_i(z)}{dz} + \frac{2i(m-i)}{\Lambda^2} S_i(z) + \frac{\rho_1}{\lambda^2} [S_{i+1}(z)] = 0 \tag{5.2}$$

Për rastin e grilave transmetuese jo të pjerrëta ($\phi=\pi/2$) dhe për incidencë normale ($\theta=0, m=0$) ekuacionet rezultuese që përshkruajnë teorinë shumëvalore të valëve të kupluara së pari janë paraqitur në vitin 1936 nga Raman dhe Nath për një trajtim sinusoidal të grilës. Punimet e këtyre autorëve paraqesin themelet e të ashtuquajturës "teori e Raman-Nath-it" për difraksionin e dritës nga valët zanore, të cilat do të përshkruhet më detajisht në vazhdim të këtij kapitulli.

Gjatë zbatimit të teorisë shumëvalore autorët e cekur kanë fituar zgjidhjet me konvergencë shumë të ngadalshme të serive të ekuacioneve diferenco-diferenciale të valëve të kupluara. Një zgjidhje tjetër alternative e këtyre serive më vonë është prezantuar nga Berry. Kjo zgjidhje është paraqitur me anë të funksioneve të Bessel-it dhe gjithashtu shumë ngadalë konvergjon.

Më vonë ekuacionet shumëvalore të valëve të kupluara janë gjeneralizuar nga Magnuson dhe Gaylord, duke përfshirë humbjet dhe grilat me profil arbitrar josinusoidal. Për grila transmetuese jo të pjerrëta zgjidhjet numerike të sistemit të ekuacioneve të rendit të parë janë fituar me anë të algoritmit Runge-Kuta. Krahasimi i bërë ndërmjet kësaj teorie dhe teorisë ekzakte rigorozë tregon se teoria pa derivate të dyta jep rezultate të mira të grilat transmetuese (kur dominojnë komponentët e difraktuar përpara) kur modulimi i grilës është i vogël.

5.4. Teoria dy valore e valëve të kupluara të rendit të parë

Nëse gjatë analizës së difraksionit nuk përfillen valët e rendeve më të larta ($i \neq 0, 1$) dhe derivatet e dyta të amplitudave të fushës (e me këtë edhe efektet e skajeve) ekuacionet rigorozë (3.33) për valë të kupluara shndërrohen në teorinë dyvalore të valëve të kupluara të rendit të parë. Kjo teori është zbatuar në probleme të akustooptikës nga Pharisean dhe në probleme të holografisë nga Kogelnik. Me këtë teori mund të përpunohen mirë grilat me absorbim, në incidencë të Bragg-ut grilat e pastra transmetuese dhe reflektuese si dhe grilat e pjerrëta në përgjithësi. Në rastin e përgjithshëm për grila të pjerrëta me kënd arbitrar të incidencës dy ekuacionet kryesore janë:

$$\cos\theta \frac{dS_0(z)}{dz} + j \frac{\pi\rho_1}{2\rho_0^{1/2}\lambda} S_1(z) = 0 \quad (5.4)$$

$$\left(\cos\theta - \frac{\lambda}{\Lambda\rho_0^{1/2}} \right) \frac{dS_1(z)}{dz} + j \frac{\pi\lambda(m-1)}{\Lambda^2\rho_0^{1/2}} S_1(z) + j \frac{\pi\rho_1}{2\rho_0^{1/2}\lambda} S_0(z) = 0$$

Nga ekuacioni (3.30), nëse $k_2 \cos\theta - K \cos\phi$ është pozitive, vala e vetme e difraktuar në këtë analizë është vala e difraktuar përpara dhe grila quhet grilë transmetuese. Nëse $k_2 \cos\theta - K \cos\phi$ është negative, vala e vetme e difraktuar është ajo e difraktuar prapa dhe grila e tillë quhet grilë reflektuese. Për rastin e difraksionit përpara kushti kufitar që shfrytëzohet është $S_i(0)=0$, ndërsa në rastin e difraksionit prapa ky kusht është $S_i(d)=0$. Për shkak të natyrës së ekuacioneve të rendit të parë të kësaj teorie disa valë të përshtatura në fazë gjithsesi do të neglizhohen. Për shembull, në rastin e grilës transmetuese, dy valë që udhëtojnë prapa (në kahje të kundërt) që janë të përshtatura në fazë me valën e transmetuar të rendit zero dhe me valën fundamentale të difraktuar nuk merren fare parasysh gjatë analizës.

Për rastin special të grilës jo të pjerrët ($\phi=\pi/2$) dhe në këndin e parë të incidencës së Bragg-ut ($m=1$), amplituda e difraktuar e rendit të parë nga ekuacionet (5.4) është dhënë me shprehjen

$$S_1(z) = -j \sin\left(\frac{\pi\rho_1 z}{2\rho_0^{1/2}\lambda \cos\theta} \right) \quad (5.5)$$

ku z paraqet distancën brenda grilës në të cilën caktohet amplituda. Nga kjo shprehje e mirënjohur nga literatura mund të parashikohet efikasiteti i difraksionit $ED=S_i(d)S_i^*(d)$ i cili për këtë rast është me modulim sinusoidal dhe ka vlerë maksimale 100%. Edhe pse teoria dyvalore e valëve të kupluara të rendit të parë nuk i merr parasysh valët e difraktuara të rendeve më të larta dhe derivatet e dyta të amplitudave të fushës (dhe gjithashtu efektet e skajeve), ajo megjithatë në shumicën e rasteve në vete përfshinë shumë prej karakteristikave themelore të dukurisë së difraksionit në grilë. Kjo teori është treguar e suksesshme edhe në rastin e grilave me numër të fundmë të vrushkujve, grilave joplanare, grilave me dobësim, etj. Kur difraksioni në grilë përshkruhet me ekuacionin (5.5), zakonisht konsiderohet se difraksioni është i përshkruar në "regjimin e Bragg-ut". Incidenca në këndin e Bragg-ut është esenciale për këtë regjim, derisa te "regjimi i Raman-Nath-it", që do të përshkruhet në vazhdim, nuk është.

5.5. Metoda e shtegut optik

Metoda e shtegut optik për analizën e difraksionit në grilë për herë të parë është zbatuar nga Raman dhe Nath. Në këtë qasje modulimi i dendësisë ρ_l është supozuar të jetë i vogël, dhe si konsekuencë e kësaj, konsiderohet se ndryshimet e vogla të indeksit të refraksionit në grilë nuk ndryshojnë drejtimit e valëve, por vetëm fazën e tyre. Kësisoj, gjatësia e shtegut ndryshon për drejtime të ndryshme përgjatë grilës. Përveç kësaj është supozuar se gjatësia valore është shumë e vogël në krahasim me periodën e grilës ($\lambda \ll \Lambda$). Ky supozim është ekuivalent me supozimin se valët brenda grilës janë valë të rrafshëta homogjene. Duke marrë parasysh supozimin se $\lambda/\Lambda \ll 1$, ekuacionet shumëvalore të valëve të kupluara (5.3) thjeshtohen në

$$-j \frac{2\rho_0^{1/2} \cos \theta}{\pi} \frac{dS_i(z)}{dz} + \frac{4i\rho_0^{1/2} \cos(\theta - \phi)}{\Lambda} S_i(z) + \frac{\rho_1}{\lambda} [S_{i+1}(z) + S_{i-1}(z)] = 0 \quad (5.6)$$

Ekuacionet diferenciale të metodës së shtegut optik mund të zbatohen për kënd gjeneral të incidencës dhe të pjerrtësisë, me kusht që modulimi në grilë të jetë i vogël në mënyrë që të vlejnjë supozimet e bëra.

5.6. Teoria e Raman-Nath-it

Teoria e Raman-Nath-it gjithashtu mund të përfitohet drejtpërsëdrejti nga ekuacionet rigoroze të teorisë së valëve të kupluara. Nëse nuk merren parasysh derivatet e dyta të amplitudave të fushës dhe shmanget nga kushti i Bragg-ut, ekuacionet rigoroze të valëve të kupluara (3.33) reduktohen në ekuacionet

$$-j \frac{2}{\pi} \left(\frac{\rho_0^{1/2} \cos \theta}{\lambda} - \frac{i \cos \phi}{\Lambda} \right) \frac{dS_i(z)}{dz} + \frac{\rho_1}{\lambda^2} [S_{i+1}(z) + S_{i-1}(z)] = 0 \quad (5.7)$$

prej nga shihet se është ruajtur këndi i incidencës θ dhe këndi i pjerrtësisë ϕ , ndërsa anëtarët $S_i(z)$ nga shprehja (3.33) nuk janë marrë fare parasysh. Për rendin e difraktuar i ky anëtar është i barabartë me zero vetëm për incidencën e m -të të Bragg-ut nga shprehja (3.34) ku $m=i$. Për çdo kënd tjetër arbitrar të incidencës, çdo rend i difraktuar do të jetë i shfazuar në masë të ndryshme varësisht nga kushtet gjegjëse të Bragg-ut. Kjo, nga ana tjetër, e zvogëlon sinkronizimin ndërmjet valës hyrëse dhe atij rendi të difraktuar, e si rezultat i tërë kësaj është ndërlidhja më e vogël e hyrjes dhe atij rendi. Teoria e Raman-Nath-it i trajton të gjitha rendet e difraktuara sikur për të gjitha ato të jetë i plotësuar njëkohësisht kushti i Bragg-ut.

Për rastin e grilës transmetuese jo të pjerrët ($\phi=\pi/2$) shprehja (5.7) merr formë të relacionit të përsëritur, që mund të shprehet me funksione të Bessel-it si

$$S_i(z) = (-j)^i J \left[\frac{\pi \rho_1 z}{\rho_0^{1/2} \lambda \cos \theta} \right] \quad (5.8)$$

për kushtet kufitare $S_0(0)=1$ dhe $S_i(0)=0$ për $i \neq 0$. Ekuacioni (5.9) paraqet shprehjen e njohur të Raman-Nath-it. Kur dukuria e difraksionit në grilë mund të përafrohet me shprehjen (5.8) quhet difraksioni në "regjimin e Raman-Nath-it". Shprehja (5.8) shfrytëzohet në shumë raste për përshkrimin e intensitetit të dritës së difraktuar me valë akustike.

5.7. Teoria e transmitansës së amplitudës

Teoria transmitansës së amplitudës në trajtimin e dukurisë së difraksionit në grilë është ngushtë e lidhur me teorinë e Raman-Nath-it, dhe kjo qasje zbatohet shumë shpesh kur është fjala për objektet

dydimensionale siç janë grilat. Transmittansa e amplitudës është definiuar si herësi ndërmjet amplitudës së fushës përgjatë rrafshit dalës ndaj amplitudës së fushës incidente në rrafshin hyrës dhe, në rastin e përgjithshëm, funksioni i transmittansës së amplitudës është kompleks.

Për grilat me periodicitet në drejtimin x funksioni i transmittansës së amplitudës është

$$\tau(x, z) = e^{-j \frac{2\pi n(x)z}{\lambda \cos\theta}} \tag{5.9}$$

ku z është gjerësia e grilës dhe $n(x)=[\rho(x)]^{1/2}$ është indeksi i refraksionit. Pasi që edhe funksioni i transmittansës është gjithashtu periodik në drejtimin x , ai mund të zbërthehet në seri komplekse Fourier, sepse eksponencialet në këto seri kanë formë të shprehjeve të valëve të rrafshëta të difraktuara, kështu që koeficientet Fourier në të vërtetë paraqesin amplitudat e valëve të difraktuara. Shprehja për seritë Fourier, pra, mund të shkruhet si

$$\tau(x, z) = \sum_i S_i(z) e^{j i K x} \tag{5.10}$$

ku S_i paraqet amplitudën e rendit i të difraktuar. Sipas definicionit, koeficientët e serive Fourier mund të llogariten nga

$$S_i(z) = \frac{1}{\Lambda} \int_0^{-\Lambda} dx e^{-j \frac{2\pi[\rho(x)]^{1/2} z}{\lambda \cos\theta}} e^{-j i K x} \tag{5.11}$$

Amplitudat e difraktuara mund të llogariten drejtpërsëdrejti, duke integruar shprehjen (5.11) kur është e njohur $\rho(x)$.

Për grilë transmetuese jo të pjerrët me dendësi kosinusoidale, indeksi i refraksionit është

$$n(x) \equiv [\rho(x)]^{1/2} = (\rho_0 + \rho_1 \cos Kx)^{1/2} \tag{5.12}$$

i cili mund të zbërthehet në seri Fourier si

$$[\rho(x)]^{1/2} = [\rho(x)]_0^{1/2} + \sum_{h=1}^{\infty} [\rho(x)]_h^{1/2} \cos(hKx) \tag{5.13}$$

me amplituda harmonike të dhëna me

$$[\rho(x)]_h^{1/2} = \frac{2}{\Lambda} \int_0^{\Lambda} dx (\rho_0 + \rho_1 \cos Kx)^{1/2} \cos(hKx) \tag{5.14}$$

Vlera mesatare e indeksit të refraksionit mund të shprehet si

$$n_0(x) \equiv [\rho(x)]_0^{1/2} = \left(\frac{2}{\pi}\right) (\rho_0 + \rho_1)^{1/2} E\left(\zeta, \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.15)$$

ku $E(\zeta, \pi/2)$ është integral eliptik i llojit të dytë dhe $\zeta \equiv 2\rho_1/(\rho_0 + \rho_1)$.

Është e qartë se rasti i dendësisë sinusoidale nuk është i njëjtë me indeksin sinusoidal të refraksionit të grilës, por për modulim mjaft të vogël dendësia sinusoidale shkakton përafërsisht indeks sinusoidal të refraksionit. Në rastin kufitar të modulimit të vogël ($\rho_1 \rightarrow 0$), nga shprehjet (5.14) dhe (5.15) fitohet

$$\begin{aligned} [\rho(x)]_0^{1/2} &\cong \rho_0 \\ [\rho(x)]_1^{1/2} &\cong \frac{\rho_1}{2\rho_0^{1/2}} \\ [\rho(x)]_2^{1/2}, [\rho(x)]_3^{1/2}, \dots &\cong 0 \end{aligned} \quad (5.16)$$

Kjo analizë është e rëndësishme, sepse ndërlihet me teorinë e Raman-Nath-it dhe mund të thuhet se edhe pse shprehja (5.11) është derivuar përmes transmitansës së amplitudës, ajo gjithashtu paraqet një zgjidhje të ekuacionit diferenco-diferencial të Raman-Nath-it (5.7) për grila jo të pjerrëta me modulim të vogël. Kjo mund të vërtetohet me zëvendësimin e drejtpërdrejtë të S_i nga shprehja (5.11) në ekuacionin e Raman-Nath-it (5.7). Për një profil me indeks kosinusoidal të refraksionit, me zgjidhjen e integralit (5.12) si rezultat fitohet funksioni i Bessel-it i dhënë me shprehjen (5.8). Kjo mund të vërtetohet duke zbatuar identitetin

$$e^{-jb \cos \alpha} \equiv \sum_{i=-\infty}^{+\infty} (-j)^i J_i(b) e^{(ji\alpha)} \quad (5.17)$$

dhe relacionin e ortogonalitetit

$$\frac{1}{\Lambda} \int_0^{\Lambda} dx e^{jKx} e^{-jKx} = \delta_{li} \quad (5.18)$$

ku δ_{li} është delta funksion i Kronecker-it. Bazuar në analizën e mësipërme u tregua se teoria e Raman-Nath-it dhe teoria e transmitansës së amplitudës janë teori ekuivalente për rastin kufitar të modulimit të vogël në grilë. Kjo vlen në përgjithësi për grilat jo të pjerrëta pa marrë parasysh profilin e grilës. Ngjashëm, edhe metoda e shtegut optik thjeshtohet në teorinë e transmitansës së amplitudës në

rastet kur këndet e incidencës janë të vogla në krahasim me pjerrtësinë elementeve të grilës.

5.8. Validiteti i teorive të përafërta

Në përgjithësi, kur vala godet në grilë, paraqiten rende të difraktuara përpara dhe prapa, prandaj duket së terminologjia e përdorur grila "reflektuese" dhe "transmetuese" është joprecize, sepse grila njëkohësisht edhe transmeton, edhe reflekton rende të valëve të difraktuara. Megjithëkëtë, ndarja në grila reflektuese dhe transmetuese mund të kuantifikohet.

Vala e difraktuar e rendit (1) e cila plotëson kushtin e Bragg-ut (3.34) merret si bazë për determinimin e veprimit të grilës si "reflektuese" apo "transmetuese". Kushti i Bragg-ut paraqet në bazën lokale kushtin për interferencë konstruktive të kontributeve individuale në ballin e valës së difraktuar. Kur ky kusht të jetë i plotësuar, vala e difraktuar mund të paraqitet si valë e cila i ka të barabarta këndet e incidencës dhe atë të difraksionit (ose të "refleksionit") në krahasim me elementet e grilës. Nëse rendi i valës së difraktuar i është i barabartë (ose përafërsisht i barabartë) me vlerën m të llogaritur nga kushti i Bragg-ut në regjionin 1, atëherë grila paraqet refleksion dhe quhet "grilë reflektuese". Ngjashëm, nëse vala e difraktuar plotëson kushtin e lartë përmendur në regjionin 3, grila quhet "grilë transmetuese". Nga kjo shihet se grila e njëjtë mund të veproj si "grilë reflektuese" për një kënd të incidencës dhe si "grilë transmetuese" për kënd tjetër të incidencës.

Për një grilë jo të pjerrët transmetuese difraksioni në regjimin e Raman-Nath-it paraqitet kur efikasiteti nga shprehja (5.9) është dhënë me

$$ED_i = J_i^2(2\gamma) \quad (5.19)$$

ku γ paraqet parametrin e aftësisë së grilës të dhënë me

$$\gamma = \frac{\pi\rho_1 d}{2\lambda\rho_0^{1/2} \cos\theta} \quad (5.20)$$

Difraksioni në regjimin e Raman-Nathit, shprehja (5.20), mund të caktohet në bazë të kriterëve të ndryshme varësisht nga zbatimi i grilës. Kriteret praktike dhe interpretimet e tyre janë:

- Kriteri i vrushkullit të rendit zero, - me këtë kriter parashihet efikasiteti i difraksionit të rendit zero brenda një kufiri të caktuar të saktësisë.

- Kriteri i vrushkullit të rendit të parë, - me shprehjen (5.21) parashihet efikasiteti i difraksionit të rendit të parë (valës themelore) brenda kufirit të caktuar të saktësisë.

- Kriteri i përbashkët, - me këtë kriter të gjitha valët e difraktuara kanë efikasitet të difraksionit të parashikuar me shprehjen (5.20) në mënyrë simulante brenda një kufiri të caktuar të saktësisë.

Për grila transmetuese, regjimi i Bragg-ut (ose regjimi dyvalor), paraqitet në rastin kur efikasiteti i difraksionit, i dhënë me shprehjen (5.5) mund të shtrohet si

$$ED_1 = \sin^2 \gamma \quad (5.21)$$

për valën e difraktuar të rendit themelor. Në kriteret praktike në bazë të shprehjes (5.22), përveç kriterëve të lartpërmendura përdoret edhe kriteri dyvalor, ku shuma e të gjitha efikasiteteve të përcjella me të gjitha valët e rendeve më të larta merret në një kufi të caktuar të saktësisë. Ajo që është e përbashkët për të gjitha këto kriterë është se ato marrin parasysh të gjitha efikasitetet e valëve të difraktuara me vlerë mbi 1%.

5.9. Grilat e "rralla" dhe të "dendura"

Në problematikën e difraksionit shumë shpesh hasen terminologjitë grilë e "rrallë" dhe e "dendur". Prandaj paraqitet nevoja e shpjegimit të kuptimit të këtyre nocioneve dhe dallimi esencial ndërmjet këtyre dy llojeve të grilave. Dallimi në domethënien e këtyre frazave mund të bëhet në bazë të regjimit të difraksionit ose në bazë të selektivitetit të grilës në aspekt të këndit të incidencës ose të gjatësisë aktuale valore. Në literaturë të dy këto definime të vetive të cekura të grilës mund të hasen gati në mënyrë të barabartë. Zbatimi i këtyre dy definimeve shumë shpesh jep rezultate që janë të pranueshme pa marrë parasysh se sipas cilit kriter është definuar karakteristika e grilës, edhe pse ato janë bazuar në koncepte të ndryshme fizike dhe çojnë te definimet e ndryshme matematike.

Si grilë e "rralle" mund të përshkruhet grila e cila shkakton difraksion në regjimin e Raman-Nath-it. Në këtë rast rendet e valëve të shumëfishta të difraktuara përpara në mënyrë ideale kanë efikasitete ED_i të dhëna me shprehjen (5.20). Ky rast paraqitet kur të plotësohet kushti

$$Q'\gamma \leq 1 \quad (5.22)$$

ku Q' është parametër i grilës i cili jepet me

$$Q' = Q \cos \theta = 2\pi\lambda d (\rho_0)^{1/2} \Lambda^2 \cos \theta \quad (5.23)$$

Nga ky kusht është e qartë se difraksioni do të jetë në regjimin e Raman-Nath-it për çfarëdo vlere të γ (proporcionale me modulimin e grilës ρ_l) nëse Q' është mjaft i vogël. Nga kjo që u tha më lart është nxjerr kushti shumë i njohur për përshkrimin e grilave të "rralla"

$$Q' < 1 \quad (5.24)$$

Kushti i dhënë me këtë shprehje, edhe pse jo i plotë, në literaturë haset të jetë i zbatuar si kriter i vlerësimit të grilës shumë shpesh.

Në mënyrë alternative, si grilë e "rrallë" mund të përshkruhet grila e cila shpreh selektivitet relativisht të vogël këndor ose të gjatësisë valore. Selektiviteti i vogël është pasojë e shmangies së valës incidente nga kushti i Bragg-ut (ose në kënd të incidencës o në gjatësi valore), dhe në rastin e përgjithshëm kjo shkakton rënien e efikasitetit të difraksionit. Brezi këndor ose brezi i gjatësisë valore për të cilin efikasiteti i difraksionit zvogëlohet për 2 në krahasim me vlerën që ka në kushtin e Bragg-ut është definuar me trashësinë e grilës (d) të shprehur përmes numrit të periodave të grilës. Për një grilë të "rrallë" ky numër është i zgjedhur në mënyrë shumë të arsyeshme të jetë

$$d/\Lambda < 10 \quad (5.25)$$

Ky definim i karakterit të grilës nuk parasheh në mënyrë të saktë regjimin e difraksionit. Por përparësia e definimit të këtillë qëndron në faktin se parametri kryesor (d/Λ) është në proporcion të drejtë me trashësinë e grilës, ashtu që atributet "rrallë" dhe "dendur" kanë interpretim të drejtpërdrejtë fizik.

Grila e "dendur" mund të përshkruhet si grilë që shkakton difraksion në regjimin e Bragg-ut të përshkruar në teorinë dyvalore të valëve të kupluara. Në këtë regjim vala themelore, si e vetme e difraktuar, ka efikasitet të difraksionit të dhënë me shprehjen (5.21). Difraksioni në regjimin e Bragg-ut paraqitet kur të plotësohet kushti

$$Q'/2\gamma \geq 10 \quad (5.26)$$

Këtu është me rëndësi të posaçme të shpjegohet fakti se definimi i grilës së "dendur" në bazë të regjimit të difraksionit nuk varet nga trashësia e grilës. Nga shprehja (5.26) është e qartë se difraksioni në regjimin e Bragg-ut do të paraqitet për çfarëdo vlere të γ (ose ρ_l) nëse Q' është mjaft i madh. Prandaj kushti jo i plotë $Q' > 1$ zakonisht shfrytëzohet për definimin e grilave të "dendura". Por nëse kriteri $ED_1 > ED_{-1}$ i

shtohet kriterit të regjimit të Bragg-ut të dhënë me shprehjen (5.21), atëherë $Q' > 1$ duhet t'i shtohet kushtit të dhënë me shprehjen (5.25).

Në mënyrë alternative grila e "dendur" mund të përshkruhet si grilë që shfaq selektivitet të lartë këndor dhe të gjatësisë valore. Ndryshimi relativisht i vogël në këndin e incidencës nga këndi i Bragg-ut ose ndryshimi relativisht i vogël në gjatësinë valore në këndin e Bragg-ut shkakton shfazim të dukshëm, kështu që edhe efikasiteti i difraksionit bie në mënyrë të ngjashme. Dukuria e grilës së "dendur" mund të konsiderohet se manifestohet kur të plotësohet kushti i dhënë me shprehjen

$$d/\Lambda > 10$$

Ky definim i grilës së "dendur" është bërë në bazë të selektivitetit këndor dhe të gjatësisë valore. Definicionet e grilave të "rralla" dhe të "dendura" në mënyrë koncize përmbledhen si më poshtë: Nëse grila e "rrallë" ka për qëllim difraksionin në regjimin e Raman-Nath-it, atëherë kushti i nevojshëm është $Q'\gamma \leq 1$. Nëse grila e "rrallë" ka për qëllim selektivitetin e gjerë këndor dhe të gjatësisë valore, atëherë kushti i kërkuar është $d/\Lambda < 10$. Nëse grila e "dendur" ka për qëllim difraksionin në regjimin e Bragg-ut, atëherë kushti i nevojshëm është $Q'/2\gamma \geq 10$. Nëse në definimin e kushtit të regjimit të Bragg-ut është përfshirë edhe $ED_1 > ED_{-1}$, atëherë si shtesë duhet të merret edhe kushti $Q' > 1$. Nëse grila e "dendur" ka për qëllim selektivitet të ngushtë këndor dhe të gjatësisë valore, atëherë kushti i kërkuar është $d/\Lambda > 10$.

6. GRILAT RELIEVORE

Përveç grilave planare (që kanë sipërfaqe të rrafshëta kufitare paralele) të cilat u trajtuan në kapitujt e kaluar, rëndësi të madhe teknologjike kanë grilat me sipërfaqe të relievuar (të rrudhur). Rëndësia praktike e sipërfaqeve me relief të caktuar, përveç në akustikën e brezit të audio frekuencave, është edhe më e theksuar në brezin e ultrafrekuencave, të cilat zbatohen në fusha të ndryshme (p. sh. në diagnostikimin e strukturës së indeve në mjekësi, kontrolli i homogjenitetit të strukturave të materialeve të ndryshme për zbatime industriale, etj.).

Strukturat e këtilla me sipërfaqe të relievuar, si grilat planare, gjithashtu shfaqin efikasitete shumë të larta të difraksionit (duke iu afruar vlerës 100%). Grilat e këtilla mund të analizohen në mënyrë rigorozë duke zbatuar analizën e valëve të kupluara. Zbatimi i teorisë së valëve të kupluara në këtë rast është i mundshëm po qese grila me sipërfaqe jo të rrafshët (me relief të caktuar) ndahet në një numër të madh të shtresave të holla (të rrafshëta). Secila shtresë e hollë pastaj analizohet duke përdorur metodën e variablave të gjendjes për zgjidhjen e ekuacioneve rigorozë të valëve të kupluara për grilën aktuale e cila përbëhet nga shtresa që merret në analizë. Me formulimin e problemit në këtë mënyrë shtresat e grilës mund të trajtohen një nga një në sekuenca, kështu që kalkulimet numerike thjeshtohen në formë të përshtatshme për ekzekutim. Gjatë analizës së këtillë të problemit nuk bëhen kurrfarë përafrime dhe rezultatet edhe në këtë rast mund të merren deri në një nivel arbitrar të saktësisë. Gjatë analizës caktohen efikasitetet e difraksionit për të gjitha rendet e valëve, si të transmetuara ashtu edhe të reflektuara.

Si në rastin e grilës planare të analizuar në kapitullin 3, edhe në këtë rast rajoni 1 (rajoni hyrës) është homogjen me dendësi ρ_1 . Ngjashëm, rajoni 3 është homogjen me dendësi ρ_{III} . Rajoni 2 (rajoni i grilës)

përbëhet nga shpërndarja periodike e të dy llojeve të materialeve prej të cilave përbëhen rajoni 1 dhe 3. Kufiri ndërmjet dendësisë ρ_I dhe ρ_{III} në rajonin 2 mund të përshkruhet me shprehje

$$z = F(x)F(x + \Lambda) \quad (6.1)$$

ku Λ është perioda e grilës. Në këtë mënyrë me funksionin $F(x)$ është paraqitur profili i sipërfaqes së grilës. Për dallim nga shumica e metodave për analizën e grilave me sipërfaqe të relievuar, me këtë metodë nuk ka kurrfarë kufizimi në formën e funksionit $F(x)$ gjatë analizës. Pra, në këtë rast janë të lejuara vijat e lakuara, vijat e drejta, rajonet me hije, rajonet e fshehura, etj. Fusha totale akustike në rajonin 1 përbëhet nga shuma e valës incidente dhe valëve që reflektohen (kthehen prapa) plotësisht në mënyrë të njëjtë si në rastin e grilës planare. Prandaj fusha e tërësishme akustike e normalizuar në rajonin 1 mund të paraqitet me anë të shprehjes (4.9). Në mënyrë analoge fusha e tërësishme e normalizuar në rajonin 3 është dhënë me shprehjen (4.10), ku tani d paraqet thellësinë e lugut të profilit të grilës.

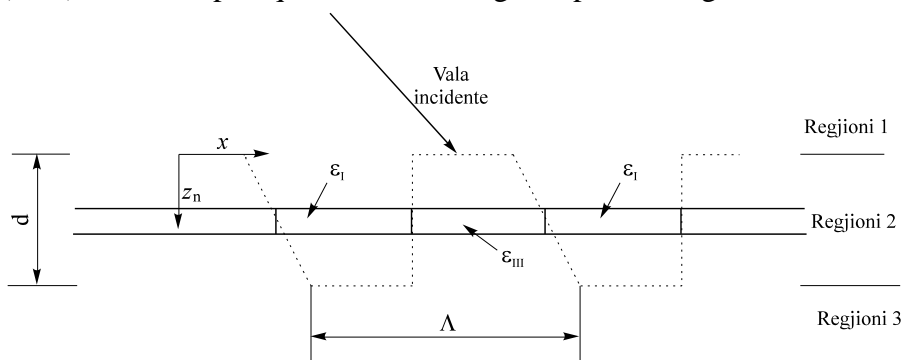


Figura 6.1. Grila e n -të planare e cila fitohet me zbrëthimin e grilës reliefore në N grila të holla planare

Gjatë analizës në këtë rast rajoni i grilës (rajoni 2) është ndarë në N grila planare të holla, normale në boshtin z si në figurën 6.1. Pastaj analiza rigorozë e valëve të kupluara e cila është zhvilluar për rastin e grilës planare zbatohet në secilën nga këto N grila planare. Në qoftë se grilat individuale planare janë mjaft të holla, çfarëdo profili i grilës mund të analizohet deri në një nivel arbitrar të saktësisë. Shtresa e n -të në rajonin 2, sipas figurës 6.1, do të përbëhet nga shpërndarja periodike e materialeve me dendësi ρ_I dhe ρ_{III} . Dendësia relative për grilën e n -të është periodike

$$\rho_n(x, z_n) = \rho_I + (\rho_{III} - \rho_I) \sum_{h=-\infty}^{\infty} \tilde{\rho}_{h,n} e^{jhKx} \quad (6.2)$$

ku z_n është koordinata z e shtresës së n -të, h është indeksi i harmonikut, K është madhësia e vektorit të grilës ($K=2\pi/\Lambda$) dhe $\tilde{\rho}_{h,n}$ janë koeficientët e amplitudave të normalizuara harmonike komplekse të dhëna me shprehjen

$$\tilde{\rho}_{h,n} = \frac{1}{\Lambda} \int_0^{\Lambda} dx f(x, z_n) e^{-jhKx} \quad (6.3)$$

ku funksioni $f(x, z_n)$ është i barabartë me zero ose me një, varësisht nga pozita në boshtin x , dhe për vlera të veçanta të x grila ka dendësinë gjegjëse ρ_I ose ρ_{III} . Duke shfrytëzuar ekuacionin e valëve të kupluara (3.31), fusha e tërësishme akustike në shtresën e n -të mund të shprehet si

$$p_{2,n}(x, z) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} S_{i,n}(z) e^{(k_{2,n}-iK)x} \quad (6.4)$$

ku $k_{2,n}$ është valë-vektori i rendit zero ($i=0$) i valës së refraktuar dhe ka amplitudën $k_{2,n}=2\pi(\rho_{0,n})^{1/2}/\lambda$ dhe $\rho_{0,n}$ është dendësia relative mesatare për grilën e n -të. Duke zëvendësuar shprehjet (6.4) dhe (6.2) në ekuacionin e valës (3.2) dhe duke i kryer diferencimet e duhura fitohen ekuacionet rigorozë të valëve të kupluara për grilën e n -të

$$\begin{aligned} \frac{d^2 S_{i,n}(z)}{dz^2} - jz(k_{2,n}^2 - k_1^2 \sin^2 \theta)^{1/2} \frac{d S_{i,n}(z)}{dz} + K^2 i(m-i) S_{i,n}(z) \\ + k^2 (\rho_{III} - \rho_I) \sum_{h=1}^{\infty} [\tilde{\rho}_{h,n} S_{i-h,n}(z) + \rho_{h,n}^* S_{i+h,n}(z)] = 0 \end{aligned} \quad (6.5)$$

Gjatë nxjerrjes së ekuacioneve të dhëna me shprehjet (6.5) është marrë se koeficientet e çdo anëtari eksponencial janë të barabartë me zero për zgjidhje jotriviale. Këto ekuacione të valëve të kupluara janë analoge me ekuacionet e dhëna me shprehjet (3.33).

6.1. Procedura e llogaritjes

Problemi i difraksionit në grilë me sipërfaqe të relievuar zgjidhet hap pas hapi. Së pari, ekuacionet rigorozë të valëve të kupluara zgjidhen për grilën e n -të planare duke shfrytëzuar metodën e variablave të gjendjes. Hapi i ardhshëm është zbatimi i kushteve kufitare ndërmjet rajonit 1 dhe të shtresës së parë të grilës, pastaj ndërmjet shtresës së parë dhe

të dytë, e kështu me radhë, dhe në fund ndërmjet grilës së N -të dhe rajonit 3. Pastaj vargu rezultues i ekuacioneve të kushteve kufitare zgjidhet për amplitudat e transmetuara T_i dhe ato të reflektuara R_i . Nga këto amplituda në mënyrë të drejtpërdrejtë mund të caktohen efikasitetet e difraktuara.

Nëse për shtresën e n -të të grilës definoheh variablat e gjendjeve sipas shprehjeve të dhëna më parë (4.1) dhe (4.2), atëherë rendi i pafund i ekuacioneve diferenciale të rendit të dytë (6.5) transformohet në dy rende të pafundme të ekuacioneve të gjendjeve të rendit të parë.

$$\frac{dS_{1,i,n}(z)}{dz} = S_{2,i,n}(z) \quad (6.6)$$

$$\begin{aligned} \frac{dS_{2,i,n}(z)}{dz} = & -k^2(\rho_{III} - \rho_I) \sum_{h=1}^{\infty} \tilde{\rho}_{h,n} S_{1,i-h,n}(z) - K^2 i(m-i) S_{1,i,n}(z) \\ & - k^2(\rho_{III} - \rho_I) \sum_{h=1}^{\infty} \tilde{\rho}_{h,n}^* S_{1,i+h,n}(z) + 2j(k_{2,n}^2 - k_1^2 \sin^2 \theta') S_{2,i,n}(z) \end{aligned} \quad (6.7)$$

Në formën matricore ekuacioni i gjendjeve për shtresën e n -të të grilës mund të shkruhet si

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ \dot{\tilde{S}}_{1,p,n} \\ \vdots \\ \dot{\tilde{S}}_{2,p,n} \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{p,q,n} & & & b_{p,q,n} \\ & \ddots & & \\ & & \ddots & \\ c_{p,q,n} & & & d_{p,q,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ \tilde{S}_{1,q,n} \\ \vdots \\ \tilde{S}_{2,q,n} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

ku $\tilde{S}_{l,p,n} \equiv S_{l,i,n}$ (për $l=1,2$), $\dot{S} = \frac{dS}{dz}$ dhe elementët e katër nënmatricave ($p=1$ deri s dhe $q=1$ deri në s) për shtresën e n -të të grilës janë të caktuara me shprehjet (6.6) dhe (6.7). Numrat e plotë p dhe q janë treguesit e rreshtit dhe të shtyllës së katër nënmatricave. Vlera maksimale treguesve s është e barabartë me numrin e rendeve të difraktuara që merren parasysh gjatë analizës. Vlera $p=1$ i përgjigjet rendit më negativ (vlera i) që mbetet në analizë dhe $p=s$ i përgjigjet rendit më pozitiv të valës së difraktuar që mbetet në analizë.

Për shembull, nëse një numër tek i valëve mbeten simetrikisht rreth $i=0$ (vala e padifraktuar) në analizë, atëherë $p=i+(s+1)/2$. Ekuacioni i dhënë me shprehjen matricore (6.8) i përgjigjet një ekuacioni të

pangacmuar të gjendjes $\dot{\mathbf{S}} = \mathbf{A}\mathbf{S}$. Si në kapitullin 4, edhe në këtë rast zgjidhjet e ekuacionit (6.8) janë

$$\tilde{S}_{p',n}(z) = \sum_{q'=1}^{2s} C_{q',n} w_{p',q',n} e^{\lambda_{q',n} z} \tag{6.9}$$

ku $\tilde{S}_{l,p,n}$ (për $l=1,2$) është rishkruar si $\tilde{S}_{p',n}$ me $p'=p+(l-1)s$. Madhësitë $\lambda_{q',n}$ dhe $w_{p',q',n}$ janë vlerat vetanake dhe vektorët e matricës \mathbf{A} . Numrat e plotë p' dhe q' janë treguesit e rreshtave dhe shtyllave të matricës së vektorëve vetanake $[\dot{\mathbf{e}}]$ dhe kanë vlera prej $p'=1$ deri në $2s$ dhe $q'=1$ deri në $2s$. Madhësitë $C_{q',n}$ janë konstante të panjohura që duhet të caktohen nga kushtet kufitare. Amplitudat e valëve të difraktuara për të cilat jemi të interesuar, për shtresën e n -të të grilës janë të dhëna me

$$S_{i,n}(z) = \tilde{S}_{p',n}(z)$$

ku p' është zgjedhur në atë mënyrë që t'i përgjigjet valës së i -të të difraktuar. Kësisoj, për kufirin ($z=0$) ndërmjet rajonit 1 (rajoni hyrës) dhe shtresës së parë të grilës, kushti kufitar është

$$\delta_{i0} + R_i = \sum_{q'=1}^{2s} C_{q',1} w_{p',q',1} \tag{6.10}$$

ku vlera e p' është zgjedhur që t'i përgjigjet valës së i -të. Për kufirin ndërmjet shtresës së n -të dhe $(n+1)$ -të të grilës ($z=nd/N$), kushti kufitar është

$$\sum_{q'=1}^{2s} C_{q',n} w_{p',q',n} e^{[\lambda_{q',n} - j(\sigma_{i,n} z)]nd/N} = \sum_{q'=1}^{2s} C_{q',n+1} w_{p',q',n+1} e^{[\lambda_{q',n+1} - j(\sigma_{i,n+1} z)]nd/N} \tag{6.11}$$

Për kufirin ndërmjet shtresës së N -të të grilës dhe të rajonit 3 ($z=d$) kushti kufitar është

$$\sum_{q'=1}^{2s} C_{q',N} w_{p',q',N} e^{[\lambda_{q',N} - j(\sigma_{i,N} z)]d} = T_i \tag{6.12}$$

Ekuacionet e dhëna me shprehjet (6.10)-(6.12) paraqesin gjithsej $2(N+1)s$ ekuacione. Në këto ekuacione të panjohura janë s vlera të R_i dhe po aq vlera për T_i në njërën anë dhe, në anën tjetër, $2s$ vlera të njohura për konstantet $C_{q',n}$ për çdo shtresë të grilës. Kësisoj, numri i përgjithshëm i të panjohurave është $2(N+1)s$, sa është edhe numri i ekuacioneve të kushteve kufitare. Nëse gjatë analizës mbahen s vlera nga i valë të difraktuara, atëherë me llogaritje mund të nxirren s amplituda të valëve të reflektuara (R_i).

Një sistem i madh i ekuacioneve si ky mund të zgjidhet me metoda të ndryshme, por një procedurë efikase e zgjidhjes së këtyre ekuacioneve mund të bëhet me teknikën e eliminimit të Gauss-it, të zbatuar suksesivisht në çdo sipërfaqe kufitare, duke filluar nga sipërfaqja hyrëse në $z=0$. Duke zbatuar këtë teknikë $N+1$ herë brenda një sekuence, s vlerat e amplitudave të reflektuara R_i dhe s vlerat e amplitudave të transmetuara T_i mund të fitohen me një kalim të vetëm në hapin e fundit.

Një sistem i madh i ekuacioneve si ky mund të zgjidhet me metoda të ndryshme, por një procedurë efikase e zgjidhjes së këtyre ekuacioneve mund të bëhet me teknikën e eliminimit të Gauss-it, të zbatuar suksesivisht në çdo sipërfaqe kufitare, duke filluar nga sipërfaqja hyrëse në $z=0$. Duke zbatuar këtë teknikë $N+1$ herë brenda një sekuence, s vlerat e amplitudave të reflektuara R_i dhe s vlerat e amplitudave të transmetuara T_i mund të fitohen me një kalim të vetëm në hapin e fundit. Pasi të jenë caktuar amplitudat R_i dhe T_i , atëherë efikasitetet e difraksionit (herësi ndërmjet intensitetit të difraktuar dhe intensitetit hyrës) lehtë mund të caktohen dhe për grilat pa humbje, energjia hyrëse është e konservuar, prandaj shuma e të gjitha efikasiteteve të valëve që përhapen është e barabartë me një.

BIBLIOGRAFIA

- [1] M.G. Moharam and T.K. Goylord; “Analysis and applications of optical diffraction by gratings”, *Proc. Of IEEE*, vol. 73, No.5, May 1985.
- [2] G.L. Filmore and R.F.Tynan, “Sensitometric characteristic of hardened chrometal-gelatin films”, *J.Opt. Soc.Amer.* vol. 61, Feb. 1971.
- [3] J. A. Kong “Second-order coupled-mode equations for spatially periodic media”, *J.Opt. Soc.Amer.*, vol. 67, June 1977.
- [4] M. G. Moharam and T.K. Gaylard, “Analysis of multiwave diffraction of thick gratings”, *J.Opt. Soc.Amer.*, vol. 71 Sept. 1977.
- [5] R. S. Chau and T. Tamir, “Guidet-wave theory of light diffraction by acoustic microwaves”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-18, Aug. 1970.
- [6] “Wave propagation and dispersion in space-time periodic media”, *Proc.*, Vol. 1999, July 1972.
- [7] F. G. Gaspar, “Diffraction by thick, periodically gratings with complex dielectric constant”, *J. Opt. Amer.*, Vol. 63, Jan. 1973.
- [8] S. T. Peng and T.Tamir, “Theory of periodic dielectric waveguides”, *IEEE Trans. Microwave theory Tech.*, Vol. 23 Jan. 1975.
- [9] R. S. Chau and J. A. Kong, “Modal theory of spatially periodic media”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1975 Jan. 1977.
- [10] R. Magnusson and T. K. Gaylard, “Equivalence of multiwave coupled-wave theory and modal theory for periodic media diffraction”, *J. Opt. Soc. Amer.*, Vol. 68, Dec 1978.
- [11] A. M. Davis and R. W. Scharstein, “The complete extension of the Biot-Tolstoy solution to the density constrast wedge with simple calculations”, *J. Const.*, Vol. 101. Apr. 1997.
- [12] D. S. Jones, “*Acoustic and Electromagnetic Waves*”, Oxford, UK, Claredon, 1986.
- [13] R. S. Keiffer and J. Novarini, “A wedge assemblage method for 3-D acoustic scattering from sea surfaces”, *Comp. Acoust.* Vol. 1, 1990
- [14] A. M. J. Davis, “Two-dimensional acoustical diffraction”, *J. Acoust. Soc. An.*, Vol. 100, Sept.1996
- [15] R. W. Scharstein and A. M. J. Davis, “Time-domain three dimensional diffraction”, *IEEE Trans. Ant. prop.*, Vol. 46, Aug. 1998.

- [16] J. B. Anderson, "UTD Multiple-edge transition zone diffraction", *IEEE Ant. Prop.*, Vol. 7, July 1997.
- [17] A. Einstein and L. Infeld, "*The evolution of physics*", New York, 1939 (reprint).
- [18] G. Kaiser, "*A friendly guide to wavelets*", Birkohouser, Boston, Basel, Berlin, 1994.
- [19] M. K. Limani, "*Doprinos utvrđivanju dopuštenih nivoa vibracija na ljudskom telu*", punim magj. Beograd 1988.
- [20] U. S. Kurtović, "*Osnovi tehničke akustike*", Naučna Knjiga, Beograd 1978
- [21] M. John, "*Electromagnetic field theory*", John Wiley & Sons, 1976.
- [22] L. Kinsler, "*Fundamentals of Acoustic*", John Wiley & Sons, 1950.
- [23] F. Copolino, M. Albani and S. Maci, "Double diffraction at a pair of coplanar skew edges", *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 45, Aug. 1997.
- [24] C. L. Liu, "*Linear System analysis*", New York, McGraw-Hill, 1975.
- [25] M. V. Berry, "*The Diffraction of Light by Ultrasound*", London, Academic Press, 1966.
- [26] M. Limani, "Uticaj prepreke na prostiranje zvučnih talasa", *Konfer. XXV ETAN*, qershor 1981.
- [27] M. Limani, P. Pravica, "Primena elektreta kod elektroakustičkih pretvarača", *ETAN*, V sveska, Jun 1984.
- [28] M. Limani, "Elektret mikrofoni si antenë dydimensionale në vizuelizimin e ultrazërit", *Përmb. pun. Fak. Teknik*, Prishtinë, 1986.
- [29] F. W. Freyre, "Zero frequency shift Bragg cell deflection and translation", *Appl. Opt.*, Vol. 20, Nov 1981.
- [30] C. S. Tsai, "Guided-wave acoustooptic Bragg modulators for wide-band integrated optics communications and signal processing", *IEEE Trans. Circuits Syst.*, Vol. 26, Dec 1979.
- [31] J. R. Salcedo and A. E. Siegman, "Laser-induced photoacoustic grating effects in molecular crystals", *IEEE J. Quantum Electron*, Vol. 15, Apr.1979.
- [32] A. M. Weiner and E. P. Ippen, "Novel scattering technique for femtosecond dephasing measurements", *Appl. Opt.*, Vol. 9, Feb. 1984.
- [33] P. F. Stetson, F. G. Sommer and A. Macovski, "Lesion contrast Enhancement in medical Ultrasound Imaging" *IEEE Trans. Med. Imag.*, Vol. 16, Aug 1997.
- [34] A. Mojsilović and D. Popović, "Wavelet image Extension for analysis and classification of infarcted myocardial tissue", *IEEE Trans. Bio. Eng.*, Vol. 44, Sept. 1997.
- [35] Y. Ogura, K. Katakura and M. Okujima, "A Method of Ultrasonic 3-D Computed velocimetry", *IEEE Trans. Bio. Eng.*, Vol. 44, Sept. 1997.
- [36] D. Censor and V. L. Newhouse, "Theory of ultrasound Doppler-spectra velocimetry for arbitrary beam and flow configurations", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, Vol. 35, 1988.

- [37] L. S. Wilson and D. E. Robinson, "Ultrasonic measurement of small displacements and deformation of tissue", *Ultrasound. Image.*, Vol. 14, 1992.
- [38] K. Katakura and M. Okujima, "Ultrasonic vector velocity measurement by projection computed velocimetry", *IEEE Trans. Ultrason.*, Vol. 42, May 1995
- [39] R. Nevels, J. Goswami, H. Teherani, "Semi-orthogonal versus orthogonal wavelet basis sets for solving integral equations", *IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. 45, No.9, Sept.1997.
- [40] Ch. Rino, H. Ngo, "Forward propagation in a half-space with an irregular boundary", *IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. 45, No. 9, Sept. 1997.
- [41] P. Uslenghi, "Exact scattering by isorefractive bodies", *IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. 45, No. 9, Sept. 1997.
- [42] Sh. Wang, K. Shung, "An approach for measuring ultrasonic backscattering from biological tissues with focused Transducers", *IEEE Trans. Biomedical Engineering*, Vol. 44, No. 7, July 1997.
- [43] A. Sennaoui, M. Boynard, C. Pautou, "Characterization of red blood cell aggregate forming using coefficient", *IEEE Trans. Biomedical Engineering*, Vol. 44, No. 7, 1997.
- [44] Y. Haneda, Sh. Makino, Y. Kaneda, "Multiple-point equalization of room transfer functions by using common acoustical poles", *IEEE Trans. on speech and audio processing*, Vol. 5, No. 4, Jul. 1997.
- [45] C. Ozdemir, H. Ling, "Joint time-frequency interpretation of scattering phenomenology in dielectric- coated wires", *IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. 45, No. 8, Aug. 1997.
- [46] A. Borgioli, r. Coccioli, G. Pelosi, J. Volakis, "Electromagnetic Scattering from a Corrugated Wedge", *IEEE Trans. Ant. and propagat.*, Vol. 45, No. 8, Aug. 1997.
- [47] J. Frolik, A. Yagle, "Forward and inverse scattering for discrete layered lossy and absorbing media", *IEEE Trans. on circuits and systems*, Vol. 44, No. 9, Sep. 1997.
- [48] A. Kolyshkin, R. Vaillancourt, "Analytical Solutions to eddy-current testing problems for a layered medium with varying properties", *IEEE Trans. on magnetic*, Vol. 33, No. 4, July, 1997.
- [49] J. Chang, L. Graber, R. Brabour, "Imaging of fluorescence an highly scattering media", *IEEE Trans. Biomedical Engineering*, Vol. 44, No. 9, Sep. 1997
- [50] T. Eibert, V. Hansen, "3-D FEM/BEM – hybrid approach based on a general formulation of Huygen's principle for planar layered Media", *IEEE Trans. on microwave theory and techniques*, Vol. 45, No. 7, July 1997.

- [51] H. Chu, Sh. Jeng, CH. Chen, "Reflection on transmission characteristics of single-layer periodic composite structures for TE case", *IEEE Trans. on antennas and propagation*. Vol. 45, No. 5, July 1997.
- [52] T. Chen, T. Chu, "Calibration and measurement of a wideband six-port polarimetric measurement system", *IEEE Trans. ant. and propag.*, Vol. 45, No. 7, July 1997.
- [53] J. B. Andersen, "UTD multiple-edge transition zone diffraction", *IEEE Trans. ant. and propag.*, Vol.45, No. 7, July 1997.
- [54] C. Coleman, "The effect of an imperfectly conducting plane upon an incident electromagnetic field", *IEEE Trans. ant. and prop.*, Vol. 45, No. 10, Oct. 1997.
- [55] G. Stratis, V. Amantha, A. Taflove, "Numerical calculation of diffraction and dielectric wedges using FDTD", *IEEE trans. ant. and prop.*, Vol. 45, No. 10, Oct.1997.
- [56] A. Bledowski, W. Zakowicz, "Radiation properties of a planar dielectric waveguide loaded with conducting-strip diffraction grating", *IEEE trans. on microwave theory and techniques*, Vol. 45, No. 9, Sept. 1997.
- [57] J. H. Lee and H. J. Eom, "Scattering and radiation from slitted parallel-plate with rectangular grooves: TE wave", *IEEE Trans. Ant. Prop.* Vol. 46, Oct. 1998.
- [58] G. Pelosi and A. Nepa, "Electromagnetic scattering by a wedge with anisotropic impedance faces", *Ant. Prop. Mag.* Vol. 40, Dec. 1998.
- [59] A. Elengav and K. Gupta, "Motion prediction of moving object based on Autoregressive model", *IEEE Trans. Sys. Man. Gyb.* Vol. 28, Nov. 1998.
- [60] A. Elengav and K. Gupta, "Motion prediction of moving object based on Autoregressive model", *IEEE Trans. Sys. Man. Gyb.* Vol. 28, Nov. 1998.
- [61] H. J. Patrick, A. D. Kersey and F. Buchholz, "Analysis of response of long period fiber grating to external index of refraction", *IEEE for Lightwave Technolog.* Vol. 16, Sept. 1998.
- [62] J. K. Udupa, and J. B. Kneeland, "Analysis in vivo 3-D kinematics of the joints of the foot", *IEEE Trans. Biomed. Eng.* Vol. 45, Nov. 1998.
- [63] S. P. Roja and J. K. Udupa, "Shape-based interpolation of multi-dimensional objects", *IEEE Trans. Med. Imag.* Vol. 6, Apr. 1990.
- [64] K. K. Shung and J. M. Reid, "Scattering of Ultrasound by blood", *IEEE Trans. Boimed. Eng.* Vol. 23, 1973.
- [65] B. A. J. Angelsen, "A theoretical study of scattering of ultrasound from blood", *IEEE Trans. Biomed. Eng.* Vol. 27, 1980.
- [66] G. A. Carpenter, "Masking fields: A massively parallel architecture for learning, recognizing and predicting multiple groupings of patterned dots", *Appl. Opt.* Vol. 26, 1987.
- [67] R. Doniloft, "*The physiology of Speech and Hearing: An introduction*", Englewood Cliffs, NY: Practice Hall, 1980.

- [68] K. K. Govindarjen and M. A. Cohen, "A neural network model of auditory scene analysis and source segregation", Tech. Rep. Boston Univ. MA. 1994.
- [69] B. M. Johnstone, R. Patuzzi, G. K. Yates, "Basilar membrane measurements and the travelling wave", *Hearing Res.* Vol. 22, 1981.
- [70] P. Lieberman and S. E. Blumstein, "*Speech Physiocology, Speech Perception and Acoustic Phonetics*", Cambridge Univ. Press. 1988.
- [71] J. Mourjopoulos, "On the variation and invariability of room impulse response functions", *J. Sound Vib.* Vol. 102, 1985.
- [72] M. Miyshi and Y. Kenada, "Inverse filtering of room acoustics", *IEEE Trans. Acoust. Speech. Sig. Process.* Vol. 36, 1988.
- [73] P. A. Nelson, "Active control of acoustic fields and reproduction of sound", *J. Audio Eng. Soc.* Vol.77. 1994.
- [74] J. Backus, "*Acoustical Foundations of Music*", Sec. Ed. Norton, New York, 1977.
- [75] M. Bernfeld, "*On the alternatives for imaging rotational targets*", Radar and Sonar, Spinger-Verlog, New York, 1992.
- [76] G. Kaiser, "*Quantum Physics, Relativity and Complex Space-time*", North-Holland, Amsterdam, 1990.
- [77] W. Miller, "*Topics in harmonic analysis with applicants to radar and sonar*", Part I, Spinger-Verlog, New York, 1991.
- [78] P. Lankaster, "*Theory of Matrices*", Academic Press, New York 1969, 1978.
- [79] J. S. Liaw, "Mapping biological structure by finite element analysis", *Pro. I Conf. Visualization in Biomedical Computing*, 1990.
- [80] E. Ashton and K. J. Parker, "Multiple resolution Boyession Segmentation of Ultrasound images", *Ultrasound Imag.* Vol. 17, 1990.
- [81] N. Friedland and D. Adamn, "Automatic cavity boundary detection from sequential ultrasound image", *IEEE Trans. Med. Imag.* Vol. 8, 1989.
- [82] A. A. Amini and J. S. Ducan, "Differential geometry for characterizing 3-D shape change" *SPIE Math. Met. in Med. Imag.* Vol. 1768, 1992.
- [83] T. L. Fober, "Orientation of 3-D structures in medical images", *IEEE Trans. Pattern. Anal. Machine Intell.* Vol. 10, Sept. 1988.
- [84] P. A. Maguni, "Frequency compounding for speckle contrast reduction in phased away images", *Ultrasound, Imag.* Vol. 4, March 1982.
- [85] H. Chang, "A technique for accurate magnetic resonance imaging in the presence of field inhomogenities", *Trans. Med. Imag.* Vol. 11, 1992.
- [86] J. T. Lewis, "Ultrasonic detection of subcutaneous fiducial markers for image-physical space registration", *Proc. Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc.* Vol. 14, 1992.
- [87] K. Motojima, M. Ohki, S. Kozaki & N. Takada, "Diffraction of the Electromagnetic Waves from a Sinusoidal Metallic and Dielectric Grating by PMM", "*Electromagnetics*", Volume 18, 1998.

- [88] S. Bellucci, “Phenomenon of Electromagnetic Field Resonance in Metal and Dielectric Gratings and Its Possible Practical Applications”, Published online: 28 Jun 2007.
- [89] D. Tse, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2004.
- [90] J. Barry, E. Lee and D. G. Messerschmitt, *Digital Communication*, Kluwer, 2003.
- [91] E. Biglieri, J. Proakis, and S. Shamai, “Fading Channels: Information Theoretic and Communications Aspects”, *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 44(6), 1998.
- [92] D. Tse and S. Hanly, “Multi-Access Fading Channels: Part I: Polymatroidal Structure, Optimal Resource Allocation and Throughput Capacities”, *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 44(7), 1998.
- [93] D. Tse and P. Viswanath, “On the Capacity of the Multiple Antenna Broadcast Channel”, *Multiantenna Channels: Capacity, Coding and Signal Processing*, G. J. Foschini and S. Verdú, DIMACS, American Mathematical Society, Providence, RI, 2004.
- [94] A. J. Viterbi, “Error bounds for convolution codes and an asymptotically optimal decoding algorithm”, *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 13, 1967.
- [95] A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication, Wireless Communications*, Addison-Wesley, 1995.
- [96] H. Yao and G. Wornell, “Achieving the full MIMO diversity-multiplexing frontier with rotation-based space-time codes”, *Annual Allerton Conference on Communication, Control and Computing*, Monticello IL, 2003.
- [97] W. Yu and J. Cioffi, “Sum Capacity of Gaussian Vector Broadcast Channels”, *IEEE Transactions on Information Theory*, 2004.
- [98] R. Haupt, *Wireless Communications Systems: An Introduction*, Wiley – IEEE Press, 2020
- [99] A. F. Molisch, *Wireless Communication*, Wiley-IEEE Press, 2012
- [100] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, John Willey & Sons, 2006.
- [101] M. Pozar, *Microwave and Rf Design of Wireless Systems*,
- [102] D. Colton, *Inverse Acoustic and Electromagnetic Scattering*, Springer – Verlag, 2013.
- [103] A. D. Pierce, *Acoustics: An Introduction to Its Physical Principles and Applications*, Springer, 2019

MIMOZA IBRANI
MYZAFERE LIMANI

ANALIZË KRAHASUESE E EKSPozIMIT
NË FUSHAT ELEKTROMAGNETIKE DERI NË 6 GHz

KAPITULLI

1

1. FUSHAT ELEKTROMAGNETIKE DHE NJERIU

HYRJE

Rritja eksponenciale e shfrytëzuesve të shërbimeve që ofrojnë rrjetet dhe sistemet komunikuese pa tela po përcillet me avancimin e parametrave teknik të teknologjive komunikuese si dhe me zhvillimin e teknologjive të reja.

Derisa trendi i përdorimit të komunikimeve pa tela është në rritje të vazhdueshme, ku bazuar në statistikat e publikuara në vitin 2020, në internet ishin të kyçura rreth 50 miliardë pajisje, rritja e tillë nënkupton edhe rritjen proporcionale të transmetuesve të cilët i ofrojnë këto shërbime, e me këtë edhe rritjen e fluksit elektromagnetik në mjediset ku njerëzit e kalojnë kohën.

Bashkëveprimi i njeriut me valët elektromagnetike të radiofrekuencave si dhe efektet potenciale që mund të shfaqen si pasojë e ekspozimit në fushën elektromagnetike janë ndër çështjet që janë duke u debatuar dhe trajtuar nga qarqet shkencore dhe industriale, por edhe kanë zgjuar interes të veçantë të njerëzit e të gjitha grupmoshave.

Andaj, një ndër shqyrtimet kryesore në procesin multiparametrik të planifikimit, optimizimit dhe shtrirjes së rrjeteve dhe sistemeve komunikuese pa tela në mjedise dhe skenarë të ndryshëm është edhe analiza e nivelit të fushës elektromagnetike të emetuar nga pajisjet fundore, stacionet bazë si dhe elementët tjerë të arkitekturës së rrjeteve dhe sistemeve të tilla.

Në fillim të kapitullit janë dhënë konceptet bazike teorike dhe praktike të ndërveprimit të fushës elektromagnetike të radiofrekuencave me trupin e njeriut, për të vazhduar me prezantimin e një vështrimi përmbledhës të bazuar në rezultatet e publikuara shkencore, duke veçuar e krahasuar metodologjitë e ndryshme hulumtuese për vlerësimin

eksperimental të nivelit të fushës elektromagnetike kryesisht në zonën e fushës së largët të rrezatimit për brezin frekuencor 80 MHz-6 GHz.

Fokusi i trajtimit do të jetë analiza krahasuese e nivelit të fushës elektrike të emetuar nga teknologjitë e ndryshme komunikuese pa tela, duke përfshirë këtu sistemet transmetuese radio difuzive, sistemet celulare si dhe rrezatimin elektromagnetik nga pajisjet fundore dhe nyjet e qasjes të rrjetet komunikuese lokale pa tela.

Ndër të tjera do të prezantohen rezultatet e vlerësimit eksperimental të fushës elektrike të emetuar nga antenat e stacioneve bazë të gjeneratave 2G, 3G dhe 4G. Rezultatet e prezantuara në këtë kapitull janë të derivuara pas procesimit softuerik të më shumë se 3 milion mostrave të matjeve të intensitetit të fushës elektrike. Matjet e nivelit të fushës elektrike janë realizuar me pajisje të sofistikuara në mjedise tipike ku njerëzit veprojnë dhe qëndrojnë, duke reflektuar skenarë real të bashkëveprimit të njeriut me valët elektromagnetike. Shfrytëzoj rastin të falënderoj profesorët, kolegët dhe studentët e departamentit për kontributin e tyre në realizimin e hulumtimeve, rezultatet e të cilave në formë të përmbledhur do t'i paraqes dhe do t'i krahasoj në këtë kapitull.

Krahas elaborimit të analizës krahasuese të nivelit të fushës elektrike për teknologji të ndryshme komunikuese pa tela është dhënë edhe analiza krahasuese me rezultatet e hulumtimeve të ngjashme të realizuara në shtetet e tjera, si dhe janë krahasuar rezultatet me limitet dhe udhëzimet e Komisionit Ndërkombëtar për Mbrojtje nga Rrezatimi Jojonizues (ICNIRP).

Në fund janë identifikuar mangësitë dhe kufizimet e hulumtimeve të prezantuara si dhe trendet dhe mundësitë e avancimit dhe zhvillimit të hulumtimeve të reja në këtë fushë.

1.1. Analiza e niveleve të emetuara të fushës elektrike

Transformimi digjital, avancimi i teknologjive aktuale dhe zbulimi i teknologjive të reja të informacionit dhe komunikimit i sjellin dobi dhe zhvillim shoqërisë, por njëherazi duhet shqyrtuar edhe impaktin e tyre në mjedis dhe komunitet, meqenëse teknologjitë emërgjente sapo lansohen integrohen në jetën e përditshme, konstatim ky i mbështetur edhe në shkallën e përdorimit të pajisjeve teknologjike nga të gjitha grupmoshat në nivel kombëtar dhe ndërkombëtar. Bazuar në të dhënat e fundit statistikore të publikuara ditë më parë nga ITU (International Telecommunication Union) 75% e popullsisë së botës ka

abonim aktiv në rrjetet mobile brezgjera dhe mbi 57% kanë qasje në internet në mjediset e banimit.

Përdorimi i pajisjeve komunikuese pa tela, i shërbimeve që i ofrojnë sistemet celulare, rrjetet lokale, interneti, sistemet transmetuese radiodifuzive, rrjetet sensorike dhe inteligjente e kështu me radhë e kanë vendosur njeriun përballë një fluksi të dendur elektromagnetik, andaj studimi i bashkëveprimit të njeriut me fushën elektromagnetike të emtuar nga teknologjitë e ndryshme komunikuese konsiderohet i një rëndësie primare shkencore.

Bashkëveprimi ndërmjet fushës elektromagnetike dhe njeriut si dhe efektet potenciale që i shkakton fusha elektromagnetike në trupin e njeriut varen nga shumë parametra si: frekuenca e valës, kohëzgjatja e ekspozimit të njeriut në fushë, veçoritë elektromagnetike të shtresave biologjike të trupit të njeriut, polarizimi dhe lloji i modulimit të sinjalit, intensiteti i fushës elektrike dhe magnetike incidente, vendndodhja e njeriut në zonat gjegjëse të burimit rrezatues etj.

Absorbimi i energjisë elektromagnetike gjatë ekspozimit të njeriut në fushë elektromagnetike, ndër të tjera, është edhe funksion i frekuencës. Brezi i frekuencave prej 3 kHz e deri në 300 GHz njihet si brezi i radiofrekuencave. Në këtë kapitull do të shqyrtohet fusha elektromagnetike e emtuar në brezin 80 MHz - 6 GHz, që i përket pjesës së rrezatimit jojonizues. Rrezatim jojonizues konsiderohet rrezatimi elektromagnetik që nuk ka fuqi të shkaktojë jonizim në sistemet e gjalla. Ky lloj rrezatimi nuk ka fuqi të prish strukturën molekulare të materies, por potencialisht mund të shkaktojë efekte tjera e një ndër to edhe efektin termik.

Shqyrtimi i efekteve potenciale biologjike dhe shëndetësore si pasojë e ekspozimit të njeriut në fushë elektromagnetike nuk do të trajtohet në këtë kapitull.

Në materialin e shtjelluar në paragrafët në vijim do të paraqitet analiza shkencore e niveleve të emtuara të fushës elektrike të radiofrekuencave në mjedise dhe skenarë realë të ekspozimit, duke ua lënë ekspertëve të lëmenjve gjegjës analizën e efekteve potenciale si pasojë e ekspozimit në nivele të konstatuara të rrezatimit. Disa nga efektet biologjike si pasojë e ekspozimit në fushë elektromagnetike janë prezantuar në [1].

Në brezin e radiofrekuencave ndërlihdja ndërmjet komponentëve të fushës elektromagnetike jepet me ekuacionet e Maxwell-it, të cilat në formë diferenciale paraqiten në vijim:

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_v \quad (1.1)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.3)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1.4)$$

Sipas Maxwell-it konturi në të cilën induktohet forca elektromagnetike mund të jetë në kuptimin fillestar një kontur përçues, por edhe një kontur dielektrik apo më shumë se kaq, mund të jetë një kontur i paramenduar fiktiv, si p. sh. në trupin e njeriut [2]. Kjo paraqet edhe një ndër mekanizmat klasikë për induktimin e rrymave dhe fushave në trupin e njeriut nën veprimin e fushave të jashtme elektromagnetike.

Ndërlidhja në kohë dhe hapësirë e fushës elektrike dhe magnetike shpie tek përhapja e energjisë elektromagnetike, përkatësisht tek defিনিimi i valëve elektromagnetike, të cilat përkufizohen si formë e veçantë e fushës elektromagnetike që përhapet në kohë dhe hapësirë, përkatësisht emetohet apo rrezatohet.

Ekuacionet e Maxwell-it janë ekuacione diferenciale parciale të shkallës së parë. Duke eliminuar njërën prej komponentëve të fushave arrihet deri te ekuacioni i shkallës së dytë për komponentën tjetër. Në mjedise pa ngarkesa, ekuacioni valor për nga E shprehet si[3]:

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \mu \epsilon_c \vec{E} = 0 \quad (1.5)$$

Ku për mjedise me humbje, siç janë shtresat biologjike të trupit të njeriut, definohet permitiviteti kompleks në trajtën

$$\epsilon_c = \epsilon - j \frac{\sigma}{\omega} = \epsilon' - j \epsilon'' \quad (1.6)$$

Valët elektromagnetike rrezatohen nga strukturat e veçanta elektromagnetike, përkatësisht antenat, të cilat emetojnë dhe pranojnë valë elektromagnetike. Antena është pajisje reciproke parametrat e së cilës mbesin të njëjta kur punon si transmetues apo pranues i valës. Valët e rrezatuara nga antenat e dimensioneve të fundme janë zakonisht valë sferike.

Hapësira përreth antenës ndahet në tri zona: zonën e fushës së afërt reaktive, zonën e fushës së afërt rrezatuese (Fresnel) dhe zonën e fushës së largët rrezatuese (Fraunhofer). Zona e fushës së largët shtrihet në largësi më të mëdha se $2D^2/\lambda$ nga antena ku me D jepet dimension i më i madh i antenës. Në këtë zonë fushat janë transversale dhe distribuimi këndor është i pavarur nga largësia radiale në të cilën vlerësohen komponentët e fushës së rrezatuar.

Gjatë vlerësimit të nivelit të fushës elektrike në mjedise dhe skenare të ndryshme është me rëndësi të ceket se për cilën zonë të rrezatimit flitet. Rezultatet e paraqitura në paragrafët në vijim janë të bazuara në matjet e realizuara në zonën e fushës së largët të rrezatimit, nëse nuk ceket ndryshe. Në zonën e fushës së largët të rrezatimit mjafton të matet apo vlerësohet njëra komponentë e fushës, qoftë elektrike apo magnetike, ndërsa tjetra gjindet bazuar në shprehjen e derivuar nga teorema e Pointingut.

Në domenin kohor, teorema e Pointingut shpreh barazinë ndërmjet ndryshimeve hapësinore të fuqisë elektromagnetike dhe ndryshimeve kohore të energjisë elektromagnetike, përkatësisht shpreh shumën e energjisë elektrike dhe magnetike.

$$W_e' + W_m' = \frac{\varepsilon E^2}{2} + \frac{\mu H^2}{2} = \sqrt{\varepsilon\mu}EH = \frac{1}{v_f}EH \quad (1.8)$$

Po qe se drejtimi i përhapjes së valës është normal me dS , pra $dl = v_f dt$, atëherë raporti

$$|S| = \frac{\frac{1}{v_f} E H dl dS}{dS dt} = EH \quad (1.8)$$

paraqet modulën e vektorit të Pointingut. Vektori i Pointingut quhet prodhimi vektorial $\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$, kahu i së cilit përputhet me drejtimin e përhapjes së valës. Fizikisht ai paraqet dendësinë e energjisë elektromagnetike në njësinë e sipërfaqes normal me të, në njësinë e kohës.

Bazuar në formulimet e prezantuara në litaraturë [2], [4-6], të cilat janë dhënë në vijim, derivohet shprehja e energjisë së absorbuar nga trupi i njeriut gjatë ekspozimit në fushën e jashtme elektromagnetike.

Nëse supozohet se energjia e fushës elektrike dhe magnetike që mbyllet në vëllimin V ndryshojnë me kohën, mund të shkruhet:

$$-\frac{\partial}{\partial t}(W_e + W_m) = -\int_V \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\vec{E}\vec{D}}{2} + \frac{\vec{H}\vec{B}}{2} \right) dV \quad (1.9)$$

Duke i zëvendësuar më sipër relacionet e njohura nga teoria e fushës elektromagnetike përfitohet Teorema e Pointingut e cila ka trajtën:

$$-\frac{\partial}{\partial t}(W_e + W_m) = -\int_V \sigma E^2 dV + \int_V \sigma_{konv} E dV + \oint_S EH dS \quad (1.10)$$

Nga shprehja mund të përfundohet se ndryshimet e rezervave të energjisë elektromagnetike në një vëllim V të mbyllur nga një sipërfaqe S janë të barabarta me humbjet e energjisë, me zhvendosjen e ngarjesave që eventualisht mund të jenë brenda këtij vëllimi dhe me fluksin

e vektorit të Pointingut, pra të energjisë elektromagnetike që del nëpërmjet kësaj sipërfaqeje.

Një ndër mekanizmat më të qartë të bashkëveprimit të fushës elektrike me qeniet e gjalla, veçanërisht me njeriun, është transferimi i energjisë. Duke pasur parasysh se për një mjedis të çfardoshëm rryma mund të shprehet si

$$I = \sigma E + \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t} = \sigma E + j\omega \varepsilon E = \sigma E + j\omega \varepsilon' E + \omega \varepsilon'' E \quad (1.11)$$

dhe duke zvendësuar shprehjet përkatëse, derivohet shprehja për fuqinë e absorbuar në njësi të peshës

$$P = SAR = \frac{(\sigma + \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r'') E^2}{\rho} \quad (W/kg) \quad (1.12)$$

ku ρ paraqet dendësinë (kg/m^3).

SAR, përkatësisht fuqia e absorbimit specifik, është një parametër shumë i rëndësishëm dozimetrik dhe tregon se sa energji elektromagnetike absorbohet nga trupi i njeriut në njësi të peshës gjatë ekspozimit në fushën e jashtme elektromagnetike.

Nga shprehja për SAR shihet se energjia dhe fuqia e absorbuar nga trupi i njeriut gjatë ekspozimit në fushën e jashtme elektromagnetike është në proporcion të drejtë me fushën elektrike të induktuar si dhe varet nga veçoritë elektromagnetike të shtresave biologjike të trupit të njeriut.

Si për të gjitha materiet tjera, në mënyrë gjenerale mund të thuhet se edhe shtresat biologjike të trupit të njeriut karakterizohen me permitivitet elektrik ε , permabilitet magnetik μ dhe përçueshmëri elektrike σ . Dhe meqë shtresat biologjike përbëhen kryesisht nga uji trajtohen si dielektrik me humbje.

Derivimi i veçorive elektromagnetike të shtresave biologjike si dhe ndryshimi i veçorive elektromagnetike me moshën janë trajtuar në [7-9].

Një ndër sfidat kryesore gjatë shqyrtimit të rrezatimit jojonizues të fushës elektromagnetike është përcaktimi i standardeve, rekomandimeve apo masave mbrojtëse që duhet ndërmarrë lidhur me ekspozimin e njeriut në fushën elektromagnetike. Kjo ka nxitur autoritetet rregullative si dhe akterët tjerë vendimmarrës në nivel ndërkombëtar apo në nivel të shteteve të nxjerrin standarde, norma dhe direktiva që kufizojnë ekspozimin në fushë elektromagnetike. Në shtetin tonë, edhe pse janë ndërmarr disa nisma, mbetet ende punë për t'u bërë në këtë aspekt.

Ndër rekomandimet më të njohura, që citohen nga shumë grupe shkencore, por edhe që merren si referencë nga autoritetet për vendosje të kufizimeve janë rekomandimet e ICNIRP (International Commission on Non Ionizing Radiation Protection). Të gjitha rezultatet e paraqitura në këtë kapitull janë krahasuar me standardet dhe limitet sipas ICNIRP-së.

ICNIRP [10] ndan vlerësimin e ekspozimit në fushë elektromagnetike në dy kategori: Kufizimet bazike dhe vlerat referente. Kufizimet ndaj rrezatimit të fushave elektrike, magnetike dhe elektromagnetike të ndryshueshme në kohë që bazohen në mënyrë direkte në efektet shëndetësore kategorizohen si “kufizime bazike”. Varësisht nga frekuenca e fushës, madhësitë fizike të cilat përdoren për t’i paraqitur këto kufizime janë: dendësia e rrymës elektrike të induktuar (J), fuqia e absorbimit specifik (SAR) dhe dendësia e fuqisë së induktuar (SA). Në anën tjetër, vlerat referente ofrohen për vlerësimin praktik të rrezatimit në mënyrë që të parashihet a do të respektohen kufizimet bazike. Madhësitë fizike për të cilat jepen vlerat referente janë: intensiteti i fushës elektrike (E), intensiteti i fushës magnetike (H) dhe dendësia e fuqisë incidente (S).

Nëse vlerat referente tejkalohen kjo nuk do të thotë që nuk respektohen kufizimet bazike, por në atë rast duhet gjithsesi të bëhen vlerësime shtesë për të përfunduar a respektohen apo jo kufizimet bazike.

Përveç ndarjes së kufizimeve në kufizime bazike dhe vlera referente, çdo standard i mirënjohur ndan subjektin e ekspozuar në fushë në punonjësit e ekspozuar dhe popullatën e ekspozuar. Te kategoria e punonjësve përfshihen njerëzit e rritur që janë të ekspozuar nën kushte të njohura dhe konsiderohet se janë të trajnuar për rrezatimin elektromagnetik dhe janë në gjendje të ndërmarrin masa paraprake për mbrojtje. Për dallim nga të lartpërmendurit, tek popullata hyjnë individë nga të gjitha moshat, të cilët mund të mos kenë informacion për nivelin e rrezatimit që i ekspozohen. Për këtë arsye kufizimet për popullatën janë më të ashpra se sa ato për punonjësit.

Analiza e bashkëveprimit të fushës elektromagnetike me trupin e njeriut mund të bëhet duke u bazuar në dozimetinë incidente apo të induktuar. Dozimëtria incidente paraqet vlerësimin e komponentëve të fushës apo fuqisë incidente, pa prezencë të njeriut, dhe krahasimin e vlerave të fituara me vlerat referente të standardeve të ekspozimit.

Dozimëtria e induktuar paraqet parashikimin apo vlerësimin e komponentëve të fushës së induktuar apo fuqisë së absorbuar brenda

trupit të njeriut dhe krahasimet e rezultateve të fituara me kufizimet bazike të rekomandimeve ndërkombëtare.

Për çështje praktike, në rastet kur nuk mund të matet apo parashikohet vlera e p. sh. SAR brenda trupit të njeriut, apo nëse nuk mund të thuhet sa është rryma që do të induktohet në trupin e njeriut gjatë ekspozimit në fushë elektromagnetike, atëherë mund të matet fuqia incidente në pikën ku ndodhet njeriu pa prezencën e tij, apo të matet intensiteti i fushës incidente dhe krahasohet me vlerat referente të udhëzimeve që trajtojnë ekspozimin në fushë elektromagnetike.

Rezultatet e prezantuara në këtë kapitull janë të bazuara në dozimetrinë incidente, përkatësisht në vlerësimin e nivelit të fushës elektrike të emetuar nga teknologjitë e ndryshme komunikuese që operojnë në brezin frekuencor deri në 3 GHz.

Vlerësimi i nivelit të fushës elektrike, për ta reflektuar dozimetrinë incidente, mund të bëhet në disa mënyra. Intensiteti i fushës elektrike në një pikë, sipërfaqe apo vëllim mund të përlllogaritet me relacione matematikore bazuar në ligjet e teorisë së fushës elektromagnetike. Kjo metodë kërkon shtjellim të problemit në shumë ekuacione dhe zgjidhje të tyre dhe, meqë bazohet në formulime teorike, nuk reflekton gjithnjë situatën reale të ekspozimit të njeriut në fushë elektromagnetike. Duke u bazuar në metodat për zgjidhjen e problemeve në elektromagnetikë si: Metoda e diferencave të fundme kohore, metoda e momenteve etj. janë zhvilluar pako softverike të ndryshme me anë të të cilave mund të parashihet shpërndarja e fushës elektrike në konfiguracione të caktuara me shkallë të lartë të besueshmërisë. Kufizim i përdorimit të pakove softverike është se ato modelojnë dhe simulojnë bashkëveprimin e njeriut me fushën elektromagnetike në domenin virtual, i cili jodomosdoshmërisht reflekton situatën reale dinamike të ekspozimit.

Metoda më kredibile për vlerësimin e nivelit të fushës elektrike të emetuar nga pajisjet fundore apo stacionet transmetuese të rrjeteve a sistemeve komunikuese pa tela është realizimi i matjeve në terren. Varësisht nga skenari në shqyrtim, matjet mund të realizohen me instrumente të ndryshme. Nëse synohet të vlerësohet niveli i fushës elektrike në rethinën e një antene të stacionit bazë, dhe po ashtu të monitorohet emetimi në interval dhe lokacion të caktuar, sugjerohet të përdoren instrumente matëse statike me karakteristika të analizatorit të spektrit. Nëse në aspektin tjetër synohet të përcaktohet niveli i ekspozimit të njeriut gjatë aktivitetit të tij ditor, rekomandohet përdorimi i pajisjeve robuste që njeriu mund t'i bart me vete në

ambiente të ndryshme gjatë aktivitetit të tij ditor, në mënyrë që të derivohen rezultate reale të ekspozimit. Secila nga instrumentacionet matëse i ka përparësitë dhe mangësitë e veta.

Edhe pse në brezin e shqyrtuar deri në 6 GHz operojnë shumë teknologji, nga shkalla e penetrimit dhe përdorimit të teknologjive të ndryshme me interes të veçantë është të analizohet niveli i fushës elektrike të emetuar nga burimet si: sistemet radiodifuzive (TV dhe radiotransmetuesit), sistemet celulare (2G, 3G dhe 4G), rrjetet lokale pa tela të standardeve të ndryshme, teknologjia e telefonisë ajrore digjitale (DECT) etj.

Në vazhdim do të prezantohet vlerësimi eksperimental selektiv në frekuencë i ekspozimit personal në fushën elektromagnetike të brezit 88-5850 MHz për të vazhduar me analizën krahasuese të nivelit të fushës elektrike të emetuar nga stacionet bazë të teknologjive GSM 900, GSM 1800, UMTS dhe LTE.

Do të elaborohet edhe vlerësimi eksperimental i nivelit të fushës elektrike të emetuar nga TV transmetuesit kryesisht në mjedise të jashtme, si dhe vlerësimi i nivelit të fushës elektrike të emetuar nga rrjetet Wi-Fi në mjediset e brendshme.

Në përfundim krahasohen nivelet e fushës elektrike për teknologji dhe skenare të ndryshme të ekspozimit dhe jepen ide për hulumtime të reja në këtë fushë.

2. VLERËSIMI EKSPERIMENTAL I EKSPOZIMIT PERSONAL NË FUSHËN ELEKTROMAGNETIKE TË BREZIT 88-5850 MHZ

Si hap i parë për ta studiuar bashkëveprimin e fushës elektromagnetike me njeriun dhe modeluar transferimin e absorbimin e energjisë elektromagnetike nga trupi i njeriut është vlerësimi i nivelit të fushës incidente elektromagnetike.

Vlerësimi më i saktë dhe më i besueshëm i nivelit të rrezatimit nga pajisjet e ndryshme komunikuese pa tela realizohet me instrumente të sofistikuar matëse dhe në mjedise të posaçme elektromagnetike të përpunuara me materialet specifike absorbuese e me gjeometri te veçantë, disa aspekte metodologjike të të cilave janë përshkruar në punimet [11-12].

Mirëpo meqenëse vlerësimi i ekspozimit të njeriut në fushën elektromagnetike të radiofrekuencave varet nga shpeshësia dhe kohëzgjatja e përdorimit të pajisjeve të caktuara, distanca ndaj burimeve të ndryshme rrezatuese, frekuentimi dhe qëndrimi në ambiente specifike, pra është më shumë funksion që varet nga personi në person, për ta përcaktuar nivelin e ekspozimit real preferohet të matet ekspozimi personal në fushën elektromagnetike të radiofrekuencave e pastaj bazuar në ekspozimin personal të derivohen mesataret e nivelit të ekspozimit për një grup, komunitet apo ambient të caktuar.

Ndër pajisjet që përdoren për këtë qëllim janë të ashtuquajturat dozimetra, PEM (Personal Exposure Meters), përkatësisht pajisjet për vlerësimin e ekspozimit personal në fushën elektrike të emetuar në breza të caktuar frekuencore. Këto janë pajisje me specifika të analizatorit të spektrit me performancë të limituar, të cilat matin intensitetin e fushës elektrike në brezat e parafinuar frekuencore. Përkundër përparësive në vlerësimin e shpejtë dhe real të nivelit të

fushës elektrike, është vërtetuar se pajisjet PEM gjatë përdorimit kanë treguar edhe disa mangësi si: dobësimin e sinjalit jashtë brezit të përcaktuar, paraqitjen e gabimeve mekanike, paraqitjen e gabimeve për shkak të dukurive që e përcjellin përhapjen e valëve me prezencën e trupit të njeriut etj., detajet e së cilave janë prezantuar në studimin [13].

Rezultatet e ekspozimit personal të derivuara pas procesimit të vlerave të matura me PEM janë publikuar në revista dhe konferenca shkencore ndërkombëtare, duke prezantuar mesazet e ekspozimit personal të njeriut në fushën elektromagnetike të radiofrekuencave për shtetet e ndryshme dhe teknologjitë e ndryshme komunikuese. Një analizë krahasuese e niveleve të ekspozimit personal në fushën elektromagnetike të teknologjive komunikuese pa tela për vende të ndryshme të Evropës është prezantuar në studimin [14].

Në përpjekje për ta adresuar dhe derivuar nivelin e ekspozimit personal të popullatës në Kosovë janë realizuar hulumtime me metodologji të validuar shkencore për skenarë të ndryshëm të bashkëveprimit të njeriut me fushën elektromagnetike të radiofrekuencave. Hulumtimet janë bërë për grupmosha të ndryshme, në mikro ambiente tipike ku kalon kohë popullata si dhe në skenarët eksperimentues janë vlerësuar kontributet e teknologjive të ndryshme komunikuese, përfshirë sistemet celulare, rrjetet komunikuese pa tela, sistemet transmetuese radiodifuzive etj. Rezultatet e hulumtimeve janë publikuar në punimet [15-17] dhe në formë të përmbledhur do të prezantohen në vijim të këtij paragrafi.

2.1. Nivelet e fushës elektrike të emetuara nga sistemet dhe rrjetet komunikuese pa tela

Për t'i përcaktuar nivelet e fushës elektrike të emetuara nga sistemet dhe rrjetet komunikuese pa tela dhe rrjedhimisht për ta derivuar matricën e ekspozimit personal në fushën elektromagnetike të radiofrekuencave duhet të realizohet një numër i madh i matjeve në ambiente të ndryshme. Sa më i madh të jetë numri i mostrave të matura të fushës elektrike dhe sa më shumë skenarë eksperimentues të përfshihen në hulumtim, përfshirë përsëritjen e hulumtimit për kushte të njëjta të ekspozimit, do të derivohen rezultate më të besueshme dhe me shkallë më të ultë të gabimit.

Tabela 2.1. Brezat frekuencorë në EME SPY 140

Teknologjia	Brezi frekuencor në MHz
FM	88-108
TV3	174-223
TETRA	380-390
TV4&5	470-830
GSM Tx (GSM+UMTS 900 (UL))	880-915
GSM Rx (GSM+UMTS 900 (DL))	925-960
DCS Tx (GSM 1800(UL))	1710-1785
DCS Rx (GSM 1800(DL))	1805-1880
DECT	1880-1900
UMTS Tx (UMTS 2100(UL))	1920-1980
UMTS Rx (UMTS 2100(DL))	2110-2170
Wi-Fi 2G	2400-2500
WiMax	3400-3800
Wi-Fi 5G	5150-5850

Për të qenë rezultatet e prezantuara të rrezatimit elektromagnetik të vlefshme për ambientet të ndryshme në territorin e Kosovës për nxjerrjen e rezultateve siç përshkruhet në punimin [15] janë realizuar matje në qytete të ndryshme të Kosovës. Fillimisht është draftuar protokoli i matjeve i bazuar në rezultatet e hulumtimit statistikor për identifikimin e teknologjive komunikuese prezentë në ambiente të ndryshme. Matjet e nivelit të fushës elektrike janë realizuar me instrumentet matëse EME SPY 140 në mikroambiente si: mjedise banimi, mjete transporti, mjedise pune, ambiente të jashtme etj., pra ambiente tipike ku njeriu kalon kohën gjatë ditës. Instrumentacioni matës është bartur nga pjesëmarrësit në hulumtim, ku ka regjistruar nivelin e fushës elektrike në skenarë të ndryshëm ekspozimi.

EME SPY 140 regjistron vlerat e fushës elektrike të emetuara në 14 breza frekuencor detajet e të cilave janë paraqitur në tabelën 2.1

Ky instrument matës ka sondën triaksiale e cila mat fushën elektrike të emetuar në brezin 80 MHz- 6 GHz. Mostrat e nivelit të fushës elektrike mund të merren në intervalin kohor 4-255 s, përderisa detektohet fusha me intensitet deri në 5 V/m. Niveli më i ulët i fushës elektrike, pra pragu i detektimit të sinjalit, ndryshon në varësi të teknologjisë, përkatësisht është 0.05 V/m për FM, 0.01 V/m për TETRA, TV4 dhe 5, 0.005 V/m për GSM, DECT, UMTS, Wi-Fi 2G, si dhe 0.02 V/m për WiMAX, TV3 dhe Wi-Fi 5G. Vlen të theksohet se jo të gjitha këto teknologji operojnë në Kosovë si dhe në breza të caktuar frekuencor mund të bashkekzistojnë teknologji të ndryshme komunikuese. Kjo e vështirëson identifikimi se cila teknologji

shkakton nivelin e caktuar të rrezatimit elektromagnetik, megjithatë nuk ndikon në evidentimin e nivelit total të fushës elektrike në brezin frekuencor të përcaktuar.

Rezultatet e prezantuara në figurat 2.1 dhe 2.2 janë të bazuara në procesimin softuerik të 1,905,162 mostrave të matura të nivelit të fushës elektrike, të regjistruara në ambiente të ndryshme.

Matjet në zyre, si ambient me prezencë të shumë burimeve të radiofrekuencave janë realizuar në intervalin kohor 09-11, përderisa matjet në kafiteri janë realizuar në intervalin 12-13, si interval ku ka fluks të madh të njerëzve dhe përdorim të pajisjeve komunikuese pa tela. Me Shtëpi I janë evidentuar matjet e fushës elektrike të realizuara në mjedise banimi në intervalin kohor 18-20, ndërsa me Shtëpi II matjet e realizuara në intervalin kohor 21-23.

Një ndër sfidat kryesore gjatë analizës së mostrave të matura të fushës elektrike me PEM është që një përqindje e konsiderueshme e mostrave dalin të jenë nën pragun e detektimit të pajisjes, andaj duhet zbatuar teknika të ndryshme të postprocesimit të vlerave të fituara në mënyrë që të nxirren rezultate të besueshme. Një analizë e detajuar e numrit të mostrave të padetektuara për teknologji, për mikroambient dhe krahasim i mesatareve kur merren dhe nuk merren parasysh vlerat e padetektuara është prezantuar në [15]. Rezultatet e paraqitura në figura janë kalkuluar duke aplikuar metodën ROS (Robust on Regression Statistics) në mostrat e matura.

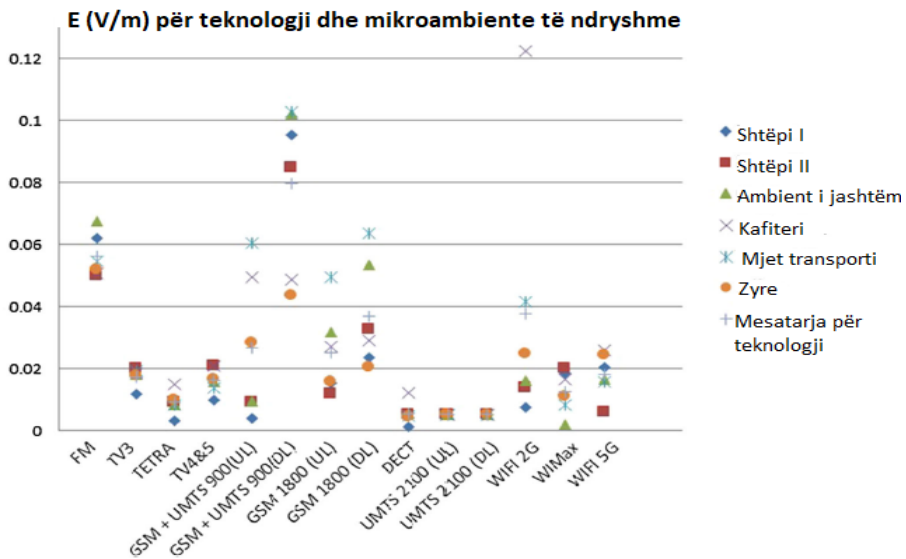


Figura 2.1. Vlerat mesatare të fushës elektrike të emetuara nga teknologjitë komunikuese pa tela [15]

Siç shihet nga figura 2.1 nivelet më të larta të fushës elektrike janë regjistruar nga teknologjitë GSM+ UMTS 900 (linja zbritëse) dhe rrjetet lokale pa tela Wi-Fi 2G. Me linjë zbritëse (down-link) nënkupetohet sinjali i emetuar nga stacionet bazë në drejtim të shfrytëzuesit.

Vlerat mesatare të ekspozimit personal në mikroambiente të ndryshme sillen nga 0.01-0.12 V/m, që janë dukshëm nën vlerat e rekomanduara me limitet dhe standardet e ICNIRP-së.

Kontributi i fushës së emetuar nga secila teknologji në shqyrtim, në përqindje, në nivelin total të fushës elektrike për secilin mikroambient është paraqitur në figurën 2.2. Pothuajse në të gjitha mikroambientet kontribuesi kryesor në nivelin e caktuar të rrezatimit mbetet GSM+ UMTS 900 (linja zbritëse). Kjo nuk vlen për kafiteri dhe zyrat ku kontribuesi kryesor është evidentuar të jetë Wi-Fi 2G, për arsye se kur ka rrjet Wi-Fi shfrytëzuesit nuk i përdorin shërbimet e sistemeve celulare për qasje në internet.

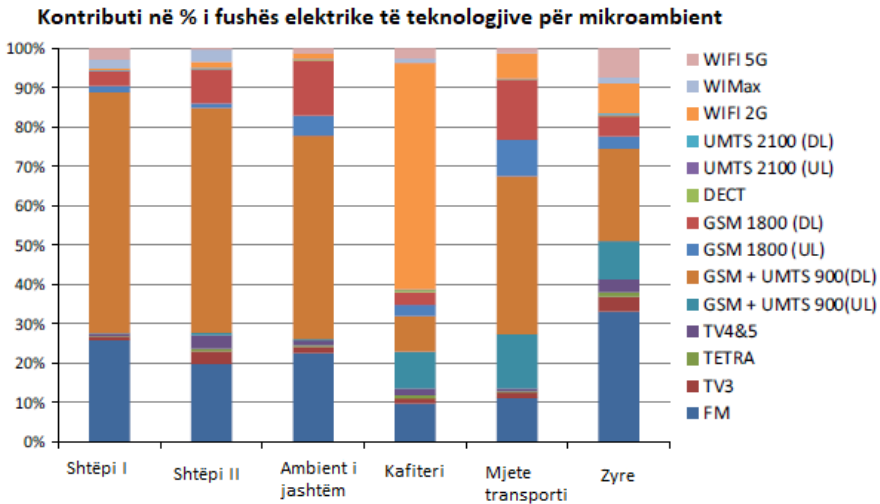


Figura 2.2. Kontributi (në %) i fushës elektrike të emetuar nga teknologjitë e ndryshme komunikuese pa tela [15]

Nga analiza krahasuese del se GSM + UMTS 900 (linja zbritëse) ka kontribuar 61.22% në nivelin total të matur të fushës elektrike në mikroambientin Shtëpi I, 57.12 % në mikroambientin Shtëpi II, ndërsa 51.68 % në nivelin e fushës elektrike në mjediset e jashtme.

Një analizë e përafërt e ekspozimit ditor të një personi gjatë periudhës prej 24 orëve është paraqitur në figurën 2.3. Sigurisht, kjo analizë

është e bazuar në hulumtimin e lartpërmendur dhe nuk nënkupton se vlen për secilin qytetar dhe skenar të ekspozimit.

Nga analiza e ekspozimit personal ditor në fushën elektromagnetike të radiofrekuencave del se ambiente të rëndësishme ku duhet të zhvillohen hulumtime të reja mund të jenë mjediset e transportit, ku si mjedise të mbyllura me prezencë të fluksit të madh elektromagnetik, për shkak edhe të reflektimit të shumëfishtë, mund të priten vlera të theksuara të fushës elektrike incidente, por edhe të induktuar.

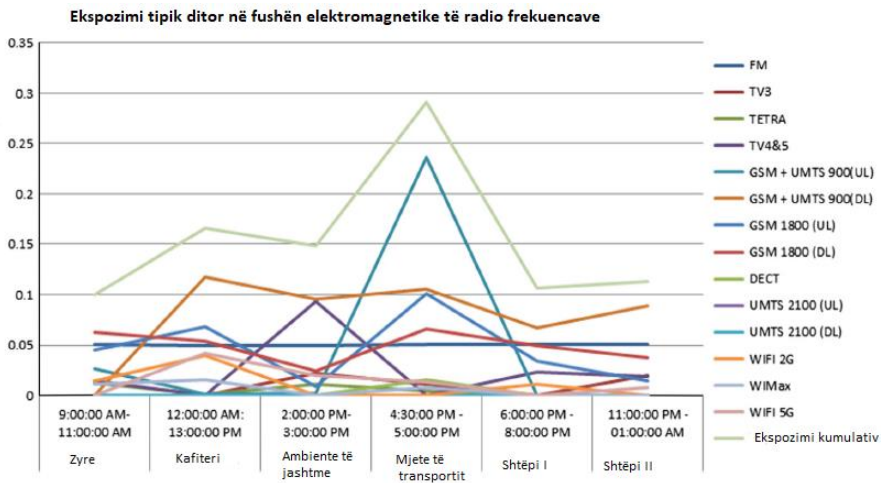


Figura 2.3. Shembull i ekspozimit personal ditor në fushën elektrike të radiofrekuencave [15]

2.2 Analizë krahasuese e fluksit elektromagnetik të radiofrekuencave (80 MHz- 6 GHz) në mjedise të ndryshme

Për ta analizuar dhe krahasuar fluksin elektromagnetik të radiofrekuencave që vjen nga sistemet transmetuese radiodifuzive, si dhe rrjetet e sistemet komunikuese pa tela në mjedise të ndryshme ku njeriu kalon kohën gjatë ditës, janë realizuar hulumtime të ndryshme të bazuara në matjen e nivelit të fushës elektrike me pajisje selektive në frekuencë.

Në hulumtimin e publikuar [16] prezantohen vlerat e dendësinë se fuqisë elektromagnetike (S) në mjedise të ndryshme, duke u bazuar në matjet e 78 840 mostrave të fushës elektrike. Matjet janë realizuar në 2 qytete të Kosovës – në Prishtinë dhe në Pejë, nën supozimin se

qytetet tjera të Kosovës janë të krahasueshme me Pejën për nga niveli i ekspozimit. Postprocesimi i vlerave të matura nuk është i bazuar në ROS si në hulumtimin e elaboruar paraprakisht, por në metodën e gjysmës së pragut të detektimit. Pra, vlerat e padetektuara janë zëvendësuar me gjysmën e pragut të detektimit, p. sh. nëse pragu i detektimit për një teknologji është 0.05 V/m, vlera e padetektuar për atë teknologji është marrë si 0.025 V/m. Matjet janë realizuar në mjedise të brendshme dhe të jashtme në zona urbane, ku për mjedise të brendshme vlerat e fushës elektrike janë regjistruar çdo 10 s, ndërsa për mjedise të jashtme mostrat janë marrë në periudha kohore prej çdo 10 s.

Analiza krahasuese e dendësisë së fuqisë në mjedise të jashtme urbane dhe mjedise të punës është paraqitur në figurën 2.4. Nga rezultatet e prezantuara del se vlera maksimale e dendësisë së fuqisë në mjedise të jashtme është 0.173 mW/m² për Wi-Fi 5G, 0.137 mW/m² për GSM 900 (linja ngritëse), 0.128 mW/m² për GSM 1800 (linja ngritëse) dhe 0.112 mW/m² për Wi-Fi 2G. Në zyre vlera mesatare totale e dendësisë së fuqisë për brezin 88-5850 MHz ka dalë 0.227 mW/m².

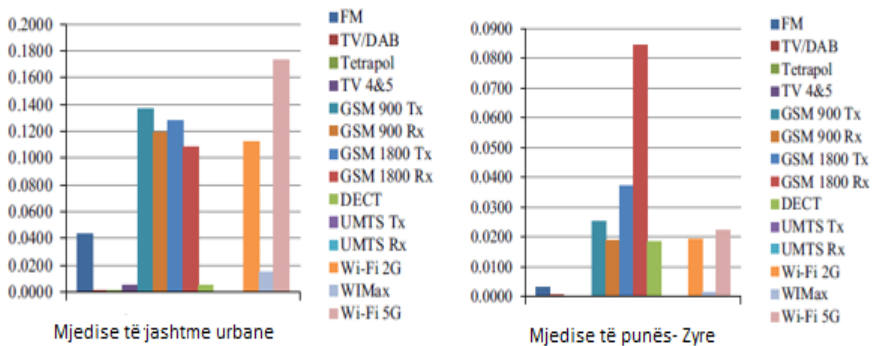


Figura 2.4. Dendësia e fuqisë (mW/m²) në mjedise urbane të brendshme dhe të jashtme

Krahasimi në mes të fluksit elektromagnetik të gjeneruar nga 14 teknologjitë komunikuese në mjedise banimi, përkatësisht në dhomat e ndejës dhe gjumit, është paraqitur në figurën 2.5. Vlerat më të larta për brez frekuencor në dhomat e ditës kanë rezultuar të jenë 0.042 mW/m² për FM dhe vlerë pothuajse e njëjtë për afërsisht rreth 0.023 mW/m² ka dalë për GSM 900 (linja ngritëse), GSM 900 (linja zbritëse) dhe Wi-Fi 2G.

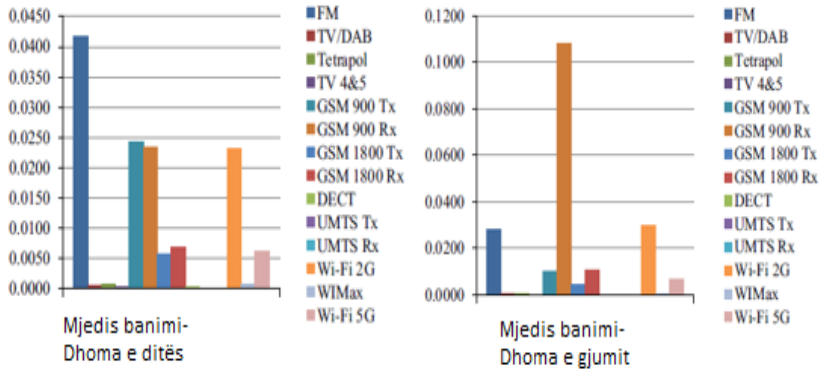


Figura 2.5. Dendësia e fuqisë (mW/m²) në mjedise banimi

Krahas vlerave të theksuara të regjistruara të dendësisë së fuqisë që emetohet nga TV dhe radiotransmetuesit, si dhe sistemet celulare, kryesisht në brezin 900 MHz, vlen të përmendet edhe rrezatimi nga rrjetet lokale pa tela Wi-Fi 2G dhe Wi-Fi 5G. Një analizë krahasuese e dendësisë së fuqisë për këto dy standarde, për lokacionet e ndryshme ku janë zhvilluar matjet jepet në figurën 2.6. Rezultatet e fituara tregojnë për një rritje të theksuar të prezencës së nyjeve të qasjes Wi-Fi 5G në ambiente të brendshme në Kosovë, që nuk ka qenë e evidentuar në hulumtimet paraprake.

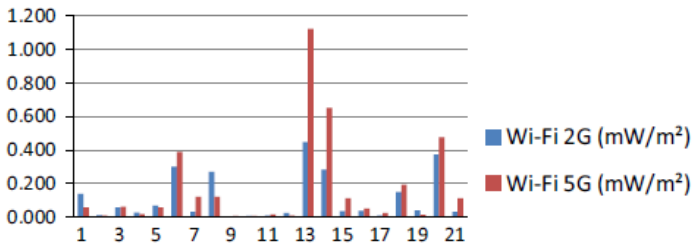


Figura 2.6. Dendësia e fuqisë (mW/m²) nga rrjetet Wi-Fi [16]

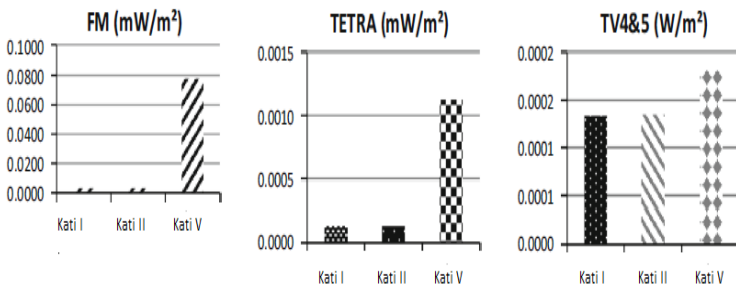


Figura 2.7. Dendësia e fuqisë (mW/m²) për katet e ndryshme në objekte banimi [16]

Bazuar në rezultatet e prezantuara në studimin [16] janë nxjerr përfundime se në cilat intervale kohore njeriu mund të jetë më i ekspozuar në fushë elektromagnetike. Ky interval ka dalë të jetë nga 11:30 - 13:30, sepse matjet në këtë interval janë realizuar në zyrë me shumë pajisje të radiofrekuencave. Këto rezultate mund të mos jenë valide në të gjitha skenarët dhe mund të jenë reflektim i metodologjisë së zbatuar në hulumtim.

Nga figura 2.8 shihet se në të gjitha intervalet kohore kontribues kryesor mbesin rrjetet lokale pa tela të standardit Wi-Fi 2G dhe Wi-Fi 5G.

Vlen të rikujtohet se të gjitha vlerat e regjistruara, edhe pse disa kanë dalë mbi limitin e detektimit të instrumentacionit matës, janë nën vlerat e standardeve të sigurisë sipas ICNIRP-së.

Meqenëse siç u tha në fillim matjet janë realizuar në Prishtinë dhe Pejë sipas punimit [16], totali i vlerës mesatare të fluksit elektromagnetik në brezin e shqyrtuar për mikroambiente në Prishtinë ka dalë 1.028 mW/m^2 ndërsa në Pejë 0.75 mW/m^2 . Vlerat e dendësisë së fluksit elektromagnetik për qytetet tjera supozohet të jenë në rangun e njëjtë me ato të qytetit të Pejës.

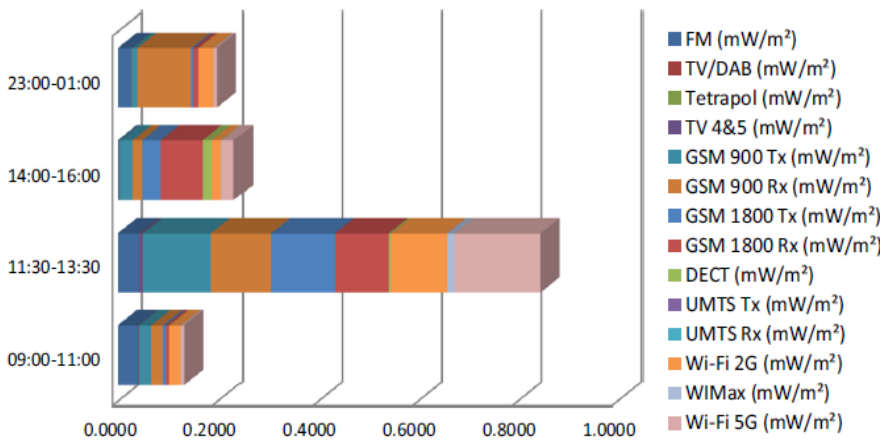


Figura 2.8. Dendësia e fuqisë nga teknologjitë e ndryshme në intervale të ndryshme kohore [16]

2.3. Vlerësimi i rrezatimit elektromagnetik në mjediset e punës - identifikimi i skenarëve të ekspozimit maksimal

Ndër ambientet ku pritet të ketë vlera të theksuara të fushës elektrike dhe si rrjedhojë edhe vlera të larta të ekspozimit personal, siç u tha edhe në paragrafët paraprakë, janë mjediset e punës, përkatësisht zyrat të cilat janë të pajisura me pajisje të ndryshme që operojnë në brezin e radiofrekuencave.

Në përpjekje për t'i identifikuar skenarët më të pafavorshëm të ekspozimit të punonjësve në ambientet e punës është realizuar hulumtimi [17], në të cilin janë prezantuar rezultatet e matjeve të realizuara në zyrat e disa nga kompanive të Kosovës si KEK, PTK, IPKO, KOSTT etj. Për hulumtim janë përzgjedhur zyrat e kompanive që janë të pajisura me pajisje të teknologjive të reja komunikuese

Për t'i identifikuar dallimet e ekspozimit gjatë orarit të punës dhe pas, si dhe gjatë ditëve të punës dhe fundjavës, janë realizuar matje për të gjitha skenarët e lartpërmendur. Matjet janë realizuar ashtu që punonjësit i kanë bartur pajisjet PEM gjatë aktivitetit të tyre ditor, në orarin e punës dhe pas, si dhe gjatë ditëve të ndryshme të javës. Rezultatet e ekspozimit personal të punonjësve të kompanive të ndryshme janë paraqitur në figurën 2.9, duke i dalluar rezultatet e ekspozimit personal të punonjësve të kompanive me grafe të ngjyrave të ndryshme.

Rezultatet janë procesuar me metodën e gjysmës së pragut të detektimit. Nga rezultatet e prezantuara, përkundër pritjeve, shihet se ekspozimi personal i punonjësve nuk dallon shumë në ditët e punës krahasuar me ditët e vikendit. Për teknologji të caktuara komunikuese punonjësit i ekspozohen një fluksi më të dendur elektromagnetik gjatë ditëve të vikendit në krahasim me ditët e punës. Rezultatet janë të bazuara në 90 000 mostra të matura të fushës elektrike.

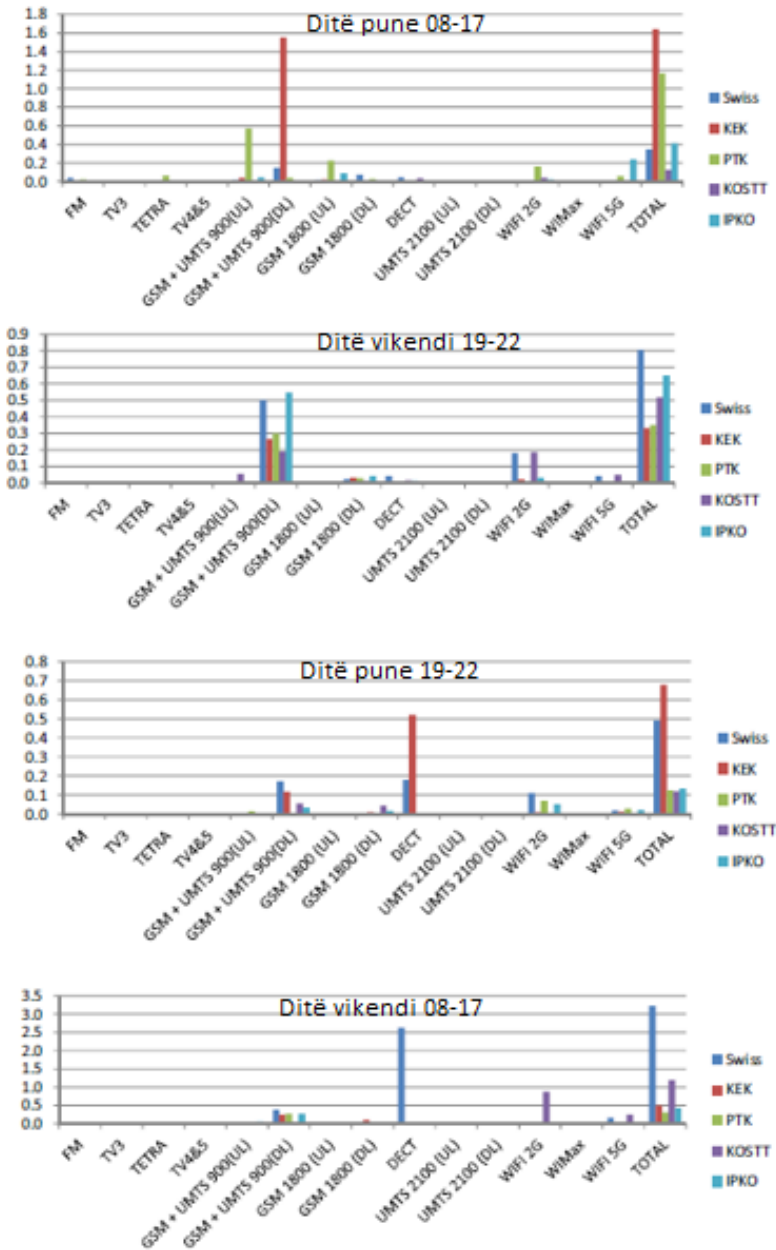


Figura 2.9. Vlera mesatare e dendësisë së fuqisë S (mW/m^2) në skenarë të ndryshëm të ekspozimit

2.4. Krahasimi i vlerave të ekspozimit personal në fushën elektromagnetike të radiofrekuencave në Kosovë me shtetet tjera

Vlerësimi eksperimental i nivelit të ekspozimit personal në fushën elektromagnetike të radiofrekuencave i realizuar në mjedise dhe shtete të ndryshme ofron informacion shkencor krahasues se në cilat ambiente dhe cilat skenarë njeriu i ekspozohet një shkallë të caktuar të rrezatimit elektromagnetik.

Hulumtimet e realizuara për ekspozimin personal të banorëve të qyteteve të ndryshme evropiane dhe hulumtimi i realizuar në zonat urbane në Kosovë ka vënë në pah se nivelet e ekspozimit në fushën elektromagnetike të brezit 90 MHz- 6 GHz të evidentuara për mjediset e brendshme dhe të jashtme në Kosovë janë të krahasueshme me ato të shteteve evropiane.

Një analizë krahasuese e nivelit mesatar të fushës elektrike për qytetet e vendeve të ndryshme është paraqitur në figurën 2.10.

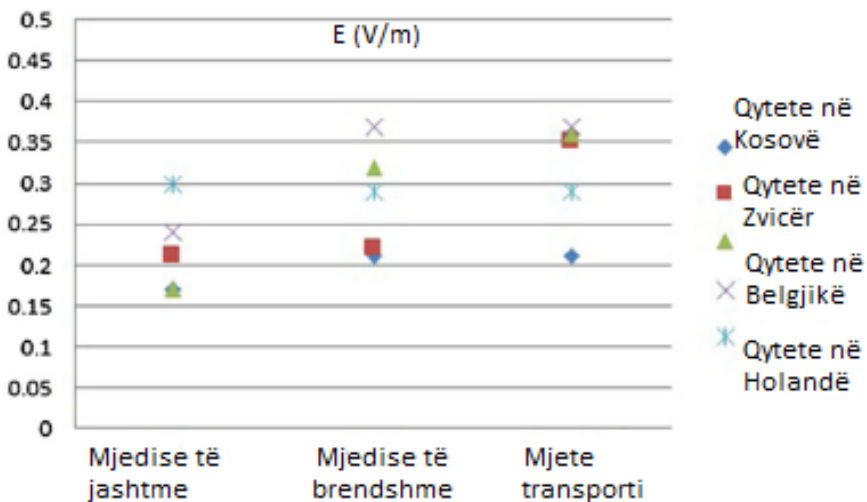


Figura 2.10. Krahasimi i nivelit të fushës elektrike në qytetet e vendeve të ndryshme [15]

Analiza krahasuese e dendësisë së fluksit elektromagnetik në mjediset e banimit, të punës dhe në mjediset e jashtme për shtetet e ndryshme është paraqitur në figurën 2.11.

Vlerat e dendësisë së fluksit elektromagnetik janë të rangut të njëjtë në të gjitha vendet. Vlerat më të larta pothuajse në të gjitha shtetet

janë matur në mjedise të jashtme, përjashtimisht Holandës ku janë regjistruar vlera të larta të fushës elektromagnetike në mjedise të punës. Vlerat më të ulëta të dendësisë së fluksit elektromagnetik në të gjitha shtetet janë evidentuar në mjediset e banimit.

Nga analiza krahasuese për mikroambiente del se për Kosovë vlerat më të larta janë regjistruar në mjedise të jashtme, për arsye se matjet janë realizuar në zona urbane ku ka prezencë të transmetuesve, pastaj vijnë mjediset e punës e së fundi mjediset e banimit.

Në mjediset tipike në Kosovë ku njerëzit banojnë dhe punojnë, vlerat e dendësisë së fluksit elektromagnetik janë më të ulëta se $1 \text{ (mW/m}^2\text{)}$.

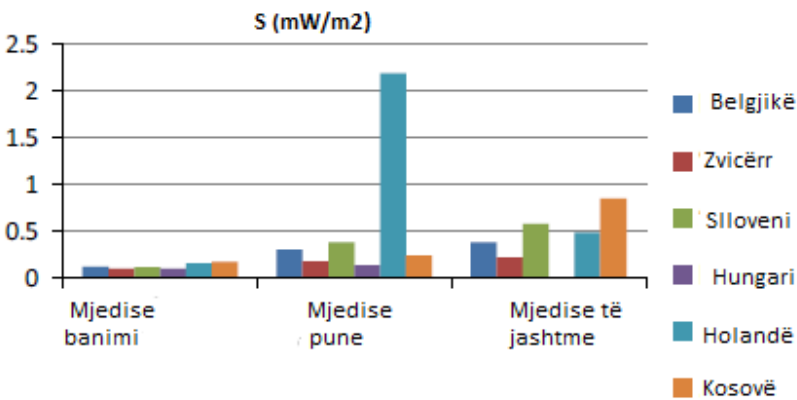


Figura 2.11. Krahasimi i dendësisë së fuqisë $S \text{ (mW/m}^2\text{)}$ në mjedise dhe shtete të ndryshme [16]

Nga analiza e të gjitha mostrave të fushës elektrike të emtuar nga sistemet dhe rrjetet komunikuese pa tela shihet se vlerat mesatare më të larta për teknologji komunikuese si dhe për ambient nuk e tejkalojnë kufirin e 0.3 V/m .

Në raste të caktuara gjatë matjeve janë evidentuar skenarë të ekspozimit, ku vlerat e regjistruara kanë qenë mbi limitin e instrumentacionit matës, pra më të larta se 5 V/m .

Si përfundim mund të thuhet se vlerat mesatare të nivelit të fushës elektrike të emtuara nga sistemet dhe rrjetet komunikuese pa tela, si dhe sistemet transmetuese radiodifuzive, në ambientet në shqyrtim në Kosovë, për nga niveli dhe intensiteti janë të rangut të njëjtë me vlerat e fushës elektrike të regjistruara në ambiente të krahasueshme në vendet e ndryshme të Evropës.

Të gjitha mesataret e kalkuluara me metoda të ndryshme, si me metodën ROS apo me metodën e gjymës së pragut të detektimit janë nën limitet dhe standardet e rekomanduara nga ICNIRP për breza të caktuar frekuencorë.

3. ANALIZË KRAHASUESE E FUSHËS ELEKTRIKE NGA STACIONET BAZË TË SISTEMEVE CELULARE 2G, 3G DHE 4G

Sistemet celulare të gjeneratës së parë -1G kanë përdorur teknikat analoge të komunikimit. Sistemi i parë i cili përdori teknologjinë digjitale ishte sistemi i gjeneratës së dytë - 2G. Me rritjen e vazhdueshme të kërkesave për shpejtësi më të madhe të transmetimit dhe me rritjen e përdoruesve të sistemeve celulare u zhvillua gjenerata e tretë e komunikimeve -3G, e pasuar me 4G e cila, krahas tjerash, ofroi: shumëfish shpejtësi më të madhe të transmetimit, vonesa më të vogla, brez më të gjerë frekuencor etj. Aktualisht është duke u punuar në aplikimin e 5G, ndërsa hulumtimet për 6G janë duke u zhvilluar dhe tashmë ka kontribute shkencore të publikuara.

Për të siguruar mbulueshmëri të mjaftueshme dhe për t'i adresuar kërkesat në rritje të shfrytëzuesve të komunikimeve celulare po vendosen transmetues me fuqi të konsiderueshme rrezatuese, përkatësisht antena të stacioneve bazë (BTS) në vendbanimet e dendura urbane.

Në zonat urbane të Kosovës aktualisht operojnë sisteme celulare të gjeneratave 2G, 3G dhe 4G, edhe pse jo të gjitha i përmbushin kërkesat teknike specifike të gjeneratës përkatëse, por ky diskutim është jashtë temës që trajtohet në këtë kapitull.

Vlerësimi i nivelit të fushës elektrike të emetuar nga antenat e stacioneve bazë të GSM, UMTS dhe LTE, si teknologji që operojnë në zonat urbane të Kosovës mundëson analizën krahasuese të niveleve të rrezatimit për teknologji dhe mjedise të ndryshme, duke informuar edhe për ruajtjen e distancës së sigurisë nga transmetuesit përkatës.

Bazuar në rezultatet e prezantuara në paragrafin 2 të këtij kapitulli del se nga analiza e ekspozimit personal në fushën elektromagnetike të radiofrekuencave dhe nga analiza e dendësisë së fluksit elektromagnetik

prezent në mikroambiente, linjat zbritëse të sistemeve celulare të cilat operojnë në brezin 900 MHz (emetimi nga antena e stacionit bazë të përdoruesit) janë kontribuuesit kryesorë në nivelin total të rrezatimit elektromagnetik në një mjedis.

Andaj, analizën e fillojmë me shqyrtimin e fushës elektrike të emetuar nga stacionet bazë GSM në zonat urbane, ku si rast studimor është marrë shqyrtimi i nivelit të rrezatimit në lagjen Ulpiana në Prishtinë. Rezultatet e analizës së tillë janë publikuar fillimisht në [18]. Tutje vazhdohet me prezantimin e rezultateve të nivelit të sinjalit LTE të matur në mjedise të ndryshme urbane në Kosovë, në mjedise të brendshme dhe të jashtme si dhe në lokacione me pamje optike (LOS) dhe lokacione jo me pamje optike me antenën transmetuese (NLOS). Rezultatet e matjeve të cilat janë publikuar paraprakisht në [19] janë fituar pas procesimit të vlerave të matura me analizator spektri NARDA SRM 3006. Në fund është prezantuar analiza krahasuese e vlerave të emetuara të fushës elektrike nga transmetuesit 2G, 3G dhe 4G.

3.1. Vlerësimi i fushës elektrike të emetuar nga stacionet bazë 2G dhe 3G në zonat urbane

Në skenarët e ekspozimit kur njeriu ndodhet në fluksin elektromagnetik të emetuar nga një numër i caktuar i antenave, siç është rasti në zonat urbane, bazuar në teoremën e superponimit, dendësia totale e fuqisë në një lokacion fitohet si shumë e dendësive individuale të shkaktuara nga secila antenë veçmas.

Nëse me P_{tot} shënohet fuqia totale e rrezatuar nga antena dhe G është amplifikimi i antenës (në dB) në drejtimin ku ndodhet personi në raport me antenën, dendësia e fuqisë së një vale të rrafshët në një lokacion të caktuar, në rastin kur njeriu i ekspozohet një antenë të vetme të stacionit bazë, mund të llogaritet me shprehjen:

$$S = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{P_{tot}}{R^2} \cdot 10^{G/10} [\text{W/m}^2] \quad (3.1)$$

Në distancën ρ_0 nga antena fusha elektrike e ndryshon formën e përhapjes, nga forma cilindrike e fushës së afërt konvertohet në karakter sferik. Për një antenë sektoriale kjo distancë përcaktohet me shprehjen:

$$\rho_0 = \frac{\phi_{3dB}}{6} \cdot G_A \cdot L \quad (3.2)$$

ku ϕ_{3dB} është gjerësia e tufës në drejtimin horizontal për gjysmën e fuqisë (ose -3dB), G_A është amplifikimi i antenës dhe L është lartësia e antenës.

Në rastin e antenave sektoriale, siç është rasti me shumicën e antenave të stacioneve bazë, në drejtimin horizontal të përhapjes, në distancën ρ nga

qendra e antenës dhe në vlerën e azimitit ϕ , vlera maksimale e dendësisë së fuqisë në zonën e afërt (cilindrike) të rrezatimit të antenës llogaritet me shprehjen:

$$S_{\rho}^{peak}(\rho, \phi) = \frac{P_{tot} \cdot 2^{-\left(\frac{\phi}{\phi_{3dB}}\right)^2}}{\bar{\phi}_{3dB} \cdot \rho \cdot L \cdot \sqrt{1 + \left(2 \cdot \frac{\rho}{\rho_0}\right)^2}} \quad (3.3)$$

ku P_{tot} është fuqia totale e rrezatimit nga antena, e cila është e barabartë me prodhimin e fuqisë në hyrje të antenës dhe amplifikimit të antenës.

Atëherë distanca e sigurisë nga antena mund të llogaritet me shprehjen

$$\rho = \rho_0 \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{\left(\frac{P_{tot}}{\phi_{3dB} \cdot L \cdot S_{peak} \cdot \rho_0}\right)^2 + \frac{1}{16}} - \frac{1}{4}}{2}} \quad (3.4)$$

Sipas [18], relacionet 3.1-3.4 ofrojnë një metodë të thjeshtë dhe të saktë për llogaritjen e nivelit të ekspozimit dhe distancës së sigurisë për ekspozimin e punonjësve dhe bazuar në to janë përlllogaritur dhe prezantuar distancat e sigurisë nga antena për popullatën dhe punonjësit të ekspozuar në fushat elektrike të emetuara nga sistemet GSM900, GSM1800 dhe 3G në lagjen e Ulpianës në Prishtinë.

Këto rezultate nuk mund të përgjithësohen, sepse vlerësimet janë bërë për antenat specifike që karakterizohen me parametrat përkatës teknikë nën kushtet e operimit me fuqi maksimale të transmetimit. Gjithashtu, është e rëndësishme të theksohet se rezultatet e fituara janë për kushte ideale të përhapjes së valëve, pra nuk janë marrë parasysh reflektimet e mundshme dhe efektet tjera që ndodhin gjatë përhapjes së valës elektromagnetike në mjedisë të ndryshme.

Në figurën 3.1 është paraqitur dendësia e fuqisë elektromagnetike në varshmëri nga distanca për sistemet GSM 900, GSM 1800 dhe 3G, si dhe limitet e ICNIRP për popullatën (me ngjyrë të gjelbër) dhe punonjësit (me ngjyrë të kuqe). Nga pikëprerja e lakoreve mund të përlllogariten distancat e sigurisë.

Krahas rezultateve të paraqitura në tabelën 3.1 dhe figurën 3.1, në [18] janë prezantuar edhe rezultatet e vlerësimit eksperimental të shkallës së rrezatimit të antenave të stacioneve bazë në zonën e lagjes së Ulpianës, ku mostrat e matjeve janë marrë me instrumentacionin matës EMR-300, pra me instrumentacion matës brezgjyerë. Pikat e matjes janë zgjedhur ashtu që të jenë në afërsi të antenave transmetuese dhe në drejtimin kryesor të rrezatimit të antenave në të gjithë sektorët e stacioneve bazë. Matjet janë realizuar në

lartësi 1.5 m nga toka, duke matur madhësitë e vlerës maksimale dhe mesatare të intensitetit të fushës elektrike dhe dendësisë së fuqisë.

Tabela 3.1. Vlerësimi i distancave të sigurisë për sistemet transmetuese GSM900, GSM1800 dhe 3G.

				Nr.
				Sistemi
				Frekuenca [MHz]
				Lloji i antenës
				Amplifikimi i antenës G_A [dBi]
				Fuqia e transmetimit [W]
				Lartësia e antenës L [m]
				Gjerësia e këndit të tufës ϕ_{3dB} [°/rad]
				Limiti i nivelit referent të ICNIRP për publik $[W/m^2]$
				Limiti i nivelit referent të ICNIRP për punonjësit $[W/m^2]$
				Distanca e kalimit nga përhapja cilindrike në atë sferike ρ_o [m]
				Vlera e distancës së sigurisë për popullatën ρ [m]
				Vlera e distancës së sigurisë për punonjësit ρ [m]
4	3G	1800	K 215 742	18
3	GSM1800	1800	K 266 742	17.8
2	GSM900	900	APX906 515L	17
1	GSM900	900	K 266 742	17

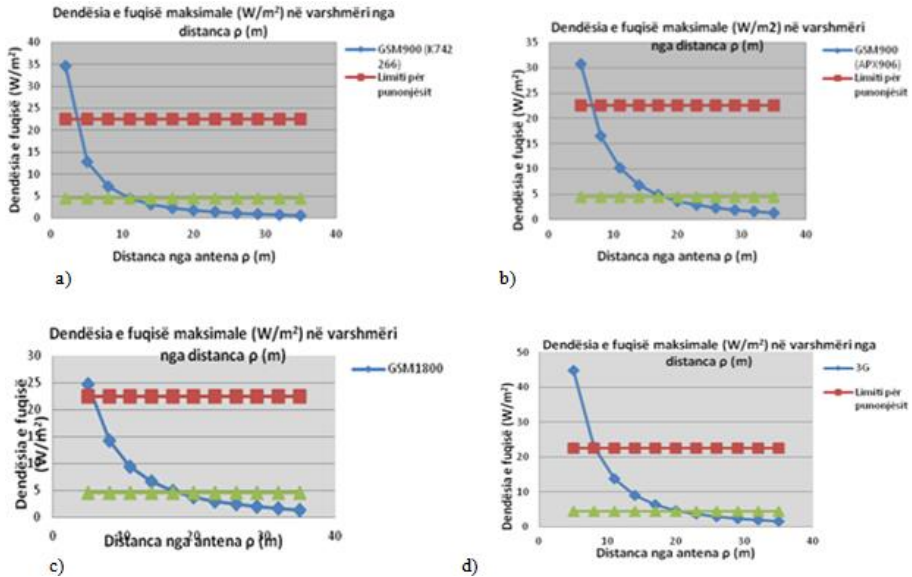


Figura 3.1. Dendësia e fuqisë maksimale (W/m^2) në varshmëri nga distanca ρ (m) për sistemet: a) GSM900 me antena K742266; b) GSM900 me antena APX906515L; c) GSM1800 me antena K742266 dhe; d) 3G me antena K742215

Çdo matje është bërë për një periudhë kohore prej 6 minutave. Duke i krahasuar rezultatet e fituara me vlerat referente sipas ICNIRP, konstatohet se niveli i rrezatimit në këtë zonë është shumë më i ulët se limitet e lejuara me standardet ndërkombëtare, ku vlera maksimale e fituar për nivelin e intensitetit të fushës elektrike mesatare ka dalë të jetë 5.04 V/m, ndërsa rezultatet e fituara për distancën e sigurisë nga antenat me fuqi maksimale të rrezatimit për sistemet e shqyrtuara sillen në vlerat prej 2.86 deri në 6.39 m.

E metë e metodologjisë me anë të së cilës janë marrë rezultatet është se ato nuk mund të gjeneralizohen për të gjitha skenarët dhe mjediset urbane dhe se për ta veçuar kontributin e secilit burim preferohen që matjet të realizohen me instrumentacion matës që ka veçori të analizatorit të spektrit.

3.2. Vlerësimi eksperimental i nivelit të fushës elektrike të emetuar nga stacionet bazë LTE në zonat urbane

Për t'i tejkaluar kufizimet e besueshmërisë së rezultateve kur matjet realizohen me instrumente të cilat matin nivelin e fushës

elektrike, por nuk veçojnë burimin që shkakton nivelin e rrezatimit rekomandohet që analiza e nivelit të fushës elektromagnetike të emetuar të realizohet me instrumente selektive në frekuencë dhe selektive në parametrat e teknologjisë përkatëse komunikuese. Një pajisje e tillë është analizatori i spektrit NARDA SRM 3006, i cili mat sinjale të brezit frekuencor nga 9 kHz deri në 6 GHz. Pasi që sinjalet e matura vështirë procesohen në mënyrë digjitale, SRM-3006 përdor një kombinim digjital dhe analog të procesimit të sinjaleve, ofron rezultate të shpejta dhe analizë të bazuar në breza me rezolucion të vogël (Resolution bandwidth RBW).

Në rastin më të thjeshtë pajisja për përcaktimin e intensitetit të fushës elektrike përbëhet nga njësia bazë dhe antena e montuar direkt në të. Varësisht nga metoda e matjes, antena duhet të montohet direkt në pajisje apo të lidhet me kabëll. SRM ofron modin e matjes selektive në frekuencë dhe modin e matjes selektive në kode, mode të përshtatshme për vlerësimin e sinjaleve të emetuara nga sistemet celulare. Pajisja mund të konfigurohet për operim në: Modin e vlerësimit të sigurisë së rrezatimit; modin e analizatorit të spektrit; modin e përcaktimit të nivelit të sinjalit dhe modin e analizës kohore të variacionit të sinjalit.

Në [19] janë prezantuar rezultatet e matjeve me SRM të realizuara në zona urbane në Kosovë, në rrethinën e antenave të stacionit bazë që transmetojnë sinjale LTE. Matjet janë realizuar për mjedise të ndryshme, ndër to në mjediset e brendshme ku njeriu kalon pjesën më të madhe të kohës si në shtëpi, zyra, shkolla, biblioteka etj. Vlerësimi eksperimental i nivelit të sinjalit LTE është realizuar edhe në mjediset e jashtme, kryesisht mjedise të hapura.

Për shqyrtim dhe vlerësim janë zgjedhur pozicione LOS dhe NLOS me antenën e cila transmeton LTE. Matjet janë realizuar për 21 BTS, gjithsej 147 matje, ku secila matje është realizuar për kohëzgjatjen 6 minuta gjatë së cilës instrumentacioni matës është vendosur 1.5 m mbi tokë gjatë sipas rekomandimeve CELNEC dhe standardeve përkatëse.

Bazuar në rekomandimet e prezantuara në raportin teknik [20], lidhur me metodologjinë e ekstrapolimit të vlerave të matura të sinjalit LTE për të përfshirë ngarkesën maksimale të operimit të sistemit, rezultatet e matjeve janë korrigjuar për faktorin 7.8 dB. Faktori i korrigjimit rezulton nga raporti i brezit të sinjalit dhe RBW-së ekuivalente. Për rastin e elaboruar në [19] RBW është konfiguruar në 800 kHz (brezi ekuivalent 758 kHz), ku numri i bartësve të regjistruar nëse ata janë të ndarë 15 kHz njëri me tjetrin rezulton të jetë:

$$n=758/15-1=50.2 \tag{3.5}$$

Vlerës së fituar i zbritet një pasi që nënbartësi 0 nuk përdoret. Faktori i korrigjimit K kalkulohet nga numri i nënbartësve të regjistruar n dhe numrit total të nënbartësve N . Për një kanal LTE 10 MHz me 600 nënbartës dhe për një kanal 20 MHz me 1200 nënbartës, K dhe vlera E_{max} , bazuar n jepen si:

$$K=10\log(N/n)=10\log(600/50.2)=10.8\text{dB} \tag{3.6}$$

$$K = 10\log(N/n) = 10\log(1200/50.2) = 13.8 \text{ dB} \tag{3.7}$$

$$E_{max} \left[\text{dB}\mu\frac{\text{V}}{\text{m}} \right] = E_{matur} \left[\text{dB}\mu\frac{\text{V}}{\text{m}} \right] + K[\text{dB}] \tag{3.8}$$

Në Kosovë brezi i një kanali LTE është 5 MHz me 300 nënbartës, kështu që vlera e K është

$$K=10\log(300/50.2)=7.8\text{dB} \tag{3.9}$$

Disa prej matjeve të realizuara për 1 stacion bazë BTS janë prezantuar në tabelën 3.2.

Tabela 3.2. Vlerat mesatare dhe maksimale të fushës elektrike të emetuar nga një BTS që transmeton sinjal LTE

Matja	Distanca (m)	Mjedisi	Pamja optike	Em (dBμV/m)	K (dB)	E _{max} (dBμV/m)	E _{max} (V/m)
1	40	I brendshëm	NLOS	118.22	7.8	126.02	1.99986
2	20	I jashtëm	NLOS	118.32	7.8	126.12	2.02302
3	55	I brendshëm	NLOS	95.29	7.8	103.09	0.14273
4	105	I jashtëm	NLOS	112.07	7.8	119.87	0.98515
5	138	I brendshëm	NLOS	90.54	7.8	98.34	0.0826
6	176	I jashtëm	LOS	102.51	7.8	110.31	0.32772
7	618	I brendshëm	NLOS	97.43	7.8	105.23	0.1826

Me të njëjtën metodologji janë realizuar matjet për 21 BTS dhe në figurat 3.2-3.5 janë paraqitur rezultatet për vlerat maksimale, minimale dhe mesatare të fushës elektrike dhe dendësisë së fuqisë, e të cilat janë prezantuar paraprakisht në [19] dhe [21] .

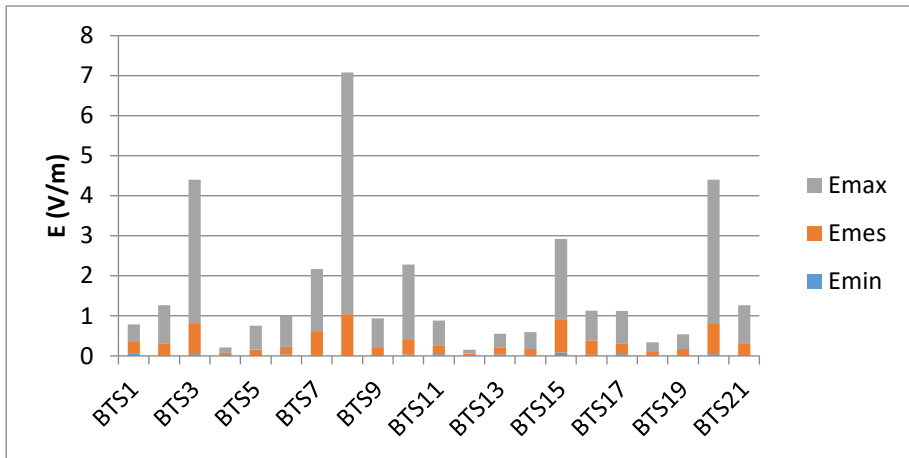


Figura 3.2. Vlerat mesatare, minimale dhe maksimale të fushës elektrike të matur për 21 BTS

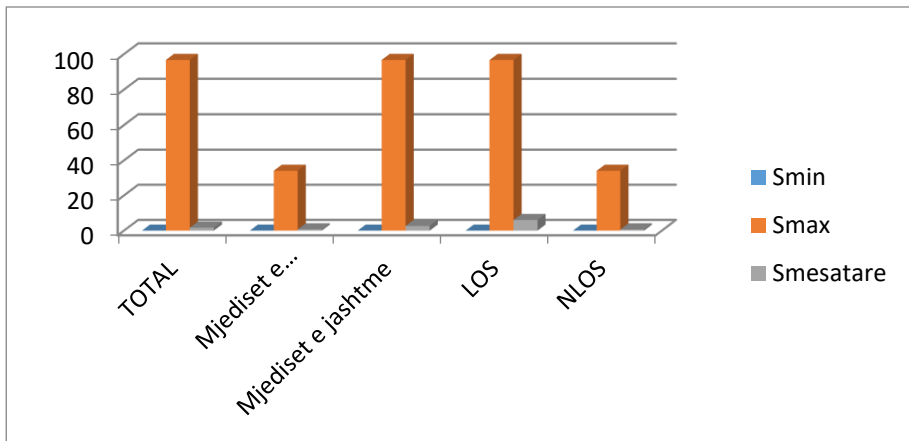


Figura 3.3. Krahasimi i dendësisë së fuqisë për mjedise të ndryshme

Vlerat minimale për dendësinë e fuqisë së sinjalit LTE janë evidentuar për pozicionet NLOS, ndërsa vlera maksimale (96.75 mW/m²) është regjistruar në mjediset e jashtme në pozicione LOS. Vlera mesatare lëviz në brezin prej 0.7 mW/m² deri në 6.07 mW/m².

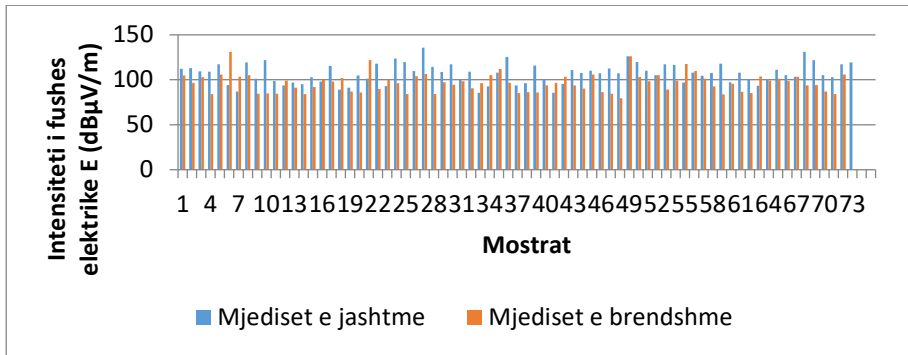


Figura 3.4. Krahasimi i nivelit të fushës elektrike të sinjalit LTE në mjediset e jashtme dhe të brendshme

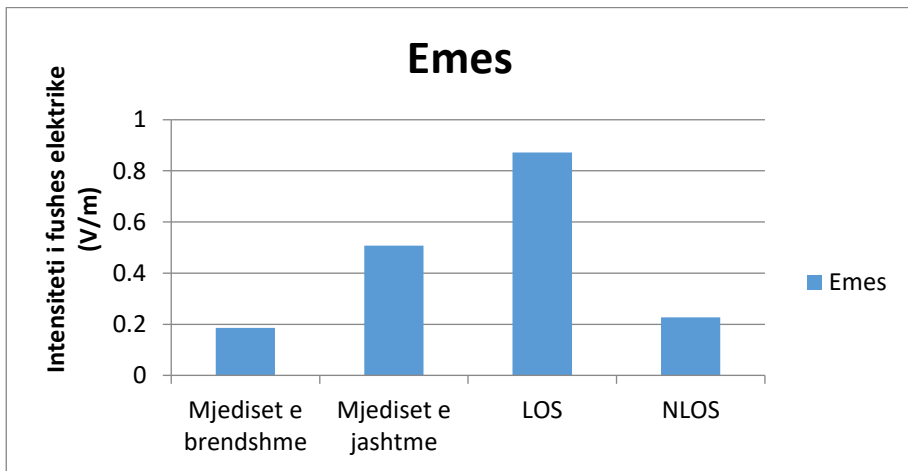


Figura 3.5. Krahasimi i fushës elektrike për mjediset dhe pozicione të ndryshme

Nga krahasimi i niveleve të sinjalit LTE për mjediset e jashtme me ato të brendshme, siç edhe është pritur, vlerat më të larta të rrëzimit janë evidentuar për mjediset e jashtme. Vlera mesatare e llogaritur e nivelit të sinjalit LTE në mjediset e jashtme është 0.5 V/m, kurse për ato të brendshme 0.18V/m.

Të gjitha vlerat e fituara janë krahasuar me limitet e ICNIRP-së dhe nga analiza krahasuese del se të gjitha vlerat e matura të sinjalit LTE në zonat urbane janë nën limitet e rekomanduara sipas ICNIRP-së.

Vlerat e analizuar janë krahasuar edhe me vendet tjera në të cilat janë realizuar matje të ngjashme dhe sipas [21] vlerat janë të rangut të njëjte, siç prezantohet në figurën në vijim.

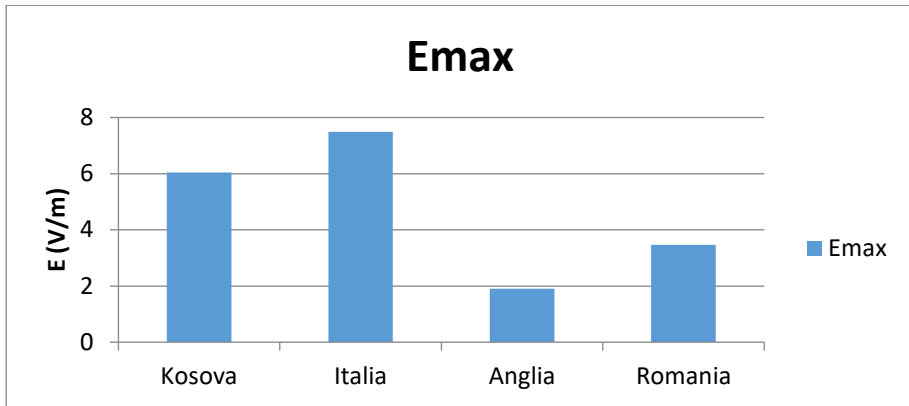


Figura 3.6. Krahasimi i fushës elektrike për mjedise dhe pozicione të ndryshme

Rezultatet e paraqitura janë të bazuara në matjet e realizuara në mjedise urbane, ku mbulueshmëria me sinjal është shumë e lartë dhe këto rezultate dallojnë nga rezultatet që do të fitohen në mjediset rurale dhe suburbane, sepse në këto mjedise mbulueshmëria është më e ulët në përgjithësi. Mund të ketë mbulueshmëri parciale të lartë përgjatë rrugëve magjistrale dhe në afërsi të vendbanimeve më të mëdha.

3.3. Krahasimi i nivelit të fushës elektrike të emetuar nga stacionet bazë 2G, 3G dhe 4G

Në paragrafët paraprakë janë prezantuar rezultatet e nivelit të fushës elektrike dhe të dendësisë së fuqisë së sinjalit në mjedise të ndryshme të shkaktuara nga operimi i sistemeve celulare të gjeneratave 2G, 3G dhe 4G. Edhe pse në të gjitha skenarët rezultatet e fituara ishin nën limitet e standardeve ndërkombëtare të cilat kufizojnë ekspozimin në fushën elektromagnetike, për shkak të ndryshimit në metodologji të studimeve të ndryshme, një krahasim sistematik i nivelit të fushës elektrike të emetuar nga stacionet transmetuese të gjeneratave të ndryshme është pothuajse i pamundur.

Battery: 21.04.16 11:09:08 GPS: 42°39'50.1" N Ant: 3AX 0.4-6G SrvTbl: KS Over. ---
 21°9'33.6" E Cable: --- Stnd: ---

Table View: Detailed

Index	Service	Fmin	Fmax	Avg
1	UMTS	950.000 000 MHz	955.000 000 MHz	104.58 dBµV/m
2	2G-GSM 900	955.000 000 MHz	960.000 000 MHz	104.12 dBµV/m
3	2G- GSM 1800	1 805.000 000 MHz	1 810.000 000 MHz	104.22 dBµV/m
4	LTE	1 810.000 000 MHz	1 825.000 000 MHz	103.33 dBµV/m
Total				110.11 dBµV/m

Isotropic

Safety Evaluation

MR:	121 dBµV/m	RBW:	1 MHz (Auto)	Sweep Time:	194 ms	Progress:	<input type="text" value="2 067"/>
				Noise Suppr.:		Off No. of Runs:	<input type="text" value="6 min"/>
						AVG:	<input type="text" value=""/>

Figura 3.7. Konfigurimi i pajisjes për matjen e nivelit të fushës elektrike



Figura 3.8. Lokacionet ku janë zhvilluar matjet [22]

Për ta adresuar këtë çështje dhe për ta derivuar analizën krahasuese, në punimin [22] janë paraqitur rezultatet e matjeve të realizuara në zonat urbane në Kosovë në mjedise afër transmetuesve që emetojnë sinjalet e tri teknologjive (GSM, UMTS, LTE). Gjithsej janë realizuar 138 matje me pajisjen NARDA SRM, konfigurimi i së cilës është paraqitur në figurën 3.8. Rezultatet të cilat prezantohen në vijim janë marr duke e konfiguruar pajisjen të operojë në modin e vlerësimit të sigurisë së rrezatimit elektromagnetik, ku një matje është realizuar në intervalin kohor 6 minuta me RBW 1MHz. Instrumentacioni matës është konfiguruar të regjistrojë vlerat e nivelit të fushës elektrike të emetuar nga GSM 900, GSM 1800, UMTS dhe LTE si teknologji të licencuara të operojnë në Kosovë në brezet e caktuara frekuencore. Matjet janë realizuar në lokacionet e paraqitura në figurën 3.8, ku me ngjyrë të gjelbër janë evidentuar stacionet transmetuese, ndërsa me ngjyrë të kuqe lokacionet ku janë zhvilluar matjet.

Në figurën 3.9 është paraqitur analiza krahasuese e vlerave të fushës elektrike të emetuar nga GSM, UMTS dhe LTE për të gjitha 137 mostrat e matura. Siç shihet nga figura rangu deri në 0.5 V/m mbetet më i populluari, ngase shumica e vlerave të regjistruara sillen në atë brez. Nga figura shihet se vlera me e lartë e fushës elektrike është evidentuar për sistemin GSM 900.

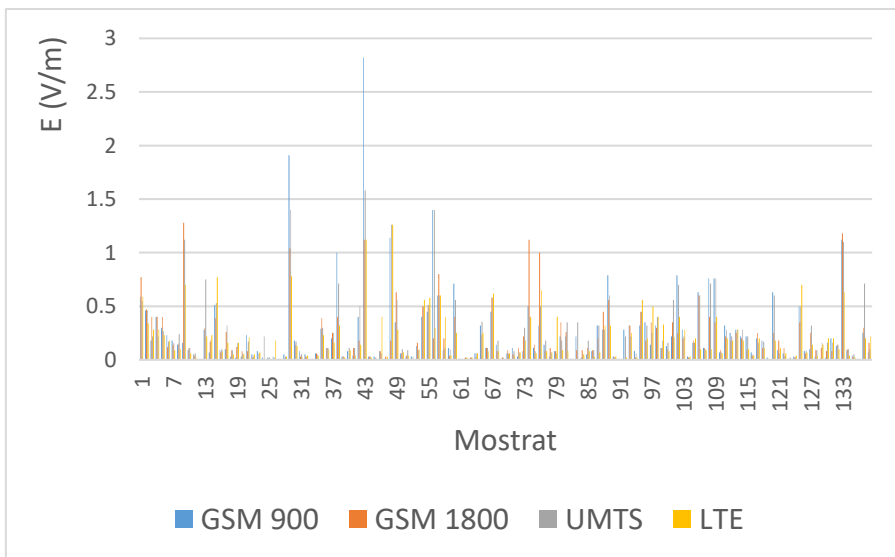


Figura 3.9. Analizë krahasuese e nivelit të fushës elektrike 2G, 3G dhe 4G [23]

Nëse në mostrat e matura e të prezantuara në figurën paraprake aplikojmë analizën statistikore me faktorë të ekspozimit, ku me ER_E (%) paraqitet vlera maksimale të fushës elektrike në raport me vlerat referente sipas ICNIRP, ndërsa me ER_S (%) paraqitet vlera maksimale të dendësisë të fuqisë elektrike në raport me vlerat referente sipas ICNIRP fitohen rezultatet si në tabelën 4.

Tabela 3.3. Analizë e faktorëve të ekspozimit për GSM, UMTS dhe LTE

Sinjali	Brezi frekuencor (MHz)	Emin (V/m)	E _{max} (V/m)	ICNI RP (V/m)	Emes (V/m)	ER_E (%)	ER_S (%)
GSM 900	955-960	0.01	2.82	41.3	0.240	6.828	0.46
GSM 1800	1805-1810	0.0001	1.28	58.3	0.218	0.218	0.048
UMTS	950-955	0.01	1.58	41.3	0.218	0.258	0.146
LTE	1810-1825	0.0001	1.26	58.3	0.189	0.189	0.046

Nga të dhënat e marra shihet se vlera minimale e fushës elektrike është 0.00001 V/m dhe është marrë gjatë operimit të teknologjisë GSM 1800 dhe UMTS. Vlera maksimale e fushës elektrike është 2.82 V/m dhe është evidentuar gjatë përdorimit të teknologjisë GSM 900. Nga analiza e faktorëve të ekspozimit shihet se vlerat më të larta fitohen për GSM 900, ndërsa vlera më të ulta të faktorëve të ekspozimit janë fituar për GSM 1800 dhe LTE. Një analizë e detajuar për vlerat e fushës elektrike për secilën teknologji është paraqitur në figurat në vijim.

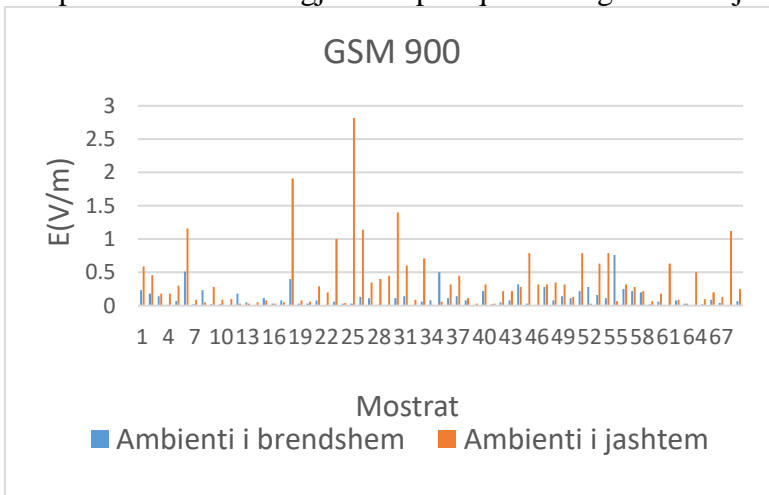


Figura 3.10 Niveli i fushës elektrike për GSM 900, në mjediset e brendshme dhe të jashtme [22]

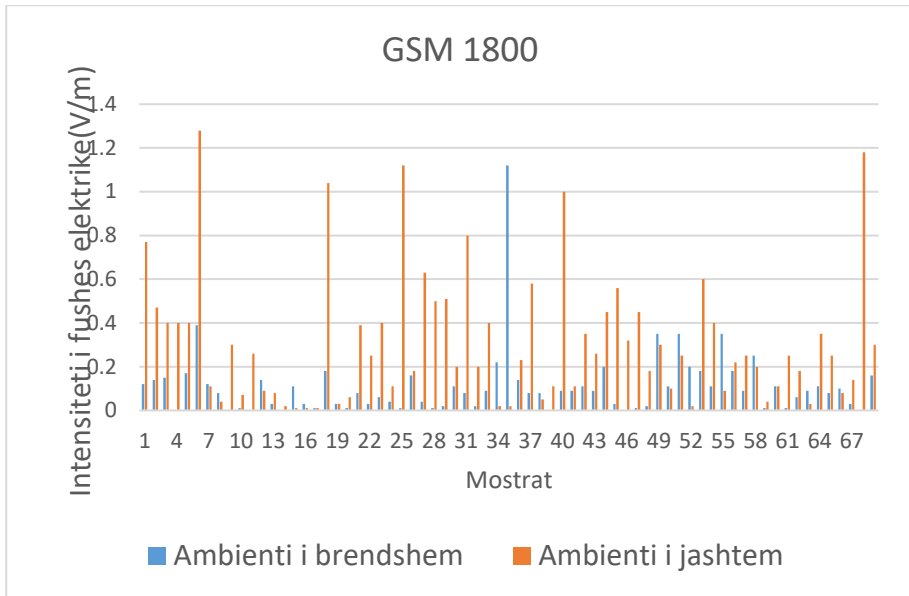


Figura 3.11. Niveli i fushës elektrike për GSM 1800 në mjediset e brendshme dhe të jashtme [22]

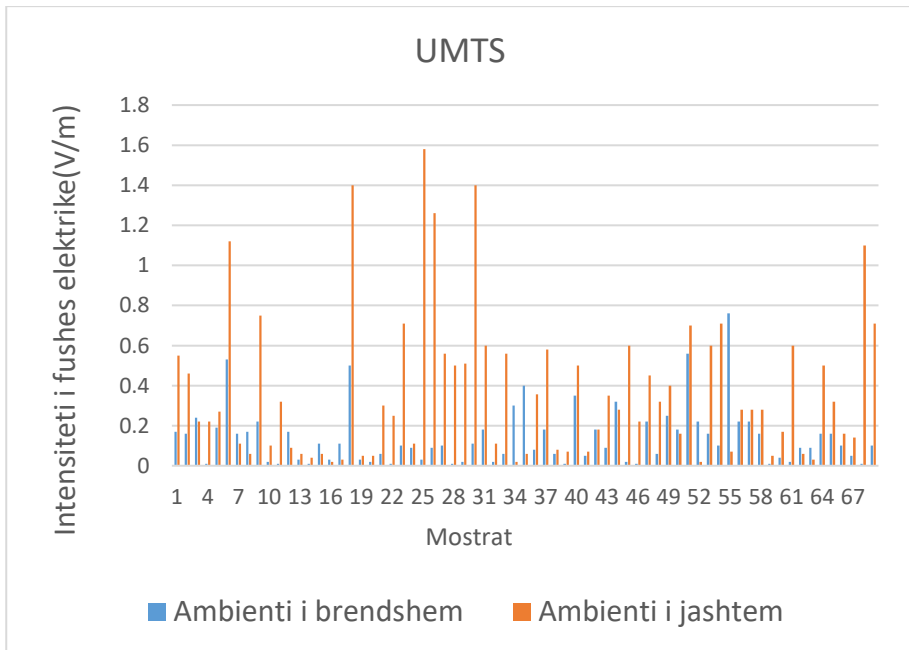


Figura 3.12. Niveli i fushës elektrike për UMTS në mjediset e brendshme dhe të jashtme [22]

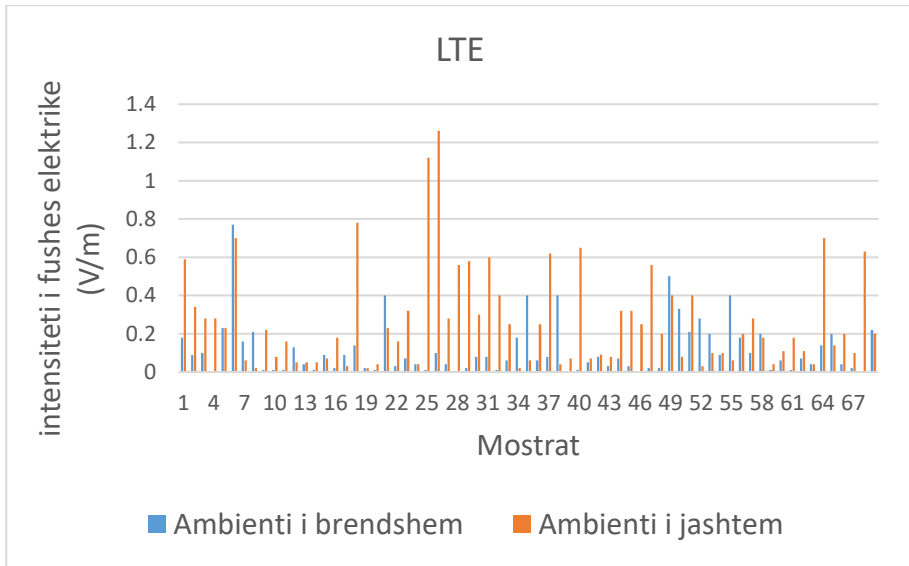


Figura 3.13. Niveli i fushës elektrike për LTE në mjediset e brendshme dhe të jashtme [22]

Kontributi i dendësisë së fuqisë së teknologjisë së caktuar në vlerën totale të dendësisë së fuqisë sillet nga 11.61% për teknologjinë LTE deri në 58.16% për teknologjinë GSM 900. Nga rezultatet përfundohet se edhe pas shtrirjes së teknologjisë LTE (ripërdorim i brezit 1800) vlerat më të larta të intensitetit të fushës elektrike janë regjistruar nga operimi i GSM 900.

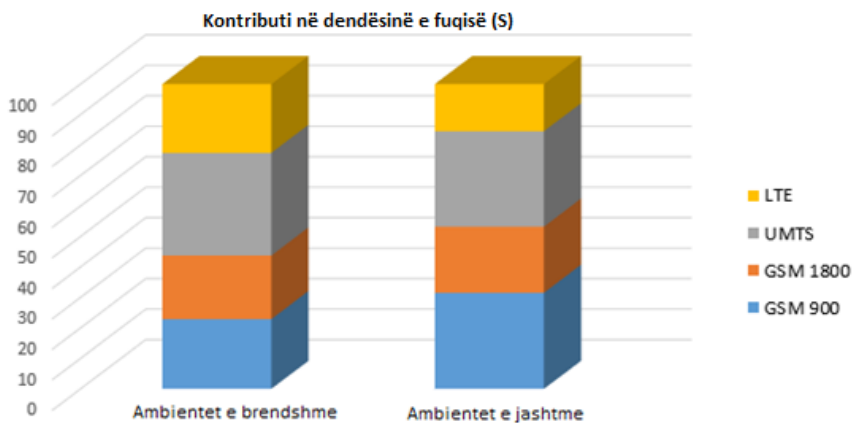


Figura 3.14. Kontributi i teknologjive në vlerën totale të dendësisë së fluksit elektromagnetik [22]

Siç argumentohet në [22], vlerat e matjeve të realizuara në Kosovë janë krahasuar edhe me rezultatet e fituara nga matjet në vendet tjera. Vlera maksimale e fushës elektrike totale e regjistruar në Kosovë është 3.69 V/m dhe është në nivel të ngjashëm me vlerat e matura në vendet tjera. Vlera totale maksimale në Belgjikë është për 0.2 V/m më e lartë se në Kosovë. Nëse bëhet krahasimi me vlerën maksimale totale të fituar në Stokholm të Suedisë, shihet se kjo vlerë është për 1.09 V/m më e ultë se në Kosovë. Në Angli vlera maksimale totale e fushës elektrike është 4.5 V/m dhe është më e lartë se në Kosovë.

Matjet e bëra në Kosovë janë krahasuar edhe me limitet sipas ICNIRP dhe nga ky krahasim mund të përfundohet se vlerat e matura në terren janë nën limitet e lejuara sipas standardeve ICNIRP.

4. VLERËSIMI I FUSHËS ELEKTRIKE TË EMETUAR NGA TRANSMETUESIT TELEVIZIVË

Ndër burimet me fuqi të lartë transmetuese që operojnë në brezin e caktuar të radiofrekuencave janë transmetuesit radiodifuzivë, andaj konsiderohet e rëndësishme të vlerësohet niveli i fushës elektromagnetike të emetuar nga TV transmetuesit. Në paragrafin 2 janë prezantuar vlerat e ekspozimit personal të njeriut në fushën elektromagnetike të transmetuesve radiodifuzivë në mikroambientet ku njeriu kalon kohën, vlera të cilat janë marrë me instrumentacionin matës të llojit PEM dhe kanë rezultuar nën standardet dhe limitet e ICNIRP-së. Për ta realizuar një analizë më të thelluar dhe detajuar lidhur me rrezatimin elektromagnetik që shkaktojnë TV transmetuesit është realizuar hulumtimi i bazuar në matjet e nivelit të fushës elektrike të emetuar nga UHF TV transmetuesit, rezultatet e të cilit gjenden të publikuara në [24] dhe të cilat në formë të përmbledhur do të prezantohen në vijim.

Për nxjerrjen e rezultateve të prezantuara janë realizuar 115 matje, prej të cilave 70 në mjedise të jashtme dhe 45 në mjedise të mbyllura, pastaj prej këtyre 75 matje janë bërë në përdhese dhe 40 prej tyre në lartësi, si dhe 30 prej tyre janë supozuar të jenë mostra LOS dhe 80 NLOS. Për 5 mostra nuk ka qenë e mundur të përcaktohet a janë LOS apo NLOS.

Me shtesën J janë evidentuar matjet në ambiente të jashtme, me B në ambientet e brendshme, me P në nivelin e përdhese dhe me L në lartësi të konsiderueshme nga toka. Paraprakisht është analizuar vëndndodhja e transmetuesve në Kosovë, sipas informacionit të publikuar nga Komisioni i Pavarur për Media (KPM).

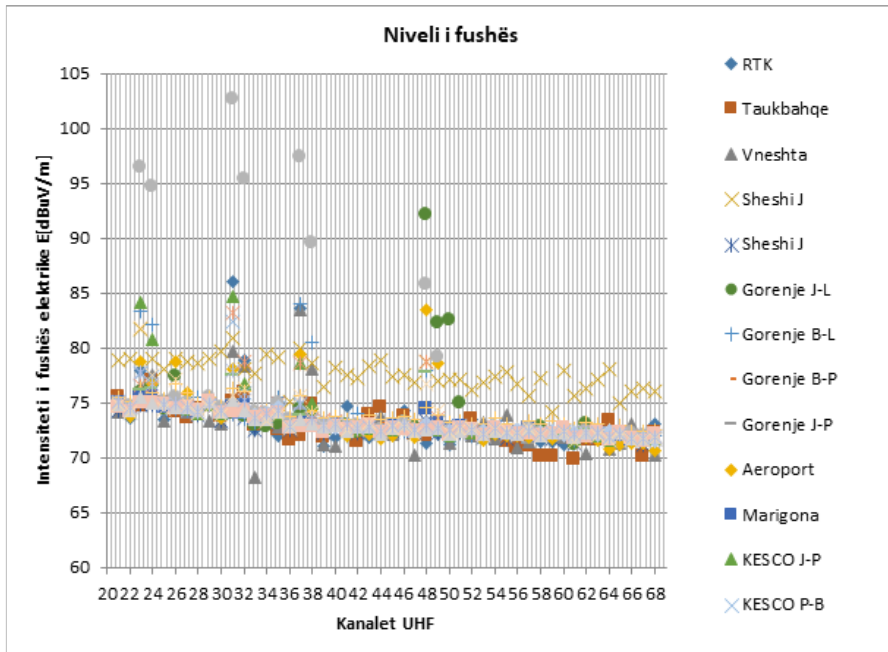


Figura 4.1. Intensiteti i fushës elektrike i emtuar nga TV transmetuesit që operojnë në brezin UHF [24]

Mostrat e fushës elektrike janë regjistruar me analizatorin e spektrit NARDA SRM 3006 në vende të frekuentuara siç janë shkollat, sheshet, qendra tregtare ku frekuentimi i njerëzve është i madh e po ashtu edhe terreni është më i ndërlikuar. Si shkollë është përzgjedhur Fakulteti i Inxhinierisë Elektrike dhe Kompjuterike - FIEK. Pastaj matje janë bërë në sheshin “Nënë Tereza”, ndërsa për matje në qendër tregtare është zgjedhur qendra Gorenje në Veternik në periferi të kryeqytetit, derisa matjet janë realizuar edhe në lokacione tjera si në lagjen “Marigona”. Për shkak të interferencës dhe fenomeneve që iu nënshtrohet vala gjatë përhapjes si reflektimi, thyerja, absorbimi, difraksioni etj. për matje janë zgjedhur vende me ndërtesa të larta, si ndërtesa e banimit 9-katesh në rrugën B, por edhe ndërtesa e Furnizuesit dhe Distribuesit me Energji të Kosovës.

Rezultatet e matjeve janë përmbledhur në figurën 4.1 ku është paraqitur niveli mesatar i fushës elektrike në të gjitha kanalet UHF.

Intensiteti më i lartë i fushës elektrike është regjistruar në vlerë prej 102.73 dBμV/m në pikën më të lartë ku janë bërë matjet në ndërtesën e KESCO dhe në ambient të jashtëm. Kjo vlerë e intensitetit është shënuar në kanalën 31, që rezulton të jetë kanali ku operon

transmetuesi që gjendet në Prishtinë me fuqi 15 KW ERP, në lartësi prej 41m, antenë me polarizim horizontal dhe që transmeton në frekuencën 551.25 MHz.

Në këtë pikë ku është pranuar intensiteti më i lartë i fushës elektrike po ashtu janë shënuar edhe vlera tjera të larta të fushës elektrike në kanalet 23, 24, 32, 37 dhe 38 dhe pothuajse të gjitha nga po e njëjta pikë transmetuese në Prishtinë përpos kanalit 24 që është përdorur për transmetim nga antena transmetuese e vendosur në Zatriq dhe ai 38 që ka pranuar sinjal nga transmetuesi në Kranidell.

Supozohet se në këtë pikë të lartë analizatori i spektrit ka pasur pamje LOS me transmetuesit. Nivel i konsiderueshëm i intensitetit të fushës elektrike ($92.2 \text{ dB}\mu\text{V/m}$) është matur edhe në qendër tregtare në katin e 8-të ku pas shqyrtimit del se kanali 48 shfrytëzohet nga transmetuesi i vendosur në Cernushë me fuqi prej 5 KW ERP, në frekuencën 687.25 MHz. Siç argumentohet në [23], për pjesën më të madhe të kanaleve dhe lokacioneve ku janë realizuar matjet, vlera e intensitetit të fushës elektrike sillet $70\text{-}80 \text{ dB}\mu\text{V/m}$. Analiza krahasuese e nivelit të fushës elektrike të emetuar nga TV transmetuesit për ambientet e brendshme dhe të jashtme, për nivelin përdhës dhe lartësi të caktuar është e paraqitur në figurat 4.2 - 4.5.

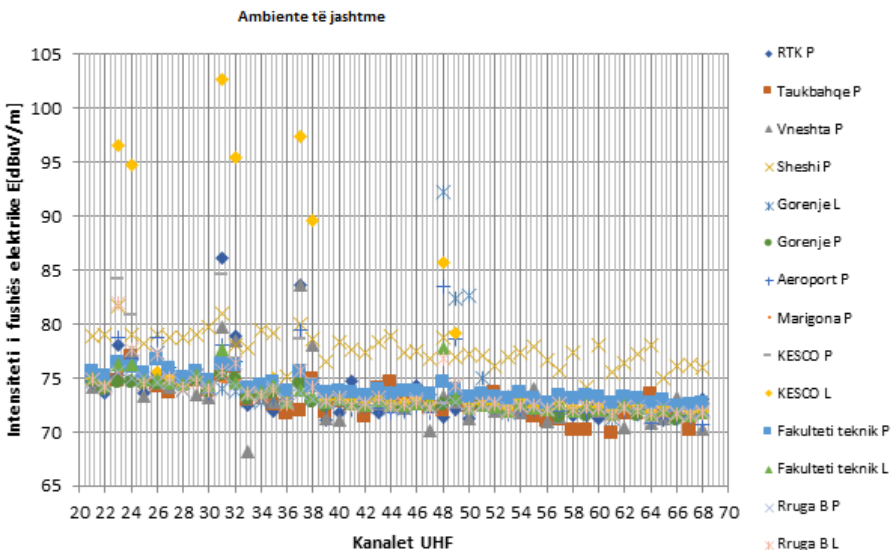


Figura 4.2. Intensiteti i fushës elektrike i emetuar nga TV transmetuesit për mjedisë të jashtme [24]

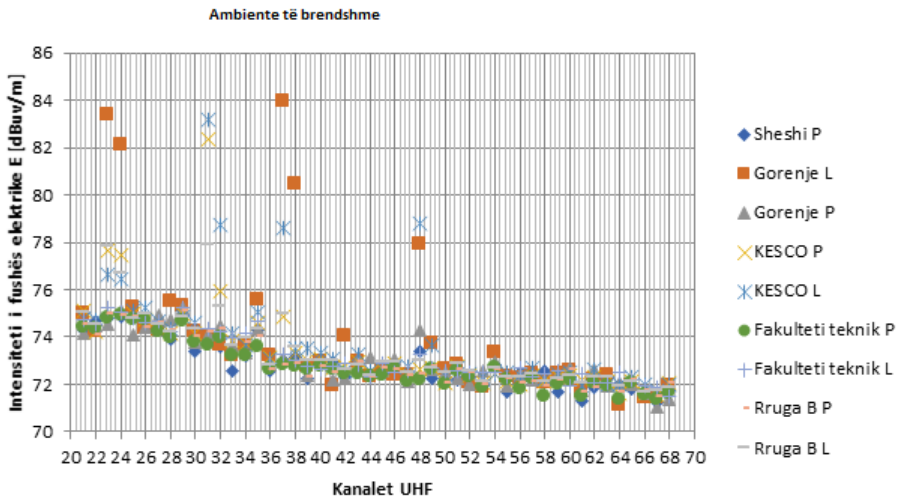


Figura 4.3. Intensiteti i fushës elektrike i emtuar nga TV transmetuesit për mjedise të brendshme [24]

Analiza krahasuese e nivelit të fushës elektrike të emtuar nga TV transmetuesit, e matur në mjedise dhe lartësi të ndryshme nga toka, tregon se niveli i fushës elektrike është më i lartë në ambientet e hapura se sa në të mbyllurat. Ky rezultat është i pritur duke pasur parasysh faktin se në ambientet e mbyllura pengesë kryesore e depërtimit të valës janë muret dhe se pamja LOS me antenat transmetuese është e bllokuar. Përderisa te ambientet e hapura niveli i fushës elektrike shtrihet në rangun 70-80 dB μ V/m, tek ambientet e mbyllura ai silltet në rangun 70-75 dB μ V/m. Faktor i rëndësishëm në nivelin e pranuar të fushës në ambientet e mbyllura del të jetë edhe lloji i materialit dhe i mureve me të cilin janë të ndërtuara ndërtesat. Te grafiku i matjeve i prezantuar për ambientet e mbyllura, në qendrën tregtare në katin më të lartë evidentohen vlera të theksuara në kanalet 23, 24, 37 dhe 38 si dhe te lokacioni KESCO te kati më i lartë, te kanalet 31, 32, 37 dhe 48, meqë edhe pse janë ambiente të mbyllura, ato nuk kanë qenë të rrethuara me mure, por me dritare që rezultojnë me koeficientë të ndryshëm të reflektimit dhe transmetimit të valëve.

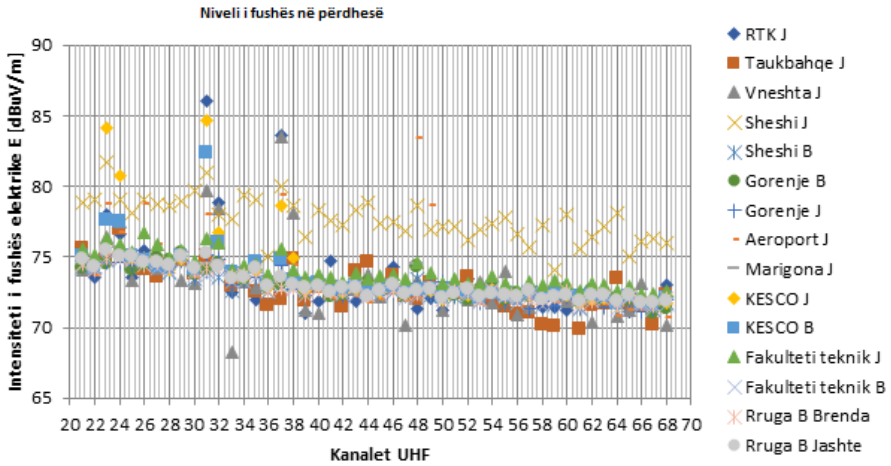


Figura 4.4. Intensiteti i fushës elektrike i emtuar nga TV transmetuesit në lokacionet e ndryshme, në nivel të përdheses [24]

Nga rezultatet e matjeve të bëra në nivele të ndryshme nga toka, del se vlera më e lartë e fushës elektrike (86.09 dBµV/m) për nivelin përdhës është pranuar në kanal 31 te lokacioni në afërsi të zyrave ku janë vendosur antena të operatorit për transmetime tokësore të RTK-së, ndërsa vlera më e lartë e fushës për lokacionet në lartësi është 102.73 dBµV/m dhe është evidentuar në kanal 31.

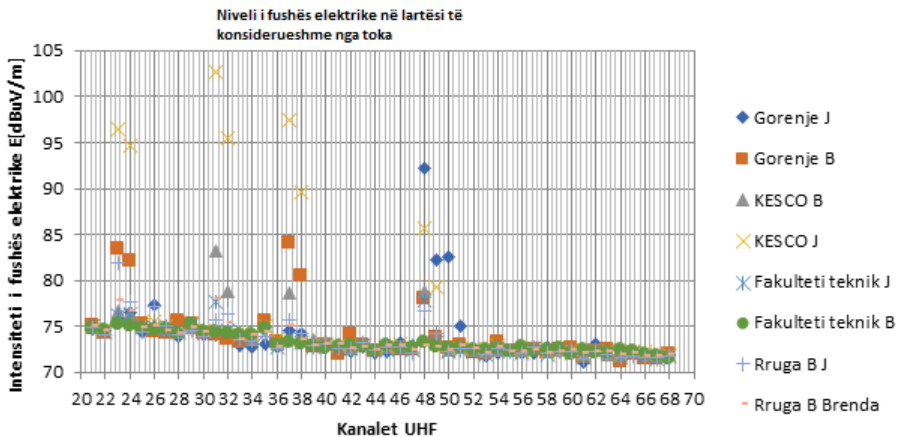


Figura 4.5. Intensiteti i fushës elektrike i emtuar nga TV transmetuesit në lokacionet e ndryshme, në lartësi të konsiderueshme nga toka [24]

Vlen të theksohet se për ta derivuar vlerën totale të rrezatimit në një lokacion duhet të mbledhet kontributi individual i secilit kanal,

përkatësisht të gjendet shuma e niveleve të fuqisë për secilin kanal. Vlera totale për dy kanale me fuqi të njëjtë mund të fitohet duke i shtuar 3dB vlerës së një kanali nëse intensiteti i fushës paraqitet në shkallën logaritmike. Për ta pasuruar analizën e nivelit të fushës elektrike të emetuar nga TV transmetuesit, përveç në Prishtinë, matjet janë zgjeruar për të përfshirë edhe mjedise rurale dhe suburbane. Rezultatet e vlerave maksimale, mesatare dhe minimale të fushë elektrike të emetuar nga TV transmetuesit në lokacione të ndryshme janë paraqitur në [25] disa prej të cilave po i përmbledhim në tabelën në vijim sa për të portretizuar rangun e ndryshimit të vlerave të fushës.

Tabela 5.1. Nivelet tipike të fushës elektrike të emetuar nga TV transmetuesit

<i>Lokacioni</i>	$E_{max} \left(\frac{dB\mu V}{m} \right)$	$E_{mes} \left(\frac{dB\mu V}{m} \right)$	$E_{min} \left(\frac{dB\mu V}{m} \right)$
1	118	90	60
2	117	88	62
3	119	95	58
4	98	80	60
5	115	89	62
6	118	85	63
7	105	80	60
8	95	82	60
9	112	86	64
10	105	85	68
11	108	95	62
12	125	100	63
13	111	88	62
14	120	92	73
15	110	95	75
16	95	85	70
17	109	98	72
18	87	79	69
19	112	95	70
20	118	98	72
21	116	100	69
22	109	98	65
23	118	100	70
24	98	88	60

<i>Lokacioni</i>	<i>E_{max}</i> ($\frac{dB\mu V}{m}$)	<i>E_{mes}</i> ($\frac{dB\mu V}{m}$)	<i>E_{min}</i> ($\frac{dB\mu V}{m}$)
25	110	92	60
26	117	100	65
27	111	95	60
28	88	78	60
29	100	86	59
30	92	73	60
31	105	85	62
32	97	85	60

Nga rezultatet e paraqitura vihet në përfundim se në lokacionet brenda territorit të Kosovës ku janë bërë matjet vlerë më e lartë e nivelit të fushës elektrike është arritur në lokacionin 12 (125 dB μ V/m), i cili është një zonë urbane.

Tabela 5.2. Nivelet tipike të fushës elektrike të regjistruara në mjediset urbane të 3 shteteve

	Prishtinë		Selanik	Shkup
<i>Kanali</i>	<i>Min. Avg.</i> ($\frac{dB\mu V}{m}$)	<i>Max. Avg.</i> ($\frac{dB\mu V}{m}$)	<i>Avg.</i> ($\frac{dB\mu V}{m}$)	<i>Avg.</i> ($\frac{dB\mu V}{m}$)
23	74.52	96.5	90.8	87.5
24	74.58	94.72	93.1	/
26	74.1	79.02	/	101.1
27	73.6	78.76	100	/
28	73.91	78.69	/	101.5
29	73.39	78.97	95	/
30	73.12	79.7	98.8	101.2
31	74.06	102.73	94.6	/
33	72.48	77.71	98.7	101
35	71.99	79.11	102.3	/
36	71.6	75.09	/	92.9
38	72.7	89.58	104.8	/
41	71.96	77.57	100.7	/
43	71.83	78.36	/	99.1
45	71.97	77.35	102.3	/

<i>Kanali</i>	Prishtinë		Selanik	Shkup
	<i>Min. Avg.</i> $\frac{dB\mu V}{m}$	<i>Max. Avg.</i> $\frac{dB\mu V}{m}$	<i>Avg.</i> $\frac{dB\mu V}{m}$	<i>Avg.</i> $\frac{dB\mu V}{m}$
46	72.84	77.48	94.5	/
47	71.83	76.85	/	95.1
50	71.26	77.2	90.6	95
51	72.21	77.12	99.6	/
52	71.99	76.16	/	84.7
53	71.62	76.93	/	95.2
55	71.42	77.85	/	97.3
56	70.91	76.67	92	/
57	71.06	75.66	/	99.7
59	70.08	74.14	86.9	/

Vlera mesatare e fushës elektrike e emetuar nga TV transmetuesit, të cilit operojnë në brezin UHF, sillet rreth 100 dB μ V/m. Vlera më e ulët e regjistruar është 58 dB μ V/m e matur në lokacionin 3, e cila është një zonë jo shumë e frekuentuar dhe gjeografikisht gjendet larg transmetuesve të TV sinjaleve.

Për t'i krahasuar vlerat e fushës elektrike të regjistruara në mjediset urbane në tri shtete, përkatësisht në qytetet Prishtinë, Shkup dhe Selanik, po i referohemi tabelës 5.2 në të cilën prezantohen vlerat e marra nga [24].

Nga tabela shihet se në të gjitha qytetet niveli i emetimit ka qenë brenda limiteve të përcaktuara nga ICNIRP. Në kanalën 31 është shënuar vlera më e lartë e fushës elektrike në kryeqytetin tonë me vlerë prej 102.73 dBmV/m, ndërsa në Selanik vlera më e lartë e fushës është shënuar në kanalën 38 me vlerë prej 104.8 dBmV/m. Në Shkup vlera më e lartë e fushës elektrike është shënuar në kanalën 28 me vlerë prej 101.5 dBmV/m.

Nga rezultatet e prezantuara shihet se nivelet e fushës elektrike të emetuar nga TV transmetuesit në Kosovë janë të krahasueshme me nivelet e fushës së regjistruar në shtetet tjera edhe pse në disa prej tyre është realizuar kalimi nga TV transmetimet analoge në digjitale.

5. PËRCAKTIMI I FUSHËS ELEKTRIKE TË EMETUAR NGA RRJETET LOKALE PA TELA WI-FI

Vlerësimi eksperimental i nivelit të sinjalit të emetuar nga pajisjet e rrjeteve lokale pa tela (WLAN), qofshin pajisje fundore apo nyje të qasjes, në skenarë dhe mjedise të ndryshme, është proces sfidues dhe kompleks kryesisht për shkak të natyrës stokastike të sinjalit.

Standardet e 802.11 apo teknologjia WLAN, si një ndër teknologjitë kryesore komunikuese pa tela është lansuar në fund të viteve të 90-ta, kur edhe u zhvillua standardi i parë IEEE 802.11 në vitin 1997, i cili ofronte shpejtësi transmetimi prej 1 Mbps dhe 2 Mbps, me transmetim në brezin e palicencuar frekuencor ISM në frekuencën 2.4 GHz. Ndër vite u zhvilluan standarde të reja, megjithatë Wi-Fi mbetet si versioni më i përhapur.

Për shkak të emetimit diskontinual gjysmë stokastik të sinjaleve Wi-Fi, për ta analizuar nivelin e sinjalit është i rëndësishëm përcaktimi i ciklit të përsëritjes (*duty cycle*), i cili shprehet si raport i kohëzgjatjes së pulsit dhe periodës së përsëritjes së pulsit. Përcaktimi i ciklit të përsëritjes varet nga një numër faktorësh të ndryshëm si: shpejtësia e transmetimit të të dhënave, lloji i trafikut (zë, video, të dhëna, multimedia), numri i pajisjeve të kyçura në rrjet, pozicionimi i marrësit të sinjalit, linjës zbritëse apo linjës ngritëse, distancave ndërmjet pajisjeve, kualitetit të sinjalit etj., dhe të gjitha këto pritet të reflektojnë edhe në nivelin e fushës elektrike të emetuar në skenarë të ndryshëm të operimit të rrjetit.

Vlerësimi eksperimental i nivelit të fushës elektrike të emetuar në rrjetet Wi-Fi mund të realizohet në domenin kohor dhe (apo) frekuencor.

Për vlerësim të saktë të nivelit të sinjalit Wi-Fi instrumentacioni matës duhet të jetë në gjendje t'i evidentojë variacionet e sinjalit në

amplitudë dhe në kohë, andaj sugjerohet që matjet dhe vlerësimi eksperimental i nivelit të sinjalit Wi-Fi të realizohen me analizatorë vektorialë apo analizatorë spektri.

Hulumtimet e fundit të realizuara kanë treguar se vlerat reale të fushës elektrike që emetohen nga pajisjet Wi-Fi mund të ndryshojnë në brezin 15% - 80% të intensitetit të vlerës maksimale të fushës elektrike, kur matjet realizohen në domenin frekuencor, andaj vlerësimi vetëm në domenin frekuencor nuk është mjaft i besueshëm për të parashikuar me saktësi nivelin e ekspozimit real nga pajisjet komunikuese pa tela. Megjithatë, i njëjti mund të zbatohet në rastet kur qëllimi është të vlerësohet ekspozimi maksimal, përkatësisht përcaktimi i vlerës maksimale të fushës elektrike në mjediset e operimit të rrjetit Wi-Fi. Si pasojë e diskontinuiteteve stokastike të emetimit të sinjaleve Wi-Fi, korigjimi i intensitetit të fushës elektrike maksimale bëhet obligator për një vlerësim të ekspozimit real [26].

Në vijim paraqiten rezultatet orientuese të nivelit të fushës elektrike maksimale të emetuar në skenarë të ndryshëm të operimit të rrjetit Wi-Fi. Detajet e metodologjisë së hulumtimit dhe rezultatet e fituara janë paraqitur fillimisht në [27-28], ndërsa në formë të përmbledhur do të prezantohen në figurat dhe analizën në vijim. Matjet janë realizuar në laboratorin e Fakultetit të Inxhinierisë Elektrike dhe Kompjuterike të Universitetit të Prishtinës, ku është ngritur një rrjet eksperimental. Detektimi i njeve tjera aktive të qasjes gjatë realizimit të matjeve është bërë me softuerin Acrylic Wi-Fi Home. Matjet janë realizuar në pozicione LOS dhe NLOS me nyjën e qasjes AP.

Gjatë eksperimentimit janë analizuar disa skenarë të ndryshëm, përkatësisht janë realizuar 99 matje, të cilat përfshijnë aktivitetet si: kompjuterët ngarkojnë të dhëna, video dhe audio tek AP dhe kompjuterët shkarkojnë të dhëna prej AP-së.

AP është vendosur 120 cm mbi dysheme, kurse lartësia e antenës së instrumentit matës është 150 cm mbi tokë gjatë realizimit të matjes sipas rekomandimeve CELNEC dhe standardeve përkatëse. Për ta vlerësuar nivelin e sinjalit Wi-Fi në pozicione të ndryshme, matjet janë realizuar në tri raste: 1. Pozitë fikse e marrësit të sinjalit, 100 cm nga AP; 2. Pozitë variable e marrësit të sinjalit prej AP-së (40 cm deri 220 cm); 3. Pozitë fikse e marrësit të sinjalit, 40 cm larg nga pajisja procesorike mobile.

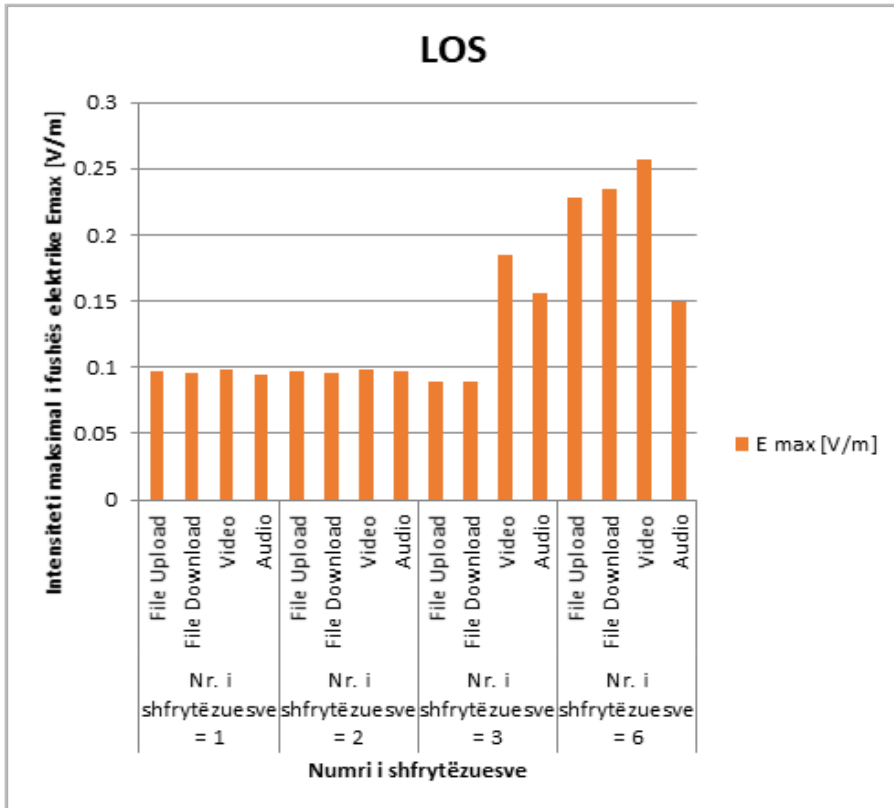


Figura 5.1. Intensiteti i fushës elektrike E_{max} në varësi prej numrit të shfrytëzuesve të kyçur në rrjet, për kushte të mira të përhapjes

Për realizimin e matjeve janë shqyrtuar aktivitete të ndryshme të trafikut si: të dhëna, video dhe audio. Për ta shqyrtuar varshmërinë e intensitetit të fushës elektrike nga numri i shfrytëzuesve, së pari është kyçur një shfrytëzues, pastaj dy, tre dhe në fund gjashtë shfrytëzues.

Nga 16 matje të realizuara në skenarin kur pajisjet pranuese ndodhen në dhomë të njëjtë me AP, vlera më e lartë e intensitetit të fushës elektrike (0.2573 V/m) është regjistruar me rastin e transmetimit të një videomateriali me rezolucion 720x640 piksel, kurse ajo më e ulëta (0.0863 V/m) me rastin e transmetimit të një dokumenti me të dhëna në linjën ngritëse (ngarkim i fajllit).

Për skenarin kur pajisjet ndodhen në dhomë të njëjtë me AP-në, vlerat e fushës janë afërsisht konstante pavarësisht prej llojit të trafikut për rastin kur një apo dy shfrytëzues janë të kyçur njëkohësisht në rrjet. Kurse me shtimin e tre apo gjashtë shfrytëzuesve, vlerat e fushës

elektrike fillojnë të rriten. Me interes të veçantë do ishte që analiza të vazhdohet edhe për më shumë shfrytëzues.

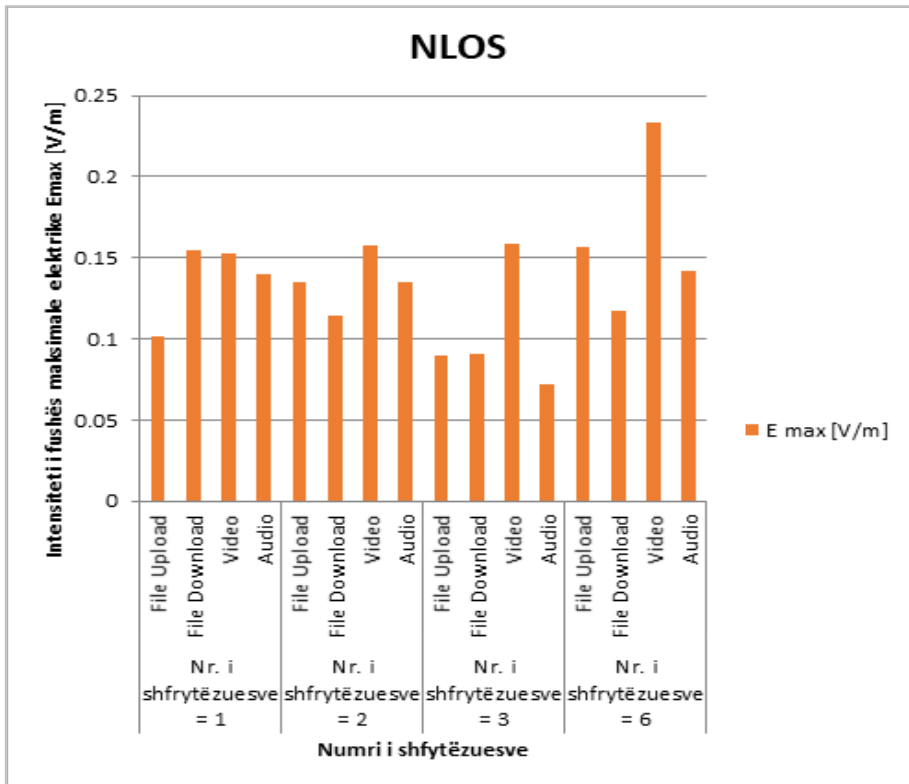


Figura 5.2. Intensiteti i fushës elektrike E_{max} në varësi prej numrit të shfrytëzuesve të kyçur në rrjet për kushte jo të mira të përhapjes

Varshmëria e intensitetit të fushës elektrike nga numri i shfrytëzuesve dhe lloji i aktivitetit, për kushte jo të mira të përhapjes së sinjalit Wi-Fi, pra kur të gjitha pajisjet kompjuterike (PC) janë në dhomë tjetër ndaj AP, është paraqitur në figurën 5.2. Edhe për rastin kur pajisjet ndodhen në dhomë tjetër ndaj AP-së (NLOS) sërisht janë fituar vlera afërsisht konstante të fushës maksimale pavarësisht prej llojit apo numrit të shfrytëzuesve. Por vlerat janë më të larta se në rastin paraprak për shkak të kualitetit të dobët të sinjalit, i cili përcjellet me shpejtësi më të ulët të transmetimit. Me këtë rast rritet kohëzgjatja aktive e sinjalit Wi-Fi dhe si pasojë rritet edhe cikli i përsëritjes. Rrjedhimisht, me këtë rast rritet edhe niveli i ekspozimit.

Rezultatet e fituara për rastin kur edhe pajisja edhe AP ndodhen në dhomë të njëjtë, por në distanca të ndryshme, janë sipas pritjeve, ku shihet se me rritjen e distancës midis pajisjes matëse dhe AP-së bie intensiteti i fushës elektrike për secilin lloj të trafikut.

Ndryshimi i fushës elektrike E_{max} në varësi të distancës dhe llojit të trafikut për kushte të mira të përhapjes (LOS) është prezantuar në figurën 5.3.

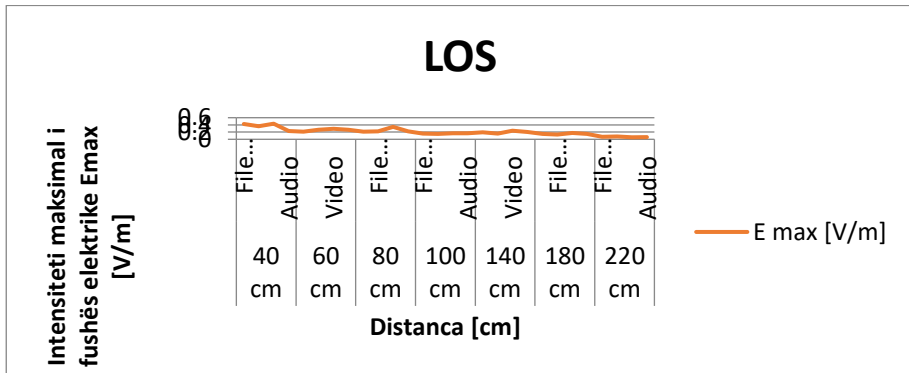


Figura 5.3. Intensiteti i fushës elektrike E_{max} në varësi nga distanca dhe fajllit të dërguar për kushte të mira të përhapjes

Rezultatet e bazuara në 28 matje të realizuara për skenarin kur pajisja ndodhet në dhomë tjetër ndaj AP-së, kur vetëm një pajisje është e kyçur në rrjet për distanca të ndryshme prej 40 cm, 60 cm, 80 cm, 100 cm, 140 cm, 180 cm dhe 220 cm janë paraqitur në figurën 5.4. Për ndryshim nga rasti paraprak vlerat e fushës E_{max} janë më të larta për shkak të pozicionit NLOS të pajisjes me AP.

Varshmëria e intensitetit të fushës elektrike nga lloji i trafikut kur vetëm një pajisje është e kyçur në rrjet për pozicione LOS dhe NLOS paraqitet në figurat në vijim. Vlerat më të larta janë arritur për ngarkimin e një fajlli pasi transferimi i fajllave me të dhëna kërkon perioda kohore më të gjata kur sinjali WLAN është aktiv, kurse video kërkon perioda kohore më të shkurtra kur sinjali është aktiv.

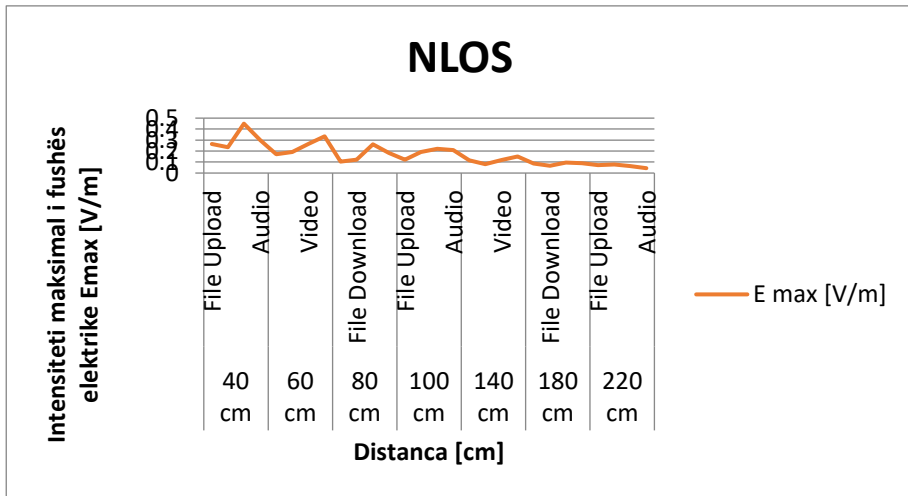


Figura 5.4. Intensiteti i fushës elektrike E_{max} në varësi nga distanca dhe e fajllit të dërguar për kushte jo të mira të përhapjes

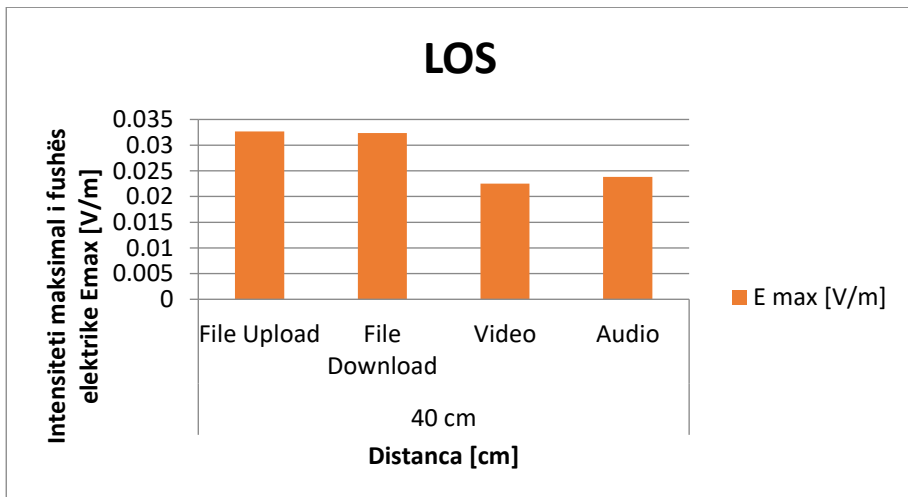


Figura 5.5. Intensiteti i fushës elektrike në afërsi të PC për kushte të mira të përhapjes

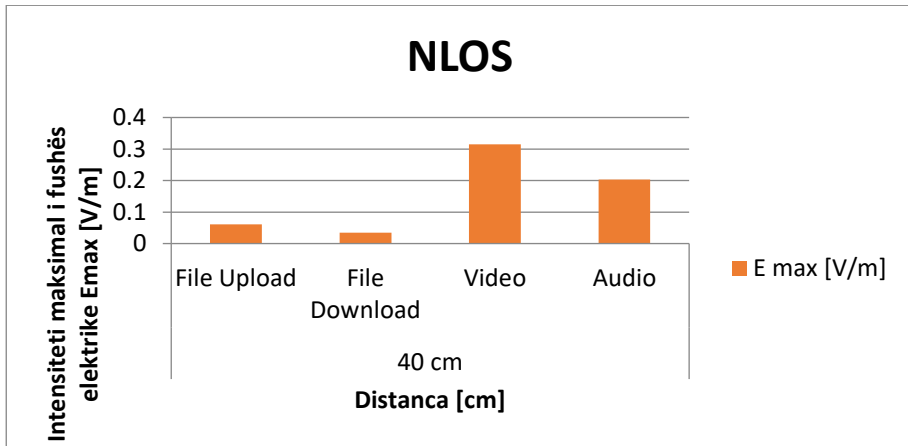


Figura 5.6. Matja e intensitetit të fushës elektrike E_{max} në afërsi të PC-së për kushte jo të mira të përhapjes

Varshmëria e intensitetit të fushës elektrike nga lloji i trafikut për kushte të ndryshme të përhapjes së sinjalit është paraqitur në figurën 5.7.

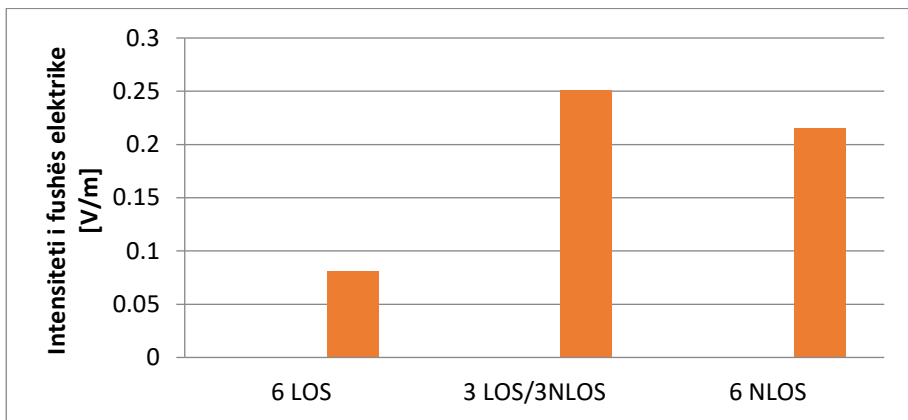


Figura 5.7. Matja e intensitetit të fushës elektrike E_{max} për kushte të ndryshme të përhapjes

Për rastin kur pajisjet janë në dhomë të njëjtë me AP vlerat e fushës elektrike janë më të ulëta për shkak të kualitetit më të mirë të sinjalit dhe shpejtësisë më të lartë të transmetimit të të dhënave.

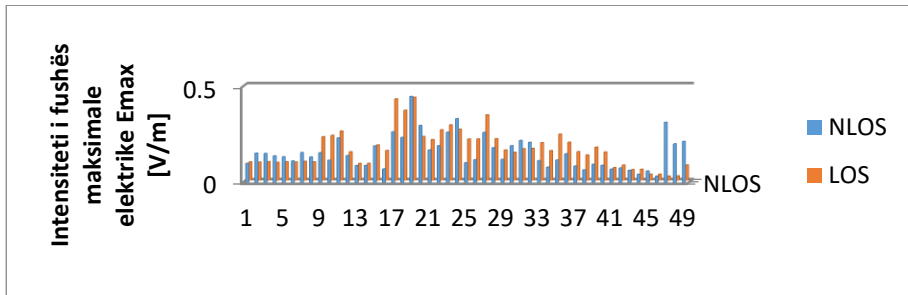


Figura 5.8. Krahasimi i nivelit të sinjalit për pozicionet LOS dhe NLOS

Për rastin kur pajisjet ndodhen në dhomë tjetër ndaj AP-së, vlerat janë më të larta për shkak të kualitetit të dobët të sinjalit i cili kërkon shpejtësi më të ulët të transmetimit. Me këtë rast rritet kohëzgjatja aktive e sinjalit Wi-Fi me nivelin e fushës elektrike të emetimit. Për rastin kur disa pajisje ndodhen në një dhomë tjetër me AP, e disa në dhomë të njëjtë, janë arritur vlerat më të larta të nivelit të ekspozimit, si rezultat i distancës së pajisjeve ndaj AP-së dhe kualitetit të dobët të sinjalit. Ky skenar duhet të përsëritet me më shumë mostra në mënyrë që të konfirmohen rezultatet e njëjta dhe pastaj të gjeneralizohen. Përfundimisht, në figurën 5.8 është paraqitur krahasimi i nivelit të fushës elektrike të emetuar, përkatësisht nivelit të sinjalit Wi-Fi për pozicionet LOS dhe NLOS.

Vlen të theksohet se rezultatet e prezantuara janë derivat i matjeve në domenin frekuencor dhe paraqesin nivelin e sinjalit Wi-Fi për rastin më të pafavorshëm të ekspozimit.

Nga analiza e të dhënave rezultatet tregojnë që numri i shfrytëzuesve të kyçur në rrjet ka rëndësinë e vet. Në këtë rast me rritjen e numrit të shfrytëzuesve rritet edhe niveli i ekspozimit. Me rastin e ngarkimit të një videoje nga vetëm një shfrytëzues niveli i matur i fushës elektrike ka qenë 0.098 V/m, kurse për gjashtë shfrytëzues është rritur në 0.2572 V/m.

Rezultatet tregojnë që në nivelin e ekspozimit ndikon jo vetëm shpejtësia e transmetimit, por edhe kushtet e përhapjes së sinjalit. Në kushte të mira të përhapjes (LOS), që nënkupton edhe shpejtësi më të lartë transmetimi, nivelet e ekspozimit janë më të ulëta, përderisa për kushte jo të mira të përhapjes së sinjalit (NLOS) arrihen vlera më të larta të fushës elektrike të regjistruara në mjediset ku operon rrjeti Wi-Fi.

Me rastin e ngarkimit të një videoje nga vetëm një shfrytëzues, për rastin LOS me AP, niveli i matur i fushës elektrike ka dalë të jetë

0.0980 V/m, kurse me rastin e ngarkimit të një videoje nga vetëm një shfrytëzues, për rastin NLOS, niveli i regjistruar i fushës është raportuar të jetë 0.152 V/m.

Ndikim në nivelin e ekspozimit ka edhe lloji i informacionit i cili shkëmbehet në rrjetet lokale pa tela.

Ndikim të rëndësishëm në nivelin e ekspozimit luan edhe distanca nga AP. Për distancën prej 40 cm ndaj AP-së vlera e regjistruar e fushës elektrike gjatë ngarkimit të një dokumenti është 0.4247 V/m, kurse për distancën prej 220 cm vlera e fushës bie në 0.06658 V/m.

Dallime janë vërejtur edhe nga pozicionimi i instrumentit matës NARDA SRM 3006 në afërsi të AP-së apo në afërsi të PC-së. Vlera më të larta janë fituar në afërsi të AP-së sesa ndaj PC-së, pasi që ekspozimi në afërsi të AP-së varet nga sinjalet e tipit *beacon*, të cilat transmetohen çdo 100 ms.

Në fund vlen të përmendet se të gjitha rezultatet e prezantuara janë fituar përmes matjeve të realizuara me analizator spektri në domenin frekuencor dhe si të tilla paraqesin vlerat maksimale të fushës elektrike të emetuar në mjediset dhe skenarët e operimit të rrjetit Wi-Fi. Për ta reflektuar ekspozimin real, rezultatet e fituara duhet të postprocesohen dhe të përlllogariten edhe faktorët korrigjues.

Po ashtu, qëllimi ka qenë të paraqiten vlerat orientuese të fushës elektrike në mjediset të ndryshme dhe patjetër duhet të vazhdohet me hulumtime të reja me më shumë skenarë eksperimentues dhe protokolle të operimit të rrjetit Wi-Fi në mjediset e brendshme. Edhe pse rezultatet e fituara tregojnë vlerat maksimale të fushës elektrike, të gjitha mostrat e regjistruara janë nën limitet e caktuara nga standardet e ICNIRP-së.

5.1 Krahasimi i nivelit të fushës elektrike të emetuar nga rrjetet Wi-Fi me fushën elektrike të emetuar nga teknologjitë tjera

Siç është theksuar në fillim të kapitullit, përcaktimi dhe vlerësimi i nivelit të fushës elektromagnetike në ambientet ku operojnë teknologjitë e ndryshme komunikuese pa tela konsiderohet si një ndër sfidat kryesore në kuadër të procesit multiparametrik të përzgjedhjes, planifikimit dhe shtrirjes së rrjeteve dhe sistemeve për komunikim që funksionojnë në brezin e radiofrekuencave. Prandaj është e domosdoshme të krahasohen nivelet e fushës elektrike të emetuar nga teknologjitë e ndryshme komunikuese pa tela. Në këtë pjesë të librit është paraqitur analiza krahasuese e nivelit të fushës elektrike të emetuar nga

teknologjitë e ndryshme komunikuese pa tela që operojnë në brezin frekuencor deri në 6 GHz. Ky kufizim analize deri në 6GHz, përkatësisht 3 GHz, është i diktuar nga dy faktorë. E para, të gjitha teknologjitë aktuale komunikuese prezente në Kosovë operojnë në këtë brez, andaj është me interes përcaktimi i rrezatimit elektromagnetik në këtë brez, dhe e dyta, instrumentacionet matëse me të cilat janë realizuar matjet vlerësojnë nivelin e fushës elektrike të emetuar mu në brezin 80MHz-6GHz.

Në pjesën e parë të kapitullit *Fusha elektromagnetike dhe njeriu* janë prezantuar konceptet e emetimit dhe përhapjes së fushës elektromagnetike në hapësirë dhe kohë, bashkëveprimi i valëve elektromagnetike me trupin e njeriut si dhe transferi i energjisë elektromagnetike nga fusha e jashtme në trupin e njeriut. Krahas analizës së kufizuar matematikore janë krahasuar edhe teknikat e metodat e mundshme për vlerësimin e nivelit të fushës elektrike të emetuar nga burimet që operojnë në brezin e radiofrekuencave.

Për ta portretizuar dhe reflektuar nivelin real të ekspozimit të përditshëm në fushën elektromagnetike të brezit 80MHz-6GHz janë prezantuar rezultatet e disa vlerësimeve eksperimentale të bazuara në matjet e realizuara në Kosovë, ku matjet janë zhvilluar me instrumentacion që matin ekspozimin personal dhe në ambiente tipike ku popullata kalon kohën. Meqenëse rezultatet e tilla paraprakisht janë botuar në revista shkencore ndërkombëtare, kjo i shton vlerë besueshmërisë së metodologjisë së hulumtimit dhe rezultateve të prezantuara. Analiza krahasuese e rezultateve tregon se nivelet më të larta të fushës elektrike në ambientet e ndryshme në Kosovë janë regjistruar nga teknologjitë GSM+ UMTS 900 (linja zbritëse) dhe rrjetet lokale pa tela Wi-Fi 2G. Në mjediset tipike në Kosovë ku njerëzit banojnë dhe punojnë, vlerat e dendësisë së fluksit elektromagnetik janë më të ulëta se 1mW/m^2 , ndërsa mesataret e intensitetit të fushës elektrike, për teknologji, janë më të ulëta se 0.3 V/m edhe pse në raste të caktuara gjatë matjeve janë evidentuar skenarë të ekspozimit ku vlerat e regjistruara kanë qenë mbi limitin e instrumentacionit matës, pra më të larta se 5 V/m . Nga krahasimi i ekspozimit personal në ambiente me shumë pajisje teknologjike del se ekspozimi personal i punonjësve nuk dallon shumë në ditët e punës krahasuar me ditët e vikendit. Të gjitha rezultatet e mostrave të ekspozimit personal në fushën elektrike të emetuar nga teknologjitë e ndryshme komunikuese si: GSM, LTE, Wi-Fi, DECT etj. pavarësisht me cilat metoda statistikore janë post procesuar kanë dalë të jenë

të krahasueshme me nivelet e raportuara për shtetet tjera dhe nën limitet e rekomanduara nga ICNIRP.

Me qëllim për ta vlerësuar dhe krahasuar nivelin e fushës elektrike të emetuar nga antenat e stacioneve bazë të sistemeve celulare 2G, 3G dhe 4G janë prezantuar rezultatet e matjeve të realizuara me analizator spektri, në rrethinën e antenave, në një numër të konsiderueshëm të lokacioneve. Niveli i rrezatimit i shkaktuar nga antenat e sistemit GSM në njërën ndër lagjet më të urbanizuara në Kosovë, në Ulpianë të Prishtinës, ka rezultuar të jetë më i ulët se limitet e lejuara me standardet ndërkombëtare, ku vlera maksimale e fituar për nivelin e intensitetit të fushës elektrike mesatare ka dalë të jetë 5.04 V/m, ndërsa rezultatet e fituara për distancën e sigurisë nga antenat me fuqi maksimale të rrezatimit për sistemet e shqyrtuara janë përlogaritur të jenë nga 2.86 deri në 6.39 m.

Vlerat minimale për dendësinë e fuqisë së sinjalit LTE, pas procesimit të mostrave të fushës elektrike, të analizuara për 21 antena transmetuese janë evidentuar për pozicionet NLOS, ndërsa vlera maksimale është regjistruar në mjediset e jashtme në pozicione LOS dhe ka dalë të jetë 96.75 mW/m². Vlera mesatare e dendësisë së fuqisë së sinjalit LTE në ambientet urbane në Kosovë lëviz në brezin prej 0.7 mW/m² deri në 6.07 mW/m². Vlera mesatare e llogaritur e nivelit të fushës elektrike të sinjalit LTE në mjediset e jashtme është 0.5 V/m, kurse për ato të brendshme 0.18 V/m.

Nga analiza krahasuese e nivelit të fushës elektrike dhe dendësisë së fuqisë së fluksit elektromagnetik të emetuar nga transmetuesit e sistemeve celulare 2G, 3G dhe 4G, në mjediset urbane në Kosovë del se vlera minimale e regjistruar e fushës elektrike është 0.01 mV/m dhe është marrë gjatë operimit të teknologjisë GSM 1800 dhe UMTS. Vlera maksimale e fushës elektrike është 2.82 V/m dhe është evidentuar gjatë përdorimit të teknologjisë GSM 900. Nga analiza e faktorëve të ekspozimit shihet se vlerat më të larta fitohen për GSM 900, ndërsa vlera më të ulta të faktorëve të ekspozimit janë fituar për GSM 1800 dhe LTE.

Kontributi i dendësisë së fuqisë për teknologji në raport me dendësinë totale për sistemet celulare sillet nga 11.61% për teknologjinë LTE deri në 58.15% për teknologjinë GSM 900. Vlen të theksohet se këto vlera pasqyrohen nga hulumtimet e realizuara para vitit 2018, andaj kontributi i teknologjive të ndryshme në fluksin elektromagnetik në ambiente të ndryshme mund të ketë ndryshuar në ndërkohë.

Edhe pse kontribuesit kryesor në ndotje elektromagnetike kanë dalë të jenë sistemet celulare dhe rrjetet lokale pa tela, për shkak të

fuqisë transmetuese dhe për ta krahasuar nivelin e ekspozimit para dhe pas kalimit në TV transmetimet digjitale, janë analizuar vlerat e fushë elektrike të emetuara nga TV transmetuesit që operojnë në brezin UHF. Për pjesën më të madhe të kanaleve dhe lokacioneve ku janë realizuar matjet vlera e intensitetit të fushës elektrike sillet 70-80 dB μ V/m. Vlera më e lartë e fushës elektrike në mjediset urbane është regjistruar të jetë 102.73 dBmV/m e matur në lartësi të konsiderueshme nga toka. Përderisa te ambientet e hapura niveli i fushës elektrike mbetet i koncentruar në rangun 70-80 dB μ V/m tek ambientet e mbyllura për shkak të pengesave niveli bie në 70-75 dB μ V/m. Rezultatet e fituara për nivelin e fushës së emtuar nga TV transmetuesit në Kosovë janë të krahasueshme me rezultatet e vendeve fqinje dhe evropiane, si dhe nën rekomandimet e ICNIRP-së për brezin UHF.

Për shkak të natyrës gjysmëstokastike të sinjalit Wi-Fi ngelet sfiduese përcaktimi real i nivelit të fushës elektrike të emtuar nga operimi i pajisjeve të këtyre rrjeteve. Duke analizuar rezultatet e fituara nga skenarët e ndryshëm eksperimentues me 1 apo më shumë shfrytëzues, në kushte LOS/NLOS të përhapjes, në varësi nga lloji i trafikut: zë, të dhëna, video, trafik multimedial përfundohet se në nivelin e ekspozimit ndikon jo vetëm shpejtësia e transmetimit, por edhe kushtet e përhapjes së sinjalit. Në kushte të mira të përhapjes, që nënkupton edhe shpejtësi më të lartë transmetimi, nivelet e ekspozimit janë më të ulëta, ndërsa për kushte jo të mira të përhapjes së sinjalit Wi-Fi arrihen vlera më të larta të nivelit të fushës elektrike. Ndikim në nivelin e ekspozimit ka edhe lloji i informacionit i cili shkëmbehet në rrjetet lokale pa tela. Me rastin e ngarkimit të një videoje nga vetëm një shfrytëzues, për pozicionin LOS, niveli i matur i fushës elektrike ka qenë 0.098 V/m, kurse me rastin e ngarkimit të një videoje nga vetëm një shfrytëzues, për rastin me pamje NLOS, niveli i regjistruar ka dalë të jetë 0.15 V/m.

Për ngarkimin e një dokumenti me të dhëna, për rastin e pozicionit LOS niveli i matur i fushës ka dalë të jetë 0.09 V/m, kurse për pozicione NLOS 0.1 V/m. Ndikim të rëndësishëm në nivelin e ekspozimit luan edhe distanca nga nyjat e qasjes. Për distancën prej 40 cm ndaj AP-së, vlera e ekspozimit me rastin e ngarkimit të një dokumenti është 0.42 V/m, kurse për distancën prej 220 cm vlera ka rënë në 0.06V/m. Për të gjitha skenarët e trajtuar vlerat maksimale të fushës elektrike nuk tejkalojnë vlerën 0.5 V/m.

Të gjitha rezultatet e fituara pas analizës krahasuese të nivelit të fushës elektrike të emtuar nga sistemet e rrjetet komunikuese pa tela

që operojnë deri në brezin 3 GHz dalin të jenë nën limitet e standardeve të ICNIRP-së.

5.2. Kahet për hulumtime të reja në këtë fushë

Në fund vlen të theksohen kufizimet e metodologjive dhe rezultateve të prezantuara dhe, bazuar në to, të jepen rekomandime për hulumtime të reja në këtë fushë. Rezultatet e prezantuara në këtë kapitull janë të bazuara vetëm në dozimetrinë incidente, pra në fushën elektrike incidente të emetuar nga burimet e radiofrekuencave pa dhënë informacione shtesë për vlerat e SAR apo të madhësive tjera të induktuara brenda trupit të njeriut si pasojë e ekspozimit në fushën incidente, andaj rekomandohet që bazuar në këto rezultate të fushës incidente të vazhdohen hulumtimet që lidhen me përcaktimin e SAR për teknologji dhe skenarë të caktuar të ekspozimit.

Rezultatet e prezantuara janë të bazuara në hulumtimet e zhvilluara kryesisht deri në vitin 2018, andaj rekomandohet që të përsëriten matjet e nivelit të fushës elektrike në ambiente të ndryshme për ta derivuar matricën e përditësuar të ekspozimit dhe për ta përcaktuar shkallën e kontributit të teknologjive komunikuese në fluksin e gjithmbarshëm elektromagnetik në lokacionet gjegjëse.

Duke u mbështetur në rezultatet e derivuara nga numri milionësh i matjeve të fushës elektrike, mund të zhvillohet një algoritëm dhe kod softuerik, që bazuar në inputet për llojin e teknologjisë prezentë dhe llojin e ambientit të gjeneron nivelin e fushës elektrike pa pasur nevojë për matje specifike.

Rezultatet e dhëna janë të bazuara në vlerësimin shkencor të nivelit të fushës elektrike të emetuar nga rrjetet dhe sistemet komunikuese pa tela të gjeneratave 2G, 3G dhe 4G dhe nga teknologjitë e tjera që operojnë me valë të frekuencës deri në 3 GHz. Si prioritet i parë për fokusimin e hulumtimeve të reja në këtë kohë pandemie rekomandohet të jetë vlerësimi shkencor i bashkëveprimit të valëve elektromagnetike të 5G me trupin e njeriut, çështje e cila ka tërhequr vëmendjen e opinionit botëror në kohët e fundit.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Furse, C., Christensen, D. A., Durney, C. H., & Nagel, J. (2018). *Basic introduction to bioelectromagnetics*. CRC press.
- [2] B. Golemi, R. Miho, *Vala, celulari dhe shëndeti*, Tiranë, 2007
- [3] Ulaby, F. T., Michielssen, E., & Ravaioli, U. (2010). Fundamentals of applied electromagnetics 6e. *Boston, Massachusetts: Prentice Hall*.
- [4] Vorst AV, Rosen A, *RF/Microwave Interaction with Biological Tissues*, Kotsuka Y, 2006.
- [5] R. Habash, *Electromagnetic Fields and Radiation*, New York, 2002.
- [6] M. Ibrani, *Hyrje në bioelektromagnetikë*, Prishtinë, 2021.
- [7] *Compilation of Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies*, Camelia Gabriel and Sami Gabriel, 1997 <http://niremf.ifac.cnr.it/docs/DIELECTRIC/Report.html>.
- [8] Ibrani, M., Ahma, L., Hamiti, E., & Haxhibeqiri, J. (2011). Derivation of electromagnetic properties of child biological tissues at radio frequencies. *Progress In Electromagnetics Research*, 25, 87-100.
- [9] Gabriel, C., & Peyman, A. (2018). Dielectric properties of biological tissues; variation with age. *Conn's Handbook of Models for Human Aging*, 939-952.
- [10] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection. (1998). Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz). *Health physics*, 74(4), 494-522.
- [11] Kühn, S., & Kuster, N. (2012). Field evaluation of the human exposure from multiband, multisystem mobile phones. *IEEE transactions on electromagnetic compatibility*, 55(2), 275-287.
- [12] Bamba, A., Joseph, W., Andersen, J. B., Tanghe, E., Vermeeren, G., Plets, D., ... & Martens, L. (2012). Experimental assessment of specific absorption rate using room electromagnetics. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 54(4), 747-757.
- [13] de Miguel-Bilbao, S., García, J., Ramos, V., & Blas, J. (2015). Assessment of human body influence on exposure measurements of electric field in indoor enclosures. *Bioelectromagnetics*, 36(2), 118-132.
- [14] Gajšek, P., Ravazzani, P., Wiart, J., Grellier, J., Samaras, T., & Thuróczy, G. (2015). Electromagnetic field exposure assessment in Europe radiofrequency fields (10 MHz–6 GHz). *Journal of exposure science & environmental epidemiology*, 25(1), 37-44.
- [15] Ibrani, M., Hamiti, E., Ahma, L., Halili, R., Shala, V., & Berisha, D. (2017). Narrowband frequency-selective up-link and down-link evaluation of daily personal-exposure induced by wireless operating networks. *Wireless Networks*, 23(4), 1191-1200.

- [16] Ibrani, M., Hamiti, E., Ahma, L., & Berisha, D. (2016). Frequency-selective evaluation of personal exposure to electromagnetic fields of wireless communications and broadcast transmitters. *Wireless Personal Communications*, 90(3), 1355-1367.
- [17] Ibrani, M., Hamiti, E., Ahma, L., & Shala, B. (2016). Assessment of personal radio frequency electromagnetic field exposure in specific indoor workplaces and possible worst-case scenarios. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 70(6), 808-813.
- [18] Hamiti, E., Ibrani, M., Ahma, L., Shala, V., & Halili, R. (2016). Comparative analysis of electromagnetic field exposure levels and determination of the minimum safe distances from mobile-phone base stations in urban areas. *Progress In Electromagnetics Research*, 50, 117-128.
- [19] Ibrani, M., Hamiti, E., Ahma, L., Halili, R., & Dobruna, J. (2017, June). In-situ experimental evaluation of LTE downlink signal levels in vicinity of base transceiver stations in urban area. In *2017 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom)* (pp. 1-5). IEEE.
- [20] Ch. Bornkessel, "Immission measurements in the vicinity of LTE basè stations", 2013. Technical notes.
- [21] J. Dobruna, *Vlerësimi eksperimental i nivelit të sinjalit LTE në rrethinën e antenave të stacioneve bazë në zonat urbane*. Punim diplome master, 2016.
- [22] B. Dragusha, *Analizë krahasuese e niveleve të fushës elektromagnetike të stacioneve bazë të sistemeve celulare GSM , UMTS dhe LTE*. Punim diplome master, 2017.
- [23] Ibrani, M., Hamiti, E., Ahma, L., Halili, R., & Dragusha, B. (2017, June). Comparative analysis of downlink signal levels emitted by GSM 900, GSM 1800, UMTS, and LTE base stations. In *2017 16th Annual Mediterranean Ad Hoc Networking Workshop (Med-Hoc-Net)* (pp. 1-5). IEEE.
- [24] Ibrani, M., & Mekuli, A. (2019, May). Experimental assessment of electric field levels emitted by UHF TV broadcasters. In *2019 42nd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO)* (pp. 486-490). IEEE.
- [25] E. Spahiu, *Analizë krahasuese e nivelit të fushës elektrike dhe spektrit të lirë para dhe pas kalimit në TV transmetime digjitale*, Punim diplome master, 2020.
- [26] Bechet, P., Miclaus, S., Stratakis, D., & Miaoudakis, A. (2014, October). Electromagnetic field strength distribution in Wi-Fi signals covered areas: An experimental analysis of the variables that influence the exposure levels. In *2014 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE)* (pp. 466-470). IEEE.
- [27] N. Fejza, *Vlerësimi eksperimental i nivelit të sinjalit Wi-Fi në mjedise të brendshme*. Punim diplome master, 2018.
- [28] Ibrani, M., Halili, R., Ahma, L., Hamiti, E., Fejza, N., & Berisha, D. (2018, October). Experimental assessment of wi-fi signal levels in indoor environments. In *2018 18th Mediterranean Microwave Symposium*.

ZANA LIMANI-FAZLIU
MYZAFERE LIMANI

PLANIFIKIMI I RESURSEVE NË RRJETAT PA TELA NË
FREKUENCAT NËN 6 GHZ DHE NË BREZIN 24 – 100
GHZ

1. RRJETET CELULARE TË GJENERATAVE TË REJA

Një nga sfidat kryesore me të cilën ballafaqohen rrjetet e sotme celulare është rritja eksponenciale e kërkesës për transmetim të të dhënave, e cila është theksuar sidomos viteve të fundit, me përhapjen e gjerë të pajisjeve të mençura dhe përdorimin masiv të tyre nga shfrytëzuesit e këtyre rrjeteve. Sa i përket infrastrukturës aktuale të rrjeteve celulare, është e qartë se rrjetet janë duke operuar në kufijtë operacionalë si për nga kapaciteti i transmetimit, ashtu edhe nga aspekti i mbulueshmërisë. Në gjendjen në të cilën janë rrjetet e sotme dhe këtu fjala është për gjeneratat 4 e më poshtë, vështirë është të mendohet se mund të adaptohen për nevojat e shfrytëzuesve të sotëm. Thjesht, këto rrjete nuk ofrojnë nivel të fleksibilitetit që kërkohet nga to për t'iu përshtatur nevojave gjithmonë në evoluim të shfrytëzuesve sjellja e të cilëve është bërë shumë e larmishme si rrjedhojë e gamës së gjerë të aplikacioneve që ofrohen nga pajisjet e mençura si telefonat *smart*, tabletat, kompjuterët, televizorët *smart* e sensorët e ndryshëm IoT.

Sipas raportit periodik të publikuar nga Cisco, që monitoron trendet në rrjete pa tela dhe shfrytëzim të internetit, të njohur si Indeksi Vizual i Rrjetit (*Visual Networking Index*) [1], trafiku i të dhënave në rrjetet celulare ka pësuar rritje rreth 58% nga viti 2017 në vitin 2018, siç shihet në figurën 1.1. Vlen të theksohet se trafiku i vitit 2018 ka tejkaluar edhe vlerat e parashikuara në raportin e kaluar VNI të Cisco-s përreth 27%. Sipas parashikimeve të Cisco-s ky trend nuk pritet të stagnojë dhe deri në vitin 2022 pritet të ketë trafik prej 77 eksabajtëve për muaj, me një ritëm vjetor të rritjes prej 46%.

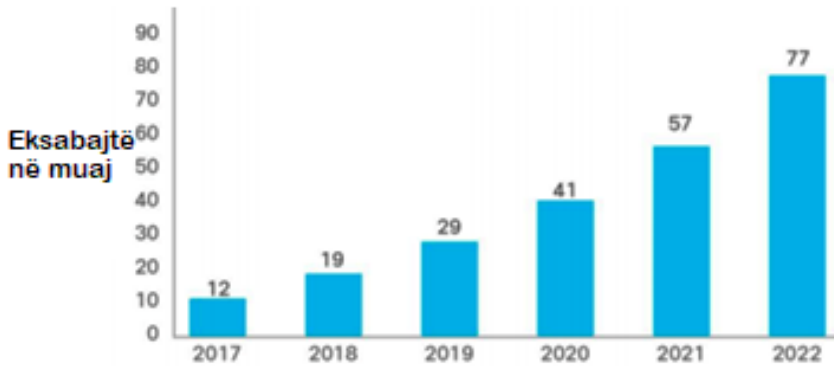


Figura 1.1. Trendi i parashikuar nga Cisco për trafikun mujor të të dhënave në rrjetet celulare [1]



Figura 1.2. Trendi i parashikuar nga Cisco për trafikun mujor të të dhënave në rrjetet celulare, sipas llojit të të dhënave [1]

Përveç kësaj, siç shihet nga figura 1.2., trafiku i llojit video po bëhet gjithnjë e më i popullarizuar; ky lloj i trafikut përfaqëson më shumë se gjysmën e trafikut në 2017, ndërsa pritet të përfaqësojë më shumë se 79% të trafikut deri në vitin 2022. Kjo ka implikime edhe në shpejtësinë e transmetimit që rrjetet në të ardhmen duhet të ofrojnë, pasi që dihet se transmetimi i videove kërkon shpejtësi më të larta për shkak se ka tolerancë të ulët në vonesa.

Për më tepër, siç është përmendur në [1], kërkesa për të dhëna të llojit video, ndryshe nga llojet e tjera të trafikut, ka tendencë të ndodhë

gjatë orëve të "pikut" të trafikut, kur rrjeti veç është i mbingarkuar. Për të shmangur këtë "krizë të kapacitetit" në të ardhmen e afërt, studiuesit e ndryshëm kanë propozuar disa strategji, duke prezantuar teknologji të reja dhe duke përmirësuar më tej ato të vjetrat, të cilat do t'i diskutojmë më tutje në këtë punim.

Një strategji, e cila veç ka filluar të implementohet në rrjetet e avancuara 4G (LTE-A), është shtrirja e rrjeteve të dendura heterogjene, të quajtura shkurt HetNete. Dendësimi i rrjetit, duke mbishtruar celula të vogla mbi makrocelulën tradicionale, shihet si hap fillestar në krijimin e kushteve për t'u përballur me rritjen e pritur në kërkesën për transmetim të të dhënave. Për ma tepër rrjetet priten të jenë më heterogjene për t'iu mundësuar përdoruesve qasje në shërbime përmes pikave të ndryshme të qasjes (shkurt pikë qasje apo PQ), përveç atyre tradicionale siç janë makrostacionet bazë, për shembull përmes pikave WiFi, celulave të vogla (mikro, piko dhe femto celulave), madje edhe përdoruesve tjerë kur lejohen komunikimet direkte mes përdoruesve (D2D) [2]. Kjo strategji premtan rritje të kapacitetit, por edhe të mbulueshmërisë duke e zvogëluar hendekun mes përdoruesve dhe qasjes në rrjet [3].

Në të ardhmen e afërt pritet që rrjetet celulare do të zgjerojnë frekuencat operuese për të përfshirë edhe valët milimetrike. Integrimi i komunikimeve në valë milimetrike në rrjetet celulare do të jetë sfidë në vete, sidomos nga aspekti teknik, pasi që dihet që në këto valë, kushtet e përhapjes së valëve elektromagnetike janë shumë më të ashpra. Megjithatë, ekziston një konsensus në komunitetin hulumtues [4] se përfitimet nga kjo teknologji, siç janë rritja e konsiderueshme e gjerësisë së brezit frekuencor, arsyetojnë kostot e tejkalimit të këtyre sfidave teknike.

Një nga problemet më serioze aktualisht, siç është e njohur, është mungesa e pjesëve të vazhdueshme të spektrit frekuencor që do të mund të akomodonin shpejtësitë e larta të transmetimit. Një nga teknologjitë e propozuara për të trajtuar këtë problem është edhe Agregimi i Bartësve (*Carrier Aggregation*, CA). Kjo teknologji i mundëson rrjetit përdorimin e disa komponentëve bartës (CC) për të ofruar gjerësi të brezit deri në 100 MHz në 4G dhe deri 6 GHz në 5G. Komponentët individualë bartës mund të jenë të gjerësive të ndryshme, e çka është më e rëndësishme mund t'i takojnë brezeve të ndryshme frekuencore (p.sh., 800 MHz, 1.8 GHz, 2.6 GHz) [5].

Ndonëse dy teknologjitë e përmendura priten të përmirësojnë dukshëm performancën e rrjetit, ato do të përcillen me disa sfida teknike

që duhet të tejkalohen për të garantuar shfrytëzim maksimal të potencialit të tyre. Një ndër problemet më të theksuara pritet të jetë interferenca e ndjeshme midis shtresave dhe midis celulare, që do të paraqitet si pasojë e ripërdorimit intensiv të frekuencës në celula fqinje dhe mbimbuluese. Duke pasur parasysh që spektri frekuencor është resurs në mungesë, rrjetet e ardhshme celulare pritet të operojnë me faktor 1 të ripërdorimit të frekuencës, që do të thotë se të gjitha pikat transmetuese apo PQ-të, cilatdo të jenë ato, do të përdorin të njëjtat resurse frekuencore.

Në raste të tilla interferenca mund të jetë aq e ashpër sa të pamundësojë komunikimin, apo të çungojë ndjeshëm kapacitetin e sistemit. Menaxhimi me kujdes i interferencës ndërshtresore dhe ndërcelulare është i rëndësishëm thelbësor në rrjete të tilla. Madje teknika të shumta për zbutjen e interferencës janë propozuar edhe për rrjetet 4G, siç janë Koordinimi i Interferencës Inter-Celulare (ICIC) dhe ICIC i avancuar (eICIC) dhe janë bërë pjesë e specifikacioneve teknike të 3GPP¹. Mirëpo këto teknika nuk marrin parasysh teknologjitë e avancuara siç janë agregimi i bartësve (CA) dhe komunikimet direkte mes pajisjeve (D2D). Lidhjet D2D për shembull janë rrezeshkurta dhe si të tilla kanë potencial të madh të ripërdorimit të frekuencës, por disponueshmëria e tyre mund të ndryshojë shpejt për shkak të mobilitetit të përdoruesve. Ndërsa sa i përket CA, meqë komponentët e agreguara mund t'ia takojnë brezeve të ndryshme frekuencore, mbulueshmëria e tyre do të dallojë, që do të thotë edhe efekti i tyre interferues do të dallojë për shkak të karakteristikave të ndryshme të përhapjes së valëve.

Mirëpo në vend se të trajtohet si pengesë, ky diversitet në mbulueshmëri mund të shfrytëzohet për të zbutur efektin e interferencës ose gjatë alokimit dhe ndarjes së resurseve nga rrjeti, ose duke aplikuar zgjidhje të mençura për konfigurim dinamik të fuqisë transmetuese të komponentëve bartës [6]. Në kapitullin e ardhshëm do të fokusohemi në propozimin e dytë, pra në mitigimin e interferencës përmes përcaktimit të mençur të fuqisë transmetuese në rrjete shumështrësore me agregim të bartësve. Në këto rrjete do të shfrytëzohet diversiteti i ofruar nga komponentët e ndryshëm bartës që agregohen për të realizuar alokim të resurseve në mënyrën që merr në konsideratë interferencën e shkaktuar, por edhe garanton ndarje të drejtë të tyre si për përdoruesit

¹ 3GPP është konzorcium i disa organizatave standardizuese që merret me standardizimin dhe përgatitjen e specifikacioneve teknike për rrjetet telekomunikuese mobile.

me pajisje të avancuara, ashtu edhe për ata me pajisje të gjeneratave të vjetra.

1.1. Teknologjia e qasjes në radio 5G (5G RAT)

Shumica e rrjeteve celulare në ditët e sotme ofrojnë shërbime të gjeneratës së katërt të telefonisë mobile. Gjenerata 4, e njohur shkurt si 4G, ka filluar të shtrihet në fund të viteve 2000 dhe tani për tani është teknologjia dominante në treg. Rruga deri në pikën ku jemi sot ka nisur në fillim të viteve 1980 kur rrjetet e para telefonike mobile filluan të paraqiteshin në disa prej vendeve të zhvilluara të botës. Këto rrjete, sot të njohura si gjenerata e parë e telefonisë mobile, ishin kryesisht të bazuara në transmetim analog të zërit dhe teknologjitë dallonin varësisht nga rajoni. Për shembull në Amerikën e Veriut u paraqit teknologjia AMPS (*Advanced Mobile Phone System*), në vendet nordike u paraqit NMT (*Nordic Mobile Telephony*), ndërsa TACS (*Total Access Communication System*) u përdor në Mbretërinë e Bashkuar. Ndonëse këto teknologji ishin të kufizuara në transmetimin e zërit, për herë të parë mundësuan shfrytëzimin e telefonisë mobile nga popullata e gjerë.

Gjeneratë e dytë e telefonisë mobile, e cila filloi të shfaqet në fillim të viteve të 90-të, ishte gjenerata e parë e bazuar në transmetim digjital përmes radiolidhjes. Ndonëse ende fokusi ishte në transmetimin e zërit, transmetimi digjital lejonte edhe transmetim të të dhënave, ndonëse në mënyrë mjaft të kufizuar. Në fillim ishin disa teknologji që u paraqitën njëkohësisht, siç ishte GSM (*Global System for Mobile Communication*) në Evropë, D-AMPS (*Digital AMPS*) në Amerikën Veriore dhe PDC (*Personal Digital Cellular*) në Japoni. Më vonë u paraqit edhe teknologjia e parë e bazuar në Qasjen e Shumëfishtë me Ndarje të Kodeve (CDMA) e njohur si IS-95, kryesisht në Amerikë. Megjithatë, me kalimin e viteve ishte teknologjia GSM që pati shtrirje më të gjerë dhe u shpërnda edhe në vende jashtë Evropës, duke e shndërruar kështu telefoninë mobile në një metodë të pazëvendësueshme komunikimi. Për herë të parë qasja në shërbime të telefonisë mobile u mundësua për një pjesë të madhe të popullsisë botërore dhe në shumë vende të botës GSM vazhdon të jetë teknologjia mbizotëruese, e nganjëherë e vetme në dispozicion.

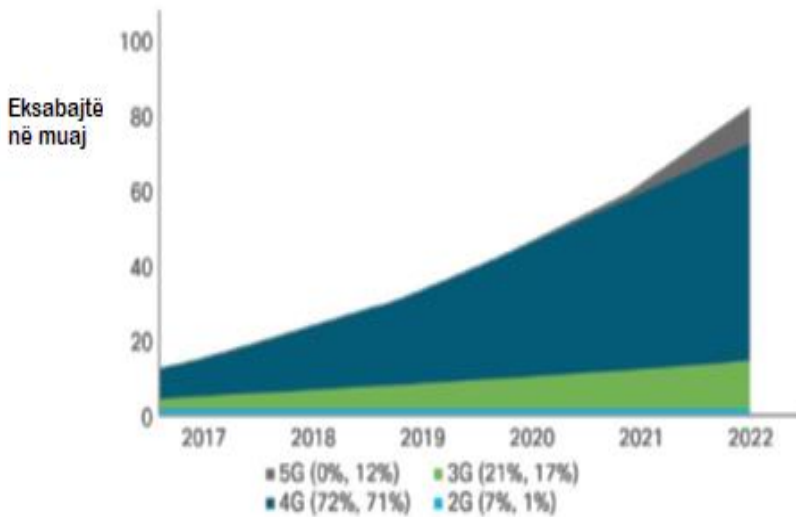


Figura 1.3. Trafiku mujor i të dhënave dhe parashikimet sipas gjeneratave [1]

Fillimi i viteve 2000 solli gjeneratën e tretë të telefonisë mobile, shkurt të quajtur 3G, që për herë të parë mundësonte qasje të shpejtë në internet përmes rrjeteve celulare përmes teknologjisë HSPA (*High Speed Packet Access*). Gjenerata e katërt, përfaqësuar kryesisht nga teknologjia LTE (*Long Term Evolution*), e cila ka depërtuar në treg në fillim të viteve 2010 avancoi më tej teknologjitë e prezantuara në 3G. Në këtë gjeneratë hapësirë e madhe ju dha transmetimit të të dhënave përmes teknikave të bazuara në OFDM, duke mundësuar kështu shfrytëzim më efikas të brezit frekuencor, shpejtësi më të mëdha dhe mundësi të zbatimit të teknologjive shumantenash. Për më tepër, për herë të parë u mundësua komunikimi me ndarje kohore (TDD) dhe frekuencore (FDD). Kështu LTE u shndërrua pothuajse në teknologjinë e vetme të telefonisë mobile në nivel global. Nga ajo kohë 4G shpejt u shndërrua në teknologjinë dominante në treg, siç shihet nga figura 1.3., që tregon se 4G ishte përgjegjëse për 72% të trafikut në vitin 2017. Me ardhjen në treg të gjeneratës së pestë nuk pritet që kjo përqindje të ndryshojë shumë në 5 vitet e ardhshme.

Gjenerata e 5-të (5G) në anën tjetër është ende në fazën e hulumtimeve, të cilat kanë filluar rreth vitit 2012, ndonëse operatorët e telefonive nëpër botë kanë filluar me shtrirje testuese të rrjeteve 5G në disa vende [7], si p. sh. në SHBA, Kore të Veriut, Bashkimin Evropian

etj. Ndonëse shpesh kur flitet për 5G nënkuptohet se fjala është për teknologjinë e re të qasjes në radio (RAT), e cila shkurt njihet si 5G NR (Radio e re, ang. *New Radio*), 5G është më gjithëpërfshirëse dhe i referohet një game të gjerë të shërbimeve dhe sistemeve që pritet të funksionalizohen në rrjetet e ardhshme. Për një përshkrim më të detajuar mbi teknologjinë 5G lexuesi inkurajohet të lexojë [8].

1.1.1. Kërkesat teknike për rrjetet 5G

Ndonëse, siç u tha, 5G është ende në fazën e hulumtimeve, disa prej kërkesave teknike që rrjetet 5G duhet të përmbushin janë definuar qysh në fazat fillestare [3], [9] dhe disa më karakteristike janë rreshtuar në vazhdim e ato janë:

- Mbështetje teknike për shpejtësi ndjeshëm më të larta të transmetimit. 5G pritet të ofrojë shpejtësi prej 10 Gbps ose më lart, që i bie shpejtësi të agreguar 1000x më të lartë se 4G dhe rreth 100x më të lartë në kufi të celulare [3].

- Vonesa shumë më të reduktuara, në rangun e ~ 1 ms. Duke pasur parasysh se 5G do të përdoret edhe për aplikacione të realitetit virtual, lojëra online dydrejtimesh dhe të ashtuquajturin internet të prekshëm (ang. *tactile internet*) vonesat në transmetim dhe përgjigje duhet të jenë të papërceptueshme për përdoruesin e fundit.

- Më shumë brez frekuencor për të akomoduar shpejtësitë e larta të transmetimit. Duke qenë se brezi i licencuar është mbingarkuar, do të jetë e paevitueshme zgjerimi në brezat e papërdorura deri më tani për komunikime pa tela, siç janë valët milimetrike. Këtu do të ndihmojë shumë edhe teknologjia e agregimit të bartësve, që do të lejojë shfrytëzimin simultan të komponentëve të ndryshëm bartës.

- Efikasiteti i energjisë. Rrjetet e të ardhmes duhet patjetër të jenë të gjelbra dhe efikase në shfrytëzim të energjisë. Ky aspekt do të jetë kyç sidomos sa i përket qëndrueshmërisë së tyre, kur kemi parasysh nivelin e lartë të densifikimit të pikave të transmetimit.

Duke qenë se pajisjet e mençura janë bërë omniprezente, pritshmëritë e përdoruesve të fundit janë rritur sidomos sa i përket ofrimit të shërbimit të qasjes në internet në çdo kohë e cep të botës. Prandaj rrjetet në të ardhmen pritet të ofrojnë mbulueshmëri të plotë, por duke ofruar mundësi të qasjes edhe për pajisje të vjetra. Prandaj është e qartë se për të plotësuar gjitha kërkesat e lartshënuara nevojitet një rindërtim drastik i rrjeteve ekzistuese.

Nga aspekti i arkitekturës rrjetet do të jenë të dendura, shumë-shtresore dhe heterogjene. Nga aspekti teknik teknologjitë e avancuara si MIMO, transmetimi i koordinuar shumëpikësh (CoMP) dhe agregimi i bartësve pritet të rrisin dukshëm efikasitetin spektral. Sa i përket shtresës fizike integrimi i valëve milimetrike do të jetë sfida kryesore. Në kapitullin II do të shpjegojmë në detaje disa nga këto teknologji të avancuara.

1.2. Arkitektura e sistemeve 5G

Ndonëse teknologjia LTE u tregua shumë e suksesshme, pas më shumë se 10 viteve punë në zhvillimin e saj dhe versionit të avancuar LTE-A u pa se ishte thjesht e pamundur të përmbusheshin kërkesat e lartcekura duke mbindërtuar mbi këtë teknologji. Për të mundësuar zhvillimin e teknologjive të reja, 3GPP inicioi zhvillimin e një teknologjie të re për qasje në radio (RAT) të njohur si *radio e re* apo shkurtimisht NR. Puna në këtë teknologji të re filloi në vitin 2015, ndërsa versionet e para të specifikacioneve u lëshuan në fund të vitit 2017.

Paralelisht, 3GPP ka filluar të punojë edhe në ristrukturimin e gjithë arkitekturës, duke përfshirë këtu edhe Rrjetin për Qasje në Radio (*Radio Access Network*, RAN) dhe Rrjetin Bërthamë (*Core Network*, CN).

Arkitektura e sistemit 5G është e ndarë në bazë funksionale në dy pjesë kryesore: RAN dhe CN. RAN është pjesa që është përgjegjëse për të gjitha funksionet që kanë të bëjnë me radio dhe qasje në radio, siç mund të jenë alokimi dhe përcaktimi i radioresurseve, protokollet e ritransmetimit, kodimi dhe skemat shumantenëshe. Pjesa e rrjetit bërthamë (CN) është përgjegjëse për funksionet tjera që nuk kanë të bëjnë me radio, por që janë të nevojshme për të ofruar shërbim të plotë nga rrjeti. Funksionet e tilla janë për shembull autentifikimi, tarifimi, konfigurimi i lidhjeve fundore etj. Ndarja e këtyre funksioneve nga pjesa e qasjes në radio mundëson integrimin e teknologjive të ndryshme të qasjes në rrjet dhe mbështetjen e tyre nga i njëjti rrjet bërthamë.

Aktualisht teknologjia 5G NR mund të lidhet me rrjetin bërthamë të LTE, e ashtuquajtur *Evolved Packet Core* ose EPC shkurt. Ky mod i operimit njihet si modi jo i pavarur (ang. *non-standalone*, NSA), ku rrjeti LTE EPC kryen disa funksione siç është konfigurimi i lidhjes për 5G NR. 5G NR operon edhe në modin SA (ang. *Standalone*), që nënkupton se RAN-i shërbehet nga 5G CN, e cila mund t'i shërbejë

edhe rrjetet LTE njëkohësisht. Kjo do të mundësojë një tranzicion shumë më të lehtë nga 4G në 5G, për dallim nga tranzicioni 3G në 4G, i cili ishte mjaft i ngadalshëm pikërisht pse RAN-i i 4G nuk ishte kompatibil me rrjetin bërthamë të 3G-së.

1.2.1 Rrjeti bërthamë 5G

Rrjeti bërthamë 5G është i ndërtuar mbi tri parime kryesore: arkitekturë të bazuar në shërbim, mbështetje për ndarje të rrjetit (*slicing*) dhe ndarje midis rrafshit të kontrollit dhe përdoruesit.

Arkitektura e bazuar në shërbim është themeli i rrjetit bërthamë 5G dhe nënkupton që rrjeti është i orientuar kah ofrimi i shërbimeve dhe funksionaliteteve e jo kah nyjet e veçanta të rrjetit. Ky evoluim është mjaft i natyrshëm, pasi që rrjeti bërthamë i rrjeteve të sotme tani më është mjaft i virtualizuar.

Ndarja (sllajsimi) e rrjetit është një koncept i ri i cili është futur në përdorim në kontekst të 5G. Një *sllajs* i rrjetit është rrjeti logjik i cili i shërben një biznesi apo klienti specifik dhe përbëhet nga funksionet e nevojshme nga arkitektura e bazuar në shërbim të konfiguruar së bashku. Për shembull, një *sllajs* mund të konfigurohet për të mbështetur qasjen në internetin mobil, siç ofron LTE, ndërsa një *sllajs* tjetër mund të përdoret për të mbështetur aplikacionet industriale për *Internet of Things* (IoT) ose komunikime makinë-makinë (M2M) të ndjeshme ndaj vonesave. Ndonëse *sllajset* do të operojnë në të njëjtin rrjet bërthamë fizik, për përdoruesin e fundit ato do të duken si rrjete të pavarura, ngjashëm si konfigurimi i shumë kompjuterëve virtualë në të njëjtin kompjuter fizik.

Ndarja midis rrafsheve të kontrollit dhe përdoruesit është gjithashtu më e theksuar në arkitekturën e rrjetit bërthamë 5G, duke mundësuar madje zgjerimin e kapaciteteve në mënyrë të pavarur. Pra, nëse rrafshi i kontrollit ka nevojë për më shumë resurse kjo bëhet pa e afektuar rrafshin e përdoruesit.

Arkitektura e rrjetit 5G përmban këto funksione të rrjetit (NF): funksionin e serverit autentifikues (AUSF), funksionin e menaxhimit të qasjes dhe mobilitetit (AMF), rrjeti i të dhënave (DN), funksioni i memories së pastrukturuar i të dhënave (UDSF), funksioni i ekspozimit në rrjet (NEF), funksioni i repositorit të rrjetit (NRF), funksioni i përzgjedhjes së *sllajseve* (NSSF), funksioni i kontrollit të politikave (PCF), funksioni i menaxhimit të sesionit (SMF), menaxhimi i

unifikuar i të dhënave (UDM), repozitori i unifikuar i të dhënave (UDR), funksioni i rrafshit të përdoruesit (UPF), funksioni i aplikacionit (AF), pajisja e përdoruesit (UE), rrjeti i qasjes në radio (RAN), regjistri i identitetit të pajisjeve 5G (5G-EIR), proksi për mbrojtje të sigurisë (SEPP), funksioni i analizimit të të dhënave të rrjetit (NWDAF).

Meqenëse arkitektura e rrjetit bërthamë nuk është fokus i këtij kapitulli, lexuesi rekomandohet të konsultojë specifikimin teknik 23.501 të 3GPP, i cili përshkruan në detaje arkitekturën e sistemit 5G.

1.2.2. Rrjeti i qasjes në radio (RAN)

Rrjeti i qasjes në radio në teknologjinë 5G mund të përdoret nga dy lloje të nyjeve: gNB dhe ng-eNB. Nyja gNB (shkurtesë për nyje bazë të gjeneratës së re) përdoret për të shërbyer pajisjet NR duke shfrytëzuar rrafshin e kontrollit dhe rrafshin e përdoruesit NR, ndërsa nyja ng-eNB shërben pajisjet LTE duke shfrytëzuar rrafshin LTE të kontrollit dhe përdoruesit, por përdor rrjetin bërthamë 5G.

Pra, rrjeti i qasjes i përbërë nga këto dy lloje të nyjeve njihet si NG-RAN, apo shkurt vetëm RAN. Rrjeti RAN është i lidhur me rrjetin bërthamë 5G. Nyja gNB (apo ng-eNB) është përgjegjëse për të gjitha funksionet të ndërlidhura me qasje në radiovalë për një apo më shumë celula. Këtu përfshihen funksionet si menaxhimi i radioresurseve, kontrolli i qasjes, vendosja e lidhjes, rutimi i të dhënave të përdoruesve tek UPF dhe të dhënave të kontrollit tek AMF, si dhe menaxhimi i rrjedhës së trafikut dhe cilësia e shërbimeve (QoS). Vlen të nënvizohet që në 5G, gNB është nyje logjike dhe jo implementim fizik. Kjo lejon konfigurime të ndryshme, për shembull gNB mund të implementohet si lokacion me tre sektorë, ku gNB menaxhon transmetimet e tri celulave. Një konfigurim tjetër i shpeshtë është edhe implementimi fizik i një njësie procesimi në brez themelor (*baseband processing unit*) me të cilën lidhen disa koka antenash në distancë (*Remote radio heads RRH*) dhe të gjitha këto menaxhohen nga një gNB e vetme. Shembuj të implementimit të tillë janë celulat në hapësira të brendshme apo disa celula varg përkaj autostradës, të lidhura me një gNB të vetme.

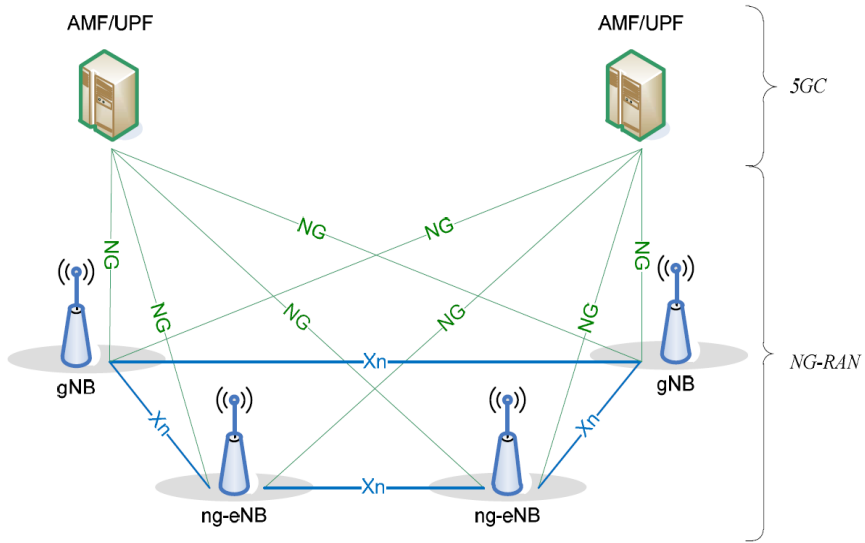


Figura 1.4. Arkitektura e rrjetit të qasjes në radio 5G RAN [10]

Siç shihet në figura 1.4, gNB është e lidhur me rrjetin bërthamë përmes ndërfaqes NG, përkatësisht me funksionin UPF përmes ndërfaqes me rrafshin e përdoruesit NG-u, ndërsa me AMF përmes ndërfaqes me rrafshin e kontrollit NG-c. E njëjta nyje gNB mund të lidhet me shumë UPF/AMF për shpërndarje të ngarkesës së trafikut. gNB-të janë të lidhura edhe me njëra-tjetrën përmes ndërfaqes Xn, kryesisht për të mundësuar mobilitetin e përdoruesve dhe mundësinë e lidhjes së dyfishtë (*dual connectivity*). Kjo ndërfaqe është paraparë për t'u përdorur edhe për qëllime të menaxhimit të përbashkët të radioresurseve të disa celulave, si dhe për të mundësuar mobilitet pa humbje mes celulave fqinje duke përcjellë paketat e të dhënave.

Secila pajisje fundore (e përdoruesit) UE për të komunikuar duhet të ketë së paku një lidhje me rrjetin. Në rastin më të thjeshtë pajisja UE lidhet me një celulë që menaxhon transmetimet në uplink dhe downlink. Megjithatë, mundësia për t'u lidhur me disa celula njëkohësisht mund të jetë e dobishme në shumë raste, sidomos për të rritur shpejtësinë e transmetimit, duke agreguar rrjedhat e të dhënave prej disa celulave njëkohësisht. Mundësi tjetër është ndarja e rrafsheve të përdoruesit dhe kontrollit, ku një celulë menaxhon trafikun e kontrollit dhe një celulë tjetër menaxhon trafikun e të dhënave. Rasti specifik kur pajisja lidhet me dy celula njihet si lidhje e dyfishtë.

Lidhja e dyfishtë midis LTE dhe NR e mundëson edhe operimin jo të pavarur të 5G NR, ku master celula LTE menaxhon sinjalizimin dhe rrafshin e kontrollit, ndërsa celula sekondare NR menaxhon vetëm rrafshin e përdoruesit duke e përmirësuar kështu shpejtësinë e transmetimit.

1.3. Shtresa fizike

Shtresa fizike është përgjegjëse për kodimin, procesimin e kërkesave automatike për ritransmetim (*hybrid-ARQ*), modulimin, përpunimin për transmetim shumantenash dhe pasqyrimin e sinjalit në resurset përkatëse kohore-frekuencore. Gjithashtu realizon edhe pasqyrimin e kanaleve të transportit në kanale fizike. Për transmetimin e të dhënave në downlink përdoret kanali DL-SCH, ndërsa në uplink kanali UL-SCH. Kanali fizik në anën tjetër korrespondon me grupin e resurseve kohore-frekuencore që përdoren për transmetimin e një kanali të transportit. Përveç kanaleve fizike që përdoren për bartjen e kanaleve të transportit, ka edhe kanale fizike që nuk janë të lidhura me kanale të transportit. Këto kanale, të njohura si kanalet e kontrollit L1/L2, përdoren për transmetimin e informacionit të kontrollit në downlink (DCI), që i shërben pajisjes për të realizuar pranimin dhe dekodimin e transmetimit në downlink, si dhe informacionin e kontrollit në uplink (UCI), që shërben për ta njoftuar kontrolluesin (planifikuesin) e resurseve dhe protokollin HARQ me gjendjen e pajisjes. Në 5G ekzistojnë disa lloje të kanaleve fizike:

- Kanali fizik i përbashkët në downlink (PDSCH) – kanali kryesor që përdoret për transmetimet unicast, por edhe për transmetimin e informatave të paging-ut, qasjes së rastit dhe informacione të sistemit.
- Kanali fizik për broadcast (PBCH) bart një pjesë të informacionit të sistemit, i nevojshëm për t’ia mundësuar pajisjes qasjen në rrjet.
- Kanali fizik i kontrollit në downlink (PDCCH) bart informacionin e kontrollit për downlink, që nënkupton vendimet në lidhje me planifikimin e transmetimeve dhe alokimin e resurseve, që janë të nevojshme për pranimin e PDSCH dhe për të dhënë leje për transmetim në PUSCH.

- Kanali fizik i përbashkët në uplink (PUSCH) është homologu në uplink i kanalit PDSCH. Për secilin komponent bartës në një pajisje ka më së shumti një PUSCH.

- Kanali fizik i kontrollit në uplink (PUCCH) shfrytëzohet nga përdoruesi për të njoftuar pranimin e mesazheve HARQ, për të lajmëruar gNB-në në lidhje me pranimin e suksesshëm të blloqeve të transportit, për të dërguar raporte mbi gjendjen e kanalit për të lehtësuar planifikimin e radioresurseve dhe për të kërkuar radioresurse për transmetim të të dhënave.

- Kanali fizik i qasjes së rastit (PRACH) përdoret për qasje të rastit.

Siç u cek më parë, jo të gjitha kanalet fizike korrespondojnë me kanale të transportit, përkatësisht këto janë kanalet që bartin informatat në lidhje me kontrollin e komunikimit PDCCH dhe PUCCH.

1.4. Kontrolli dhe menaxhimi i radioresurseve

Protokollet e rrafshit të kontrollit ndër të tjera realizojnë konfigurimin e lidhjes, menaxhojnë mobilitetin dhe sigurinë e lidhjes. Përderisa funksionet si autentifikimi, siguria dhe procedurat e paging-ut kryhen në funksionin AMF të rrjetit bërthamë, kontrolli i radioresurseve (RRC) realizohet në rrafshin e kontrollit në gNB. Pra, RRC kryen të gjitha detyrat që kanë të bëjnë me kontrollin e qasjes në radiovalë siç janë transmetimi *broadcast* i informatave të nevojshme për pajisjen për t'u kyçur në rrjet dhe për të komunikuar me celulën dhe menaxhimi i konfigurimit të lidhjes, përfshirë konfigurimin e bartësve për sinjalizim dhe mobilitet. Pra, këtu konfigurohen të gjitha parametrat e nevojshëm për të mundësuar komunikimin mes pajisjes dhe rrjetit të qasjes.

Pas vendosjes së lidhjes mes pajisjes dhe celulës, ky funksion mundëson edhe mobilitetin duke realizuar rizgjedhjen e celulës së re. Për më tepër realizon edhe raportimin e matjeve të sinjalit për mundësimin e alokimit dhe planifikimit të radioresurseve.

Gjithashtu menaxhon dhe adapton transmetimin për t'u përshtatur me kapacitetet e pajisjes, pasi që jo të gjitha pajisjet mbështesin të gjitha funksionalitetet që ofron 5G. Të gjitha këto informata transmetohen përmes kanaleve të dedikuara të kontrollit siç u përmend më lart. Përfundimisht të dhënat e kontrollit dhe të përdoruesit mund të multi-pleksohen në shtresën MAC dhe të transmetohen në të njëjtin interval kohor (TTI) te pajisja.

Menaxhimi dhe planifikimi i radioresurseve është funksion i cili bën ndarjen efikase të resurseve të kanalit në downlink dhe uplink për përdoruesit e lidhur me celulën. Zakonisht kur flasim për planifikim efikas nënkuptojmë që planifikimi i resurseve bëhet me qëllim të optimizimit të ndonjë parametri specifik të performancës së rrjetit.

Në 5G, sikur në LTE-A, teknika e përzgjedhur për qasje të shumëfishtë është teknikë me ndarje frekuencore ortogonale (OFDMA) e cila bazohet në multipleksimin me ndarje frekuencore ortogonale (OFDM) që ka përdorim të gjerë sidomos në komunikimet pa tela.

OFDM është modulim me shumë bartës që ndan kanalën brezgjerë të komunikimit, i cili për shkak të efektit të *feedingut* është selektiv në frekuencë, në shumë nënbartës brezgushtë të cilët janë të rrafshët. Nënbartësit janë të distancuar në mënyrë të tillë të cilët ndonëse mbimbulojnë njëri-tjetrin, janë ortogonale siç janë paraqitur në figurën 1.5. Pra, maja e sinusoidës së njërit bartës korrespondon me zerot e bartësve tjerë, duke eliminuar kështu interferencën mes bartësve.

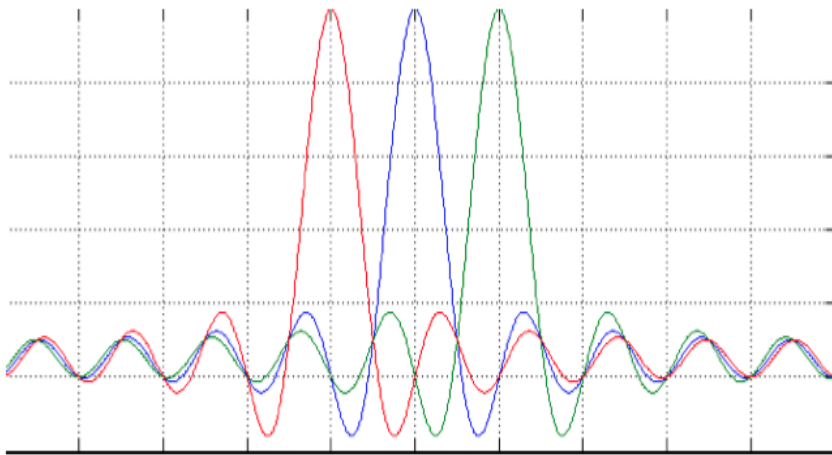


Figura 1.5 Nënbartësit ortogonale në OFDM

Për shkak të ortogonalitetit të nënbartësve, ky lloj modulimi është shumë efikas në shfrytëzimin e spektrit pasi që nuk ka nevojë për vendosjen e brezave mbrojtës mes bartësve siç duhet rëndom në teknikat e multipleksimit me ndarje frekuencore. Për shkak të distancës ortogonale mes bartësve, ndarja e informatave nga secili bartës në pranes mund të realizohet në mënyrë perfekte, ndërsa edhe implementimi harduerik është mjaft i thjeshtë duke përdorur algoritmin FFT.

OFDMA, në anën tjetër, është zgjerim i kësaj teknike për përdorim në sisteme me shumë përdorues që mundëson qasjen e disa përdoruesve njëkohësisht (qasjen e shumëfishtë) në rrjet. Kjo arrihet duke alokuar nënbartës individualë apo grup të vazhdueshëm të nënbartësve për përdorues të ndryshëm, kështu ata mund të pranojnë të dhëna në të njëjtin kanal njëkohësisht. Pra, në këtë mënyrë diversiteti që paraqitet për shkak se përdoruesit e ndryshëm përjetojnë kushte të ndryshme të përhapjes së valëve në kanal mund të kthehet në përparësi, pasi që përdoruesve mund t'u alokohen nënbartës në të cilët përjetojnë kushte më të mira. Ky alokim madje mund të bëhet në mënyrë dinamike duke u bazuar në raportimet e përdoruesve në lidhje me gjendjen e kanalit për t'i përshtatur sa më mirë resurset me përdoruesit. Për diskutim më të thellë mbi OFDM lexuesi mund të konsultojë [11].

1.4.1. Struktura e kornizës transmetuese dhe radioresurseve

Meqë në 5G gjithashtu përdoret OFDMA në shtresën fizike, struktura e kornizës transmetuese në 5G NR është shumë e ngjashme me kornizën në LTE-A.

Në LTE-A radioresurset janë të organizuara në elemente njësi të resurseve (RE), të cilat grupohen në blloqe të resurseve (RB). Resurset njësi janë të definuara në kohë dhe frekuencë: një RE përbëhet nga një nënbartës në domenin frekuencor dhe zgjat sa një simbol OFDM në kohë. Një RB përbëhet nga 12 nënbartës në frekuencë (apo kthyer në Hz, 180 kHz me ndarje 15 kHz mes nënbartësve). Në boshtin kohor resurset organizohen në korniza me kohëzgjatje 10 ms, të cilat ndahen më tutje në 10 nënkorniza nga 1 ms. Secila nënkornizë organizohet në dy sllote, secila 0.5 ms e gjatë, që paraqet edhe njësinë më të vogël të resursit kohor që mund të alokohet gjatë planifikimit. Kjo strukturë është paraqitur në figurën 1.6.

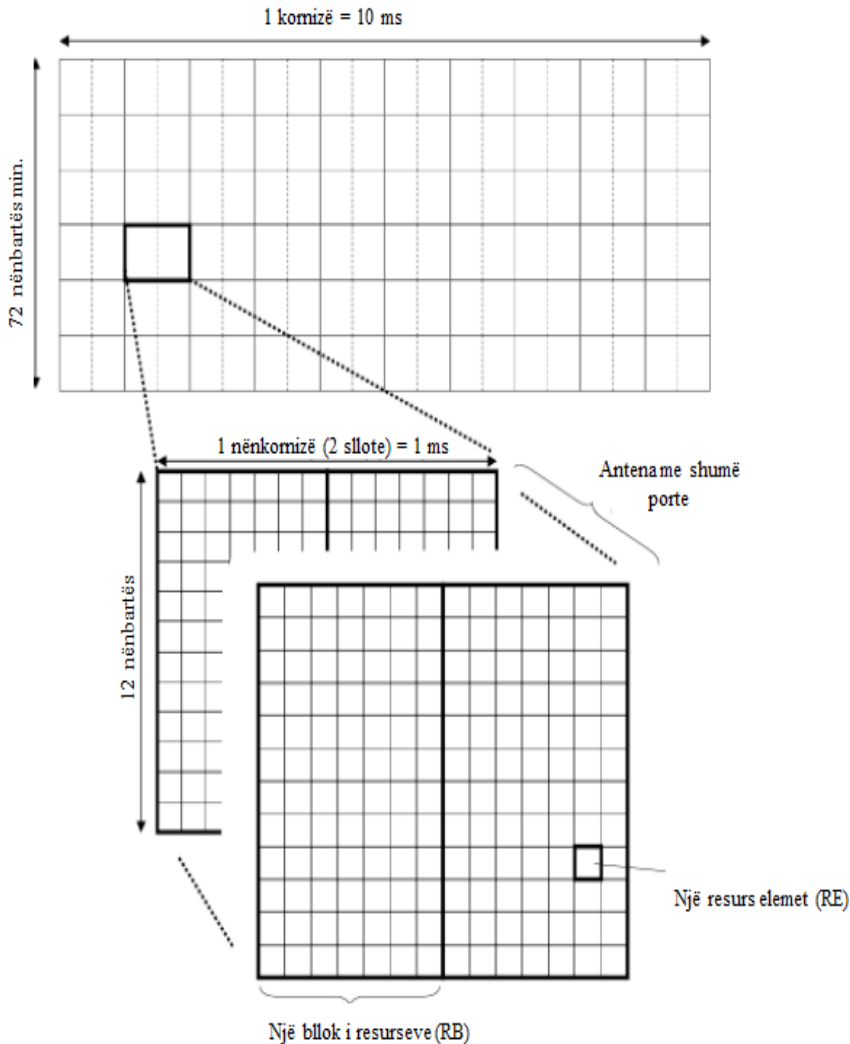


Figura 1.6. Struktura e kornizës dhe radioresurseve [12]

Një aspekt shumë i rëndësishëm në OFDM është përzgjedhja e distancës mes nënbartësve dhe kohëzgjatja e prefiksit ciklik. Përderisa për të evituar gabimet gjatë sinkronizimit të frekuencës dhe nga zhurma në fazë është më e preferuar të përdoret distancë sa më e madhe mes nënbartësve, kjo rrit hapësirën relative që zë prefiksi ciklik në domenin kohor, duke zvogëluar kështu pjesën e simbolit OFDM që përdoret për transmetim. Pra, gjatë përzgjedhjes së parametrave balancohen këto dy kërkesa, që në njërin anë sinjali të mbrohet nga shpërndarja e Dopplerit dhe gabimet në fazë dhe në anën tjetër të minimizohet kostoja në kohë.

Në LTE-A distanca midis nënbartësve është e fiksuar në 15 kHz, me prefiks ciklik me kohëzgjatje $4.7 \mu\text{s}$, konfigurim ky që është mjaft i balancuar duke pasur parasysh që LTE është dizajnuar për përdorim në hapësira të jashtme dhe për frekuenca operuese nën 3 GHz.

Duke pasur parasysh që 5G NR është planifikuar për të ofruar shërbim në skenarë të ndryshëm, në hapësira të hapura dhe të mbyllura, si dhe në frekuenca operuese të larmishme si në frekuenca të ulëta deri në 6 GHz, ashtu edhe në frekuenca shumë të larta të njohura si valë milimetrike, këto parametra nuk janë të mjaftueshme. Prandaj në NR për OFDM janë dizajnuar disa numerologji të ndryshme me konfigurime të ndryshme të distancës mes nënbartësve dhe prefiksit ciklik.

Në standardet e përshkruara nga 3GPP [13] parashihet përdorimi i dy brezave frekuencorë të shënuara si FR1 dhe FR2. Brezi i parë FR1 shtrihet në frekuencat 410 MHz – 7125 MHz, ndërsa brezi i dytë FR 2 përfshin valët milimetrike dhe shtrihet në frekuencat 24250 MHz – 52600 MHz.

Për qëllime të koekzistencës mes 5G dhe LTE si distancë bazë mes nënbartësve është ruajtur distanca prej 15 kHz. Koekzistenca me LTE është shumë e rëndësishme pasi mundëson migrim më të lehtë të rrjeteve nga LTE në 5G NR është kompatible me pajisjet IoT, që operojnë në LTE si dhe mundëson shfrytëzimin e bartësit për 5G dhe LTE njëkohësisht, varësisht nga nevojat e operatorit. Nga distanca bazë prej 15 kHz janë derivuar distancat e numerologjive tjera si shumëfish të distancës bazë, si në tabelën 1.1.

Kohëzgjatja e një simboli OFDM është $T_s = T_u + T_{cp}$. Pra, shihet se numerologjia bazë është identike me konfigurimin në LTE, ndërsa konfigurimet tjera janë fituar duke shkallëzuar këtë distancë bazë për 2. Duhet të shënohet se distanca prej 240kHz është e rezervuar vetëm për qëllime të sinkronizimit dhe jo për transmetim të të dhënave.

Tabela 1.1. Numerologjitë e përkrahura në 5G NR

Numerologjia μ	Distanca mes nënbartësve (SCS) [kHz]	Kohëzgjatja e dobishme e simbolit OFDM T_u [μs]	Kohëzgjatja e prefiksit ciklik T_{cp} [μs]
0	15	66.7	4.7
1	30	33.3	2.3
2	60	16.7	1.2
3	120	8.33	0.59
4	240	4.17	0.29

Sikur në LTE, një bllok i resurseve (RB) në 5G përkufizohet si grup i vazhdueshëm i 12 nënbartësve në frekuencë. Për shkak të numerologjive të ndryshme kjo nënkupton që një RB mund të ketë gjerësi të ndryshme në Hz. Për dallim nga LTE në 5G, RB përkufizohet vetëm në frekuencë dhe jo dhe në kohë. Duke pasur parasysh se NR përkrah edhe gjerësi të ndryshme të brezit të bartësit, nga 5 MHz deri në 400 MHz, për FR1 dhe FR2 parashihen edhe konfigurime me numër të ndryshueshëm të RB-ve dhe gjerësi të ndryshme të brezit mbrojtës.

Kohëzgjatja e një simboli OFDM është $T_s = T_u + T_{cp}$. Pra, shihet se numerologjia bazë është identike me konfigurimin në LTE, ndërsa konfigurimet tjera janë fituar duke shkallëzuar këtë distancë bazë për 2. Duhet të shënohet se distanca prej 240kHz është e rezervuar vetëm për qëllime të sinkronizimit dhe jo për transmetim të të dhënave.

Tabela 1.2. Gjerësia e brezit të kanalit, numri i RB-ve N_{RB} , dhe gjerësia e brezit mbrojtës varësisht nga distanca mes nënbartësve për brezin FR1

Gjerësia kanalit	$\mu = 0$		$\mu = 1$		$\mu = 2$	
	SCS =15 kHz		SCS =30 kHz		SCS =60 kHz	
	N_{RB}	BM [kHz]	N_{RB}	BM [kHz]	N_{RB}	BM [kHz]
5 MHz	25	242.5	11	505	-	-
10 MHz	52	312.5	24	665	11	1010
15 MHz	79	382.5	38	645	18	990
20 MHz	106	452.5	51	805	24	1330
25 MHz	133	522.5	65	785	31	1310
30 MHz	160	592.5	78	945	38	1290
40 MHz	216	552.5	106	905	51	1610
50 MHz	270	692.5	133	1045	65	1570
60 MHz	-	-	162	825	79	1530
70 MHz	-	-	189	965	93	1490
80 MHz	-	-	217	925	107	1450
90 MHz	-	-	245	885	121	1410
100 MHz	-	-	273	845	135	1370

SCS – Distanca mes nënbartësve
 N_{RB} – Numri i RB-ve
 BM – brezi mbrojtës

Tabela 1.3. Gjerësia e brezit të kanalit, numri i RB-ve N_{RB} dhe gjerësia e brezit mbrojtës varësisht nga distanca mes nënbartësve për brezin FR2

Gjerësia kanalit	$\mu = 2$ SCS =60 kHz		$\mu = 3$ SCS =120 kHz	
	N_{RB}	BM [kHz]	N_{RB}	BM [kHz]
50 MHz	66	1210	32	1900
100 MHz	132	2450	66	2420
200 MHz	264	4930	132	4900
400 MHz	-	-	264	9860

SCS – Distanca mes nënbartësve
 N_{RB} – Numri i RB-ve
 BM – brezi mbrojtës

Në kohë po ashtu për shkak të distancës së ndryshueshme mes nënbartësve dhe prefiksit ciklik, struktura e kornizës dallon pak nga struktura në LTE, përkatësisht resurset kohore sërish janë të organizuara në korniza 10 milisekondash, të cilat janë tutje të ndara në nënkorniza 1 milisekondash. Për dallim nga LTE, në 5G një sllot nuk është i përkufizuar në mënyrë fikse si 0.5 ms, por si grup i 14 OFDM simboleve. Rrjedhimisht, kohëzgjatja e sllotit dallon varësisht nga numerologjia e përdorur, e gjithashtu edhe numri i slloteve brenda një nënkornize.

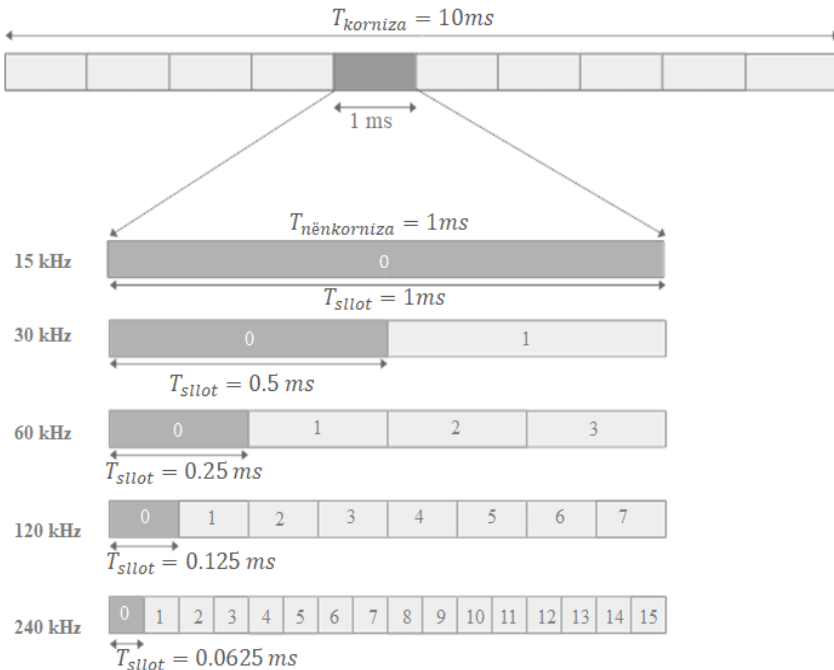


Figura 1.7 Struktura e kornizës kohore në NR

1.4.2. Planifikimi i resurseve

Planifikimi i resurseve frekuencore dhe kohore është proces i cili kryhet në mënyrë periodike, për të alokuar resurset në të cilat përdoruesit e rrjetit do të komunikojnë me stacionin bazë dhe anasjelltas. Më saktësisht, përmes këtij procesi, stacioni bazë (BS) përcakton cilat RB dhe cilat sllote do t'i alokohen cilëve përdorues në downlink dhe në uplink. Ky vendim i komunikohet përdoruesve përmes kanaleve të kontrollit dhe kështu mundësohet transmetimi në resurset e alokuara.

Ky proces realizohet përmes algoritmeve specifike për planifikimin apo alokimin e resurseve. Në përgjithësi qëllimi i këtyre algoritmeve është të përshtatin përdoruesit me resurse në mënyrë që të optimizohet një apo më shumë metrika të performancës së rrjetit si: shpejtësia mesatare e transmetimit për përdorues, throughput-i total, vonesa (maksimale/mesatare/minimale), efikasiteti spektral, efikasiteti i energjisë, etj.

Për të mundësuar vendimmarrje sa më të informuar, këto algoritme bazohen në informata mbi gjendjen e kanalit (CSI), që pranohen nga përdoruesit përmes kanaleve të kontrollit, si dhe informatat mbi vëllimin dhe prioritetin e trafikut. Këto informacione mund të mblidhen nga stacioni bazë përmes matjeve, si dhe nga raportet e përdoruesve, më saktësisht vlerat e fuqisë së sinjalit të pranuar referent, RSRP (*reference-signal received power*) dhe cilësisë së sinjalit të pranuar referent, RSRQ (*reference signal received quality*), të cilat dërgohen në mënyrë periodike.

Funksioni i planifikimit të resurseve ka për detyrë të sigurohet se të gjithë përdoruesit e mbuluar nga stacioni bazë shërbehen dhe të përmbushë për aq sa është e mundur kërkesat e gjithë përdoruesve në lidhje me vonesën dhe cilësinë e shërbimit (QoS). Këto algoritme zakonisht nuk janë pjesë e standardeve, duke lënë kështu mjaft hapësirë për zhvillimin e algoritmeve të patentuara nga vetë prodhuesit apo edhe operatorët. Për më tepër, kështu lejohet zhvillimi i algoritmeve të dizajnuara për optimizimin e parametrave specifike, varësisht nga nevojat e operatorit dhe aplikimet.

Megjithatë, ekzistojnë disa algoritme të njohura planifikimi të cilat kanë gjetur zbatim të gjerë edhe në rrjetet celulare, të cilat do t'i përshkruajmë shkurt.

Planifikimi i resurseve për maksimizimin e shpejtësisë së transmetimit

Ky algoritëm ka për qëllim të maksimizojë rrjedhën e përgjithshme të të dhënave të transmetuara (*throughput*) të sistemit dhe mundohet kryesisht të shfrytëzojë diversitetin e ofruar nga përdoruesit e ndryshëm që mund të përjetojnë kushte të ndryshueshme të kanalit. Pra, meqë përdoruesit e ndryshëm përjetojnë kushte të ndryshme të shpërndarjes së valëve në kanal, për shkak të lëvizshmërisë së përdoruesit dhe përhapjes në shumë shtigje (feeding), në secilin interval planifikues ky algoritëm i alokon RB-të atyre përdoruesve të cilët kanë kushtet më të mira në ato RB. Pra, ky algoritëm është variant i algoritmit të mirënjohur *water-filling* [14] i përshtatur për probleme që nuk kanë komponentin e adaptimit të fuqisë. E metë e ndjeshme e këtij algoritmi është që rezulton me planifikime skajshmërisht jo të drejta. Në përgjithësi ky algoritëm vazhdimisht i favorizon përdoruesit që kanë kushte të mira të kanalit, duke lënë anash përdoruesit që mund të kenë kushte të pafavorshme ose gjenden në buzë të celulës. Pra, ndonëse vërtetë arrin performancë optimale sa i përket performancës së rrjetit për kah shpejtësia e ofruar e transmetimit nuk ka asnjë mekanizëm për të garantuar paanshmëri mes përdoruesve, madje as për të garantuar shërbim për gjithë përdoruesit e mbuluar.

Algoritmi round-robin

Round-robin është koncept i mirënjohur kur flitet për planifikim dhe alokim të resurseve dhe në fillim është propozuar në kontekst të planifikimit të detyrave në sistemet operative. Ky lloj algoritmi ndan të gjitha resurset në dispozicion në mënyrë të barabartë mes përdoruesve. Pra, si i tillë ky garanton paanshmëri të plotë ndaj përdoruesve sa i përket resurseve të alokuara. Megjithatë, për shkak se nuk merr fare parasysh kushtet e kanalit dhe nuk bën prioritizim të trafikut, ky algoritëm shumë shpesh rezulton me performancë të dobët të sistemit në përgjithësi.

Planifikimi proporcionalisht i drejtë (proportional-fair)

Meqë në rrjetet celulare paanshmëria mes përdoruesve dhe garantimi i shërbimit janë esenciale, kjo duhet të imponohet përmes rrjetit duke zbatuar algoritme të paanshme të alokimit të resurseve. Algoritmi *proportional-fair* (PF) është një algoritëm me përdorim mjaft të gjerë pikërisht për shkak se ka për qëllim të garantojë paanshmëri në

cilësinë e shërbimeve të ofruara ndaj përdoruesve. Më saktësisht, algoritmi PF do të alokojë një RB, r , përdoruesit u në intervalin kohor k , nëse cilësia e kanalit të përjetuar nga përdoruesi u është mjaftueshëm i lartë në krahasim me kushtet mesatare që përjeton përgjatë kohës. Kjo mund të shprehet përmes shprehjes

$$\hat{u}_r = \arg \max_{u=1, \dots, U} \frac{\delta_u(r, k)}{\bar{\delta}_u(k)} \quad (1.1)$$

ku \hat{u}_r është përdoruesi i alokuar në RB-në r , δ_u është shpejtësia momentale e transmetimit që mund të arrijë përdoruesi u në RB-në r , në çastin k , ndërsa $\bar{\delta}_u$ është shpejtësia mesatare afatgjate që ju ka ofruar përdoruesit nga rrjeti (nëpër gjithë RB-të).

Shpejtësia mesatare afatgjatë e transmetimit llogaritet në mënyrë rekursive përmes shprehjes (1.2):

$$\bar{\delta}_u(k) = \left(1 - \frac{1}{t_c}\right) \bar{\delta}_u(k-1) + \frac{1}{t_c} \sum_{r=1}^R \delta_u(r, k) \mathbb{I}\{\hat{u}_r = u\} \quad (1.2)$$

ku t_c është dritarja kohore mbi të cilën do të imponohet paanshmëria, $\mathbb{I}\{\hat{u}_r = u\}$ është funksioni indikator i barabartë me 1 kur $\{\hat{u}_r = u\}$ dhe 0 për çdo rast tjetër. Performanca varet edhe nga madhësia e dritares kohore që përdoret për imponimin e paanshmërisë. Nëse kohëzgjatja e dritares është shumë e gjatë, atëherë algoritmi do të tentojë të maksimizojë shpejtësinë mesatare të transmetimit, kështu që kur $t_c \rightarrow \infty$, algoritmi PF tenton kah algoritmi për maksimizim të shpejtësisë të transmetimit. Në anën tjetër, kur dritarja është shumë e vogël, pra kur $t_c \rightarrow 0$, PF tenton të sillet si algoritmi *round-robin*, duke ndarë numër të njëjtë të RB-ve për të gjithë përdoruesit.

KAPITULLI

2

2. MENAXHIMI I FUQISË TRANSMETUESE DHE I RESURSEVE FREKUENCORE NË RRJETET CELULARE HETEROGJENE

2.1. Rrjetet e dendura heterogjene (HetNetet)

Një mënyrë efikase dhe efektive për të rritur kapacitetin e rrjeteve celulare është dendësimi i rrjetit me nyje shtesë që transmetojnë me fuqi të ulët brenda makrocelulave klasike të rrjeteve celulare. Shtimi i këtyre nyjeve krijon një arkitekturë shtresore heterogjene të rrjetit, që mundëson shtim të kapacitetit, rritje të shpejtësisë së transmetimit për përdoruesit e mbuluar dhe zgjerim të përgjithshëm të mbulueshmërisë së rrjetit.

Meqë këto nyje transmetojnë me fuqi ndjeshëm më të ulët se stacionet bazë tradicionale, rrezja e mbulueshmërisë së tyre është gjithashtu më e vogël për ç'arsye edhe shpesh quhen *celula të vogla*. Varësisht nga mënyra e aplikimit, shtrirjes dhe llojit të nyjës ato mund të njihen edhe si *mikro*, *piko* dhe *femtocelula*. Nyje të tilla mund të instalohen edhe në afërsi të kufirit të celulës, për të zgjeruar mbulueshmërinë apo për të përmirësuar shpejtësinë e transmetimit për përdoruesit kufitarë.

Heterogjeniteti në rrjet arrihet duke mundësuar integrimin e teknologjive të ndryshme të qasjes në rrjet në rrjetin celular dhe duke përkrahur komunikimin direkt mes pajisjeve të njohur si D2D. Ndonëse përdorimi i pikave WiFi për të shkarkuar një pjesë të trafikut është zbatuar edhe në rrjetet aktuale 4G [15], në rrjetet 5G ky integrim pritet të jetë transparent dhe i paperceptueshëm për përdoruesin e fundit.

Shembull i një rrjeti të tillë të dendur heterogjen është paraqitur në figurën 2.1. Në rrjetin e paraqitur në figurë kemi një rrjet heterogjen, ku nyjet e qasjes mund të jenë makrostacione bazë të shënuara me M_1, M_2, M_3 , mikrostacionet bazë të shënuara me m_1, \dots, m_6 dhe pikat

WiFi të shënuara me ap_1, ap_2 . Vijat e ndërprera paraqesin komunikimet e lejuara në rrjet. Pra, siç mund të shihet nga figura, përdoruesi mund të shërbehet nga makrocelula, përdoruesit u_1, u_7, u_{10} në figurë, ose nga mikrocelulat siç janë përdoruesit e paraqitur si $u_2, u_3, u_4, u_5, u_8, u_9, u_{11}$, por mund të shërbehen edhe nga nyjet WiFi të tilla si përdoruesit u_4, u_{12} në po të njëjtën figurë. Për më tepër, edhe komunikimet D2D përkrahen midis përdoruesve, si p.sh. midis u_5 dhe u_6 .

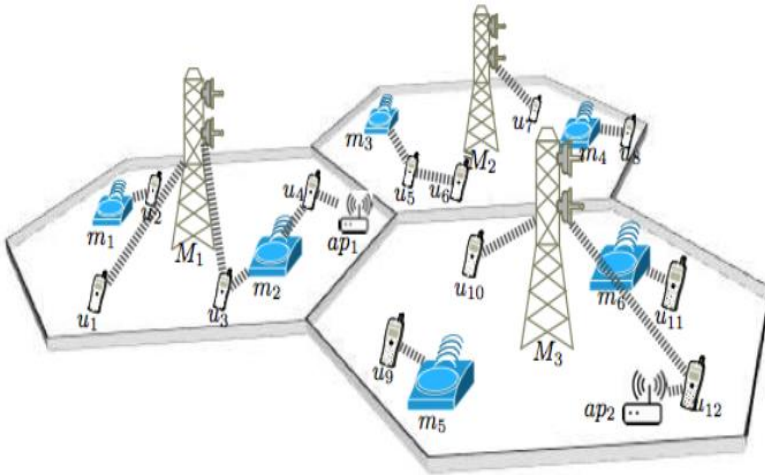


Figura 2.1. Rrjeti i dendur heterogjen

Një tjetër teknologji që përkrahet në këto rrjete është edhe pranimi simultan nga disa stacione bazë, si p. sh. përdoruesi u_3 i cili është i lidhur me M_1 dhe m_2 njëkohësisht.

Kufizim serioz i këtyre rrjeteve është interferenca e cila paraqitet për shkak të ripërdorimit intensiv të resurseve frekuencore. Në 5G, sikur në LTE-A, nuk pritet që do të ybatohen skema ripërdorimi të frekuencave siç janë përdorur në gjeneratat më të vjetra të rrjeteve celulare, pra të gjitha resurset do të përdoren nga të gjitha nyjet njëkohësisht, përfshirë edhe për komunikime direkte mes pajisjeve D2D.

Kështu, përdoruesit e lidhur me celulat e vogla do t'i nënshtrohen një niveli të lartë të interferencës kur makrostacionet janë duke transmetuar sidomos ata përdorues që janë në kufi të celulës së vogël. Rol luan edhe mënyra si përzgjedhin përdoruesit stacionin bazë për qasje. Nëse përdoruesit thjesht përzgjedhin një nga e cila pranojnë sinjalin më të fortë, kjo do të rezultojë në situatë ku shumica e përdoruesve përzgjedhin makrostacionin, duke pasur parasysh që makrostacionet

transmetojnë me fuqi rreth 20 fish më të lartë se mikrostationet. Në një situatë të tillë ku shumica e përdoruesve nuk e shfrytëzojnë mundësinë për t'u lidhur me celulat e vogla, ato nënshfrytëzohen dhe si rrjedhojë rrjeti nuk mund të nxjerrë përfitimet e pritura nga instalimi i tyre.

Prandaj menaxhimi i interferencës në rrjete të tilla është i rëndësishëm thelbësor për të arritur potencialin e plotë të rrjeteve të dendura heterogjene. Teknika për zbutjen e interferencës janë propozuar edhe për rrjetet LTE dhe LTE-A, siç janë teknikat për koordinim të interferencës ndër-celulare (ICIC) kryesisht të bazuara në domenin frekuencor, por këto nuk janë të mjaftueshme për të zbutur interferencën në rrjete me kompleksitet të shtuar. Teknikë më e avancuar e koordinimit të interferencës për rrjete shumë-shtesore është koordinimi i avancuar i interferencës ndër-celulare i njohur si eICIC. Këto teknika do të përshkruhen shkurtimisht në vijim.

2.1.1. Koordinimi i interferencës mes celulave - ICIC

Efekti i interferencës në shpejtësinë e arritur të transmetimit për një përdorues arbitrar mund të shprehet në trajtë analitike si në vijim. Nëse përdoruesi u , i cili gjendet në celulën s , nuk ka asnjë interferencë në RB-në r , në kornizën k , atëherë shpejtësia e transmetimit do të jetë:

$$\bar{R}_{r,k}^u = W \log \left(1 + \frac{P_{r,k}^s |H_{r,k}^{s,u}|^2}{P_N} \right) \quad (2.1)$$

ku W është gjerësia e brezit të RB-së, $P_{r,k}^s$ është fuqia transmetuese e celulës s në RB-në k , në kornizën k , $H_{r,k}^{s,u}$ është dobësimi (karakteristika) i kanalit mes stacionit bazë të celulës s dhe përdoruesit u në RB-në (r,k) dhe P_N fuqia e zhurmës. Në rastin kur kemi J burime të interferencës shprehja bëhet:

$$R_{r,k}^u = W \log \left(1 + \frac{P_{r,k}^s |H_{r,k}^{s,u}|^2}{P_N + \sum_{i=1}^J P_{r,k}^i |H_{r,k}^{i,u}|^2} \right) \quad (2.2)$$

ku $P_{r,k}^i$, paraqet fuqinë transmetuese të stacionit bazë i , në RB-në (r,k) , dhe $H_{r,k}^{i,u}$ dobësimi i kanalit mes stacionit bazë i dhe përdoruesit u . Është e qartë se me paraqitjen e interferencës shpejtësia e transmetimit që arrihet nga përdoruesi bie. Në fakt humbjet në performancë mund të llogariten si diferenca mes $\bar{R}_{r,k}^u$ dhe $R_{r,k}^u$. Varësia e këtyre humbjeve nga niveli i interferencës është paraqitur në figurën 2.2. Nga kjo figurë shihet se kur niveli i interferencës është i barabartë me nivelin e fuqisë së dobishme (pra $\alpha = 0$) humbjet arrijnë deri në 40%.

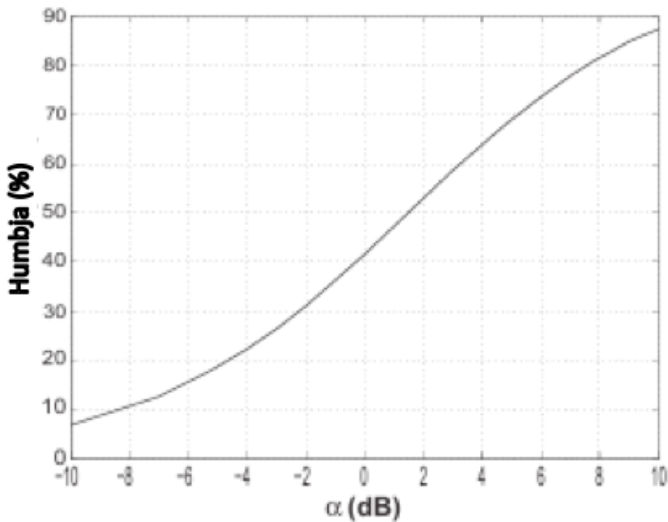


Figura 2.2. Humbjet në shpejtësi të transmetimit në varësi të nivelit të interferencës [12]

Në sistemet LTE menaxhimit të interferencës mes celulave i kushtohet një rëndësi e veçantë. Për të adresuar këtë problem në LTE, përdoret teknika e koordinimit të interferencës mes celulave e njohur shkurt si ICIC, e cila aplikohet gjatë planifikimit dhe alokimit të resurseve dhe nënkupton që stacionet bazë (apo eNodeB, siç quhen në LTE) marrin parasysh interferencën që vjen nga celulat fqinje gjatë ndarjes së RB-ve për përdoruesit e veçantë. Dy nga metodat më të përhapura që përdoren për të arritur këtë janë ripërdorimi i pjesërishtëm i frekuencave (FFR) dhe ripërdorimi i butë i frekuencave (SFR).

Ripërdorimi i pjesërishtëm i frekuencave (FFR)

Për të aplikuar këtë koncept RB-të grupohen në grupe të ndryshme dhe i alokohen përdoruesve në lokacione të ndryshme të celulës. Në përgjithësi përdoruesit të cilët afektohen më së shumti nga interferenca mes celulave janë përdoruesit të cilët gjenden në kufi të celulave. Te këta përdorues raporti mes sinjalit të dobishëm dhe interferencës mund të jetë shumë i ulët sidomos kur dy celula fqinje transmetojnë në të njëjtin RB në të njëjtën kohë. Efekti është më pak i theksuar te përdoruesit që gjenden në mes të celulës. Për të adresuar këtë problem, stacioni bazë gjatë planifikimit të resurseve mund t'i trajtojë përdoruesit varësisht nga lokacioni ku gjenden, në brendi apo në kufi të celulës.

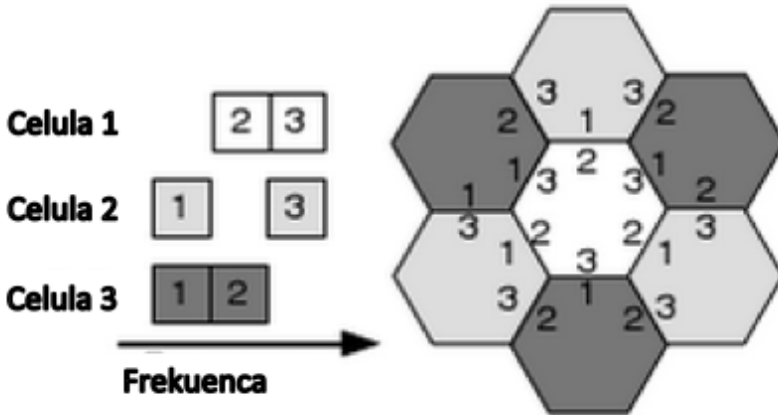


Figura 2.3. Skema me ripërdorim të pjesërishtëm të frekuencave (FFR) me $\frac{1}{K} = \frac{2}{3}$

Mund të themi, pra, se celula ndahet në dy hapësira (rrathë koncentrikë): në pjesën e brendshme dhe atë të jashtme. Në pjesën e brendshme stacionet bazë mund të ripërdorin resurset me faktor 1, ndërsa në pjesën e jashtme aplikohen kufizime në alokimin e RB-ve. P. sh., nëse përdoruesit e jashtëm alokohen në një grup të RB-ve, atëherë celulat fqinje nuk i alokojnë ato RB-ja për përdoruesit e vet të jashtëm. Pra, në pjesën e jashtme të celulës faktori i ripërdorimit të frekuencës është $\frac{1}{K} < 1$. Ky koncept njihet si të evitohet interferenca me celulat fqinje. Një skemë e tillë është treguar në figurën 2.3.

Skema në figurën 2.3. ka faktor të ripërdorimit të frekuencës $\frac{1}{K} = \frac{2}{3}$, që do të thotë se RB-të në dispozicion janë ndarë në 3 grupe nga të cilat 2 i janë alokuar secilës celulë. Këto grupe brenda celulës alokohen në lokacione të ndryshme në mënyrë që të evitohet interferenca mes celulave fqinje. Duke pasur parasysh se në pjesën e brendshme të celulës interferenca nga celulat fqinje është mjaft e vogël, atëherë mund të përdoren edhe skema ku një pjesë e resurseve, të cilat alokohen për pjesën e brendshme të celulës kanë faktor të ripërdorimit 1, ndërsa pjesa tjetër më të vogla se 1. Në figurën 2.4. është treguar një skemë e tillë.

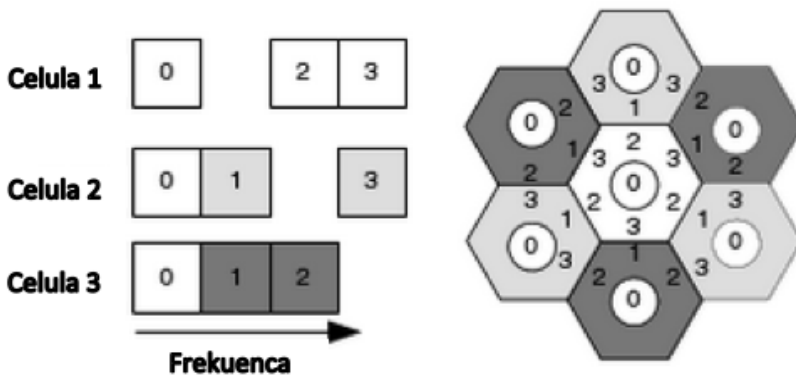


Figura 2.4. Skema FFR me $\frac{1}{K} = 1$ për grupin 0 dhe $\frac{1}{K} = \frac{2}{3}$ për grupet 1, 2, 3

Në këtë skemë resurset janë ndarë në 4 grupe: 0, 1, 2 dhe 3. Nga këto grupe, grupi 0 përdoret në secilën celulë, në pjesën e brendshme të celulës, ndërsa 2 nga 3 grupet tjera i alokohen secilës celulë në lokacione të ndryshme në mënyrë që të evitohet interferenca mes celulave fqinje.

Ripërdorimi i butë i frekuencave (SFR)

Për të përmirësuar efikasitetin e përdorimit të brezit në skemat FFR është propozuar koncepti i ripërdorimit të butë të frekuencave (SFR). Në SFR faktori i ripërdorimit të frekuencave mbetet 1, mirëpo aplikohet fuqi transmetuese e ndryshueshme në RB të ndryshme. Pra, sërish, RB-të në dispozicion ndahen në grupe dhe pastaj secilit grup i alokohet fuqi e ndryshme varësisht nga lokacioni brenda celulës. Për grupet që përdoren në pjesën e brendshme të celulës përdoret fuqi transmetuese më e ulët, ndërsa për ato në pjesën e jashtme më e lartë. Njëkohësisht grupet e resurseve alokohen në mënyrë të tillë që dy celula fqinje nuk transmetojnë në fuqi të lartë në të njëjtin grup të RB-ve, nëse ato i alokohen pjesës së jashtme. Një skemë e SFR është treguar në figurën 2.5.

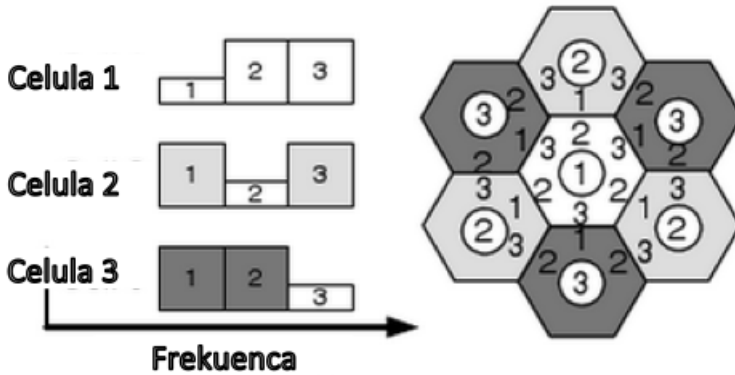


Figura 2.5. Një skemë SFR

Në këtë skemë resurset janë ndarë në 3 grupe: 1, 2 dhe 3. Celulave fqinje në mënyrë ortogonale i alokohet nga një grup i resurseve për përdorim në pjesën e brendshme të celulës. Dy grupet e mbetura alokohen për pjesën e jashtme të celulave, por organizohen në mënyrë të tillë që të minimizojnë interferencat mes celulave fqinje. Fuqia transmetuese për resurset që përdoren në pjesën e brendshme, ku interferencat kanë pak efekt është e ulët në mënyrë që të mos shkaktohet interferencë me përdoruesit e jashtëm të celulave fqinje. Me skema të këtilla arrihet ripërdorim maksimal i resurseve frekuencore (pra me faktor 1), por interferenca menaxhohet me skema inteligjente të alokimit të resurseve dhe fuqisë në mënyrë që të mos kufizohet kapaciteti i sistemit.

Për të mundësuar implementimin e skemave FFR dhe SFR duhet të mundësohet komunikimi mes stacioneve bazë që kontrollojnë celulat fqinje. Në raste kur një grup i celulave kontrollohet nga i njëjti stacion bazë, atëherë alokimi i koordinuar i resurseve mund të bëhet pa shkaktuar sinjalizim shtesë. Mirëpo në shumicën e rasteve celulat fqinje kontrollohen nga stacione bazë të ndryshme, prandaj është e nevojshme që të definohen standarde për sinjalizim dhe komunikim efektiv mes tyre.

2.1.2. Koordinimi i avancuar i interferencës mes celulave (eICIC)

Kjo teknikë është zhvilluar pikërisht me qëllim të adresimit të interferencës në rrjete të dendura heterogjene dhe për herë të parë u propozua dhe u aplikua në kuadër të teknologjisë LTE-A. eICIC është

teknikë me dy hapa. Në hapin e parë inkurajon përdoruesit të përzgjedhin celulat e vogla në vend të makrocelulës, duke aplikuar një faktor ndikimi gjatë kalkulimit të fuqisë së sinjalit të pranuar. Ky hap quhet zgjerim i rrezes së celulës (CRE). Siç është paraqitur në figurën 2.6. aplikimi i një faktori të tillë ndikon në zgjerimin artificial të rrezes së mbulueshmërisë së celulës së vogël. Në këtë mënyrë përdoruesit që normalisht do të kishin zgjedhur makrocelulën do të inkurajohen të përzgjedhin celulën e vogël.



Figura 2.6. Zgjerimi i rrezes së celulës së vogël me CRE

Përdoruesit që përzgjedhin në këtë mënyrë celulën e vogël do të ndodhen në rripin CRE të celulës, ku janë të ekspozuar shumë ndaj interferencës së makrocelulës. Për të luftuar këtë interferencë në hapin e dytë ybatohet skema e transmetimit, ku gjatë disa prej nën kornizave makrocelulat detyrohen të heshtin, pra të mos transmetojnë siç është paraqitur në figurën 2.7.

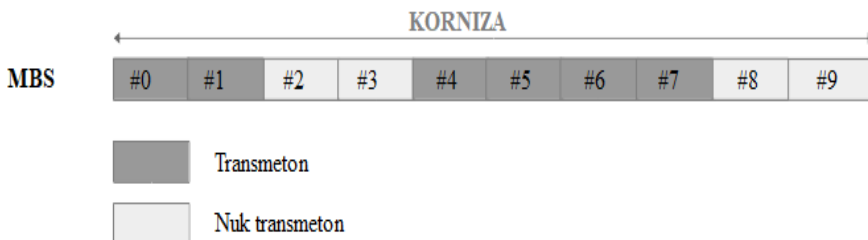


Figura 2.7. Korniza me nënkorniza gati të heshtura (ABS)

Pra, pas alokimit makrocelula nuk transmeton të dhëna në nënkorniza të përzgjedhura, megjithatë transmetimi i të dhënave të kontrollit vazhdon, prandaj edhe skema quhet “nënkorniza gati të heshtura” (ABS). Gjatë këtyre nënkornizave kur makrocelulat heshtin përdoruesit në skaje të mikrocelulave mund të pranojnë të dhëna pa interferencë. Parametri CRE si dhe përqindja e nënkornizave që marrin pjesë në skemën ABS janë parametra që mund të konfigurohen paraprakisht *offline* ose të përzgjedhen në mënyrë dinamike. Optimizimi i këtyre parametrave është temë aktive hulumtimi, prandaj lexuesi inkurajohet të konsultojë punime si [16] për të mësuar më shumë.

CRE dhe ABS mund të aplikohen edhe si skema të pavarura, varësisht nga shtrirja e rrjetit. eICIC është teknikë themelore në rrjetet HetNet dhe për këtë arsye konsiderohet si pikë krahasuese për vlerësimin e çfarëdo skeme të propozuar për lehtësimin e interferencës.

2.2. Agregimi i bartësve

Agregimi i bartësve është një teknologji e avancuar që lejon përdorimin paralel dhe të njëkohshëm të disa bartësve komponentë (CC) për të zgjeruar kështu brezin e përgjithshëm të qasshëm për transmetim. Kjo teknologji për herë të parë u propozua dhe u zbatua për LTE-A, por është përvetësuar për përdorim edhe në 5G NR.

Ideja është që bartësit e ndryshëm të agreguar të operojnë si një tub i vetëm i gjerë i të dhënave, që do të lejonte shpejtësi të mëdha të transmetimit dhe kapacitet më të madh. Në përgjithësi bartësit komponentë mund të jenë të gjerësive të ndryshme, si dhe mund t’i takojnë brezave të ndryshëm frekuencorë.

Në LTE-A gjerësia e bartësit mund të jetë cilado prej brezave të përkrahura, pra 1.4, 3, 5, 10, 15 ose 20 MHz, ndërsa lejohet agregimi i më së shumti 5 bartësve për të mbledhur kështu gjerësi brezi deri në 100 MHz. Në 5G NR në anën tjetër përkrahet agregimi i deri 16 bartësve individualë, duke mundësuar kështu gjerësi deri në $16 \cdot 400 \text{ MHz} = 6400 \text{ MHz}$. Ekzistojnë tri mënyra të aplikimit të agregimit të bartësve:

- Agregimi i bartësve të vazhdueshëm brenda brezit të njëjtë;
 - Agregimi i bartësve jo të vazhdueshëm brenda brezit të njëjtë dhe
 - Agregimi i bartësve jo të vazhdueshëm në breza të ndryshëm
- Këto tri aplikime të mundshme janë treguar në figurën 2.8.

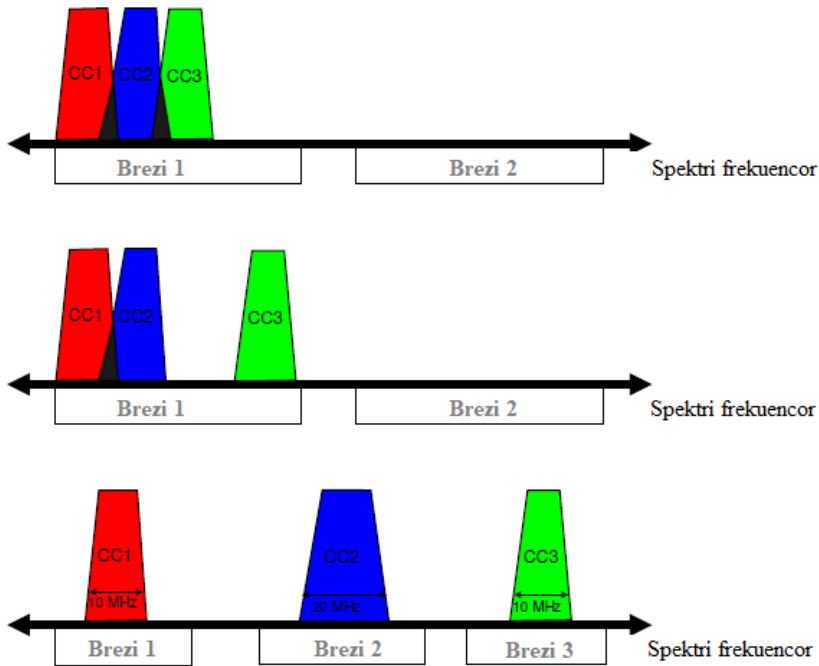


Figura 2.8. Aplikimet e mundshme të agregimit të bartësve: agregimi i bartësve të vazhdueshëm brenda brezit të njëjtë (lart), agregimi i bartësve jo të vazhdueshëm brenda brezit të njëjtë (mes), agregimi i bartësve jo të vazhdueshëm në breza të ndryshëm (poshtë)

Pra, siç shihet nga figura, në implementimin e parë komponentët bartës janë brenda brezit të njëjtë dhe janë copa të vazhdueshme të spektrit frekuencor, në aplikimin e dytë ato gjenden sërish brenda brezit të njëjtë, por nuk kanë nevojë të jenë pjesë të vazhdueshme të spektrit dhe në aplikimin e tretë lejohet edhe agregimi i bartësve që gjenden në breza të ndryshëm frekuencorë. Ndonëse zbatimi i tretë lejon më së shumti shkallë të lirisë, gjithashtu paraqet edhe aplikimin më kompleks sidomos sa i përket pjesës harduerike. Megjithatë dy opsionet e fundit paraqesin sfida nga aspekti teknik, të dyja janë të dëshirueshme pasi mundësojnë agregimin e bartësve jo të vazhdueshëm, që nënkupton se operatori nuk ka nevojë për copë të madhe të vazhdueshme të spektrit për të rritur kapacitetin.

Fakti që bartësit komponentë (CC-të) mund t'i takojnë brezeve të ndryshme paraqet komplikim shtesë sidomos pasi që këta bartës do të përjetojnë kushte të ndryshme të përhapjes dhe rrjedhimisht do të kenë sipërfaqe të ndryshme të mbulueshmërisë, por edhe të interferencës.

Kjo afekton sidomos fazën e planifikimit të rrjetit dhe algoritmet e planifikimit të resurseve që duhet t'i kenë këto dallime parasysh.

Aspekt tjetër i rëndësishëm është kompatibiliteti me pajisjet e vjetra LTE dhe 3G, pasi që koekzistenca me këto rrjete mbetet një aspekt i rëndësishëm, përderisa nga aspekti teknik pritet që do të kalojë një kohë derisa shumica e pajisjeve të jenë të harduerikisht të afta të pranojnë bartësit e agreguar. Kjo mundësohet duke trajtuar secilin bartës komponent si bartës të pavarur që trashëgon shtresën fizike dhe mund të shërbejë si bartës LTE. Prandaj secili kombinim i nyejve të qasjes dhe bartësit komponent mund të konsiderohet si celulë shërbyese e pavarur. Në kontekst të teknologjisë CA lind edhe koncepti i celulave shërbyese. Përderisa përdoruesit me pajisje të vjetra mund të përzgjedhin njërin celulë shërbyese, pajisjet e avancuara mund të përzgjedhin më shumë se një celulë shërbyese (pra më shumë bartës komponentë). Për përdoruesit CA nga celulat e përzgjedhura njëra konfigurohet si celulë primare (PCell), ndërsa të tjerat projektohen si celula sekondare apo SCell. Përcaktimi i PCell është me rëndësi për të siguruar transmetimin e të dhënave të kontrollit dhe si e tillë nuk mund të çaktivizohet. Përderisa celulat SCell mund të aktivizohen e çaktivizohen në mënyrë dinamike varësisht nga nevojat e përdoruesve.

Përfundimisht sa i përket përzgjedhjes apo asocijimit të përdoruesve me stacionet bazë dhe përzgjedhjen e celulave shërbyese parashihen dy aplikime të mundshme:

- CA me një rrjedhë trafiku – përdoruesi asociohet me një nyje të vetme dhe shfrytëzon bartësit komponentë në dispozicion në atë stacion bazë dhe
- CA me shumë rrjedha trafiku – përdoruesi mund të asociohet me një apo më shumë nyje dhe shfrytëzon bartësit komponentë në dispozicion në ato stacione bazë.

2.3. Përcaktimi i fuqisë transmetuese në rrjetet heterogjene me CA

Në rrjetet heterogjene me CA, secili bartës ka buxhet të pavarur të fuqisë. Kështu, problemi i përcaktimit të fuqisë në sistemin me teknologji CA nuk është problem i alokimit të fuqisë me qëllim të shfrytëzimit sa më efikas të një buxheti të kufizuar, siç mund ta gjejmë rëndom në literaturë. Por problem i përzgjedhjes optimale të fuqisë transmetuese për secilin

bartës, nga një bashkësi nivelesh transmetimi, në mënyrë që garanton performancë optimale të rrjetit, në një numër indikatorësh të performancës.

Ky problem rritet në mënyrë eksponenciale me numrin e celulave, bartësve dhe rezolucionin e niveleve të fuqisë transmetuese në dispozicion të stacioneve bazë apo pikave të qasjes (PQ-ve). Kur njëra nga objektivat e optimizimit është maksimizimi i shpejtësisë transmetuese, problemi është gjithashtu jolinear pasi që shpejtësia e transmetimit varet nga raporti sinjal dhe interferencë plus zhurmë (SINR) në anën e përdoruesit. Prandaj zgjidhjet optimale të centralizuara janë në përgjithësi të porealizueshme dhe jopraktike sidomos në rrjeta të dendura heterogjene.

Shqyrtojmë problemin në një rrjet dyshtresor celular të përbërë nga makrostacionet bazë (MSB) që kontrollojnë makrocelulat dhe mikrostationet bazë (miSB) që kontrollojnë mikrocelulat, siç është paraqitur në figurën 1.9. Pajisjet në rrjet mund të jenë të pajisura me teknologjinë CA si dhe pa CA.

Sipërfaqen e mbuluar nga rrjeti e ndajmë në zona bashkësinë e të cilave e shënojmë si Z . Nga perspektiva e kanalit supozojmë se të gjithë përdoruesit brenda një zone z përjetojnë të njëjtat kushte të kanalit nga një SB të përfaqësuar me mesataren e përjetuar nga përdoruesit. Madhësia e zonës përcaktohet në mënyrë arbitrare dhe paraqet një balancim mes kompleksitetit dhe realizmit. Është e qartë që sa më e vogël zona, aq më realist është modeli, në llogari të një kompleksiteti më të lartë. Asocijimi mjedisit të SB-së dhe zonës përcaktohet nga operatori i rrjetit gjatë planifikimit të rrjetit. Në këtë rast do të supozojmë se zonat (përkatësisht përdoruesit brenda zonës) asociohen me SB-në më të afërt, ndonëse skemat tjera dinamike po ashtu mund të përdoren, duke përfshirë mundësinë e asocijimit me disa SB njëkohësisht.

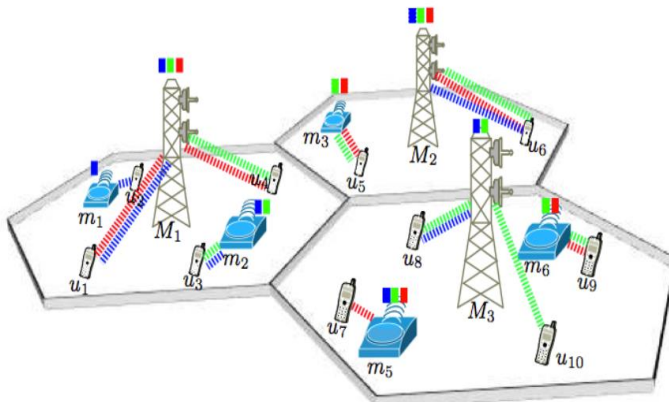


Figura 2.9. Rrjeti dyshtresor me agregim të bartësve të shumëfishtë. Vijat e ndërprera me ngjyra të ndryshme paraqesin bartësit komponentë të ndryshëm.

Të gjitha SB-të (makro dhe mikro) ndajnë të njëjtën bashkësi të radioresurseve. Në veçanti një bashkësi gjithëpërfshirëse e të gjithë bartësve komponentë, të cilën e shënojmë me \mathcal{C} , është në dispozicion të të gjithë SB-ve njëkohësisht. Rasti kur SB-të kanë në dispozicion një nënbashkësi të \mathcal{C} është nën rast i këtij skenari. Secili bartës përkufizohet nga frekuenca qendrore e tij, gjerësia e brezit dhe numerologjia e përdorur. Frekuenca qendrore afekton mbulueshmërinë e bartësit, pasi që dihet se përhapja e sinjalit shkon duke u vështirësuar në frekuenca të larta. Gjerësia e brezit dhe numerologjia në anën tjetër përcaktojnë numrin e blloqeve të resurseve (RB) në dispozicion; sa më i gjerë bartësi aq më shumë resurs blloqe mund të përmbajë.

Niveli i fuqisë transmetuese që rrezatohet nga secili SB për bartësit në dispozicion mund të përditësohet në mënyrë periodike, në varësi të trafikut dhe kushteve të përhapjes së sinjalit. Përditësimi mund të iniciohet edhe nga ndryshimet në parametrat e rrjetit. Periudha e përditësimit duhet të jetë ndjeshëm më e gjatë se periudha e alokimit të resursblloqeve, pra diku në rangun e disa qindra nënkornizave. SB-të mund të zgjedhin nga një bashkësi diskrete e niveleve të fuqisë, e cila përmban edhe vlerën 0, që korrespondon me fikjen e bartësit apo SB-së. Nivelet e fuqisë i shprehim si fraksione të fuqisë maksimale transmetuese të lejuar, pra $\mathbf{P} = \{0, 0.1, \dots, 1\}$ pasi që fuqia maksimale mund të dallojë varësisht nga lloji i SB-së.

Për të përcaktuar nivelin e fuqisë transmetuese në drejtimin downlink, SB-të marrin parasysh informatat e dërguara nga përdoruesit në lidhje me cilësinë e kanalit. MSB-të janë të lidhura me grupin e miSB-ve që janë të ndërshtresuara nën hapësirën e mbuluar nga to përmes lidhjes me fibër optik, që mundëson komunikim shumë të shpejtë mes tyre, ndërsa mes MSB-ve të ndryshme fqinje ekziston komunikimi përmes ndërfaqes X_n . Kështu MSB-të dhe miBS-të shoqëruese mund të bashkëpunojnë dhe shkëmbejnë informata për të marrë vendime të përbashkëta. Arkitekturat e rrjeteve 5G parashohin që SB-të që janë gjeografikisht afër njëra-tjetrës do të kenë sistemin në brez themelor (*baseband*) të përbashkët.

Duke pasur parasysh pra që mundësia e bashkëpunimit ekziston, problemi i lartpërshkruar mund të shqyrtohet nga perspektiva e teorisë së lojërave, që është një vegël shumë e përshtatshme matematikore, kur kemi nevojë për zgjidhje të distribuara për probleme me objektiva të shumëfishta dhe ku kemi disa entitete që konkurrojnë për të njëjtin grup të resurseve (në rastin specifik bartësit në dispozicion).

2.3.1. Modelimi i problemit të përcaktimit të fuqisë përmes teorisë së lojërave

Problemi i përcaktimit të nivelit të fuqisë transmetuese për secilin bartës mund të modelohet si një lojë konkurruese midis ekipeve të SB-ve (Figura 2.10). Mund të vërtetohet se loja e modeluar i përket klasës së lojërave pseudopotenciale [6], të cilat dihet se pranojnë ekuilibrat e pastër Nash (NE) [17]. Kjo mundëson përdorimin e një algoritmi të shpërndarë bazuar në dinamikën me përgjigje më të mirë që i mundëson rrjetit të arrijë në mënyrë dinamike një NE që përfaqëson zgjidhjen e preferuar përsa i përket kapacitetit transmetues, mbulueshmërisë së përdoruesve dhe konsumit të energjisë.

Secili ekip ka për qëllim të maksimizojë përfitimin (*payoff*) e tij. Në të vërtetë, duke pasur parasysh arkitekturën e rrjetit në fjalë, një MSB dhe miBS-të brenda zonës së tij të mbulimit kanë objektivin e përbashkët për t'u siguruar përdoruesve të vendosur brenda *zonës gjeografike* të makrocelulës një shpejtësi të lartë transmetuese të të dhënave. Kështu, ata mund të zgjedhin të bashkëpunojnë me njëri-tjetrin në mënyrë që të përmirësojnë përfitimet e tyre individuale, si dhe të kontribuojnë në "të mirën publike" të ekipit.

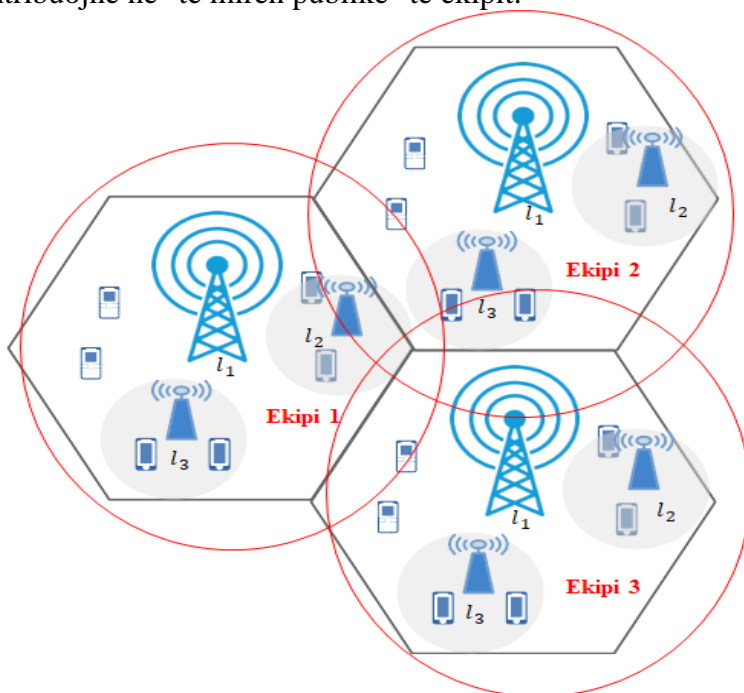


Figura 2.10. Modeli i rrjetit dhe ekipeve. Lokacionet e ekipeve janë shënuar me l_1 , l_2 , l_3 . Vijat e plota të kuqe paraqesin kufijtë e ekipeve.

Bashkëpunimi midis SB-ve të tilla është i dobishëm veçanërisht pasi interferenca ndërshtesore është më e ndjeshme brenda celulës se ajo ndërceululare. Në të njëjtën kohë, megjithëse rritja e fuqisë transmetuese të një SB mund të rrisë raportin SINR të përdoruesve të tij, një rritje e tillë dëmton përdoruesit që shërbehen nga SB-të tjerë pasi që të gjitha SB-të përdorin të njëjtin spektër frekuence. Nga kjo rrjedh se ekipet do të garojnë mes njëri-tjetrit për të njëjtat resurse, secili duke synuar të maksimizojnë përfitimet e veta.

Loja e modeluar dhe analiza e saj janë të detajuara më poshtë. Formulimi mund të shtrihet lehtësisht për të akomoduar konfigurimin e grupeve të ndryshme dhe grupimeve të ekipeve të kontrolluara nga një kontrollues qendror.

2.3.2. Përkufizimi i lojës mes ekipeve

Le të jetë $\mathcal{T} = \{t_1, \dots, t_T\}$ bashkësia e ekipeve në rrjetin heterogjen, ku T është numri i përgjithshëm i ekipeve. Secili ekip përbëhet nga një MSB dhe miSB-të që gjenden brenda zonës gjeografike të mbulueshmërisë së MSB-së. Lojtarët e ekipit mund të shkëmbejnë informacione mes njëri-tjetrit, ndërsa MSB luan rolin e drejtuesit të ekipit, d.m.th. merr vendime për të gjithë anëtarët e ekipit në një mënyrë që maksimizon përfitimet e përgjithshme të ekipit.

Për të përgjithësuar formulimin më tutje, SB-ve që formojnë ekipin i referohemi si lokacionet e ekipit $\mathcal{L}_t = \{l_1, \dots, l_L\}$, ku për thjeshtëzim të notacionit numri i lokacioneve brenda një ekipi supozohet të jetë konstant dhe i barabartë me L . Një përgjithësim i tillë është veçanërisht i dobishëm pasi interferenca e shkaktuar brenda ekipit varet edhe nga pozicioni relativ ndërmjet lojtarëve të ndryshëm. Grupin e zonave të mbuluara nga lokacioni l e shënojmë si \mathcal{Z}_l dhe bashkësinë e tyre, pra grupin gjithëpërfshirës të zonave të ekipit si \mathcal{Z}_t .

Gjithashtu shënojmë me E_z numrin e përdoruesve brenda zonës dhe me E_t numrin e përgjithshëm të përdoruesve të shërbyer nga një ekip. Çdo ekip, që përfshin një grup lokacionesh (SB të vendosura në pozicione të ndryshme brenda makrocelulës) duhet të vendosë se cilin nivel të fuqisë së transmetimit duhet përdorur (nga vlerat e mundshme në \mathbf{P}) në secilin prej atyre lokacioneve dhe për secilin bartës në dispozicion $\mathcal{C} = \{c_1, \dots, c_C\}$.

Në definimin e lojës janë të rëndësishme edhe përkufizimet për *lëvërdinë* (*utility*) dhe *përfitimin* (*payoff*), të cilat përdoren në teorinë e

lojës për të modeluar objektivat e lojtarëve kur përzgjedhin strategjinë e tyre.

Megenëse shpejtësia e transmetimit në rrjet është një metrikë e rëndësishme e performancës, është e natyrshme që përfitimi i secilit ekip të përcaktohet si funksion i shpejtësive të transmetimit të të dhënave që mund t'i ofrojnë përdoruesve të vet. Shpejtësia e transmetimit që i ofrohet një përdoruesi është e lidhur ngusht me raportin SINR që ai përjeton, i cili varet nga fuqia transmetuese e zgjedhur nga lokacioni shërbyes (SB), bartësi që përdoret dhe nivelet e fuqisë transmetuese të zgjedhura nga lokacionet fqinje. Duke supozuar se të gjithë përdoruesit në të njëjtën zonë përjetojnë të njëjtën sasi interference, për secilin ekip së pari mund të përcaktojmë një matricë ndërhyrjeje të madhësisë $|Z_t| \times C$ e shënuar si I^t . Çdo hyrje në matricë tregon ndërhyrjen e përjetuar nga përdoruesit në zonën z në bartësin c , e cila është shkaktuar nga ekipet tjera:

$$I_{z,c}^t(\mathbf{s}^{-t}) = \sum_{t' \in \mathcal{T} \wedge t' \neq t} \sum_{l' \in \mathcal{L}_{t'}} s_{l',c}^{t'} a_{l',z,c} \quad (2.3)$$

ku \mathbf{s}^{-t} paraqet strategjitë e përzgjedhura nga të gjitha ekipet tjera përveç t , $s_{l',c}^{t'}$ është niveli i fuqisë (strategjia) i ekipit t' për lokacionin l' në bartësin c dhe $a_{l',z,c}$ është faktori i dobësimit $0 \leq a_{l',z,c} \leq 1$ i përjetuar nga sinjali i transmetuar nga lokacioni l' në c kur arrin te përdoruesi në zonën z . Vlerat e dobësimit mund të parallogariten duke përdorur modele të njohura të përhapjes në ambiente urbane [18].

SINR e përdoruesit në zonën z , kur shërbehet nga lokacioni l në ekipin t jepet me shprehjen:

$$\gamma_{z,c}^t = \frac{s_{l,c}^t a_{l,z,c}}{N + \sum_{l' \in \mathcal{L}_t \wedge l' \neq l} a_{l',z,c} s_{l',c}^t + I_{z,c}^t} \quad (2.4)$$

ku N paraqet nivelin mesatar të fuqisë së zhurmës. Përveç N dhe $I_{z,c}^t$, kemi një term shtesë në emërues, i cili qëndron për interferencën brenda ekipit dhe tregon shumën e fuqive të të gjitha sinjaleve të pranuar nga lokacionet brenda të njëjtit ekip, përveç lokacionit l .

Lëvërdia i secilit ekip mund të përcaktohet si një funksion i vlerave SINR të zonave individuale. Në veçanti funksioni i ngjashëm me sigmoidin është përdorur shpesh për këtë qëllim në kontrollin e fuqisë në uplink [19]. Ky funksion është i përshtatshëm për të kapur thelbin e lëvërdisë edhe në problemin e përcaktimit të fuqisë transmetuese në downlink pasi ka karakteristika që ngjasojnë ngusht me marrëdhëniet reale midis SINR dhe shpejtësisë së transmetimit.

Duke përvetësuar funksionin sigmoid si funksion të lëvërdisë për secilin çift (zonë, bartës) në ekip, shkruajmë shprehjen për leverdinë e ekipit si:

$$u^t(\mathbf{s}^t, \mathbf{s}^{-t}) = \sum_{l \in \mathcal{L}_t} \sum_{z \in \mathcal{Z}_l} \sum_{c \in \mathcal{C}} \frac{E_z}{E_t(1 + e^{-\alpha(\gamma_{z,c}^t - \beta)})} \quad (2.5)$$

Funksioni sigmoid në ekuacionin (2.5) ka dy parametra të akordueshme α , i cili kontrollon pjerrtësinë e funksionit dhe β i cili kontrollon qendrën e tij. Ato mund të akordohen për t'iu përshtatur skenarit në fjalë. Në veçanti sa më e lartë është α , aq më shumë funksioni i ngjan një funksioni shkallë-njësi, d.m.th., funksioni bëhet i jovazhdueshëm me rritjen e SINR. Sa më e lartë është β , aq më i madh është SINR për të cilin një zonë ka përfitim pozitiv. Gjithashtu, përfitimi individual i secilës zonë z në ekipin t peshohet me numrin e përdoruesve të mbuluar nga ekipi në zonë (E_z/E_t) në mënyrë që t'i jepet më shumë peshë zonave më të populluara. Kështu merret parasysht edhe shpërndarja hapësinore e përdoruesve sa herë që kjo nuk është uniforme në zonën e rrjetit.

Funksioni i koston me dy komponentë përkufizohet për të llogaritur interferencën dhe efektin e saj të dëmshëm, si dhe për të garantuar paanësi në nivelin e shërbimit të ofruar për përdoruesit. Si komponent i parë i koston përkufizohet një vlerë që synon të penalizojë lojtarët që zgjedhin strategji të fuqisë së lartë, si: $\xi \sum_{l \in \mathcal{L}_t} \sum_{c \in \mathcal{C}} s_{l,c}^t \bar{a}_{l,c}$, ku $\bar{a}_{l,c}$ është cilësia mesatare e kanalit në bartësin c mbi të gjitha zonat e shërbyera nga lokacioni l dhe ξ është çmimi njësi për fuqinë e transmetuar.

Ky komponent i koston rritet me rritjen e nivelit të zgjedhur të fuqisë transmetuese, megjithatë gjithashtu merr në konsideratë kushtet e përhapjes së sinjalit për përdoruesit e shërbyer nga lokacioni. Me fjalë të tjera, lokacionet që duhet t'u shërbejnë përdoruesve që kanë një cilësi të dobët të kanalit do të paguajnë një kosto më të ulët, e cila siguron një nivel të paanësisë. Për më tepër, parametri ξ mund të vendoset në mënyrë optimale ashtu që të jetë në përpjesëtim të kundërt me interferencën mesatare që ekipi përjeton nga ekipet e tjera. Në këtë mënyrë ky komponent i koston do të jetë më i vogël për një ekip që përjeton interferencë të lartë duke e shtyrë me të drejtë ekipin të rrisë fuqinë e tij të transmetimit.

Komponenti i dytë i funksionit të koston siguron më tej paanësi në rrjet duke penalizuar ato strategji që lënë përdoruesit pa mbulim. Këtë komponentë e definojmë si δe_t , ku δ është një çmim njësi që paguhet për secilin përdorues të pashërbyer dhe e_t është fraksioni i përdoruesve

brenda zonës së ekipit që përjeton nivele të SINR nën një prag të caktuar. Pasi që një MSB mund të komunikojë me miSB-të në makrocelulë, udhëheqësi i ekipit ka njohuri për densitetin e përdoruesve nën mbulimin e lojtarëve të ekipit të tij. Kështu, ai lehtë mund të vlerësojë pjesën e përdoruesve e_t , në varësi të strategjisë së zgjedhur për secilin prej lojtarëve të tij (\mathbf{s}^t), si dhe në varësi të të gjitha strategjive të skuadrave të tjera (\mathbf{s}^{-t}). Funkzioni i përgjithshëm i kostos jepet me shprehjen:

$$\pi^t(\mathbf{s}^t, \mathbf{s}^{-t}) = \xi \sum_{l \in \mathcal{L}_t} \sum_{c \in \mathcal{C}} s_{l,c}^t \bar{a}_{l,z,c} + \delta e_t \quad (2.6)$$

ku ξ dhe δ tregojnë peshën që i është caktuar secilit komponent të funksionit të kostos.

Përfundimisht përfitimi i secilit ekip përkufizohet si lëvërdia minus kostoja e paguar:

$$w^t(\mathbf{s}^t, \mathbf{s}^{-t}) = u^t(\mathbf{s}^t, \mathbf{s}^{-t}) - \pi^t(\mathbf{s}^t, \mathbf{s}^{-t}) \quad (2.7)$$

Si përmbledhje, problemi mund të formulohet si një lojë konkurruese $G = \{\mathcal{T}, \mathcal{S}, \mathcal{W}\}$, ku \mathcal{T} është bashkësia e ekipeve, \mathcal{S} është bashkësia gjithëpërfshirëse e strategjive në dispozicion të ekipeve dhe \mathcal{W} është bashkësia e funksioneve të përfitimit. Qëllimi i secilit ekip është të zgjedhë një strategji e cila do të maksimizojë përfitimin e tij. Për shkak se përfitimi varet gjithashtu nga strategjitë e ekipeve të tjera, një ekip duhet të marrë vendime që merr parasysh strategjitë, që vlerëson ose di, që ekipet e tjera kanë zgjedhur. Kështu, duke përdorur terminologjinë e teorisë së lojës, strategjia e përzgjedhur nga një ekip njihet si *përgjigja më e mirë (best-reply)*. Për më tepër, për të zvogëluar konsumin e energjisë dhe interferencën drejt ekipeve të tjera, një ekip do të zgjedhë përgjigjen e tij më të mirë midis strategjive që maksimizojnë përfitimin e tij, si më poshtë:

1. Midis strategjive që janë ekuivalente për sa i përket përfitimit që sjellin, ekipi do të zgjedhë atë me fuqi totale më të ulët për të zvogëluar konsumin e përgjithshëm të energjisë;

2. Kur nuk ka dallim midis strategjive me fuqi të barabartë totale, por të caktuara në lokacione të ndryshme do të zgjedhë strategjinë që cakton nivele më të larta të fuqisë për miBS, që janë më afër qendrës së celulës, për të minimizuar interferencën ndër celulare;

3. Kur nuk ka dallim midis dy strategjive në dy kriteret e mësipërme do të zgjedhë strategjinë që cakton nivele më të larta të fuqisë për bartësit me frekuencë më të lartë, përsëri për të minimizuar interferencën.

2.3.3. Analiza e lojës

Për të analizuar sjelljen e lojës së mësipërme dhe për të diskutuar ekzistencën e NE fillojmë nga përkufizimi i lojërave *strategjike komplementuese/zëvendësuese me agregim* të dhënë në [17] [20].

Një lojë $\Gamma = \{\mathcal{P}, \mathcal{S}, \mathcal{W}\}$, ku \mathcal{P} është grupi i lojtarëve dhe \mathcal{S} e \mathcal{W} janë përcaktuar si më lart, është një lojë *strategjike zëvendësuese me agregim* nëse për secilin lojtar $p \in \mathcal{P}$ ekziston funksioni përcaktues për përgjigjen më të mirë $\theta_p: \mathcal{S}^{-p} \rightarrow \mathcal{S}^p$ i tillë që:

$$1) \theta_p(I^p) \in \Theta(I^p) \tag{2.8}$$

$$2) \theta_p \text{ është i vazhdueshëm në } \mathcal{S}^{-p} \tag{2.9}$$

$$3) \theta_p(\hat{I}^p) \leq \theta_p(I^p), \forall \hat{I}^p > I^p \tag{2.10}$$

ku $\theta_p(I^p)$ është bashkësia e përgjigjeve më të mira për lojtarin p dhe \mathcal{S}^{-p} është produkti kartezian i bashkësive të strategjive të të gjithë lojtarëve pjesëmarrës përveç p . I^p është një funksion shtesë i të gjitha strategjive të lojtarëve të tjerë, të cilit i referohemi si agregator [20]:

$$I^p(\mathcal{S}^{-p}) = \sum_{p' \in \mathcal{P}, p' \neq p} b_{p'} s_{p'} \tag{2.11}$$

ku vlerat $b_{p'}$ janë skalare.

Kushti 1 përmbushet sa herë që varësia e funksionit të përfitimit nga strategjitë e lojtarëve të tjerë mund të përshkruhet plotësisht nga agreguesi. Kushti 2, i njohur gjithashtu si kusht i *vazhdimësisë*, nënkupton që për secilën vlerë të mundshme të I^p funksioni i përgjigjes më të mirë θ_p garanton përgjigje unike. Kushti 3 nënkupton që përgjigjja më e mirë e ekipit zvogëlohet me vlerën e agreguesit.

Një lojë *strategjike komplementuese me agregim* është identike, përveç kushtit 3, e cila shndërrohet në:

$$\theta_p(\hat{I}^p) \leq \theta_p(I^p), \forall \hat{I}^p > I^p \tag{2.12}$$

d.m.th. në rastin e lojërave strategjike komplementuese përgjigjja më e mirë e ekipit rritet me vlerën e agreguesit.

Teorema 1: *Loja konkurruese G mes ekipeve, e përshkruar më lart, është lojë strategjike komplementuese/zëvendësuese me agregim.*

Vërtetimi: Shkurt këtu po e japim një skicë të vërtetimit; vërtetimi i plotë mund të gjendet në [6]. Le ta përcaktojmë agreguesin si

interferenca që përjeton një ekip. Është e lehtë të shihet se në rastin e një ekipi me një lojtar dhe një bartës të vetëm, një agregues i tillë plotëson kushtin në (2.11) dhe që i plotëson kushtet e përcaktuara (2.8) - (2.9) dhe në njërin prej (2.10) ose (2.12). Zgjerimi në një lojë me ekipe me shumë lojtarë dhe shumë bartës nënkupton që strategjia e zgjedhur nga ekipi nuk është një vlerë skalare, por një matricë. Po kështu interferenca që përjeton secili ekip (d.m.th. agreguesi) është një matricë. Duke pasur parasysh se, ngjashëm sikur kur agreguesi është vlerë skalare mund të verifikohet që përgjigja më e mirë e ekipit, e cila është një matricë $L \times C$ i plotëson kushtet e mësipërme. Në veçanti kushti i vazhdimësisë (d.m.th. ekzistenca e përgjigjeve unike më të mira) sigurohet për çdo vlerë të matricës së interferencës nga lista e preferencave të përcaktuara për të zvogëluar konsumin e energjisë dhe interferencën ndërekipore.

Si një vërejtje shtesë për analizën e mësipërme vlen të theksohet se kostoja e prezantuar në shprehjen (2.6) është një funksion i rëndësishëm që përcakton nëse loja është strategjike komplementuese ose zëvendësuese. Në të vërtetë, nëse e konsiderojmë që përfitimi përkon me funksionin e leverdisë (d.m.th. $\xi = \delta = 0$), përgjigja më e mirë e një ekipi do të jetë rritja e fuqisë së saj të transmetimit, ndërsa interferenca rritet, duke nënkuptuar që loja është strategjike komplementuese. Kjo do të çonte në një NE në të cilën të gjitha ekipet transmetojnë në nivelin maksimal të fuqisë, pa pasur konsideratë për interferencën e shkaktuar.

Ndërsa në anën tjetër, duke imponuar një $\xi > 0$, loja do të shndërrohet në një lojë strategjike zëvendësuese për shkak se termi i parë i funksionit të koston është linear me fuqinë e transmetuar dhe kështu rritet me strategjitë e zgjedhura. Prandaj funksioni i përfitimit do të fillojë të zvogëlohet pas një pike ku rritja e mëtejme e fuqive të zgjedhura të transmetimit nuk justifikon çmimin që ekipi duhet të paguajë.

Duke imponuar një $\delta > 0$ (d.m.th. duke aktivizuar përbërësin e dytë të koston) marrëdhënia midis fuqisë transmetuese dhe koston bëhet më e ndërlikuar, por nuk e ndryshon natyrën e lojës. Pjesa e përdoruesve të pashërbyer brenda ekipit do të jetë e lartë për strategjitë e fuqisë shumë të ulët, atëherë do të ulet pasi fuqia e transmetimit të rritet dhe të rritet përsëri pasi strategjitë e zgjedhura shkaktojnë interferencë të mëdha brenda ekipit. Me fjalë të tjera komponenti i dytë i koston forcon trendin në funksionin e përfitimit të imponuar nga ndërmarrja për rritjen e interferencës në prani të strategjive të fuqisë së ulët. Për ato strategji të nivelit të mesëm që sigurojnë mbulim të mirë nuk ndikon në rritjen e

kostos. Përkundrazi, i ngjan sjelljes së komponentit të parë të koston për strategjitë e fuqisë së lartë, pasi është akoma në gjendje të diskriminojë strategjitë e fuqisë së lartë që mund të dëmtojnë performancën e sistemit.

Rezultatet kryesore nga [17], [20] tregojnë se lojërat strategjike komplementuese ose zëvendësuese me agregim i përkasin klasës së lojërave potenciale, veçanërisht nënklasës së lojërave pseudopotenciale. Këto lojëra pranojnë ekuilibrat e pastër Nash (NE), d.m.th. profile të strategjive që janë një parashikim i qëndrueshëm i rezultatit të lojës në kuptimin që asnjë lojtar nuk ka incentivë për të devijuar në mënyrë të njëanshme nga strategji të tilla.

Një tjetër rezultat i rëndësishëm që ka të bëjë me lojëra të tilla me strategji diskrete është se, falë kushtit të vazhdimësisë në shprehjen (2.9), konvergjenca në një NE garantohet nga dinamika e përgjigjes më të mirë.

2.4. Algoritmi për përcaktimin e fuqisë transmetuese

Duke përdorur modelin dhe rezultatet e shtjelluara në nënkapitullin paraprak është propozuar një skemë e distribuar, jo të komplikuar, e cila mundëson vendosjen efikase të fuqisë në downlink për secilin bartës. Ky algoritëm është propozuar në [6]. Ta shpjegojmë së pari rastin me një bartës të vetëm dhe shohim se si loja konvergjon në NE-ne më të mirë midis atyre të mundshme. Qëllimi është të arrihet në NE, sepse është zgjidhja e vetme e lojës që ekipet pjesëmarrëse mund të arrijnë në mënyrë të pavarur, ndonëse në parim mund të mos jetë pika optimale operacionale përse i përket lëvërdisë. Pastaj shohim formulimin e algoritmit për rastin me bartës të shumëfishtë dhe diskutojmë kompleksitetin e tij.

2.4.1. Rasti me një bartës

Le të përqendrohemi së pari në rastin me një bartës të vetëm dhe të shqyrtojmë dy strategji të mundshme ekstreme që një ekip mund të përvetësojë: strategjinë e fuqisë maksimale (max-fuqi) në të cilën transmetojnë të gjitha lokacionet në nivelin më të lartë të fuqisë dhe strategjinë e fuqisë minimale në të cilën të gjitha lokacionet transmetojnë në nivelin më të ulët (minfuqi) të fuqisë (më i madh se 0). Vlerësimi i vlerave të lëvërdisë të fituara për dy strategjitë ekstreme si në nivelin global të ekipit, ashtu edhe në atë individual tregon se

strategjia minifuqi gjithmonë e tejkalon strategjinë maksifuqi në një rrjet heterogjen. Në të vërtetë interferenca ndërshtresore dhe ndërekipore minon seriozisht performancën e përgjithshme të rrjetit përse i përket përfitimit global të shprehur si shumë të gjitha përfitimeve të ekipeve individuale, siç dëshmohet me rezultatet nga simulimet numerike. Sa i përket koston, siç u diskutua në pjesën paraprake, përbërësi i parë rritet me rritjen e fuqisë transmetuese të zgjedhur. Komponenti i dytë forcon trendin e imponuar nga komponenti i parë i koston për strategjinë maksifuqi dhe nga lëvërdia për strategjinë minifuqi. Kjo çon në rezultatin e mëposhtëm të rëndësishëm.

Teorema 2: *Kur ekzistojnë NE të shumta, atëherë NE me koston më të vogël të fuqisë do të jetë NE e preferuar përse i përket përfitimit global. Kjo NE gjithmonë do të arrihet nëse lojtarët fillojnë duke vendosur strategjitë e tyre në nivelin më të ulët të fuqisë në dispozicion.*

Vërtetimi: Funkzioni sigmoid karakterizohet me një kërcim që arrin në një pikë të ngopjes. Meqenëse kostoja e fuqisë rritet në mënyrë lineare me fuqinë e përzgjedhur, përgjigjja më e mirë e një ekipi do të përkojë me strategjinë më të ulët që arrin ngopjen. Le të supozojmë se loja ka dy NE në njërin prej të cilave skuadrat kanë tendencë të zgjedhin nivele më të larta të fuqisë. Meqenëse të gjitha ekipet po luajnë përgjigjet e tyre më të mira, ata janë në pikën e ngopjes së lëvërdisë. Kështu që të luash një nivel më të lartë të fuqisë nuk siguron një lëvërdi më të mirë, megjithatë rrit komponentin e koston dhe përfitimi do të jetë më i ulët në NE me fuqi të përgjithshme më të madhe. Vërtetimin e plotë lexuesi mund ta gjejë në [6].

Si rrjedhojë të kësaj teoreme mund të aplikohet procedura e mëposhtme që ekzekutohet nga secili drejtues i ekipit (MBS) në mënyrë që të përditësojë konfigurimin e fuqisë transmetuese të SB-ve ose në mënyrë periodike, ose pas ndryshimeve në trafikun e përdoruesve, ose në kushtet e përhapjes.

Në një periudhë të caktuar azhurnimi të gjitha ekipet inicializojnë fuqinë e tyre të transmetimit në zero. Pastaj ata në mënyrë sekuenciale ekzekutojnë algoritmin për përcaktimin e fuqisë në bazë të përgjigjes më të mirë, të cilës shkurt do t'i referohemi si Algoritmi BPS (*Best-reply Power Setting*). Pseudokodi për algoritmin në fjalë është dhënë në figurën 2.11.

Renditja në të cilin luajnë ekipet nuk ndikon në konvergencën ose rezultatin e lojës, pasi të gjitha ekipet fillojnë nga strategjia me fuqi zero. Në secilën përsëritje të algoritmit drejtuesi i ekipit që luan përcakton strategjinë (d.m.th. nivelin e fuqisë që do të përdoret në

secilën SB në ekip) që përfaqëson përgjigjen më të mirë për strategjitë e zgjedhura deri më tani nga ekipet e tjera. Udhëheqësi i ekipit do t'i njoftojë më pas drejtuesit e ekipeve fqinje që mund të afektohen nga kjo zgjedhje. BPS do të ekzekutohet në mënyrë iterative nga ekipet derisa të arrihet konvergjenca² e cila, siç tregohet në nënkapitullin 0, ndodh shumë shpejt. Gjithashtu vërejmë se strategjitë e identifikuar gjatë përsëritjeve të ndryshme nuk realizohen vërtet nga SB-të. Vetëm strategjitë që paraqesin rezultatin e lojës do të zbatohen nga SB-të, të cilat do të vendosin fuqinë e tyre në downlink në përputhje me rrethanat për periudhën aktuale.

Për të detajuar sesi funksionon algoritmi BPS, le të marrim në konsideratë iterimin gjenerik $i+1$ dhe të shënojmë ekipin që është duke luajtur aktualisht si t . Algoritmi kërkon në hyrje bartësin në dispozicion të BS dhe strategjitë e zgjedhura deri më tani nga ekipet e tjera $\mathbf{s}_c^{-t}(i)$. Për më tepër duhet dhënë peshën e përbërësve të kostos ξ dhe δ , pragun SINR γ_{min} për të kualifikuar përdoruesit e pashërbyer dhe parametrat e funksionit të lëvëdisë α dhe β . Ky grup i parametrave të fundit llogariten paraprakisht dhe u jepet ekipeve nga operatori i rrjetit.

Algoritmi 1: Algoritmi BPS i ekzekutuar nga ekipi t në përsëritjen $i + 1$

Kërko: $c, \mathbf{s}_c^{-t}(i), \xi, \delta, \alpha, \beta, \gamma_{min}$

1: për gjitha $s \in \mathbf{S}_c^t$ ekzekuto:

2: **Cakto** $u^t(\mathbf{s}, \mathbf{s}_c^{-t}(i)), w^t(\mathbf{s}, \mathbf{s}_c^{-t}(i)), \pi^t(\mathbf{s}, \mathbf{s}_c^{-t}(i)), e_t \rightarrow \mathbf{0}$

3: për gjitha $l \in \mathcal{L}_t$ dhe $z \in \mathcal{Z}_l$ ekzekuto:

4: **llogarit** $I_{z,c}^t$ përmes (2.3)

5: **llogarit** $\gamma_{z,c}^t$ përmes (2.4)

6: $u^t(\mathbf{s}, \mathbf{s}_c^{-t}(i)) \leftarrow u^t(\mathbf{s}, \mathbf{s}_c^{-t}(i)) + \frac{E_z}{E_t(1+e^{-\alpha(\gamma_{z,c}^t-\beta)})}$

7: $\pi^t(\mathbf{s}, \mathbf{s}_c^{-t}(i)) \leftarrow \pi^t(\mathbf{s}, \mathbf{s}_c^{-t}(i)) + \xi \bar{a}_{l,c} s_{l,c}$

8: nëse $\gamma_{z,c}^t \leq \gamma_{min}$ **atëherë**

9: $e_t \leftarrow e_t + \frac{E_z}{E_t}$

10: $\pi^t(\mathbf{s}, \mathbf{s}_c^{-t}(i)) \leftarrow \pi^t(\mathbf{s}, \mathbf{s}_c^{-t}(i)) + \delta e_t$

11: $w^t(\mathbf{s}, \mathbf{s}_c^{-t}(i)) \leftarrow u^t(\mathbf{s}, \mathbf{s}_c^{-t}(i)) - \pi^t(\mathbf{s}, \mathbf{s}_c^{-t}(i))$

12: $\mathbf{s}_c^t(i+1) \leftarrow \arg \max_s^* w^t(\mathbf{s}, \mathbf{s}_c^{-t}(i))$

Figura 2.11. Pseudokodi për algoritmin BPS

² Përrjashtimisht, një numër maksimal i përsëritjeve të lejuara mund të paracaktohet nëse dëshirojmë të ndërprejmë procedurën më herët.

Algoritmi vlerëson të gjitha strategjitë e mundshme në grupin e strategjisë së ekipit t , \mathcal{S}_c^t . Për secilën strategji të mundshme dhe secilin lokacion brenda ekipit ai vlerëson interferencën e përjetuar nga zonat brenda mbulueshmërisë së lokacionit (rreshti 4). Kjo vlerë përdoret për llogaritjen e SINR dhe lëvërdisë (linjat 5-6), atëherë përbërësi i parë i kostos inicohet (rreshti 7). Në rreshtin 8 vërtetohet nëse përdoruesit në zonën z arrijnë vlerën minimale SINR.

Nëse jo, përbërësi i kostos e_t ndryshohet për të përfshirë përdoruesit e prekur. Lëvërdia e përgjithshme e ekipit për secilën strategji të mundshme fitohet duke mbledhur lëvërditë e zonave individuale të peshuara me fraksionin e përdoruesve brenda zonës. Kujtojmë që një faktor i tillë i peshës siguron që shpërndarja e përdoruesve të ndikojë në rezultatet e lojës në përputhje me rrethanat. Pasi të llogariten lëvërdia dhe kostoja llogaritet përfitimi i ekipit që korrespondon me strategjinë (rreshti 11). Pasi kjo të bëhet për të gjithë strategjitë e mundshme \mathbf{s} , udhëheqësi zgjedh strategjinë $\mathbf{s}^t(i+1)$ që maksimizon përfitimin e ekipit. Funkzioni i modifikuar \max^* në rreshtin 12 funksionon si më poshtë: në rast se funksioni \max kthen më shumë se një strategji, udhëheqësi aplikon listën e preferencave të përshkruar në pjesën 0 për të zgjedhur strategjinë më të mirë.

2.4.2. Rasti me bartës të shumëfishtë

Tani e zgjerojmë procedurën e mëparshme në rastin e shumë bartësve. Siç u përmend më lart, udhëheqësi i ekipit duhet të vendosë për nivelin e fuqisë që do të përdoret në secilin bartës të disponueshëm në secilin lokacion brenda ekipit, kështu që strategjia e ekipit nuk është më një vektor, por një matricë $L \times C$, ku çdo hyrje (l, c) tregon nivelin e fuqisë që do të përdoret për bartësin c në lokacionin l .

Një zgjerim i drejtpërdrejtë i algoritmit në figurën 2.11, do të nënkuptonte se rreshtat 1 - 11 ekzekutohen për secilin element në bashkësinë e zgjeruar të strategjive. Sidoqoftë, kjo bashkësi e zgjeruar, në varësi të numrit të bartësve, mund të bëhet shumë e madhe dhe për këtë arsye rrezikon ta bëjë algoritmin jopraktik për t'u përdorur në skenarë real.

Duke analizuar shprehjen e lëvërdive të fituar në (2.5) mund të vërejmë se duke qenë se bartësit janë në breza të ndryshëm të frekuencës dhe kanë buxhet të veçantë të fuqisë, lëvërditë e siguruar në secilin bartës janë të pavarura nga njëra-tjetra. Me fjalë të tjera, lëvërdia

që një ekip do të marrë në një nga bartës nuk ndikohet nga strategjia e zgjedhur në një bartës tjetër. E njëjta gjë vlen për komponentin e parë të kostos në (2.6). Sidoqoftë, vlera e përgjithshme e përfitimit varet nga bashkëveprimi midis bartësve për shkak të komponentit të dytë të kostos. Në të vërtetë në rrjetet me CA, një përdorues mund të konsiderohet i pashërbyer vetëm nëse SINR që ai përjeton është nën pragun minimal në të gjithë bartësit.

Për të fituar një zgjidhje praktike dhe efektive në rastin me shumë bartës, ne përfitojmë nga pavarësia e pjesshme midis bartësve dhe ekzekutojmë algoritmin BPS në mënyrë të pavarur për secilin bartës, duke mbajtur madhësinë e bashkësisë së strategjive si në rastin me një bartës. Pastaj për të llogaritur varësinë e shfaqur nga komponenti i dytë i kostos përcaktojmë renditjen në të cilin luhen lojërat për një bastrës, duke përdorur listën e preferencave të listuara në përshkrimin e lojës. Meqenëse ekipet preferojnë të përdorin bartës me frekuencë të lartë mbi ato me frekuencë të ulët, për shkak të ndikimit të tyre më të vogël të interferencës është logjike që loja të luhet duke filluar nga bartësi me frekuencë më të lartë. Nga kjo rrjedh se transportuesit me frekuencë të ulët do të përdoren për të siguruar mbulimin e përdoruesve që nuk u shërbehen ndryshe.

Më e rëndësishmja është që ky algoritëm është ende në gjendje të konvergjon në një NE, pasi me siguri asnjë nga ekipet nuk do të devijojë nga strategjitë që ata zgjedhën në secilën bartës. Gjithashtu, duke qenë se loja për bartësin me frekuencë më të ulët luhet e fundit, numri i përdoruesve të shërbyer nuk mund të përmirësohet më tej pa rritur fuqinë e transmetimit në bartësit e tjerë, gjë që tashmë e dimë se nuk është një veprim i preferuar pasi nuk është zgjedhur më herët. Kështu, megjithëse nuk kërkon në të gjithë hapësirën e zgjidhjes si për skenarin me një bartës të vetëm, procedura është akoma në gjendje të konvergjojë te një NE që siguron një shkëmbim të afërt me optimale në kuptim të shpejtësisë së transmetimit, mbulueshmërisë së përdoruesve dhe konsumit të energjisë.

2.4.3. Kompleksiteti

Kompleksiteti i algoritmit varet kryesisht nga madhësia e bashkësive të strategjive që janë në dispozicion të ekipeve S^t , pasi që secili ekip duhet të gjejë strategjinë e cila maksimizon vlerën e tij të përfitimit duke kërkuar në të gjithë bashkësinë. Madhësia e bashkësive

varet nga numri i niveleve diskrete të fuqisë në dispozicion të SB-ve (P), numri i lokacioneve në ekip (L) dhe numri i bartësve të disponueshëm në secilin lokacion (C). Në skenarin me një bartës të vetëm kemi $|S^t| = |P|^L$, ndërsa në skenarin me shumë bartës madhësia në mënyrë eksponenciale rritet në $|S^t| = |P|^{LC}$, e cila është zvogëluar në $|S^t| = C|P|^L$ sipas qasjes sonë.

2.5. Vlerësimi i performancës së përcaktimit të fuqisë së bartësve përmes BPS

2.5.1. Algoritmet krahasuese

Përveç algoritmit të përshkruar në pjesët më lart, fuqia e transmetuesve mund të përcaktohet edhe me algoritme tjera më të thjeshta heuristike, të cilat nuk marrin parasysh bashkëpunimin midis SB-ve për përmirësim të performancës së gjithmbarshme. Disa nga këto skema, që janë përdorur edhe si bazë krahasimi për performancën e algoritmit BPS, janë përshkruar shkurtimisht më poshtë:

Aplikimi i fuqisë maksimale

Në këtë skemë të gjitha SB-të transmetojnë në nivelin më të lartë të fuqisë, të përshtatshëm dhe adekuat për llojin e tyre. Në këtë mënyrë nuk merret aspak parasysh interferenca e krijuar mes shtresave dhe celulave, por nga ana tjetër garantohet mbulueshmëri maksimale.

Aplikimi i fuqisë minimale

Në këtë skemë të gjitha SB-të transmetojnë në nivelin më të ulët të fuqisë (jozero), të përshtatshëm dhe adekuat për llojin e tyre. Kështu garantohet interferencë minimale, por jo dhe mbulueshmëri apo QoS për përdoruesit kufitarë. Në këtë rast flijohet mbulueshmëria në llogari të minimizimit të interferencës.

eICIC i adaptuar për CA

Ndonëse eICIC nuk është i paramenduar për rrjete me shumë bartës të agreguar, mekanizimi eICIC mund të aplikohet në mënyrë të pavarur për secilin bartës. Gjatë vlerësimit të performancës parametri ndikues për CRE është fiksuar në 8 dB, ndërsa makrocelulat heshtin në 25% të nënkornizave sipas mekansizmit ABS.

ABS me fuqi të ulët (LP-ABS)

LP-ABS është skemë e modifikuar e eICIC, ku në vend të heshtjes totale të makrocelulave gjatë nënkornizave ABS, makrostacionet transmetojnë me fuqi të ulët. Gjatë vlerësimit të performancës kjo skemë është aplikuar me parametër ndikimi CRE prej 6 dB, përqindje të nënkornizave ABS 50% dhe zbutje të fuqisë transmetuese të makrocelulave prej 6 dB gjatë nënkornizave ABS. Për të lexuar më shumë mbi këtë skemë lexuesi referohet në [21].

2.5.2. Skenari dhe konfigurimi i simulimeve numerike

Skenari i shfrytëzuar gjatë vlerësimit të performancës përmes simulimeve numerike është një rrjet celular me dy shtresa dhe me përkrahje për teknologjinë CA. Rrjeti është i përbërë nga 57 makrocelula dhe 228 mikrocelula. Makrocelulat kontrollohen nga 19 MSB me tre sektorë, ndërsa miSB-të janë vendosur në zonën e mbulimit në mënyrë që të ketë 4 mikrocelula të mbivendosura për makrocelulë. Distanca ndërçelulare është vendosur në 500 metra. Hapësira e përgjithshme e rrjetit është e ndarë në 2478 zona katrore me madhësi të barabartë. SB-të janë grupuar në 57 ekipe me nga pesë lojtarë; secili ekip përbëhet nga 1 MSB dhe 4 miSB brenda makrocelulës së saj. Në rrjet janë simuluar 34400 përdorues të shpërndara në mënyrë jo të njëtrajtshme me një densitet tri herë më të lartë rreth miBS se sa në zonën e mbulimit nga MSB. Të gjithë përdoruesit përkrahin teknologjinë CA.

SB-të kanë në dispozicion tre bartës, secili 10 MHz i gjerë, me këto frekuenca qendrore: 2.6 GHz (CC1), 1.8 GHz (CC2) dhe 800 MHz (CC3). Përdoruesit lëvizin me shpejtësi relativisht të ulët, ku dobësimi i sinjalit dhe humbjet ndjekin specifikimin e ITU për mjediset urbane [18], ndërsa vlerat SINR pasqyrohen në shpejtësi transmetimi duke përdorur tabelën e kërkimit në [22]. Fuqitë maksimale të transmetimit për makro dhe mikro SB janë përcaktuar si 20W, përkatësisht 1W. Bashkësia diskrete e niveleve të fuqisë jepet nga $\mathbf{P} = \{0, 0.1, \dots, 1\}$ dhe secila përfaqëson një pjesë të fuqisë maksimale. Loja luhet nga të gjithë ekipet duke përdorur algoritmin BPS për shumë bartës.

Parametrat e funksionit sigmoid janë caktuar si $\alpha = 1$ dhe $\beta = 1$, të cilat janë më të përshtatshmet për të modeluar marrëdhëniet midis strategjisë së zgjedhur dhe shkallës përfundimtare të përdoruesit. Pragu SINR është vendosur në $\gamma_{min} = -10\text{dB}$, bazuar në [22]. Vlera e parametrit të koston është vendosur si $\xi = \frac{k\alpha}{\Gamma}$, ku k është faktori i peshës që

përdoret për të treguar rëndësinë që ne vendosim në përbërësin e parë të kostos dhe \bar{I} është vlera mesatare e interferencës e llogaritur nga operatori i rrjetit, i marrë duke fiksuar fuqinë transmetuese të të gjitha ekipeve në gjysmën e fuqisë maksimale. Faktori i peshës k është vendosur në 0.25, ndërsa $\delta = 0.6$. Këto vlera janë përzgjedhur bazuar në efektin e tyre në matjet e performancës, siç tregohet më poshtë në figurën 2.12.

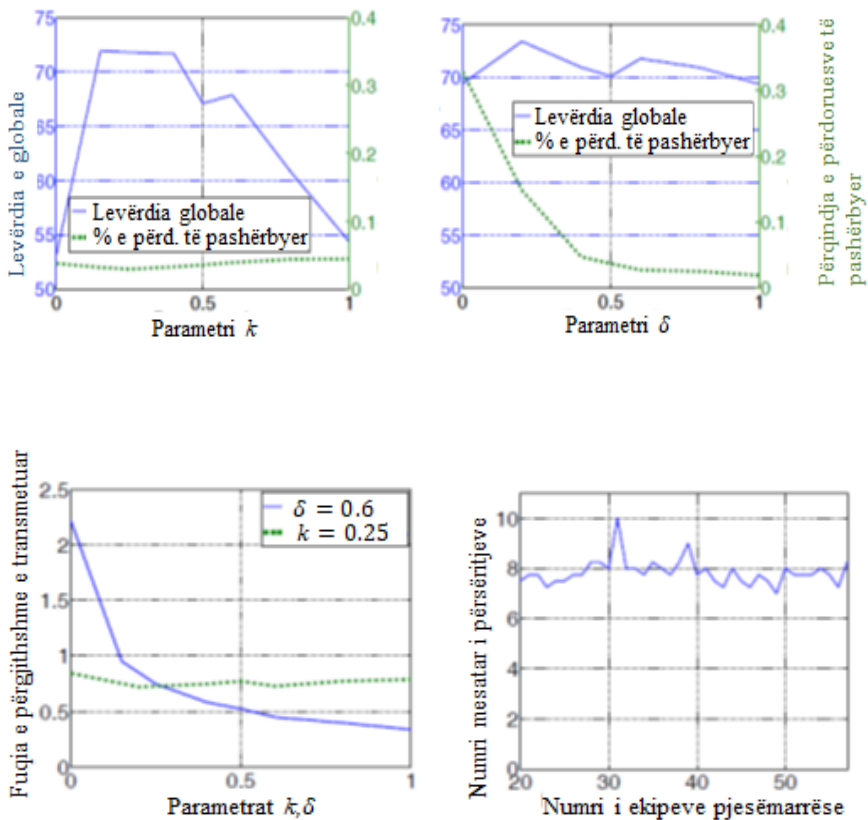


Figura 2.12. Nga lart-majtas deri poshtë-djathtas: Efekti i parametrit të çmimit k në lëvërdinë globale (vijat e plota blu) dhe fraksionin e përdoruesve të pashërbyer (vijat e ndërprera të blerta) për $\delta = 0.6$; Efektet e parametrit të kostos së mbulimit δ në lëvërdinë globale (vijat e plota blu) dhe fraksionin e përdoruesve të pashërbyer (vijat e ndërprera të gjelbra), me $k = 0.25$; Efektet e k (vijat e plota blu) dhe δ (vijat e ndërprera të gjelbra) në fuqinë e përgjithshme të transmetuar; Numri i përsëritjeve të nevojshme për ekip për arrijten e konvergencës së lojës në varësi të numrit të ekipeve.

Për strategjitë e arritura përmes algoritmit BPS dhe dy strategjive fikse të fuqisë, asocijimi i përdoruesve është i bazuar në distancën gjeografike dhe është fikse, ndërsa për strategjitë e shoqëruar me eICIC bazohet në sinjalin e pilotit më të fortë të pranuar plus kompensimi në mënyrë që të modelohet saktë sjellja e mekanizmit CRE. Së pari, është vlerësuar efekti i parametrik k , d.m.th. peshës që ia caktojmë kostos së fuqisë së transmetuar në lëvërdinë globale dhe pjesën e përdoruesve me SINR të ulët, duke ndryshuar vlerën e tij nga 0 në 1 dhe duke fiksuar parametrin tjetër në $\delta = 0.6$. Nga figura 2.12 (lart-majtas) shihet që rritja e k është e dobishme përta i përket leverdisë globale (vija e plotë blu), por vetëm deri në një pikë (rreth 0.4). Përtej kësaj, lëvërdia globale pëson një rënie të mprehtë, që nënkupton se për shkak të çmimit të lartë të energjisë, BPS është më e prirë të ofrojë strategji që optimizojnë konsumin e energjisë sesa shërbimin. Gjithashtu k ka pak efekt në fraksionin e përdoruesve të pashërbyer (vija e ndërprerë, e gjelbër) - vetëm një përmirësim i vogël mund të vërehet rreth $k = 0.25$.

Në anën tjetër, parametri i kostos δ luan një rol instrumental për të siguruar që numri i përdoruesve që përjetojnë SINR nën pragun e pranueshëm të mbahet i ulët, siç mund të shihet nga vija e gjelbër e ndërprerë në grafikun e dytë të figurës 2.12 (lart-djathtas), ku është fiksuar $k = 0.25$. Grafiku i tretë (poshtë-majtas) përshkruan efektin e k (vija e plotë blu) në fuqinë e përgjithshme të transmetuar kur $\delta = 0.6$, dhe efektin e δ (vija e ndërprerë e gjelbër) kur $k = 0.25$. Rritja e k e çon BPS-në të konvergjojë në strategji me fuqi të përgjithshme të ulët, megjithatë, siç është vërejtur më parë, kjo vjen në llogari të lëvërdisë. Rritja e δ në anën tjetër nuk çon në strategji me fuqi më të lartë transmetuese, që konfirmon se futja e komponentit të dytë të kostos nuk e ndryshon natyrën e lojës.

Më në fund, grafiku i fundit (poshtë-djathtas) paraqet numrin mesatar të përsëritjeve që i duhen secilit ekip për të konvergjuar në strategjinë përfundimtare. Në varësi të dinamikës brenda ekipit, ekipeve i duhet kohë e ndryshme, megjithatë loja gjithmonë konvergjon mjaft shpejt (për diku rreth 8 përsëritje). Më e rëndësishmja, numri mesatar i përsëritjeve të kërkuara nga secili ekip nuk rritet me numrin e ekipeve.

2.5.2. Performanca e strategjive të fituara me BPS për përcaktimin e fuqisë së bartësve

Meqenëse konvergjenca në NE nuk garanton performancë optimale në nivelin global, në radhë të parë krahasojmë performancën e algoritmit BPS me zgjidhjen optimale. Për shkak të kompleksitetit një krahasim i tillë mund të bëhet vetëm për një shembull të thjeshtë në të cilin garojnë vetëm dy ekipe me nga dy lojtarë, një MBS dhe një miBS. Zgjidhja optimale gjendet përmes kërkimit shterues (*exhaustive search*). Rezultatet e fituara nga ky krahasim janë treguar në figurën 2.13. Në grafikun e majtë është paraqitur dallimi në përqindje i vlerës së lëvërdisë dhe përfitimit të fituar nga zgjidhja optimale me BPS. Këto rezultate janë nxjerr nga mesatarja e sjelljes së dhjetë grupeve të ndryshme të ekipeve. Rezultatet tregojnë se ka devijim negativ në drejtim të përfitimit siç pritej, por BPS jep një vlerë më të lartë të lëvërdisë. Por nëse krahasojmë lakoret e funksionit kumulativ të shpërndarjes (CDF) për shpejtësitë transmetuese të përdoruesve shihet se dy zgjidhjet performojnë në mënyrë gati identike.

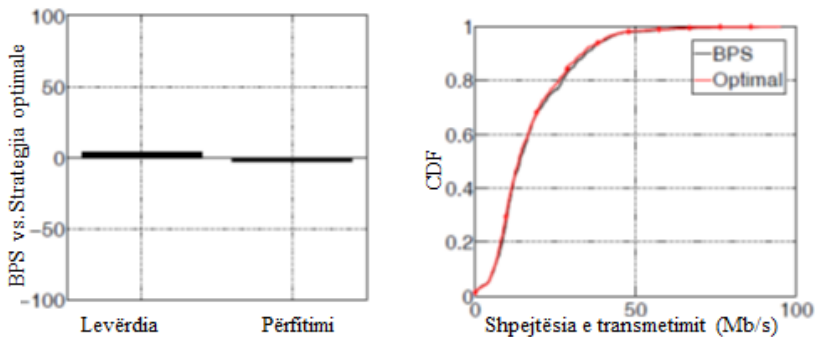


Figura 2.13. Devijimi nga strategjia optimale: lëvërdia, përfitimi (majtas) dhe funksioni kumulativ i shpërndarjes (CDF) i shpejtësisë së transmetimit për përdorues (djathtas)

Në figurën 2.14 janë paraqitur grafikisht pamje të çastit të strategjisë NE të arritur përmes algoritmit BPS, në një lojë me 57 ekipe. Strategjitë e zgjedhura nga ekipet për secilën CC janë paraqitur duke përdorur nuanca të ndryshme, nga e bardha (fuqi zero) deri në të zezë (fuqi maksimale). Gjashtëkëndëshat paraqesin MSB-të, ndërsa rrathët përfaqësojnë miSB-të. Vlerat e fituara tregojnë që CC1, d.m.th. bartësi i frekuencës së lartë lejon që fuqia e transmetimit më të lartë të përdoret si

nga makro ashtu edhe nga mikro SB-të, për shkak të ndikimit të tij të ulët të interferencës. CC1 mund të përdoret gjithashtu njëkohësisht nga makro dhe mikro SB-të në të njëjtin ekip, gjë që nuk është gjithmonë rasti për dy CC-të e tjera. CC2 dhe CC3 përdoren për të komplementuar njëri-tjetrin për të siguruar mbulueshmëri të përgjithshme. Histogramet e strategjive të zgjedhura për makro dhe mikro BS të paraqitura në figurën 2.15 konfirmojnë këto observime. CC1 aktivizohet për shumicën e MSB-ve dhe miSB-ve, megjithatë MSB-të shpesh vendosin nivele të ulëta të energjisë për CC1, ndërsa shumica e miSB-ve vendosin CC1 në nivelin maksimal të energjisë. Në të kundërtën, CC2 aktivizohet rrallë për MSB-të, ndërsa CC3 (CC me frekuencë të ulët) është më së paku i përdorur dhe ka tendencë të mos përdoret sidomos nga miSB-të për shkak të ndikimit të tij të lartë interferues. Kjo konfirmon se bartësit me frekuencë të ulët që arrijnë larg nuk janë të përshtatshëm për t'u përdorur nga miSB-të, përkundrazi ata duhet të përdoren vetëm për të siguruar mbulueshmëri më të gjerë për përdoruesit në kufi të celulave.

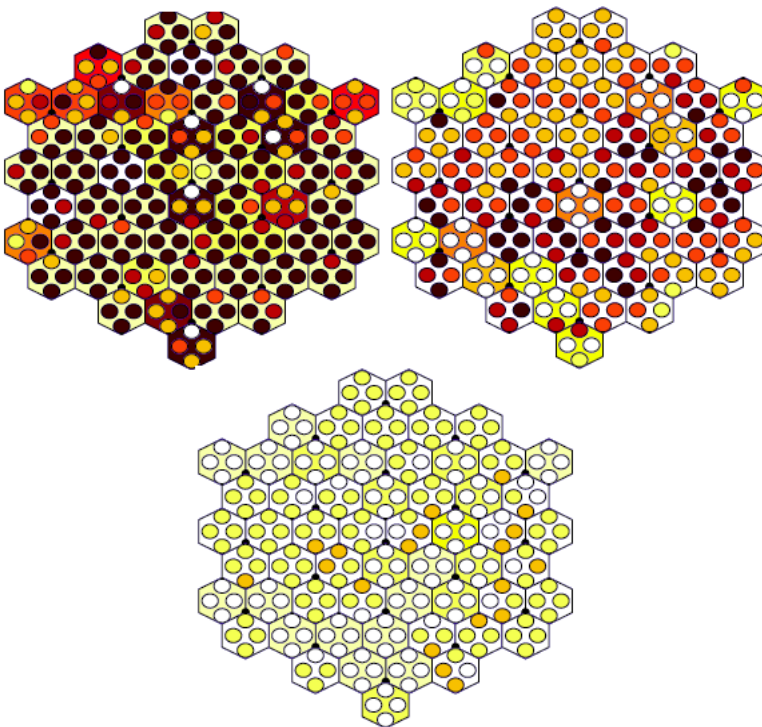


Figura 2.14. Strategjitë e fituara nga BPS për një lojë me 57 ekipe për bartësin CC1 (lart-majtas), CC2 (lart-djathtas) dhe CC3 (poshtë). Ngjyrat e errëta paraqesin nivele më të larta të fuqisë, ndërsa ngjyra e bardhë korrespondon me gjendjen e fikur. MBS janë paraqitur si heksagonë, ndërsa miSB-të si rrathë.

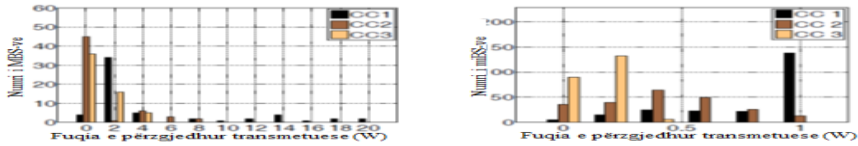


Figura 2.15. Strategjitë e fituara për lojën 57-ekipëshe: strategjitë e zgjedhura nga MSB-të (majtas) dhe strategjitë e zgjedhura nga miSB-të

Në grafikun e majtë dhe të djathtë në rreshtin e epërm te figura 2.16 është krahasuar performanca e strategjisë së arritur përmes skemës BPS me strategjitë statike përsa i përket lëvërdisë globale dhe fuqisë së përgjithshme të transmetuar dhe për një numër të ndryshueshëm ekipesh. Strategjia e arritur përmes mekanizmit BPS tejkalon të gjitha zgjidhjet e tjera përsa i përket lëvërdisë globale, e llogaritur si shuma e lëvërdive të ekipeve individuale. Gjithashtu, hendeku në performancë krahasuar me strategjitë statike rritet me numrin e ekipeve. Ky përmirësim i performancës është arritur duke transmetuar me fuqi shumë më ulët, që nënkupton që strategjia BPS është edhe efikase.

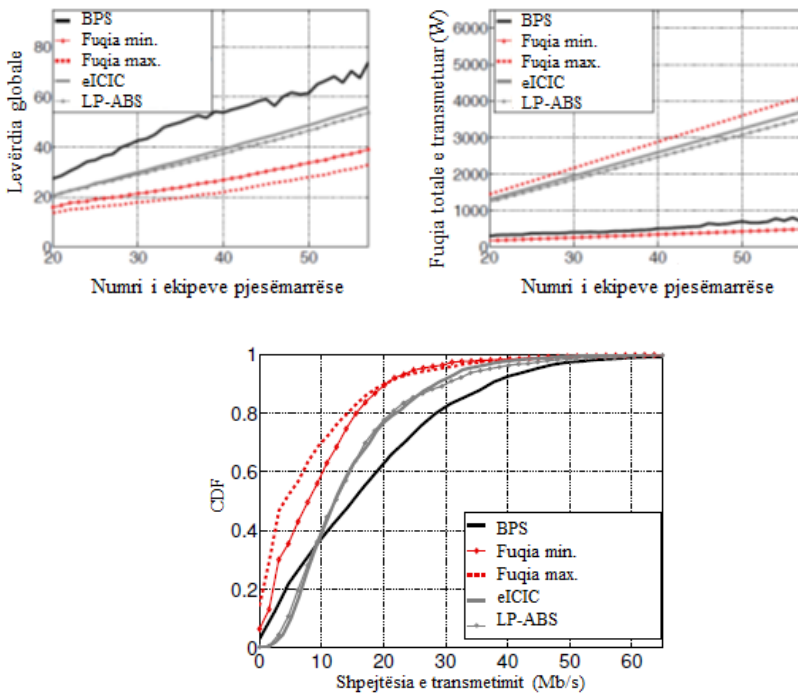


Figura 2.16. Strategjitë BPS për lojën me 57 ekipe: Krahasimi me strategjitë fikse për numër të ndryshueshëm të ekipeve pjesëmarrëse. Lëvërdia globale (majtas), fuqia totale e transmetuar (djathtas) dhe CDF e shpejtësisë transmetuese për përdorues (poshtë)

Fuqia e përgjithshme e transmetimit të strategjisë BPS, e llogaritur si shuma e fuqive të përzgjedhura transmetuese nga të gjitha SB-të dhe CC-të në rrjet, i afrohet ngushtë asaj të strategjisë minimale dhe është shumë më e ulët se konsumi i energjisë për të gjitha skemat e tjera. Po ashtu shohim se strategjia me fuqi minimale gjithmonë e tejkalon strategjinë me fuqi maksimale për nga lëvërdia, pavarësisht nga numri i ekipeve, duke mbajtur fuqinë e përgjithshme të transmetimit në nivelin minimal.

Në grafikun e poshtëm të figura 2.16 janë paraqitur lakoret e funksionit kumulativ CDF të shpejtësisë së transmetimit të ofruar për përdorues, për strategjitë e ndryshme nën shqyrtim. Në përgjithësi, zgjidhja BPS tejkalon të gjitha skemat e tjera. Kjo vlen veçanërisht për 70% të përdoruesve me shpejtësi më të larta. eICIC dhe LP-ABS japin rezultate pak më të mira për të siguruar kapacitet pozitiv për përdoruesit me kushte të këqija të kanalit. Sidoqoftë, BPS arrin një nivel të kënaqshëm të mbulueshmërisë, me një përqindje shumë të ulët të përdoruesve mbesin të pashërbyer (rreth 2%), ndërsa SB-të transmetojnë me fuqi të përgjithshme shumë më të ulët se skemat me performancë të ngjashme (eICIC dhe LP-ABS). Duhet pasur parasysh se strategjitë me eICIC dhe LP-ABS kanë një avantazh të vogël pasi asocijimi i përdoruesve kryhet në bazë të sinjalit më të mirë të pilotit downlink, skemë e cila, të paktën për komunikimin me downlink, është gjithmonë më i mirë se skema e asocijimit të përdoruesve të bazuar në distancë që përdoret në rastin e BPS. Si përmbledhje është e qartë se BPS është një strategji e ekuilibruar sa i përket nivelit të shërbimit që siguron kapacitet të përdoruesve pak më të ulët sesa eICIC dhe LP-ABS për përdoruesit me kanal të keq, por rezultate shumë më të mira se të gjitha strategjitë e tjera për pjesë tjetër e përdoruesve dhe harxhon shumë pak energji, pothuajse e njëjtë me strategjinë e fuqisë minimale.

3. VALËT MILIMETRIKE NË RRJETET CELULARE 5G

3.1. Valët milimetrike

Për shkak se një prej kërkesave kryesore të rrjeteve 5G është ngritja e kapaciteteve të rrjetit, ka qenë i paevitueshëm hulumtimi dhe shqyrtimi i brezeve të reja frekuencore që do të mund të akomodonin kapacitetet e dëshiruara. Për këtë arsye viteve të fundit brezi i valëve milimetrike, pjesë të mëdha të të cilat janë të pashfrytëzuara, ka qenë në vëmendjen e shumë hulumtimeve shkencore dhe të industrisë. Brezi i valëve milimetrike zakonisht konsiderohet brezi frekuencor 30-300 GHz, ndonëse në standardet e rrjeteve 5G në këtë brez janë përfshirë edhe frekuencat nga 24 GHz e më lart.

Deri kohëve të fundit ky brez nuk është konsideruar i përshtatshëm për komunikime pa tela për shkak se në këto frekuenca kushtet e përhapjes së valëve elektromagnetike janë shumë të ashpra, pasi që valët janë shumë të ndjeshme ndaj pengesave dhe, si rrjedhojë, humbjet e sinjalit gjatë kalimit nëpër materiale solide janë shumë të mëdha. Megjithatë, për shkak të mbingarkesës në spektrin e alokuar për komunikime celulare në brezin nën 6 GHz dhe avancimeve të mëdha në teknologjitë shumantenash, valët milimetrike janë integruar në teknologjitë e fundit të rrjeteve celulare siç është 5G.

Duke u nisur nga fakti që humbjet e sinjalit në hapësirë të lirë janë proporcionale me katrorin e frekuencës është e qartë që valët milimetrike përjetojnë humbje të mëdha gjatë përhapjes së tyre për shkak të frekuencës së lartë të tyre. Duke qenë se gjatësia valore e tyre gjithashtu është mjaft e vogël, kjo i bën gjithashtu të ndjeshme gjatë kalimit nëpër pengesa solide siç mund të jenë muret, drunjtë madje edhe njerëzit. Studime të ndryshme kanë vërtetuar se trupi i njeriut në këto frekuenca mund të shkaktojë humbje deri në 35 dB, ndërsa materialet e ngurta si

xhami apo muret me tulla nga 50 deri në 80 dB [23]. Kjo i bën këto valë të papërshtatshme për shërbimin e përdoruesve në hapësira të mbyllura nga stacionet bazë të jashtme, por në anën tjetër nënkupton që interferenca nga këto valë do të jetë e izoluar dhe kështu më e menaxhueshme.

Karakteristikë tjetër e këtyre valëve është që afektohen shumë nga mungesa e komponentit të shtegut të shikimit (*line of sight* – LoS) për shkak të ndjeshmërisë ndaj pengesave. Në mungesë të komponenti LoS, komunikimi në këto valë është gati i pamundshëm, prandaj modeli i kanalit duhet patjetër të marrë parasysh edhe modelin e pengesave.

Në përgjithësi modelet e pengesave jepen në formë të funksioneve të probabiliteteve të varura nga distanca, që japin probabilitetin, p_{LOS} , të ekzistencës së shtegut të shikimit midis transmetuesit dhe pranuesit, varësisht nga distanca mes tyre.

Për të tejkaluar këto vështirësi valët milimetrike duhet të përdoren me sisteme direksionale shumantenash përmes të cilave komunikimi realizohet përmes një apo disa tufave këndngushta të rrezatimit. Për shkak të gjatësisë valore të vogël transmetimi në valë milimetrike mund të realizohet nga sisteme të përbëra nga vargje me shumë elemente të antenave të vogla në madhësi³, që mundësojnë formimin e tufave të tilla. Fuqia transmetuese e koncentruar në vetëm disa tufa këndngushta, si dhe përforcimi i arritur nga skema me vargje të antenave mundëson tejkalimin e humbjeve të mëdha gjatë përhapjes dhe realizimin e suksesshëm të komunikimit. Prandaj aspekt shumë i rëndësishëm në sistemet e komunikimit në valë milimetrike është edhe dizajnimi apo formimi i diagramit rrezatues si dhe përcaktimit të numrit, kahjes dhe gjerësisë këndore të tufave të rrezatimit.

3.1.1. Formimi i diagramit rrezatues

Ndjeshmëria e valëve milimetrike ndaj pengesave shkakton shpërndarje të rrallë hapësinore të valëve sidomos në domenin këndor. Shpërndarja e tillë e rrallë i bën këto valë shumë të përshtatshme për algoritme të formimit të diagramit të rrezatimit. Formimi i diagramit të rrezatimit përmes një numri të madh të antenave, të cilat mund të implementohen për shkak të madhësisë së vogël të tyre mundësojnë

³ Madhësia e antenës është në proporcion të zhdrejtë me frekuencën, dhe në proporcion të drejtë me gjatësinë valore të valës.

përforcim të madh në drejtim të rrezatimit maksimal, që kompenson humbjet e mëdha gjatë rrugës.

Kjo nënkupton se kanali komunikues në valë milimetrike realizohet në një drejtim të caktuar me rreze të mbulueshmërisë që varet nga përfitimi i arritur. Ky është dallim kyç nga komunikimi nën 6 GHz, ku gati gjithmonë kemi të bëjmë me transmetime gjithëdrejtimëshe. Në anën tjetër, kur komunikimi bëhet përmes lidhjeve të drejtuara, kjo nënkupton që tufat transmetuese-pranuese të dhënësit dhe marrësit duhet të jenë të rreshtuara, pra të drejtuara si në figurën 3.1.

Kjo kërkesë komplikon sidomos fazat e inicimit dhe konfigurimit të lidhjes pasi që para komunikimit duhet së pari të identifikohet drejtimi i komunikimit dhe pastaj të konfigurohet lidhja. Në anën tjetër, ky lloj i komunikimit nuk vuan shumë nga interferenca pasi që interferenca mund të paraqitet vetëm kur tufat e dy apo më shumë stacioneve rreshtohen, gjë që rrallë mund të ndodhë.

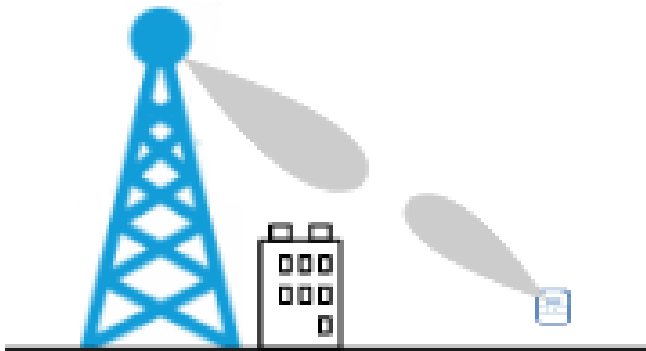


Figura 3.1. Komunikimi përmes tufave këndngushta të rrezatimit

Formimi i diagramit rrezatues është teknikë kyçe që përdoret për formimin e tufave të rrezeve që do të kompensonin humbjet nga kushtet e rënduara të përhapjes dhe që mundëson krijimin e shumë tufave të drejtuara dhe këndngushta. Stacionet bazë (SB-të) përmes sistemeve me vargje antenash MIMO me formim të diagramit mund të realizojnë transmetimin përmes tufave këndngushta dhe të rreshtuara me përdoruesit.

Në përgjithësi në literaturë janë prezantuar tri arkitektura kryesore për formim të diagramit rrezatues: arkitektura digjitale, arkitektura analoge dhe arkitektura hibride [23].

Arkitektura analoge për formimin e diagramit rrezatues

Te formimi analog i diagramit rrezatues tufat formohen përmes zhvendosësve të fazës dhe pavarësisht numrit të antenave përdoret një sistem i vetëm i pajisjeve RF. Rrezet optimale gjenden përmes procedurës së kërkimit të drejtimit të komunikimit, të cilat janë pjesë e standardeve për WPAN dhe WLAN. Kur madhësia e librit të kodeve është e kufizuar dhe secili kod përshkruan një drejtim të caktuar të rrezes, këto standarde rekomandojnë *kërkimin shtjerrës (exhaustive search)* nëpër të gjitha kombinimet e mundshme të rrezeve transmetuese dhe pranuese, duke përdorur vargje të pilotsinjaleve. Mirëpo, meqë përdoret vetëm një sistem i pajisjeve RF, sistemi me vargje antenash mund të transmetojë vetën një tufë njëkohësisht, pa mundësi të multipleksimit të disa përdoruesve brenda tufës së njëjtë. Sistemi i tillë, pra, vetëm rrit përforcimin rrezatues në drejtimin e tufës, pa mundësi të transmetimit paralel të disa përdorues njëkohësisht që janë larg njëri-tjetrit gjeografikisht.

Arkitektura digjitale për formimin e diagramit rrezatues

Arkitektura digjitale, në anën tjetër, ofron fleksibilitet maksimal në formimin e diagramit. Mirëpo harduerikisht është arkitekturë shumë komplekse për ybatim pasi që për secilën antenë nevojitet një sistem i veçantë i pajisjeve RF. Kjo e rrit koston si në çmim ashtu edhe në shfrytëzim të energjisë, pasi çdo sistem RF duhet të përmbajë një shndërrues A/D me rezolucion të lartë. Kjo e rrit konsumin e energjisë si në stacion bazë, ashtu edhe në pajisje të përdoruesve.

Arkitektura hibride për formimin e diagramit rrezatues

Arkitektura hibride është një arkitekturë që mundëson përdorimin e një numri të madh të elementeve të vargut të antenave me një numër të kufizuar të sistemeve RF [24]. Si e tillë paraqet një kompromis fleksibil midis kompleksitetit harduerik dhe performancës së sistemit. Formimi i diagramit rrezatues përmes kësaj arkitekture është procedurë dyhapëshe, ku përpunimi (parakodimi) që ndodh para transmetimit realizohet në dy domenet, atë analoge dhe digjitale. Përkatësisht, fillimisht ndodh parakodimi digjital dhe pas kalimit nëpër sistemet RF ndodh edhe parakodimi analog që përmes zhvendosësve të fazës drejton kahjen e tufave. Kjo arkitekturë mundëson N_{RF} rrjedha të pavarura, apo tufa simultane, ku N_{RF} është numri i sistemeve RF. Në përgjithësi ky numër është shumë më i vogël se numri total i antenave transmetuese-

pranuese. Kjo arkitekturë mundëson ndarje hapësinore dhe përforcim në drejtim të rrezatimit përmes formimit analog të diagramit, ndërsa përmes formimit digjital minimizohet interferenca ndërsektoriale dhe mundësohet multipleksimi i shumë përdoruesve.

3.2. Drejtueshmëria dhe mbulueshmëria me vargje të antenave

Te komunikimet me valë milimetrike kompromisi thelbësor qëndron midis përforcimit në drejtim të rrezatimit që mund të arrihet përmes formimit të diagramit rrezatues dhe mbulueshmërisë hapësinore që mund të garantohet. Kur komunikimi realizohet përmes tufave këndngushta rrezatuese nevojitet rreshtim i plotë mes transmetuesit dhe pranuesit për të vendosur lidhjen e komunikimit. Dhe ndonëse kjo garanton imunitet ndaj interferencës, gjithashtu nënkupton që stacioni bazë do të jetë plotësisht i shurdhër ndaj përdoruesve që janë jashtë zonës së mbulueshmërisë së tufës rrezatuese. Kjo kërkesë për rreshtim të plotë mes tufave komplikon në veçanti qasjen fillestare në rrjet, pasi që edhe përdoruesi edhe stacioni bazë duhet të skanojnë domenin këndor për të identifikuar drejtimet e njëri-tjetrit.

Përforcimi në drejtim të rrezatimit që mund të arrihet drejtpërdrejt varet nga gjerësia e tufës; sa më e ngushtë tufa, aq më i madh përforcimi. Rrjedhimisht, sa më i madh përforcimi, aq më e madhe është shtrirja e mbulueshmërisë në drejtim të rrezatimit. Por, në anën tjetër, sa më i ngushtë këndi i tufës, hapësira gjeografike e mbuluar nga tufa është më e vogël, rrjedhimisht edhe kostoja e kërkimit për përdorues rritet.

Për ta bërë analizën matematikore më praktike, karakteristika rrezatuese e sistemit me vargje antenash përafrohet me një funksion shkallë, me vlerë konstante përgjatë gjerësisë së petales kryesore dhe një vlerë më të vogël po ashtu konstante përgjatë pjesës së petaleve anësore. Ky njihet edhe si modeli sektorial i antenës dhe është paraqitur në figurën 3.2.

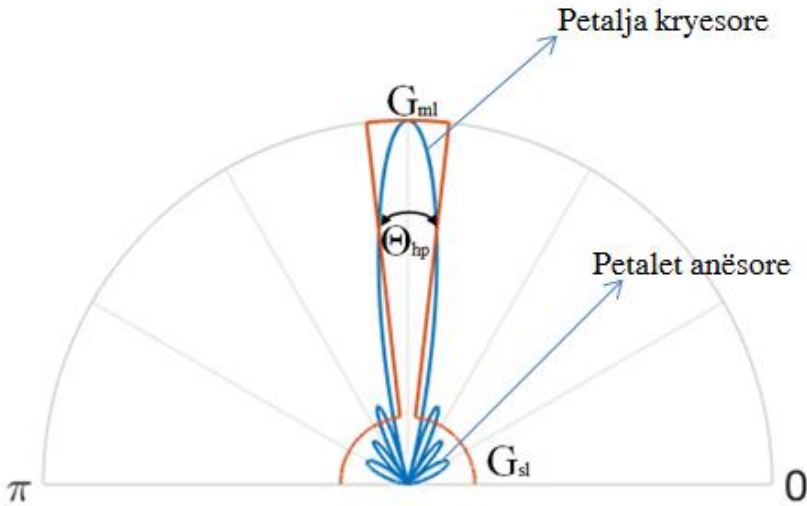


Figura 3.2. Modeli sektorial i antenës. Vija e kaltër paraqet karakteristikën aktuale të rrezatimit, ndërsa vija e portokalltë paraqet karakteristikën e përafëruar.

Ky model kap thelbin e ndërveprimit midis përforcimit në drejtimin kryesor të rrezatimit G_{ml} dhe gjerësisë së tufës (petales kryesore) Θ_{hp} ⁴. Raporti mes tyre shpesh shprehet përmes ekuacionit (3.1) kur $G_{sl} \ll 1$.

$$G_{ml} = \frac{2\pi - (2\pi - \Theta_{hp})G_{sl}}{\Theta_{hp}} \quad (3.1)$$

Ndërlidhja midis përforcimit, gjerësisë së tufës dhe numrit të antenave në sistemin me vargje antenash mund të derivohet nga *faktori i vargut*. Nga ky mund të nxjerrim edhe karakteristikën rrezatuese të vargut të antenave, e cila jepet si produkt i faktorit të elementit (karakteristika rrezatuese e një elementi të vetëm) dhe faktorit të vargut.

Për thjeshtësi, marrim parasysh një varg uniform linear të N antenave (ULA), me eksitim uniform të vendosura në distancë të barabartë nga njëra-tjetra përgjatë boshtit z në sistemin kartezyan të koordinatave. Gjeometria e një vargu të tillë linear të antenave është paraqitur në figurën 3.3.

⁴ Gjerësia e rrezes zakonisht konsiderohet gjerësia këndore ku përforcimi është sa gjysma e përforcimit maksimal (maja e petales). Shpesh quhet edhe gjerësia gjysmëfuqi (*half-power beamwidth*).

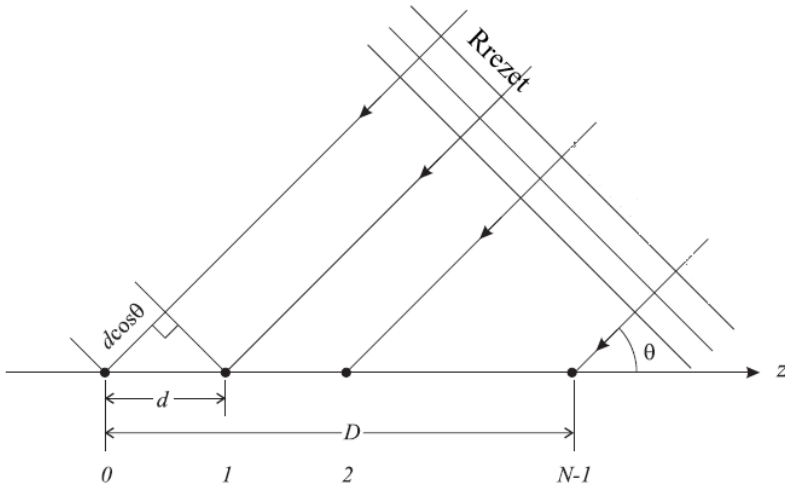


Figura 3.3. Gjeometria e vargut linear të antenave me distancë të barabartë (ULA)

Nga figura shihet se faza e elementit $m - 1$ dallon nga faza e elementit m për $kdcos\theta$, ku k është faktor i ndërlidhur me gjatësinë valore të valës λ , pra $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, d është distanca mes elementeve dhe θ është këndi incident i rrezes. Përfundimisht faktori i vargut AF jepet me shprehjen:

$$AF(\theta) = 1 + e^{jkd \cos \theta} + e^{jk2d \cos \theta} + \dots + e^{jk(N-1)d \cos \theta} = \sum_{m=0}^{N-1} e^{jkm d \cos \theta} \tag{3.2}$$

Nëse e zëvendësojmë $kd \cos \theta$ me $\psi = kd \cos \theta$, AF mund të rishkruhet si:

$$AF(\psi) = \sum_{m=0}^{N-1} e^{jm\psi} = 1 + e^{j\psi} + e^{2j\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} \tag{3.3}$$

Nëse shumëzojmë të dy anët e shprehjes me $e^{j\psi}$ kemi:

$$AF(\psi)e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{2j\psi} + \dots + e^{jN\psi} \tag{3.4}$$

Zbresim ekuacionin (3.4) nga ekuacioni (3.3), dhe fitojmë:

$$AF(\psi)(1 - e^{j\psi}) = 1 - e^{jN\psi} \Rightarrow AF(\psi) = \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} \tag{3.5}$$

Me disa manipulime matematikore shprehja (3.5) mund të rishkruhet si:

$$AF(\psi) = \frac{e^{j(N-1)\frac{\psi}{2}} \sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \tag{3.6}$$

Vërehet se AF arrin vlerën maksimale, apo *majën*, kur $\psi = 0$, me ç'rast $AF = N$. Rrjedhimisht përforcimi maksimal arrihet kur $\theta = \frac{\pi}{2}$.

Shprehja e normalizuar e AF pa komponentin e fazës rrjedhimisht është:

$$|AF|_{\text{norm}} = \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{N \sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (3.7)$$

Për ta identifikuar gjerësinë gjysmëfuqi Θ_{hp} të tufës në varësi të numrit të elementeve N duhet të gjejmë për cilën vlerë të ψ , respektivisht të θ , shprehja $|AF|_{\text{norm}}$ ka vlerën $\frac{1}{2}$. Ndonëse këtë shprehje nuk mund ta fitojmë në mënyrë analitike për vargje të gjata ku $N \cdot d \gg \lambda$ mund të përafrohet si në vijim:

$$\Theta_{hp} = 2 \left(\frac{\pi}{2} - \cos^{-1} \left(2 \cdot \frac{1.895}{Nkd} \right) \right) \quad (3.8)$$

Është e qartë se me numër më të madh të elementeve antenash në varg arrihen tufa më këndngushta, me përforcim proporcional me numrin e antenave. Një shembull i karakteristikës rrezatuese për vargun e antenave ULA me $N = 2, 4$ dhe 8 , me $d = \frac{\lambda}{2}$, është paraqitur në figurën 3.4. Mund të vërehet se me N rritet edhe numri i petaleve anësore, ndonëse niveli i tyre bie.

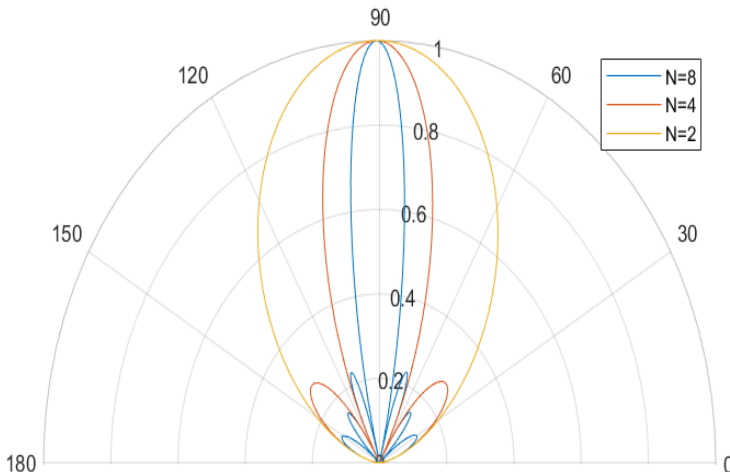


Figura 3.4. Karakteristika rrezatuese e vargut linear të antenave (ULA) me $N = 2, 4, 8$ antena elemente.

Ngjashëm derivohet edhe shprehja për drejtueshmëri apo përforcimin në drejtimin e rrezatimit maksimal për rastin kur $N \cdot d \gg \lambda$ dhe kur supozojmë se antenat elementare janë isotropike, pra kanë rrezatim perfekt uniform dhe pa humbje. Në këtë rast përforcimi dhe drejtueshmëria janë ekuivalente, pra:

$$G_{ml} = D = 2 \frac{ND}{\lambda} \quad (3.9)$$

Në rastin specifik, kur $d = \frac{\lambda}{2}$, atëherë $D = N$.

3.3. Modeli i kanalit të komunikimit me valë milimetrike

Në literaturë janë propozuar disa modele të ndryshme të kanalit të komunikimit të valëve milimetrike. Modelet më të sakta janë modelet statistikore hapësinore që janë bazuar në matje eksperimentale [25] [4], të cilat janë shumë realiste në llogari të kompleksitetit të lartë. 3GPP gjithashtu ka realizuar një studim dhe ka përpiluar një raport teknik i cili përmban modele gjithëpërfshirëse për frekuencat 0-100 GHz [26]. Në anën tjetër, simulimi i modeleve të tilla nuk është fare praktik për qëllime të simulimit dhe vlerësimit të rrjetit në nivelin e sistemit, kur duhet të simulohen me mijëra lidhje njëkohësisht midis shumë çifteve stacion bazë – përdorues. Prandaj modele statistikore për të përafëruar sjelljen e kanalit dhe humbjet e tij gjatë transmetimit të valëve milimetrike me sisteme me vargje antenash gjithashtu janë propozuar [27], [28].

Në vijim do të përshkruajmë dy modele që janë konsideruar si më të përshtatshëm në literaturën relevante:

- Modelin “NYU”, një model statistikor hapësinor i propozuar nga hulumtuesit e Universitetit të Nju-Jorkut bazuar në matjet eksperimentale të realizuara në Nju-Jork [25] dhe
- Modelin “3GPP”, një model hibrid midis modelit gjeometrik stokastik dhe modelit bazuar në harta, që është përvetësuar nga 3GPP [26].

Të dy këto modele e përshkruajnë kanalën midis dy pikave komunikuese si të përbërë nga disa tufa të shtigjeve, secila e sintetizuar nga një numër i madh i nënshtigjeve, me kënde specifike të arritjes dhe nisjes në rrafshin e azimutit dhe rrafshin e zenitit. Për saktësi, si sistem referent të koordinatave do ta përdorim sistemin kartezian si në figurën 3.5. Këndin, θ , të formuar me boshtin z , do ta konsiderojmë si këndin e zenitit, ndërsa këndin e formuar midis boshtit x dhe pasqyrimin të vektorit të rrezes në rrafshin xy , ϕ do ta konsiderojmë si këndin e

azimutit. Duhet nënvizuar se supozimi këtu është se antena është e vendosur në pikën $(0,0,0)$ të sistemit referent dhe se këto konvencione mund të ndryshojnë varësisht nga orientimi i antenës në hapësirë, me ç'rast do të duhej gjithashtu të bëhej transformimi i kujdesshëm nga sistemi global i koordinatave në atë lokal. Për më shumë detaje mbi modifikimet e nevojshme kur konsiderojmë orientime të ndryshme të antenave në hapësirë, lexuesi mund të referohet në [26].

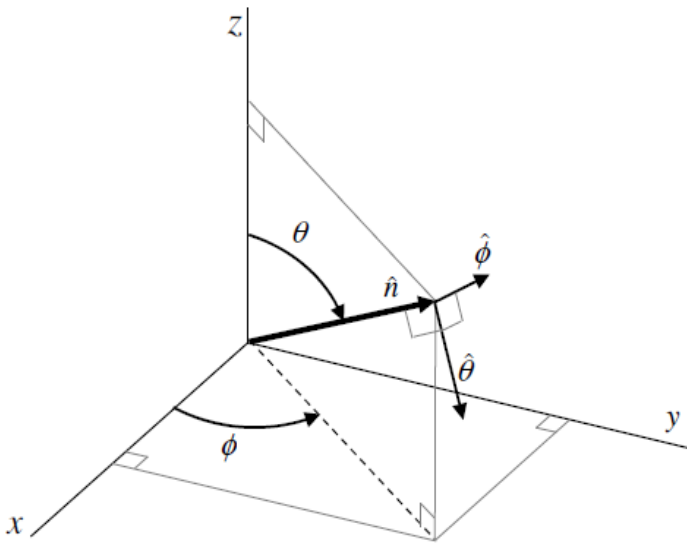


Figura 3.5. Sistemi global i koordinatave. Vektori i orientuar \hat{n} paraqet rrezën në nisje, respektivisht në ardhje, ndërsa θ dhe ϕ paraqesin këndet e zenitit, respektivisht azimutit

Le të jetë g një gNB, që komunikon përmes valëve milimetrike me përdoruesin u , dhe le të jetë \mathbf{x}_c vektori i të dhënave që g transmeton në drejtim të u . Si g ashtu edhe u janë të pajisura me vargje antenash me nga N_{TX} , respektivisht N_{RX} , elemente. Në hyrje të pranuesit të përdoruesit do të kemi:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_c \mathbf{v} \mathbf{x}_c^T + \mathbf{E}_c \quad (3.10)$$

ku \mathbf{H}_c është matrica e kanalit me dimensione $N_{RX} \times N_{TX}$ midis g dhe u . \mathbf{v} është vektori i rrezeformimit të aplikuar nga g në vektorin e të dhënave \mathbf{x}_c dhe \mathbf{E}_c është termi që përmban zhurmën dhe interferencën. Nëse supozojmë vetëm formim analog të diagramit të rrezatimit, pra ku drejtimi i tufës orientohet vetëm përmes zhvendosësve të fazës, atëherë \mathbf{v} do të këtë trajtë:

$$\mathbf{v} = \frac{1}{\sqrt{N_{TX}}} [1, \dots, e^{j\pi(n_1 \cos \theta^g \sin \phi^g + n_2 \sin \theta^g)}, \dots, e^{j\pi((N_{T1}-1) \cos \theta^g \sin \phi^g + (N_{T2}-1) \sin \theta^g)}] \quad (3.11)$$

Kjo është shprehja gjenerike kur supozojmë se gNB g është e pajisur me antenë planare (UPA) me elemente të antenave të renditura në distancë të barabartë, $d = \frac{\lambda}{2}$, nga njëra-tjetra, në një sipërfaqe planare përgjatë dy dimensioneve. Në këtë rast N_{T1} është numri i elementeve të renditura në një rresht në dimensionin e parë dhe N_{T2} është numri i elementeve në dimensionin e dytë, derisa numri përgjithshëm i elementeve në UPA do të jetë $N_{TX} = N_{T1} \cdot N_{T2}$, ku $n_1 \in \{0, 1, \dots, N_{T1}\}$ dhe $n_2 \in \{0, 1, \dots, N_{T2}\}$. Përfundimisht θ^g dhe ϕ^g paraqesin drejtimet e tufës së formuar nga g në rrafshin e zenithit, përkatësisht azimutit.

Në anën e marrësit sinjali i pranuar po ashtu i nënshtrohet formimit të diagramit të rrezatimit:

$$\mathbf{z} = \mathbf{w}^H \mathbf{y} = \mathbf{w}^H \mathbf{H}_c \mathbf{v} \mathbf{x}_c^T + \mathbf{w}^H \mathbf{E}_c \quad (3.12)$$

ku \mathbf{w} ka trajtë:

$$\mathbf{w} = \frac{1}{\sqrt{N_{RX}}} [1, \dots, e^{j\pi(n_1 \cos \theta^u \sin \phi^u + n_2 \sin \theta^u)}, \dots, e^{j\pi((N_{R1}-1) \cos \theta^u \sin \phi^u + (N_{R2}-1) \sin \theta^u)}] \quad (3.13)$$

Ngjashëm si te gNB supozojmë se edhe te përdoruesi kemi antenë planare UPA, me N_{R1}, N_{R2} elemente përgjatë secilit dimension dhe $N_{RX} = N_{R1} \cdot N_{R2}$ numër total të antena elementeve, ku θ^u dhe ϕ^u paraqesin drejtimin e tufës së formuar nga përdoruesi.

3.3.1. Modeli i kanalit NYU

Sipas këtij modeli [25], kanali në valë milimetrike midis transmetuesit dhe pranuesit përbëhet nga një numër i tufave të shtigjeve, ku secila tufë korrespondon me një makroshteg. Secila tufë përshkruhet nga fraksioni i fuqisë së tufës, këndet qendrore të arritje-nisjes në rrafshin e azimutit dhe zenitit dhe përhapja këndore rreth atyre këndeve. Kështu, matrica e kanalit mund të shprehet si:

$$\mathbf{H}_c(t) = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L h_{k,l}(t) \mathbf{a}_{RX}(\theta_{k,l}^{r,x}, \phi_{k,l}^{r,x}) \mathbf{a}_{TX}(\theta_{k,l}^{tx}, \phi_{k,l}^{tx}) \quad (3.14)$$

ku K është numri i tufave, L është numri i shtigjeve në tufë, $h_{k,l}(t)$ është humbja në shkallë të vogël e kanalit dhe $\mathbf{a}_{TX}, \mathbf{a}_{RX}$ janë vektorët e

përgjigjes së antenës transmetuese, përkatësisht pranuese, si funksione të këndeve të rrezes së shtegut përkatës, θ dhe ϕ në pranim-transmetim. Vektori i përgjigjes së antenës varet nga këndet e azimitit dhe zenitit të rrezes ϕ, θ , dhe elementi i n -të i tij shprehet si:

$$[\mathbf{a}(\theta, \phi)]_n = e^{j\pi(n_1 \sin \theta \sin \phi + n_2 \cos \theta)} \quad (3.15)$$

gjithmonë duke supozuar përdorimin e antenës UPA⁵, ku $n \in \{0, 1, \dots, N - 1\}$, $n_1 \in \{0, 1, \dots, N_1 - 1\}$, $n_2 \in \{0, 1, \dots, N_2 - 1\}$ dhe $N = N_1 \cdot N_2$. Humbja e kanalit për tufë dhe shteg shkruhet si:

$$h_{k,l}(t) = \bar{h}_{k,l}(t) e^{2j\pi t f_{d_{\max}} \cos \omega_{k,l}} \quad (3.16)$$

ku $f_{d_{\max}}$ është zhvendosja makismale e Dopplerit, $\omega_{k,l}$ është këndi ndër-mjet rrezes dhe drejtimit të lëvizjes së përdoruesit, dhe $\bar{h}_{k,l} \sim \mathcal{CN}(0, \gamma_k 10^{-0.1 \cdot PL})$ janë variabla komplekse gausiane. PL është humbja gjithëdrejtimëshe e kanalit në varësi të distancës (*path loss*) dhe $\gamma_{k,l}$ janë parametrat e shkallës së vogël të cilat krfijohen sipas një procedure specifike e përshkruar më poshtë. Modeli i humbjes PL nga ana tjetër është:

$$PL_{dB} = \alpha + 10\beta \log_{10}(d_{tx-rx}) + \xi, \xi \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2) \quad (3.17)$$

ku d_{rx-tx} është distanca mes transmetuesit dhe pranuesit në metra. α, β janë parametra të modelit të cilët mund të adaptohen për t'iu përshtatur rrethanave dhe skenarit. Këto parametra varen edhe nga komponenti LoS, prandaj te valët milimetrike kujdes i veçantë i kushtohet modelit të bllokadave, përkatësisht për të përcaktuar nëse çifti transmetues-pranues gjendet në shtegun e pamjes ndaj njëri-tjetrit, apo janë plotësisht jashtë zonës së mbulueshmërisë, nuk kanë shteg të drejtëpërdrejtë midis tyre (*outage*), përdoren probabilitetet si në vijim:

$$p_{out} = \max(0, 1 - e^{a_{out} d_{rx-tx} + b_{out}}) \quad (3.18)$$

$$p_{LoS} = (1 - p_{out}) e^{-a_{LoS} d_{rx-tx}} \quad (3.19)$$

$$p_{nLoS} = 1 - p_{LoS} - p_{out} \quad (3.20)$$

Sërisht parametrat a_{out}, b_{out} dhe a_{LoS} janë parametra të modelit të konfigurueshme për t'iu përshtatur skenarit specifik. Këto janë parametrat e shkallës së gjerë, të cilat janë të vlefshme për të gjitha tufat. Parametrat e shkallës së vogël, në anën tjetër, krijohen për secilën tufë dhe shteg. Fillimisht përcaktohet numri i tufave K nga shpërndarja e Poisson-it me ritëm të arritjes ρ . Për secilën tufë k përcaktohet fraksioni i fuqisë γ_k :

$$\gamma_k = U_k^{r_\tau - 1} 10^{-0.1 Z_k} \quad (3.21)$$

ku $U_k \sim \mathcal{U}[0, 1]$, $Z_k \sim \mathcal{N}(0, \chi^2)$ dhe r_τ e χ^2 janë parametra të modelit.

⁵ Duke supozuar se antena është e shtrirë në rrafshin zy.

Tabela 3.1. Vlerat e propozuara të parametrave të modelit

Variabla	Vlerat e parametrave të modelit	
	28 GHz	73 GHz
Humbja omni-drejtimëshe, PL, dhe hijezimi log-normal ξ	NLoS: $\alpha = 72.0, \beta = 2.92, \sigma = 8.7 \text{ dB}$ LoS: $\alpha = 61.4, \beta = 2, \sigma = 5.8 \text{ dB}$	NLoS: $\alpha = 86.6, \beta = 2.45, \sigma = 8.0 \text{ dB}$ (†) $\alpha = 82.7, \beta = 2.69, \sigma = 7.7 \text{ dB}$ (‡) LoS: $\alpha = 69.8, \beta = 2, \sigma = 5.8 \text{ dB}$
Probabiliteti LoS	$a_{out} = 0.0334m^{-1}, b_{out} = 5.2, a_{los} = 0.0149 m^{-1}$	
Numri i tufave, $K \sim \max\{Poisson(\rho), 1\}$	$\rho = 1.8$	$\rho = 1.9$
Fraksionet e fuqisë së tufës	$r_\tau = 2.8, \chi = 4.0$	$r_\tau = 3.0, \chi = 4.0$
Këndet horizontale qendrore ϕ	$\phi \sim U(0, 2\pi)$	
Këndet vertikale qendrore θ	θ – këndi i drejtimit LoS në rrafshin e zenitit	
Përhapja rms këndore $\sigma \sim E(\rho^{-1})$ për SB-të	Horiz. $\rho^{-1} = 10.2^0$ Vert. $\rho^{-1} = 0^0$	Horiz. $\rho^{-1} = 10.5^0$ Vert. $\rho^{-1} = 0^0$
Përhapja rms këndore $\sigma \sim E(\rho^{-1})$ për përdoruesit	Horiz. $\rho^{-1} = 15.5^0$ Vert. $\rho^{-1} = 6.0^0$	Horiz. $\rho^{-1} = 15.4^0$ Vert. $\rho^{-1} = 3.5^0$
<p><i>Shënim:</i> Parametrat janë derivuar duke supozuar elemente isotropike. (†) Vlerat e parametrave për lartësi të pranuesit: 2m dhe 4.06 m. (‡) Vlerat e parametrave për lartësi të pranuesit: 2 m. Për të gjitha matjet është supozuar se në rrafshin e zenitit BS ka antenën të fiksuar me pjerrtësi 10^0.</p>		

Në rastin kur çifti gNB-përdorues janë në LoS, atëherë këndi qendror në zenit i të gjitha tufave është i njëjtë me këndin e drejtimit LoS, ndërsa në rrafshin azimut këndi qendror i tufës më të fuqishme është i njëjtë me drejtimin LoS. Këndet qendrore të tufave tjera gjenerohen në mënyrë të rastësishme nga një shpërndarje uniforme. Ndërsa përhapjet këndore rreth këndeve qendrore σ gjenerohen nga shpërndarja eksponenciale me vlerë mesatare ρ^{-1} .

Secila tufë pastaj sintetizohet përmes një numri të madh të nënshtigjeve L , secili me kënde të caktuara të transmetimit-pranimit në

rrafshin e azimitit dhe zenitit $\phi_{k,l}^{rx}, \theta_{k,l}^{rx}, \phi_{k,l}^{tx}, \theta_{k,l}^{tx}$. Drejtimet (këndet) e nënshtigjeve krijohen si variabla të mbështjellura gaussiane rreth këndit qendror me devijim standard të derivuar nga përhapja këndore e fituar në hapin paraprak. Vlerat e parametrave të modelit, të derivuara nga matjet eksperimentale në Nju-Jork [25], janë dhënë në tabelën 3.1.

3.3.2. Modeli i kanalit 3GPP

Në studimin e përgatitur nga 3GPP [26] është propozuar një model i kanalit i cili i përfshin gjithë brezin nga 0-100 GHz, si dhe është i përshtatshëm për ambiente të ndryshme, përkatësisht për ambiente rurale me makrocelula (RMa), për ambiente urbane me makrocelula (UMa), për ambiente urbane me mikrocelula (UMi) si dhe për ambiente të mbyllura (InH).

Meqë fokusi ynë është në rrjete të dendura heterogjene, të cilat janë të parapara kryesisht për ambiente urbane, në këtë pjesë të kapitullit do të fokusohemi në skenarët UMa dhe UMi, ndërsa për modelin e plotë lexuesi i interesuar për më shumë informacione mund të referohet në studimin e 3GPP [26].

Karakteristika rrezatuese e elementit të antenës dhe polarizimi

Në modelin 3GPP, për dallim nga modeli paraprak, nuk supozohet se antena-elementet kanë natyrë izotropike të rrezatimit, por është përkufizuar një model më realist, që imiton sjelljen e elementëve të antenës në praktikë. Ky model përshkruhet me përforsim dreksional prej 8 dBi në petalen kryesore dhe përforsim negativ në petalet anësore.

Karakteristika rrezatuese e elementit $A_E(\theta, \phi)$ në varësi të këndeve në rrafshin e zenithit dhe azimitit jepet me shprehjet A_{EV} në rrafshin vertikal dhe A_{EH} në rrafshin horizontal:

$$A_{EV_{dB}}(\theta, \phi = 0^\circ) = - \min \left\{ 12 \left(\frac{\theta - 90^\circ}{\theta_{3dB}} \right)^2, SLA_v \right\} \quad (3.22)$$

$$A_{EH_{dB}}(\theta = 90^\circ, \phi) = - \min \left\{ 12 \left(\frac{\phi}{\phi_{3dB}} \right)^2, A_{\max} \right\} \quad (3.23)$$

ku θ_{3dB}, ϕ_{3dB} janë gjerësitë gjysmëfuqi të rrezes në rrafshin vertikal, përkatësisht horizontal, $SLA_v = 30 \text{ dB}$ është kufiri i nivelit të petaleve dhe $A_{\max} = 30 \text{ dB}$ është raporti i nivelit të rrezatimit para/pas i antenës.

Nga profilet vertikale dhe horizontale të rrezatimit, si dhe duke ditur që përforcimi maksimal në drejtimin e rrezes është $G_{max} = 8 \text{ dBi}$, derivohet shprehja për karakteristikën tridimensionale rrezatuese për një element të vetëm të antenës:

$$A_{E_{dB}}(\theta, \phi) = G_{max} - \min\{-(A_{EV}(\theta) + A_{EH}(\phi)), A_{max}\} \quad (3.24)$$

Karakteristika rrezatuese e vargut të antena elementeve fitohet nga karakteristika e elementit, si dhe faktori i vargu AF siç është përkufizuar në (3.2), por i zgjeruar për antenë planare UPA:

$$A_{A_{dB}}(\theta, \phi) = A_{E_{dB}}(\theta, \phi) + AF_{dB}(\theta, \phi) \quad (3.25)$$

Në rast të polarizimit të antenës, polarizimi modelohet i pavarur nga këndi si në rrafshin e azimutit, ashtu edhe në atë të zenitit. Për një antenë me polarizim linear, fusha vertikale dhe ajo horizontale e rrezatimit jepen me shprehjet:

$$F_V(\theta, \phi) = \sqrt{A(\theta, \phi)} \cos \zeta \quad (3.26)$$

$$F_H(\theta, \phi) = \sqrt{A(\theta, \phi)} \sin \zeta \quad (3.27)$$

ku ζ është këndi i pjerrtësisë së polarizimit dhe A karakteristika tridimensionale e rrezatimit. Theksojmë se $\zeta = 0^0$ korrespondon me rastin kur antena është vertikalisht e polarizuar.

Tabela 3.2. Parametrat e shkallës së gjerë sipas modelit 3GPP

Uma	
LoS	NLoS
PL $= \begin{cases} PL_1 & 10m \leq d_{2D} \leq d'_{BP} \\ PL_2 & d'_{BP} \leq d_{2D} \leq 5 \text{ km} \end{cases}$ $PL_1 = 28.0 + 22 \log_{10} d_{3D} + 20 \log_{10} f_c$ $PL_2 = 28.0 + 40 \log_{10} d_{3D} + 20 \log_{10} f_c - 9 \log_{10} ((d'_{BP})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2)$ $\sigma_{SF} = 4$ $h_{BS} = 25m$	$PL = \max\{PL_{UMa-LoS}, PL'\}$ $PL' = 13.54 + 39.08 \log_{10} d_{3D} + 20 \log_{10} f_c - 0.6(h_{UT} - 1.5)$ $\sigma_{SF} = 6$ $h_{BS} = 25m$

Umi	
LoS	NLoS
PL $= \begin{cases} PL_1 & 10m \leq d_{2D} \leq d'_{BP} \\ PL_2 & d'_{BP} \leq d_{2D} \leq 5 km \end{cases}$ $PL_1 = 32.4 + 21 \log_{10} d_{3D} + 20 \log_{10} f_c$ $PL_2 = 32.4 + 40 \log_{10} d_{3D} + 20 \log_{10} f_c - 9.5 \log_{10} ((d'_{BP})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2)$ $\sigma_{SF} = 4$ $h_{BS} = 10m$	$PL = \max\{PL_{UMi-LoS}, PL'\}$ $PL' = 22.4 + 35.3 \log_{10} d_{3D} + 21.3 \log_{10} f_c - 0.3(h_{UT} - 1.5)$ $\sigma_{SF} = 7.82$ $h_{BS} = 10m$
<p><i>Shënime:</i></p> <ol style="list-style-type: none"> 1. PL është në dB, f_c në MHz dhe d në metra. 2. σ_{SF} - devijimi standard i hijëzimit log-normal 3. Distanca d'_{BP} është $d'_{BP} = 4h'_{BS}h'_{UT}f_c/c$ ku f_c është frekuenca qendrore në Hz, $c = 3 \cdot 10^8 m/s$ është shpejtësia e përhapjes në hapësirë të lirë dhe h'_{BS}, h'_{UT} janë lartësitë efektive të antenave të stacionit bazë, përkatësisht përdoruesit. Këto të fundit llogariten si $h'_{BS} = h_{BS} - h_E, h'_{UT} = h_{UT} - h_E$, ku h_{BS}, h_{UT} janë lartësitë aktuale të antenave, ndërsa h_E është lartësia efektive e ambientit. Për UMi $h_E = 1m$. Për UMa $h_E = 1 m$ me probabilitet $1/(1 + C(d_{2D}, h_{UT}))$ ose e përzgjedhur nga një shpërndarje diskrete uniforme $(12, 15, \dots, (h_{UT} - 1.5))$ ku: $C(d_{2D}, h_{UT}) = \begin{cases} 0, & h_{UT} < 13m \\ \left(\frac{h_{UT} - 13}{10}\right)^{1.5} g(d_{2D}), & 13m \leq h_{UT} \leq 23m \end{cases}$ dhe $g(d_{2D}) = \begin{cases} 0, & d_{2D} \leq 18m \\ \frac{5}{4} \left(\frac{d_{2D}}{100}\right)^3 e^{-\frac{d_{2D}}{150}}, & 18m < d_{2D} \end{cases}$ 	

Gjenerimi i parametrave të shkallës së gjerë

Humbjet omni-drejtimëshe PL dhe hijëzimet log-normale llogariten në varësi të distancës dydimensionale d_{2D} dhe tridimensionale d_{3D} , sipas modeleve të paraqitura në tabelën 3.2. Distancat llogariten si në figurën 3.6.

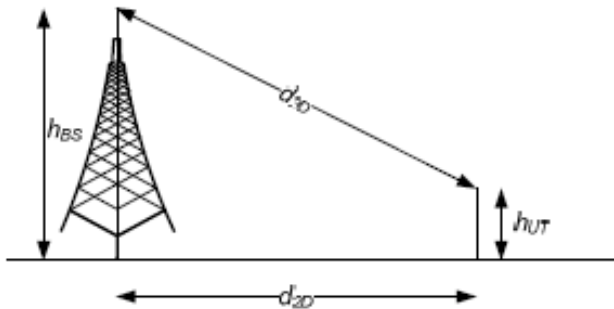


Figura 3.6. Llogaritja e distancave dydimensionale dhe tridimensionale midis stacionit bazë dhe përdoruesit.

Sa i përket modelit të bllokadave, ky model përshkruan vetëm probabilitetin e ekzistencës së shtegut LoS, e cila për ambientin UMi është:

$$p_{LoS} = \begin{cases} 1, & d_{2D} \leq 18 \text{ m} \\ \frac{18}{d_{2D}} + e^{-\frac{d_{2D}}{36}} \left(1 - \frac{18}{d_{2D}}\right), & 18\text{m} < d_{2D} \end{cases} \quad (3.28)$$

Ndërsa për ambientin UMa

$$p_{LoS} = \left\{ \left[\frac{18}{d_{2D}} + e^{-\frac{d_{2D}}{36}} \left(1 - \frac{18}{d_{2D}}\right) \right] \left[1 + C'(h_{UT}) \frac{5}{4} \left(\frac{d_{2D}}{100}\right)^3 e^{-\frac{d_{2D}}{150}} \right] \right\} \quad (3.29)$$

për $18\text{m} < d_{2D}$

ku

$$C'(h_{UT}) = \begin{cases} 0 & h_{UT} < 13\text{m} \\ \left(\frac{h_{UT} - 13}{10}\right)^{1.5} & 13\text{m} \leq h_{UT} \leq 23\text{m} \end{cases}$$

Për kanalën midis një çifti gNB-përdorues, së pari duhet llogaritur këndet vertikale dhe horizontale të pranimit dhe transmetimit për secilën rreze në secilën tufë përbërëse të kanalit. Pra, duke supozuar se kemi komunikim në downlink, ku gNB transmeton dhe përdoruesi

pranon, atëherë për secilin çift së pari llogariten këndet në drejtimin LoS, të cilat do t'i shënojmë si në vijim: $\phi_{g,LoS}, \theta_{g,LoS}$ këndet në transmetim në gNB, dhe $\phi_{u,LoS}, \theta_{u,LoS}$ këndet në pranim te përdoruesi. Këndet për tufën specifike n do të shënohen si $\phi_n^{(g)}, \theta_n^{(g)}, \phi_n^{(u)}, \theta_n^{(u)}$.

Përveç PL dhe p_{LoS} , si parametra të shkallës së gjerë duhet të llogariten edhe përhapja e vonesës DS (*delay spread*), përhapjet këndore (*angular spread*) horizontale dhe vertikale për këndet në pranim (ASA, ZSA) dhe këndet në transmetim (ASD, ZSD), faktori Ricean K dhe hijëzimi log-normal σ_{SF} . Këto llogariten sipas tabelës 7.5-6 në punimin [26].

Gjenerimi i parametrave të shkallës së vogël

Në këtë model numri i tufave dhe numri i rrezeve në tufë janë të fiksuara në $N = 20$, përkatësisht $M = 20$. Për krijimin e koeficientëve të shkallës së vogël, së pari për secilën tufë gjenerohet vonesa përkatëse, τ_n :

$$\tau'_n = -r_\tau DS \ln X_n \quad (3.30)$$

ku r_τ është parametër i proporcionalitetit, DS përhapja e vonesës dhe $X_n \sim U[0,1]$. Këto vonesa normalizohen duke zbritur vlerën minimale të τ'_n dhe duke i renditur sipas madhësisë, $\tau_n = \text{sort}(\tau'_n - \min(\tau'_n))$.

Në rast të ekzistencës së shtegut LoS vonesat duhet të shkallëzohen me një konstantë shtesë të shkallëzimit e cila varet nga faktori Ricean K :

$$C_\tau = 0.7705 - 0.0433K + 0.0002K^2 + 0.000017K^3 \quad (3.31)$$

me ç'rast vonesat e tufave shndërrohen në $\tau_n^{LoS} = \tau_n/C_\tau$.

Pas gjenerimit të vonesave, gjenerohen fuqitë e tufave duke supozuar një profil eksponencial të fuqisë së vonesave (PDP). Fuqitë e panormalizuara janë:

$$P'_n = e^{-\frac{\tau_n(r_\tau-1)}{r_\tau DS}} 10^{-\frac{Z_n}{10}} \quad (3.32)$$

ku $Z_n \sim \mathcal{N}(0, \zeta^2)$ është hijëzimi për tufë në dB. Fuqitë e tufave normalizohen: $P_n = \frac{P'_n}{\sum_{n=1}^N P'_n}$.

Në rast të komponentit LoS një rreze shtesë i shtohet tufës së parë. Fuqia e kësaj rreze LoS është:

$$P_{1,LoS} = \frac{K_R}{K_R+1} \quad (3.33)$$

ku K_R është faktori Ricean K në shkallë lineare. Në këtë rast fuqitë e tufave nuk normalizohen si më lart, por:

$$P_n = \frac{1}{K_R+1} \frac{P'_n}{\sum_{n=1}^N P'_n} + \delta(n-1)P_{1,LoS} \tag{3.34}$$

ku δ është impulsi i Dirakut. Fuqia e tufës P_n ndahet në mënyrë proporcionale P_n/M për secilën nga M rrezet e tufës. Tufat me fuqi 25 dB më të vogël se tufa më e fuqishme mund të injorohen.

Për secilën tufë dhe rreze gjenerohen këndet e transmetimit $\phi_{n,m}^{(g)}, \theta_{n,m}^{(g)}$ nga gNB g dhe këndet e pranimit te përdoruesi u , $\phi_{n,m}^{(u)}, \theta_{n,m}^{(u)}$. Gjenerimi i tyre bëhet duke pasur parasysh përhapjet këndore dhe sipas procedurës së përshkruar detajisht në [26]. Pas gjenerimit në mënyrë të rastësishme çiftëzohen këndet e transmetimit në rrafshin vertikal dhe horizontal brenda tufës së njëjtë. Po ashtu çiftëzohen edhe këndet e arritjes. Për secilën tufë dhe rreze n, m përcaktohet raporti i fuqisë së polarizimit të kryqëzimit (XPR):

$$\kappa_{n,m} = 10^{\frac{x}{10}} \tag{3.35}$$

ku $X \sim \mathcal{N}(\mu_{XPR}, \sigma_{XPR})$, ku këto të fundit po ashtu mund të gjinden në tabelën 7.5-6 në [26]. Gjenerohen fazat initiale $\{\Phi_{n,m}^{\theta\theta}, \Phi_{n,m}^{\theta\phi}, \Phi_{n,m}^{\phi\theta}, \Phi_{n,m}^{\phi\phi}\}$ për katër kombinimet e mundshme të polarizimit nga shpërndarja uniforme me brez $\{-\pi, \pi\}$.

Përfundimisht koeficientët e kanalit krijohen për secilën tufë dhe për secilin element të antenës g_e në gNB dhe u_e në pajisje të përdoruesit. Për $N - 2$ tufat më të dobëta koeficientët e kanalit janë:

$$H_{g_e, u_e, n}^{NLoS}(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M} \sum_{m=1}^M} \begin{bmatrix} F_{rx, u_e, \theta}(\theta_{n,m}^{(u)}, \phi_{n,m}^{(u)}) \\ F_{rx, u_e, \phi}(\theta_{n,m}^{(u)}, \phi_{n,m}^{(u)}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} e^{j\Phi_{n,m}^{\theta\theta}} & \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} e^{j\Phi_{n,m}^{\theta\phi}} \\ \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} e^{j\Phi_{n,m}^{\phi\theta}} & e^{j\Phi_{n,m}^{\phi\phi}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{tx, g_e, \theta}(\theta_{n,m}^{(g)}, \phi_{n,m}^{(g)}) \\ F_{tx, g_e, \phi}(\theta_{n,m}^{(g)}, \phi_{n,m}^{(g)}) \end{bmatrix} e^{\frac{j2\pi \hat{r}_{rx, n, m}^T \bar{a}_{rx, u_e}}{\lambda_0}} e^{\frac{j2\pi \hat{r}_{tx, n, m}^T \bar{a}_{tx, g_e}}{\lambda_0}} e^{j2\pi \frac{\hat{r}_{rx, n, m}^T \bar{v}}{\lambda_0} t} \tag{3.36}$$

ku $\hat{r}_{rx, n, m}$ dhe $\hat{r}_{tx, n, m}$ janë vektorët sferik njësi:

$$\hat{r}_{rx, n, m} = \begin{bmatrix} \sin \theta_{n,m}^{(u)} \cos \phi_{n,m}^{(u)} \\ \sin \theta_{n,m}^{(u)} \sin \phi_{n,m}^{(u)} \\ \cos \theta_{n,m}^{(u)} \end{bmatrix} \tag{3.37}$$

$$\hat{r}_{tx,n,m} = \begin{bmatrix} \sin \theta_{n,m}^{(g)} \cos \phi_{n,m}^{(g)} \\ \sin \theta_{n,m}^{(g)} \sin \phi_{n,m}^{(g)} \\ \cos \theta_{n,m}^{(g)} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$\bar{d}_{tx,g_e}, \bar{d}_{rx,u_e}$ janë vektorët e lokacionit të elementit në antenën e transmetuesit, përkatësisht pranuesit.

Komponenti i frekuencës së Dopplerit varet nga këndet në arritje $(\theta^{(u)}, \phi^{(u)})$ dhe vektori i shpejtësisë së lëvizjes së përdoruesit me shpejtësi v , kënde të lëvizjes ϕ_v, θ_v :

$$v_{n,m} = \frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T \bar{v}}{\lambda_0} \quad (3.39)$$

ku $\bar{v} = v[\sin \theta_v \cos \phi_v \quad \sin \theta_v \sin \phi_v \quad \cos \theta_v]^T$. Për dy tufat më të fuqishme, $n = 1, 2$, rrezet janë të grupuara në nga 3 nëntufa (për tufë) me vlera të fiksuara të vonesës:

$$\begin{aligned} \tau_{n,1} &= \tau_n \\ \tau_{n,2} &= \tau_n + 1.28 C_{DS} \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\tau_{n,2} = \tau_n + 2.56 C_{DS}$$

ku C_{DS} është përhapja e vonesës brenda tufës, gjithashtu parametër i modelit, vlera e të cilit mund të gjendet në tabelës 7.5-6 në [26]. Përfundimisht përgjigja impulsive për rastin NLoS jepet me shprehjen:

$$\begin{aligned} H_{g_e, u_e}^{NLoS}(\tau, t) &= \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^3 \sum_{m \in R_i} H_{g_e, u_e, n, m}^{NLoS}(t) \delta(\tau - \tau_{n,i}) + \\ &\sum_{n=3}^N H_{g_e, u_e, n}^{NLoS}(t) \delta(t - \tau_n) \end{aligned} \quad (3.39)$$

ku $H_{g_e, u_e, n}^{NLoS}(t)$ është dhënë në (3.36), ndërsa $H_{g_e, u_e, n, m}^{NLoS}(t)$ jepet me:

$$\begin{aligned} H_{g_e, u_e, n, m}^{NLoS}(t) &= \\ &\sqrt{\frac{P_n}{M}} \begin{bmatrix} F_{rx, u_e, \theta}(\theta_{n,m}^{(u)}, \phi_{n,m}^{(u)}) \\ F_{rx, u_e, \phi}(\theta_{n,m}^{(u)}, \phi_{n,m}^{(u)}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} e^{j\Phi_{n,m}^{\theta\theta}} & \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} e^{j\Phi_{n,m}^{\theta\phi}} \\ \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} e^{j\Phi_{n,m}^{\phi\theta}} & e^{j\Phi_{n,m}^{\phi\phi}} \end{bmatrix} \\ &\begin{bmatrix} F_{tx, g_e, \theta}(\theta_{n,m}^{(g)}, \phi_{n,m}^{(g)}) \\ F_{tx, g_e, \phi}(\theta_{n,m}^{(g)}, \phi_{n,m}^{(g)}) \end{bmatrix} e^{\frac{j2\pi \hat{r}_{rx,n,m}^T \bar{d}_{rx,u_e}}{\lambda_0}} e^{\frac{j2\pi \hat{r}_{tx,n,m}^T \bar{d}_{tx,g_e}}{\lambda_0}} e^{j2\pi \frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T \bar{v}}{\lambda_0} t} \end{aligned} \quad (3.40)$$

Për rastin kur shtegu LoS ekziston, atëherë rrezja më e fuqishme përfaqëson komponentin LoS e cila shprehet kështu:

$$H_{g_e, u_e, 1}^{LoS}(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \begin{bmatrix} F_{rx, u_e, \theta}(\theta_{n, m}^{(u)}, \phi_{n, m}^{(u)}) \\ F_{rx, u_e, \phi}(\theta_{n, m}^{(u)}, \phi_{n, m}^{(u)}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{tx, g_e, \theta}(\theta_{n, m}^{(g)}, \phi_{n, m}^{(g)}) \\ F_{tx, g_e, \phi}(\theta_{n, m}^{(g)}, \phi_{n, m}^{(g)}) \end{bmatrix} e^{-j2\pi \frac{d_{3D}}{\lambda_0} t} e^{j2\pi \hat{r}_{rx, n, m}^T \bar{d}_{rx, u_e} t} e^{j2\pi \hat{r}_{tx, n, m}^T \bar{d}_{tx, g_e} t} e^{j2\pi \hat{r}_{rx, n, m}^T \bar{v} t} \quad (3.41)$$

Ndërsa shprehja e plotë për përgjigjen impulsive të kanalit bëhet:

$$H_{g_e, u_e}^{LoS}(\tau, t) = \sqrt{\frac{1}{K_{R+1}}} H_{g_e, u_e}^{NLoS}(\tau, t) + \sqrt{\frac{K_R}{K_{R+1}}} H_{g_e, u_e, 1}^{LoS}(t) \delta(t - \tau_1) \quad (3.42)$$

3.4. Përafrimi statistikor i përforcimit ekuivalent të kanalit

Siç u tha edhe në fillim të kësaj pjese, ndonëse modelet e mësipërme e përshkruajnë kanalën e komunikimit në valë milimetrike në mënyrë mjaft realiste, kjo bëhet në llogari të një kompleksiteti të ndjeshëm, i cili është sidomos i dukshëm në modelin 3GPP. Në të vërtetë simulimi i një kanali të tillë në nivel të rrjetit midis çdo çifti transmetues-pranues nuk është aspak praktik sidomos kur duhet të bëjmë vlerësim të performancës së rrjetit në nivel të sistemit. Për këtë arsye është parë e arsyeshme që në vend të modelit të kanalit të gjenden përafrime statistikore që do të përshkruanin, ndonëse jo në mënyrë të saktë, së paku në mënyrë të përafëruar sjelljen e kanalit në valë milimetrike midis një çifti transmetues-pranues në rrjetet 5G. Një përafrim i tillë statistikor është propozuar në [28].

Duke u nisur nga shprehja (3.12) sinjalin e pranuar pas rrezeformimit mund ta rishkruajmë si:

$$\mathbf{z} = \tilde{h}_c \mathbf{x}_c^T + \mathbf{w}^H \mathbf{E}_c \quad (3.43)$$

ku $\tilde{h}_c = \mathbf{w}^H \mathbf{H}_c \mathbf{v}$ është koeficienti skalar i kanalit që përfshin edhe efektet e përhapjes së valëve (*humbjeve të kanalit*) si dhe përforcimin e arritur nga formimi i diagramit rrezatues në transmetues dhe pranues. Për këtë arsye fuqinë e këtij koeficienti do ta quajmë përforcimi ekuivalent i kanalit, të cilin mund ta shprehim edhe si:

$$|\tilde{h}_c|^2 = aG \quad (3.44)$$

ku a paraqet humbjen në shkallë të gjerë të kanalit midis çiftit gNB-përdorues në varësi të distancës mes tyre, ndërsa G paraqet komponentin e përforcimit si rezultat i rrezeformimit në të dy anët e komunikimit dhe efektet e zbehjes së kanalit në shkallë të vogël për shkak të dispersionit të shtigjeve.

Vlera e G varet nga disa faktorë të ndryshëm, ndër ta më të rëndësishmit janë ekzistenca e shtegut LoS midis pikave komunikuese dhe rreshtimi i diagramit të transmetuesit me diagramin e pranuesit. Në të vërtetë sa i përket rastit kur kemi LoS mund të identifikojmë tri lloje të kanalit midis gNB-së dhe përdoruesit:

1. Kanalin plotësisht të rreshtuar, ku tufat e rrezatimit në dy anët e komunikimit janë të rreshtuara dhe plotësisht përputhen;
2. Kanalin pjesërisht të rreshtuar, ku tufat e rrezatimit janë të rreshtuara vetëm nga njëra anë e komunikimit;
3. Kanalin e parreshtuar, ku tufat e rrezatimit nuk janë të rreshtuara nga asnjëra anë e komunikimit.

Karakterizimi i saktë i sjelljes së përforcimit ekuivalent në këto raste është i rëndësishëm për të modeluar saktë fuqinë e pranuar dhe interferencën në një rrjet të dendur heterogjen në valë milimetrike. Ndërsa në rastin e mungesës së shtegut LoS rreshtimi nuk luan rol, pasi që pikët komunikuese nuk mund të komunikojnë përmes tufave direkte për shkak të pengesës.

Vlen të nënvizohet se kur flasim për rreshtim, fjala është për rreshtimin e tufave në rrafshin e azimutit. Në rrafshin e zenitit konsiderojmë se antenat si në transmetues ashtu edhe në marrës janë të fiksuara mekanikisht me pjerrtësi të caktuar dhe rreshtimi i diagrameve në këtë rrafsh varet vetëm nga pozitat relative dhe shpejtësia e lëvizjes së përdoruesit. Karakteristika statistikore e përforcimit ekuivalent është derivuar për dy modelet e përshkruara më lart, si dhe për dy llojet e elementeve të antenave, përkatësisht elementin izotropik (ISO) dhe elementin 3GPP.

3.4.1. Rasti i rrezeve të rreshtuara

Karakteristika statistikore e përforcimit ekuivalent, G^a në rastin e modelit 3GPP të kanalit me element ISO, kur komponenti LoS ekziston midis pikave komunikuese dhe tufat janë të rreshtuara mund të përafrohet me shpërndarje Gausiane me vlerë të mesme μ_G dhe variancë σ_G^2 .

$$p_{G^a}^{(3GPP)}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_G^2}} e^{-\frac{(x-\mu_G)^2}{2\sigma_G^2}} \quad (3.45)$$

Vlera e mesme μ_G jepet me shprehjen:

$$\mu_G(\Delta_\theta) = \mu_0 e^{-\frac{\Delta_\theta^2}{\gamma_\mu^2}} \quad (3.46)$$

Pra, meqë në rrafshin e zenitit nuk konsiderojmë rreshtim perfekt, vlera e mesme varet nga këndi i mosrreshtimit në rrafshin e zenitit Δ_θ . Ky është këndi i formuar midis tufave kur ato nuk janë plotësisht të rreshtuara. μ_0 , dhe γ_μ^2 janë parametra të modelit të dhëna në tabelën 3.3.

Në anën tjetër, kur përdoret elementi i antenës 3GPP për shkak se implementimi në gNB është sektorial, pra në vend të një antene përdoren 3 antena që shërbejnë 3 sektorë që mbulojnë nga 120° të hapësirës këndore, vlera e mesme μ_G varet edhe nga dallimi midis drejtimit të rrezes dhe drejtimit të sektorit Δ_{ϕ_s} :

$$\mu_G(\Delta_\theta, \Delta_{\phi_s}) = \mu_0 e^{-\frac{\Delta_\theta^2}{\gamma_\mu^2}} 10^{-1.2\left(\frac{\Delta_{\phi_s}}{\theta_{3dB}}\right)^2} \quad (3.47)$$

ku $\theta_{3dB} = 65^\circ$ është gjerësia gjysëmfuqi e rrezes së antenaelementit. Devijimi standard σ_G , nga ana tjetër, varet vetëm nga këndi i mosrreshtimit në rrafshin e zenitit Δ_θ si në vijim:

$$\sigma_G(\Delta_\theta) = \sigma_0 e^{-\frac{\Delta_\theta^2}{\gamma_\sigma^2}} \quad (3.50)$$

ku përsëri σ_0 dhe γ_σ janë parametra të modelit të përafshur. Midis parametrave të modelit $\mu_0, \gamma_\mu, \sigma_0, \gamma_\sigma$ dhe numrit të antenave në transmetues edhe marrës gjithashtu ekziston një relacion i cili është përshkruar në tabelën 3.3.

Përputhja midis vlerave të përforcimit të kanalit të fituara nga simulimet e kanalit 3GPP dhe vlerave të përafshura përmes shpërndarjes Gausiane është paraqitur përmes lakoreve të funksionit të shpërndarjes së probabilitetit (PDF) të treguara në figurën 3.7.

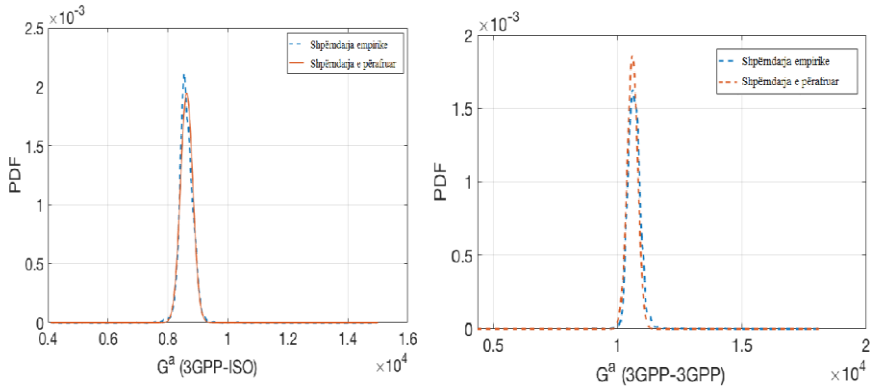


Figura 3.7. Shpërndarja empirike (kaltër) dhe e përafuar (e portokalltë) PDF për modelin e kanalit 3GPP me element ISO (majtas) dhe element 3GPP (djathtas)

Në figurë janë paraqitur lakorja empirike e fituar përmes simulimeve numerike me metodën Monte Carlo dhe lakorja e përafuar nga (3.47). Në rastin e modelit NYU karakteristika e përforcimit ekuivalent në rastin kur kemi rreshtim të plotë të tufave mund të përafrohet mjaft mirë me shpërndarje eksponenciale me vlerë të mesme α_G :

$$p_G^{(NYU)}(x) = \frac{1}{\alpha_G} e^{-\frac{x}{\alpha_G}} \tag{3.48}$$

Ngjashëm si te modeli i kanalit 3GPP, në rastin e elementit ISO, α_G varet vetëm nga këndi i mosrreshtimit në rrafshin e zenithit Δ_θ , ndërsa kur përdoren sistemet sektoriale me element 3GPP, α_G varet edhe nga këndi midis rrezes së formuar nga transmetuesi dhe drejtimi i sektorit Δ_{ϕ_s} . Përkatësisht për elementin ISO kemi:

$$\alpha_G(\Delta_\theta) = \alpha_0 e^{-\frac{\Delta_\theta^2}{\gamma_\alpha^2}} \tag{3.49}$$

Ndërsa për elementin 3GPP kemi:

$$\alpha_G(\Delta_\theta, \Delta_{\phi_s}) = \alpha_0 e^{-\frac{\Delta_\theta^2}{\gamma_\alpha^2}} 10^{-1.2 \left(\frac{\Delta_{\phi_s}}{\theta_{3dB}}\right)^2} \tag{3.50}$$

ku α_0 dhe γ_α janë parametra të modelit të cilat varen nga numri i antenave në transmetues dhe marrës, siç janë paraqitur në tabelën 3.4. Edhe për modelin NYU lakorja PDF e fituar nga simulimi numerik i kanalit NYU përputhet mjaft mirë me lakoren eksponenciale të përafuar, siç është treguar në figurën 3.8.

Tabela 3.3. Parametrat e modelit statistikor për përforcimin e kanalit të rreshtuar bazuar në modelin 3GPP të kanalit

Parametri	Elementi ISO	Elementi 3GPP
μ_0	$0.537(N_{tx}N_{rx})^{0.998}$	$3.26N_{tx}N_{rx}$
γ_μ	$55.02(N_{tx}N_{rx})^{-0.29}$	$49.01(N_{tx}N_{rx})^{-0.274}$
σ_0	$0.23(N_{tx}N_{rx})^{0.7}$	$1.33(N_{tx}N_{rx})^{0.65}$
γ_σ	$55.86(N_{tx}N_{rx})^{-0.28}$	$55.86(N_{tx}N_{rx})^{-0.28}$

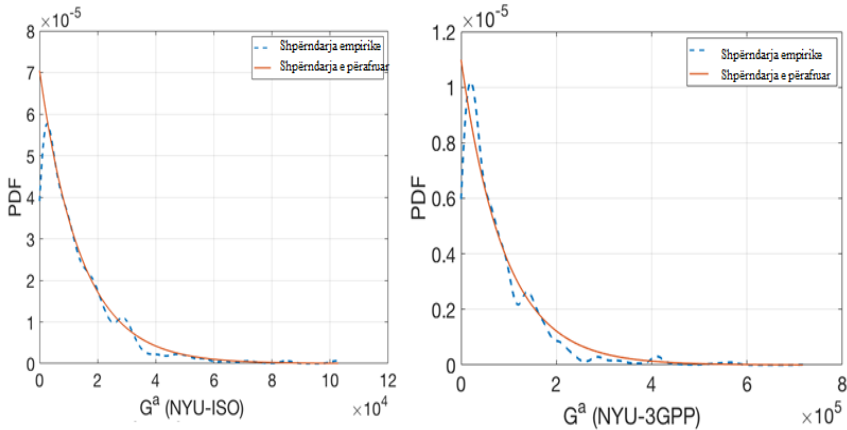


Figura 3.8. Shpërndarja empirike (e kaltër) dhe e përafuar (e portokalltë) PDF për modelin e kanalit NYU me element ISO (majtas) dhe element 3GPP (djathtas)

Tabela 3.4. Parametrat e modelit statistikor për përforcimin e kanalit të rreshtuar bazuar në modelin NYU të kanalit

Parametri	Elementi ISO	Elementi 3GPP
α_0	$0.63(N_{tx}N_{rx})^{1.05}$	$5.2(N_{tx}N_{rx})^{1.03}$
γ_α	$54.85(N_{tx}N_{rx})^{-0.3}$	$54.85(N_{tx}N_{rx})^{-0.3}$

3.4.2. Rasti i rrezeve të rreshtuara pjesërisht

Kur rrezet janë pjesërisht të rreshtuar shpërndarja empirike e përforcimit ekuivalent G mund të përafrohet me shpërndarjen log-logjistike të përshkruar me shprehjen (3.54). Ky përaftrim vlen për të dy modelet (3GPP dhe NYU) si dhe për dy llojet e elementeve të antenës (ISO dhe 3GPP).

$$p_G(x) = \frac{1}{mx} \frac{e^z}{(1+e^z)^2} \tag{3.51}$$

ku $z = (\log(x) - m)/s$.

Megjithatë, vlerat e parametrave të modelit m dhe s dallojnë për rastin kur tufat nuk janë të rreshtuara në anën e transmetuesit dhe kur tufat nuk janë të rreshtuara në anën e pranuesit. Për dallim nga rasti kur kemi rreshtim të plotë, këto parametra nuk kanë relacion të drejtpërdrejtë me numrin e antenave, ndonëse është e qartë që ekziston një varësi. Për këtë arsye vlerat e këtyre parametrave janë llogaritur numerikisht për disa kombinime të numrit të antenave në transmetues dhe pranues dhe që janë paraqitur në tabelën 3.5. Lakoret empirike dhe të përafëruara për modelin e kanalit 3GPP janë treguar në figurën 3.9, ndërsa për modelin NYU në figurën 3.11 dhe figurën 3.12.

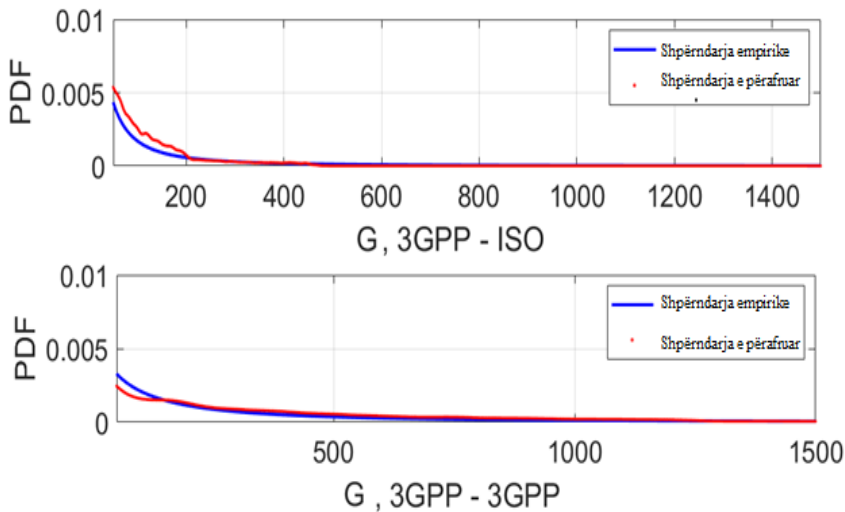


Figura 3.9. Shpërndarja empirike (kaltër) dhe e përafëruar (kuqe) PDF për modelin e kanalit 3GPP me element ISO (lart) dhe element 3GPP (poshtë) në rastin kur tufat janë të rreshtuara vetëm në anën e transmetuesit.

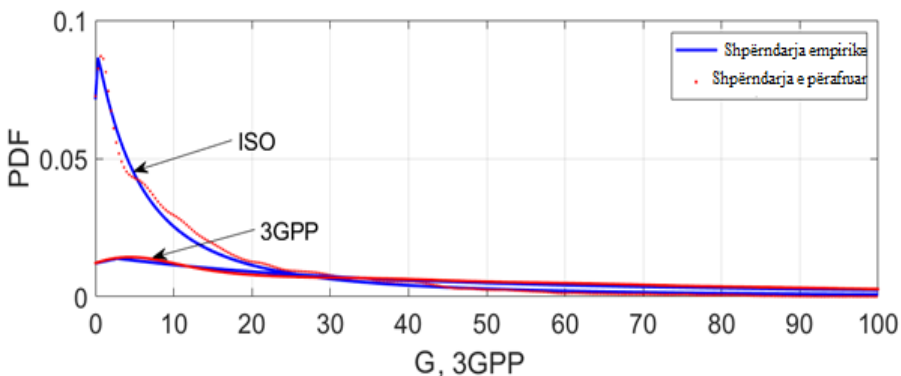


Figura 3.10. Shpërndarja empirike (e kaltër) dhe e përafëruar (e kuqe) PDF për modelin e kanalit 3GPP me element ISO dhe element 3GPP në rastin kur tufat janë të rreshtuara vetëm në anën e pranuesit

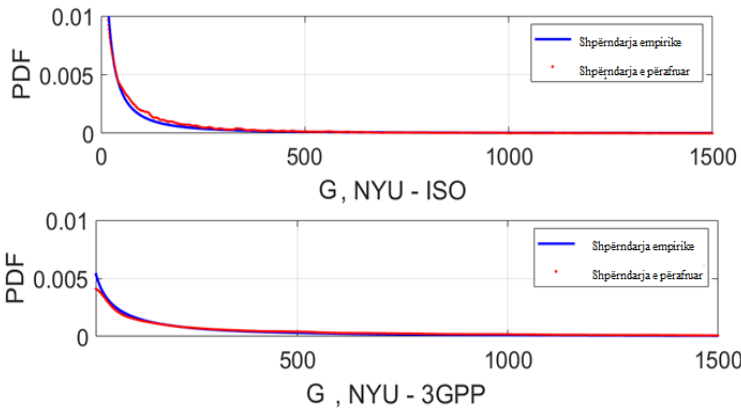


Figura 3.11. Shpërndarja empirike (e kaltër) dhe e përafëruar (e kuqe) PDF për modelin e kanalit NYU me element ISO (lart) dhe element 3GPP (poshtë) në rastin kur tufat janë të rreshtuara vetëm në anën e transmetuesit.

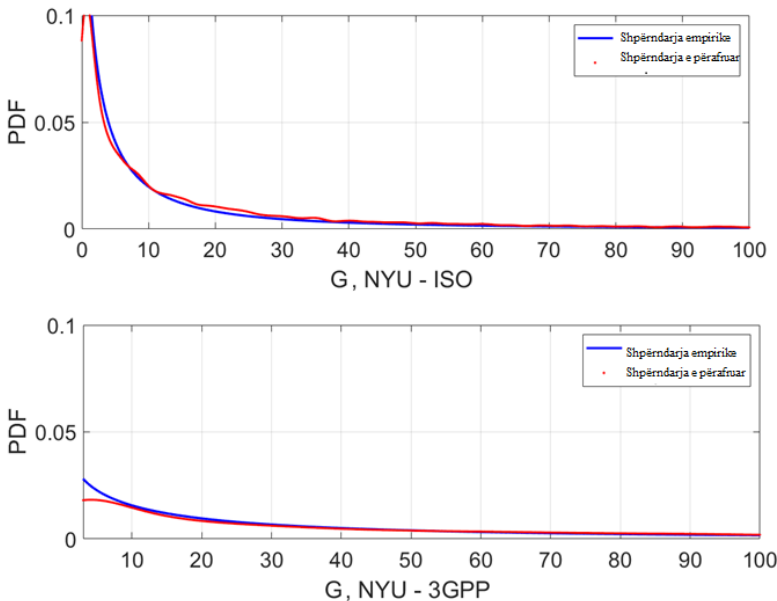


Figura 3.12. Shpërndarja empirike (e kaltër) dhe e përafëruar (e kuqe) PDF për modelin e kanalit NYU me element ISO (lart) dhe element 3GPP (poshtë) në rastin kur tufat janë të rreshtuara vetëm në anën e pranuesit.

3.4.3. Rasti i rrezeve të parreshtuara dhe kanali NLoS

Kur tufat e komunikimit nuk janë të rreshtuara fare apo nuk kanë komponentë LoS, shpërndarja empirike e përforcimit ekuivalent G

gjithashtu mund të përafrohet me shpërndarjen log-logjistike të përshkruar me shprehjen (3.54). Ky përafrim vlen për të dy modelet (3GPP dhe NYU) si dhe për dy llojet e elementeve të antenës (ISO dhe 3GPP). Lakoret empirike dhe të përafuara për modelin e kanalit 3GPP janë treguar në figurën 3.13, ndërsa për modelin NYU në figurën 3.14.

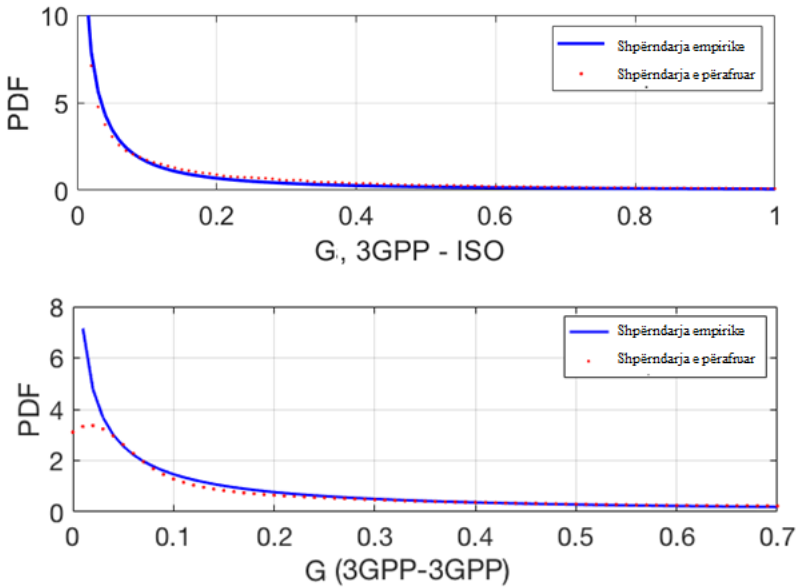


Figura 3.13. Shpërndarja empirike dhe e përafuar PDF për modelin e kanalit 3GPP me element ISO dhe 3GPP në rastin kur tufat nuk janë të rreshtuara

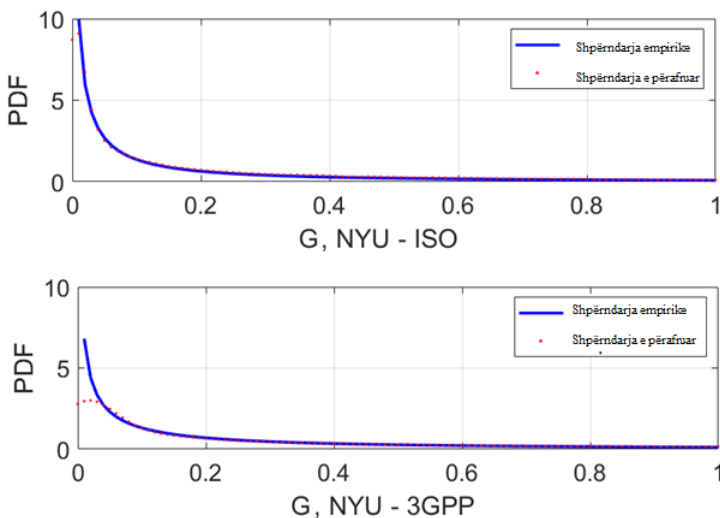


Figura 3.14. Shpërndarja empirike (e kaltër) dhe e përafuar (e kuqe) PDF për modelin e kanalit NYU me element ISO (lart) dhe element 3GPP (poshtë) në rastin kur tufat nuk janë të rreshtuara.

Tabela 3.5. Parametrat e modelit statistikor për përforsimin e kanalit kur tufat janë pjesërisht të rreshtuara, të parreshtuara dhe kur pikat komunikuese nuk janë në LoS

	$N_{RX} = 256, N_{TX} = 64$	$N_{RX} = 64, N_{TX} = 64$	$N_{RX} = 64, N_{TX} = 8$
Rasti kur rrezja është e rreshtuar vetëm në anën e transmetuesit			
3GPP - ISO	$m = 3.89, s = 0.99$	$m = 3.2, s = 0.99$	$m = 3.15, s = 0.85$
3GPP - 3GPP	$m = 5.72, s = 0.99$	$m = 5.05, s = 0.99$	$m = 4.99, s = 0.86$
NYU - ISO	$m = 3.77, s = 0.99$	$m = 3.3, s = 1$	$m = 2.97, s = 0.98$
NYU - 3GPP	$m = 5.48, s = 0.99$	$m = 4.99, s = 1$	$m = 4.76, s = 0.98$
Rasti kur rrezja është e rreshtuar vetëm në anën e pranuesit			
3GPP - ISO	$m = 2.35, s = 0.98$	$m = 3.2, s = 0.99$	$m = 1.9, s = 0.98$
3GPP - 3GPP	$m = 4.16, s = 0.98$	$m = 5.03, s = 0.99$	$m = 3.79, s = 0.98$
NYU - ISO	$m = 2.17, s = 0.98$	$m = 2.94, s = 0.99$	$m = 1.8, s = 0.98$
NYU - 3GPP	$m = 3.95, s = 0.99$	$m = 4.75, s = 0.99$	$m = 3.51, s = 0.98$
Rasti kur rrezet nuk janë të rreshtuara			
3GPP - ISO	$m = -2.5, s = 1$	$m = -1.45, s = 1$	$m = -1.65, s = 1$
3GPP - 3GPP	$m = -1.05, s = 1$	$m = -0.16, s = 1$	$m = 0.01, s = 1$
NYU - ISO	$m = -1.96, s = 1.01$	$m = 0.59, s = 1.01$	$m = -0.17, s = 1.06$
NYU - 3GPP	$m = -1.48, s = 0.97$	$m = 1.65, s = 0.99$	$m = -.97, s = 1.05$
Rasti NLoS			
3GPP - ISO	$m = 2.97, s = 0.99$	$m = 3.83, s = 0.98$	$m = 3.28, s = 0.97$
3GPP - 3GPP	$m = 4.63, s = 1$	$m = 5.57, s = 0.99$	$m = 4.98, s = 0.98$
NYU - ISO	$m = -1.7, s = 0.97$	$m = -1.98, s = 0.97$	$m = -2.75, s = 0.95$
NYU - 3GPP	$m = -2.6, s = 1.03$	$m = -3.68, s = 2.72$	$m = -0.48, s = 1.1$

3.4.4. Validiteti i përafrimit statistikor në nivel të sistemit

Duke pasur parasysh se përafrimet e tilla statistikore të përforcimit ekuivalent janë praktike sidomos për qëllime të vlerësimit të performancës së rrjetit, është e rëndësishme që modelet e përafuara të validohen edhe përmes simulimeve në nivel sistemi. Në [28] është vërtetuar se këto përafrime janë mjaft të sakta sidomos sa i përket llogaritjes së shpejtësisë së transmetimit dhe *throughputit*.

Validimi i modeleve të përafuara është realizuar në një rrjet të vogël të përbërë nga 8 gNB dhe rreth 140 përdorues, ku antenat e gNB-ve janë të pajisura me antena UPA me $N_{TX} = 256$ elemente, ndërsa antenat e përdoruesve me antena UPA me $N_{RX} = 64$ elemente. Për të kuantifikuar performancën e rrjetit është llogaritur raporti sinjal-zhurmë-interferencë (SINR) për secilin përdorues u , i cili shërbehet nga gNB g^* :

$$SINR_u = \frac{P(g^*)|\tilde{h}_c(g^*,u)|^2}{N_0 + \sum_{g \neq g^*} P(g)|\tilde{h}_c(g,u)|^2} \quad (3.52)$$

ku $P(g^*)$ është fuqia transmetuese e g^* dhe N_0 është fuqia e zhurmës.

Fillimisht, kanali i komunikimit midis çdo çifti gNB-përdorues është simuluar duke përdorur modelet realiste 3GPP dhe NYU për të llogaritur vlerat e fituara SINR për secilin përdorues. Pastaj rrjeti është simuluar sërish, duke përdorur modelet e përafuara statistikore për të llogaritur përforcimin ekuivalent të kanalit. Lakoret e shpërndarjes kumulative (CDF) të vlerave SINR të fituara në rastin e simulimeve empirike dhe të përafuara janë treguar në figurën 3.15 për modelin 3GPP të kanalit dhe në figurën 3.16 për modelin NYU.

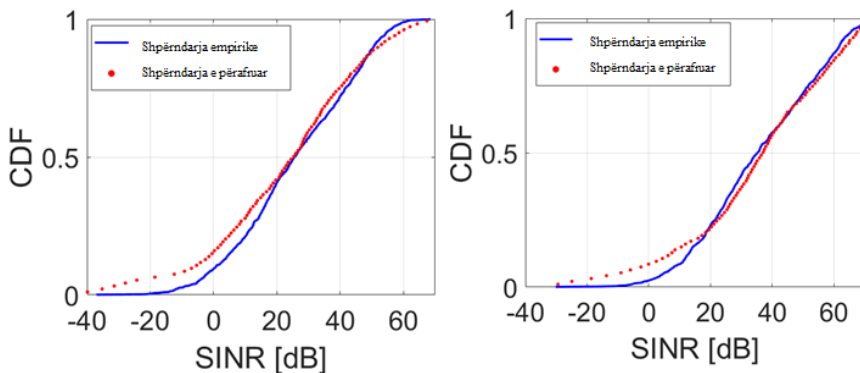


Figura 3.15 Lakorja empirike (kaltër) dhe e përafuar (kuq) CDF e vlerave të fituara SINR për përdoruesit e rrjetit, për modelin e kanalit 3GPP me elemente ISO (majtas) dhe 3GPP (djathtas).

Grafikat në figurën 3.15 dhe në figurën 3.16 tregojnë se lakoret e fituara të shpërndarjes kumulative të SINR në mënyrë empirike duke simuluar plotësisht kanalën pa tela në valë milimetrike janë shumë të përafërta me lakoret e fituara duke përdorur modelin e përafëruar statistikor, me disa devijime të vogla për përdoruesit me vlera të vogla të SINR.

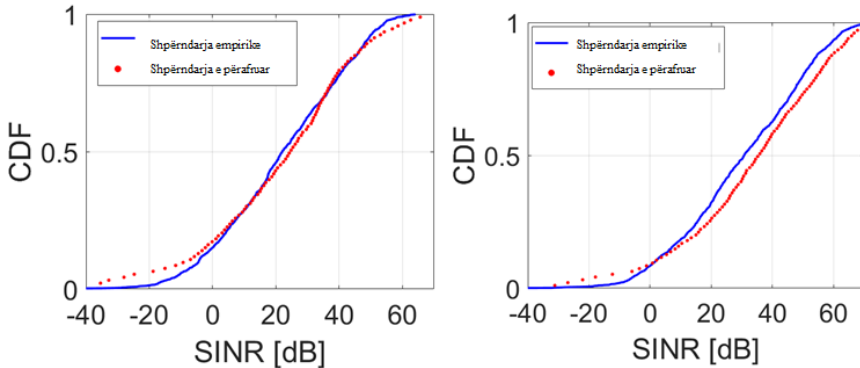


Figura 3.16. Lakorja empirike (e kaltër) dhe e përafëruar (e kuqe) CDF e vlerave të fituara SINR për përdoruesit e rrjetit për modelin e kanalit NYU me elemente ISO (majtas) dhe 3GPP (djathtas).

Grafikat në figurën 3.15 dhe në figurën 3.16 tregojnë se lakoret e fituara të shpërndarjes kumulative të SINR në mënyrë empirike, duke simuluar plotësisht kanalën pa tela në valë milimetrike, janë shumë të përafërta me lakoret e fituara duke përdorur modelin e përafëruar statistikor, me disa devijime të vogla për përdoruesit me vlera të vogla të SINR. Në praktikë kjo thjeshtëson ndjeshëm modelin e kanalit në valët milimetrike kompleksiteti i të cilit rritet eksponencialisht me numrin e elementeve në vargun e antenave. Rrjedhimisht, kjo dukshëm lehtëson vlerësimin e performancës dhe simulimin e rrjeteve celulare realiste në shkallë të gjerë të cilat operojnë në valë milimetrike dhe përdorin sisteme të avancuara shumantenëshe për transmetim dhe pranim.

BIBLIOGRAFIA

- [1] CISCO, «Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2017–2022,» 2019.
- [2] J. Andrews, «Seven ways that HetNets are a cellular paradigm shift,» *IEEE Communications Magazine*, 2013.
- [3] J.G.Andrews, S.Buzzi, W.Choi, S.V.Hanly, A.Lozano, A.C.K.Soong dhe J.C.Zhang, «What will 5G be?,» *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014.
- [4] T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi dhe S. Sun, «Wideband Millimeter-Wave Propagation Measurements and Channel Models for Future Wireless Communication System Design,» *IEEE Transactions on Communications*, 2015.
- [5] K. Pedersen, F. Frederiksen, C. Rosa, H. Nguyen, L. G. U. Garcia dhe Y. Wang, «Carrier Aggregation for LTE-Advanced: Functionality and Performance Aspects,» *IEEE Communications Magazine*, 2011.
- [6] Z. L. Fazliu, «Resource and Power Management in Next Generation Networks,» Politecnico di Torino, 2017.
- [7] 5. Americas, «5G Americas,» [Në linjë]. Available: <https://www.5gamericas.org/resources/deployments/>. [Qasja 30 12 2020].
- [8] E. Dahlman, S. Parkvall dhe J. Skold, 5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology, Elsevier, 2018.
- [9] S. Chen dhe J. Zhao, «The requirements, challenges, and technologies for 5G,» *IEEE Communications Magazine*, 2014.
- [10] 3GPP, «TS 38.300 5G NR Overall Description,» 2020.
- [11] R. v. Nee dhe R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House, Inc., 2000.
- [12] S. Sesia, I. Toufik dhe M. Baker, LTE - The UMTS long term evolution: From theory to practice, Wiley, 2009.
- [13] 3GPP, «TS 38.104 5G;NR; Base Station (BS) radio transmission and reception,» 3GPP, 2019.
- [14] T. M. Cover dhe J. A. Thomas, Elements of Information Theory, Wiley, 2006.

- [15] S. Dimatteo, P. Hui dhe B. Han, «Cellular Traffic Offloading through WiFi Networks,» në *IEEE International Conference on Mobile Ad-Hoc and Sensor Systems*,, 2011.
- [16] S. Deb, P. Monogioudis, J. Miernik dhe J. Seymour, «Algorithms for Enhanced Inter-Cell Interference Coordination (eICIC) in LTE HetNets,» *IEEE/ACM Transactions on Networking*, 2014.
- [17] T. Heikkinen, «A Potential Game Approach to Distributed Power Control and Scheduling,» *Elsevier Computer Networks*, 2006.
- [18] ITU, «Report ITU-R M.2135-1,» 2009.
- [19] M. Xiao, N. Shroff dhe E. Chong, «A Utility-based Power-control Scheme in Wireless Cellular Systems,» *IEEE/ACM Transactions on Networking*, 2003.
- [20] P. Dubey, O. Haimanko dhe A. Zapelchelnyuk, «Strategic Complements, Substitutes and Potential Games,» *Games & Economic Behavior*, 2004.
- [21] B. Soret, H. Wang, K. Pedersen dhe C. Rosa, «Multicell Cooperation for LTE Advanced Heterogeneous Network Scenarios,» *IEEE Wireless Communications*, 2013.
- [22] 3GPP, «3GPP Technical Report 36.942,» 2014.
- [23] H. Shokri-Ghadikolaei, C. Fischione, G. Fodor, P. Popovski dhe M. Zorzi, «Millimeter Wave Cellular Networks: A MAC Layer Perspective,» *IEEE Transactions on Communications*, 2015.
- [24] J. G. Andrews, T. Bai, M. N. Kulkarni, A. Alkhateeb, A. K. Gupta dhe R. W. Heath, «Modeling and Analyzing Millimeter Wave Cellular Systems,» *IEEE Transactions on Communications*, 2017.
- [25] M. R. Akdeniz, Y. Liu, M. K. Samimi, S. Sun, S. Rangan, T. S. Rappaport dhe E. Erkip, «Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation,» *IEEE JSAC*, 2014.
- [26] 3GPP, «5G; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz - Release 14, Tech. Rep. 38.901,» 2017.
- [27] M. Rebato, J. Park, P. Popovski, E. D. Carvalho dhe M. Zorzi, «Stochastic geometric coverage analysis in mmwave cellular networks with realistic channel and antenna radiation models,» *IEEE Transactions on Communications*, 2019.
- [28] Z. L. Fazliu, F. Malandrino, C. F. Chiasserini dhe A. Nordio, «MmWave Beam Management in Urban Vehicular Networks,» *IEEE Systems Journal*, 2020.

HËNA MALOKU-BERZATI
MYZAFERE LIMANI

BASHKEKZISTENCA E RRJETEVE
HETEROGJENE KOGNITIVE PA TELA

KAPITULLI

1

1. RRJETET KOGNITIVE HETEROGJENE PA TELA NË SPEKTRIN E BARDHË TELEVIZIV (TVWS)

HYRJE

Me zhvillimin e hovshëm të teknologjisë nevoja për qasje në internet përmes komunikimeve pa tela është bërë shumë e nevojshme. Kjo qasje ka shkaktuar edhe më shumë ngarkesë në brezin frekuencor, i cili në zonat urbane është i tejngarkuar. Për më tepër, meqë ky trend është në rritje, mbingarkesa e spektrit do të jetë edhe më e theksuar në të ardhmen. Si një ndër zgjidhjet e mundshme për të trajtuar problemin e mbingarkesës së spektrit dhe shfrytëzimin optimal të tij, përdorimi i pajisjeve kognitive është hulumtuar tash e sa kohë. Zgjidhja më e përshtatshme parashihet të jetë zhvillimi i rrjeteve/pajisjeve kognitive të cilat do të mund ta shfrytëzojnë këtë spektër sa herë që ai nuk përdoret nga shfrytëzuesit primarë të licencuar. Pajisjet kognitive janë pajisje të mençura, të cilat janë në gjendje të analizojnë spektrin dhe t'i përshtatin parametrat e tyre transmetues para se të fillojnë të operojnë në atë spektër për t'iu përshtatur mjedisit në të cilin punojnë.

Që nga viti 2009 autoritetet rregullative në SHBA dhe në Mbretëri të Bashkuar - UK kanë aprovuar përdorimin e këtyre pajisjeve në breza të caktuara frekuencore [1]. Me kalimin nga transmetimet televizive analoge në ato digjitale, një brez i konsiderueshëm i frekuencave është bërë i disponueshëm për shfrytëzim. Ky brez i caktuar frekuencor njihet me emrin spektri i bardhë televiziv (TV White Spaces-TVWS). Në vende të ndryshme të botës spektri frekuencor TVWS ndryshon varësisht prej kanaleve që i shfrytëzon ai vend për transmetime televizive, prandaj është më se e nevojshme përcaktimi paraprak i disponueshmërisë së këtij spektri për vende përkatëse.

Brezi frekuencor që i takon spektrit TVWS është: VHF 30-300 MHz dhe UHF 300-1000 MHz përveç frekuencave që janë të rezervuara për shërbimet emergjente si dhe mikrofonave që përdoren në ngjarje të ndryshme shoqërore. Për më shumë, mbrojtja e tyre ndaj interferencës në vende të ndryshme është e garantuar edhe me rregullativë përkatëse.

Ndonëse nuk parashihet se qasja në TVWS do të zëvendësojë plotësisht teknologjinë e rrjeteve pa tela (Wi-fi), ky spektër mendohet se do të shtojë resurset frekuencore aty ku nevojiten.

Spektri TVWS është shumë i përshtatshëm për shfrytëzim për shkak të karakteristikave shumë të mira të përhapjes së valëve gjatë komunikimeve pa tela, me ç'rast mundësohet mbulueshmëri shumë e madhe, si dhe për shkak se infrastruktura e nevojshme për këto komunikime është minimale, e që është ideale për vende të pazhvilluara dhe zona rurale ku ofrimi i këtyre shërbimeve përmes lidhjes me fije optike është i pamundur të realizohet. Kjo në veçanti është e përshtatshme për vendet në zhvillim, siç janë vendet në Ballkanin Perëndimor, ky shkalla e shfrytëzimit të shërbimeve brezgjera është duke u rritur me shpejtësi të madhe, siç ceket në raportin e ITU (Unioni Ndërkombëtar i Telekomunikimeve), referenca [2]. Vetëm në Shqipëri numri i shfrytëzuesve aktivë mobilë në pesë vitet e fundit është rritur nga 8.8 në 52.6 për 100 banorë. Veç kësaj, qasja përmes lidhjes me fije optike në këtë rast ka kosto të lartë për ofruesit e këtyre shërbimeve, prandaj qasja përmes rrjeteve pa tela përmes TVWS është më e preferuar dhe profitabile.

Problemi kryesor në realizimin e këtij objekti do të jetë zbutja e interferencës, që mund t'i shkaktohet shfrytëzuesve primarë të licencuar (stacioneve televizive dhe shfrytëzuesve të tyre). Për tejkalimin e këtij problemi, pajisjet duhet në vazhdimësi të "dëgjojnë" kanalën, në mënyrë që të detektojnë praninë e shfrytëzuesve primarë dhe në rast të detektimit duhet të ndalojnë operimin në atë kanal. Rregullatorët nga Mbretëria e Bashkuar (OFCOM) dhe nga Shtetet e Bashkuara të Amerikës (FCC) kanë propozuar tri metoda kryesore për të bërë të mundur këtë veprim nga shfrytëzuesit dytësorë: Informacionet e sinjalizimit, "dëgjimi" i spektrit dhe databaza e pozitës së shfrytëzuesve. Me përdorimin e informacioneve të sinjalizimit si metodë kontrolluese shfrytëzuesit dytësorë do të fillojnë transmetimin vetëm nëse paraprakisht kanë pranuar një sinjal se kanali është i lirë. E meta e kësaj metode është se shkakton tejkarkesë gjatë transmetimit të sinjalizimit. Me metodën e "dëgjimit", shfrytëzuesi dytësor do të "dëgjojë" dhe do të mundohet të detektojë prezencën e shfrytëzuesit primarë bazuar në fuqinë e sinjaleve të pranuar. Shfrytëzuesit dytësorë në këtë rast do të fillojnë veprimin vetëm nëse paraprakisht nuk kanë

detektuar prezencën e shfrytëzuesve primarë. Vështirësia qëndron në faktin se përveç fuqisë së sinjalit të detektuar duhet të dinë paraprakisht edhe disa karakteristika tjera të tij, siç janë gjerësia e brezit dhe modulimi i përdorur, e kjo do të rriste kompleksitetin dhe çmimin e këtyre pajisjeve.

Metoda e tretë bazohet në shfrytëzimin e databazave dhe përcaktimin e pozitës gjeografike së shfrytëzuesve. Shfrytëzuesit duhet të komunikojnë me databaza të cilat kanë informacione lidhur me shfrytëzimin e spektrit në vendin dhe kohën e kërkuar. Databaza pastaj do të përgjigjet me listën e frekuencave të disponueshme, si dhe karakteristikat e sinjalit (parametrat) në mënyrë që të realizohet transmetimi nga shfrytëzuesi dytësor. Kjo nënkupton se shfrytëzuesit dytësorë duhet të kenë aftësi për të përcaktuar pozitën e tyre si dhe databaza duhet të përditësohet vazhdimisht me ç'rast do të ketë edhe më tepër mbingarkesë në sistem. Problemi me këtë metodë paraqitet në rastet kur shfrytëzuesit dytësorë gjinden brenda në ndonjë objekt, ku pozicioni gjeografik i tyre (Global positioning system-GPS) nuk mund të bëhet i qartë për shkak të dobësisë së sinjalit dhe për shkak të humbjeve nga ndërtesat, muret, etj., [3]. Edhe pse GPS është njëra nga teknikat më të përdorura për përcaktimin e pozitës gjeografike, teknikat tjera të cilat i shfrytëzojnë sinjalet nga rrjetet celulare dhe pa tela janë të mundshme. Teknikat të cilat shfrytëzojnë “dëgjimin” e spektrit, si dhe informacionet nga databazat për përcaktimin e pozitës gjeografike janë propozuar dhe testuar në disa vende [4]. Si pjesë e pilotprojektit për shfrytëzim të TVWS, OFCOM ka realizuar disa prova. Aty janë testuar një numër aspektesh të teknologjisë që do të përdoren në spektrin e bardhë, duke përfshirë pajisjet, e që do të shfrytëzojë TVWS dhe ndërveprimet e tyre me bazën e të dhënave, përcaktimin e disponueshmërisë - fuqisë së kanalit dhe aspekteve të interferencës në shërbimet primare [5].

Për shkak se pajisjet kognitive mund të përdoren për qëllime të ndryshme, si dhe mund të operojnë duke shfrytëzuar teknologji të ndryshme, problemet e bashkekzistencës dhe vetë bashkekzistencës do të jenë të paevitueshme. Bashkekzistenca është situatë e cila paraqitet kur shfrytëzuesit primarë dhe ata dytësorë operojnë në të njëjtin vend dhe në të njëjtën kohë, ndërsa vetë bashkekzistenca është situata kur shumë shfrytëzues dytësorë operojnë në të njëjtën kohë dhe në të njëjtin vend. Këta shfrytëzues mund të jenë të të njëjtit tip apo të tipave të ndryshëm. Problemet shfaqen kur pajisje të tipave të ndryshëm, të cilët kanë parametra të ndryshëm (fuqinë transmetuese, gjerësinë e brezit, shtresën fizike dhe shtresën e rrjetit, etj.) shfrytëzojnë të njëjtin spektër dhe gjithashtu për shkak se secila pajisje tenton ta shfrytëzojë spektrin në mënyrë egoiste, pa konsideratë ndaj

pajisjeve tjera të cilat janë duke punuar në të njëjtin spektër. Prandaj mund të themi se bashkekzistenca varet plotësisht nga mekanizmat vendimmarrës. Pa përdorimin e këtyre mekanizmave për vendimmarrje, shfrytëzimi i paanshëm i këtij spektri parqet një sfidë të veçantë.

Në vazhdim do të përshkruhen konceptet themelore të pajisjeve dhe rrjeteve heterogjene kognitive pa tela. Pastaj do të sqarohen standardet dhe rregullativa e përdorimit të këtyre pajisjeve - rrjeteve dhe sfidat e bashkekzistencës së këtyre rrjeteve në spektrin TVWS dhe në fund do të shpjegohen llojet e mekanizmave vendimmarrës që mundësojnë bashkekzistencën.

1.1. Spektri i bardhë televiziv (TVWS)

Pjesa e spektrit frekuencor e cila është liruar pas kalimit në transmetime digjitale televizive njihen si hapësirat e bardha televizive (TVWS) dhe kapaciteti i kësaj pjese të spektrit është mjaft i madh. Sipas hulumtimeve nga OFCOM, në rreth 50% të lokacioneve në UK ka më shumë se 150 MHz spektër të lirë (*interleaved*) dhe 100 MHz në 90% të lokacioneve [6]. Megjithatë, disponueshmëria e spektrit TVWS dallon nga vendi në vend dhe varet shumë nga kanalet të cilat shfrytëzohen për transmetime televizive në atë vend. Shumica e kanaleve të disponueshme gjinden në zonat më pak të populluara siç janë vendet në zhvillim ose zonat rurale [7]. Brezi frekuencor që i takon spektrit të TVWS është: VHF 30-300 MHz (Frekuencat shumë të larta - Very high frequency) and UHF (Frekuencat ultra të larta - Ultra high frequency) 300-1000 MHz.

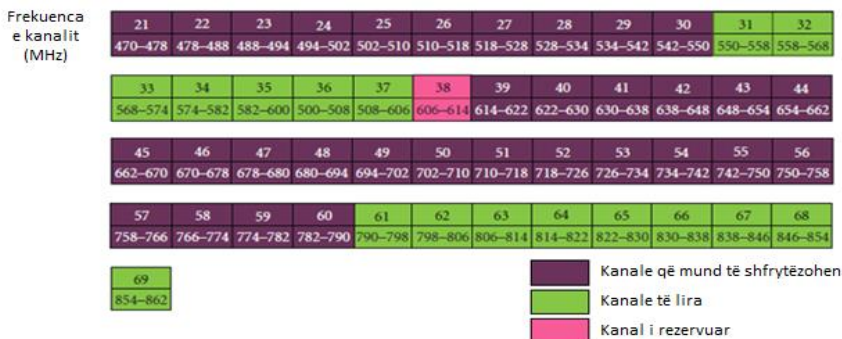


Figura.1.1. Brezi frekuencor UHF në UK [8]

Alokimi i brezit frekuencor TVWS për UK është dhënë në figurën lart. Shihet qartë se rezultatet janë shfaqur vetëm për brezin UHF i cili është ndarë në 49 kanale, ku secili kanal ka gjerësi prej 8 MHz. 16 kanalet me ngjyrë të gjelbër janë kanale të lira përdorimi i të cilëve do të përcaktohet nga OFCOM përmes ankandit publik. Kanali me ngjyrë rozë është kanal i rezervuar për mikrofonta dhe transmetime emergjente, ndërsa 32 kanalet me ngjyrë vjollce janë kanale që përdoren nga shfrytëzuesit primarë dhe mund të shfrytëzohen në mënyrë oportuniste nga shfrytëzuesit dytësorë. Pra, pajisjet kognitive lejohen të operojnë në shumicën e kanaleve, përveç kanaleve të cilët janë të rezervuara për sigurinë publike ose shërbime komerciale.

1.2. Rregullativa dhe standardet

Dy nga trupat rregullative më të njohura në botë sa i përket TVWS janë: FCC për Shtetet e Bashkuara të Amerikës dhe OFCOM për Britani të Madhe.

FCC (*Federal Communications Commission*) - Plani për qasje oportuniste në spektrin televiziv u botua së pari në 2004 [9] dhe pastaj u plotësua me rregullim të mëtejshëm në vitin 2009 [10]. Në këtë plan përcaktohen llojet e ndryshme të pajisjeve që mund të konsiderohen si përdorues oportunist. Gjithashtu deklarohen parametrat e operimit të pajisjes, si dhe kanalet e frekuencave në të cilat lejohet operimi dhe po ashtu kanalet që janë të rezervuara për emergjencat kombëtare. Është dhënë koncepti i bazës së të dhënave të TVWS dhe është veçuar qasja e detyrueshme në këtë bazë të dhënash, kështu që të gjitha pajisjet oportuniste duhet së pari të marrin leje në bazën e të dhënave të TVWS për të vepruar në çfarëdo kanali televiziv. Kjo është bërë për të siguruar mbrojtjen e përdoruesve primarë me çdo kusht. Llojet e pajisjeve dhe parametrat shpjegohen në seksionet e ardhshme.

OFCOM (*Office of Communications*). – Në vitin 2009 OFCOM publikoi dokumentin lidhur me përdorimin oportunist të TVWS në Mbretërinë e Bashkuar [11]. Dallimet ndërmjet rregulloreve të FCC dhe OFCOM janë në qasjen e detyrueshme në bazën e të dhënave të TVWS. OFCOM konsideron se pajisjet dytësore të cilat e “dëgjojnë” spektrin nuk kanë nevojë të qasen në bazën e të dhënave, por transmetimi bazohet në “dëgjimin” e tyre personal. Dallimi tjetër është gjerësia e kanalit me 6MHz për SHBA dhe 8MHz për Mbretërinë e Bashkuar.

Të dy, FCC dhe OFCOM, deklarojnë se përdoruesit oportunistë që përdorin TVWS nuk duhet të shkaktojnë interferencë te përdoruesit primarë (përdoruesit e licencuar - transmetuesit televizivë dhe shfrytëzuesit e tyre). Avantazhi është se përdoruesit kryesorë në këtë rast janë të palëvizshëm dhe kështu detektimi është shumë më i lehtë. Llojet e tjera të pajisjeve që konsiderohen primare janë mikrofonat, të cilët zakonisht përdorin kanalën 37 ose 38. Detektimi i tyre në këtë rast është shumë më i vështirë pasi që këto pajisje transmetojnë herë pas here dhe kurdo që përdoren në ngjarje të ndryshme. Një zgjidhje është që pajisjet e tilla duhet të regjistrohen në bazën e të dhënave të hapësirës së bardhë kudo që është e mundur. Së fundmi, ka edhe pajisje mjekësore telemetrike që përdorin kanalën 37 për të operuar. Meqenëse mbrojtja e një komunikimi të tillë është shumë e rëndësishme, të dyja organet rregullative kanë rënë dakord të kufizojnë qasjen oportuniste në këtë kanal [12].

1.2.1. Standardet

Pas vendimit nga SHBA-ja dhe Mbretëria e Bashkuar për të lejuar përdorimin oportunist të TVWS janë zhvilluar disa standarde për të lehtësuar zbatimin praktik të saj. Disa nga standardet më të përshtatshme për përdorimin oportunist të TVWS janë:

802.22 (Rrjeti Rajonal i Rrjeteve Wireless). - Ky standard përdor radiot kognitive për të mundur qasje në shërbimet brezgjera për zonat rurale duke u qasur në mënyrë oportuniste në spektrin e TVWS dhe është ideale për shkak të zonës më të madhe të mbulueshmërisë së rrjetit. Gjithashtu mund të përdoret si rrjet bazë (backbone) për komunikime pa tela dhe për shkarkimin e ngarkesës nga rrjetet celulare ose transmetimin e të dhënave në zona të mëdha në rast emergjencash pas fatkeqësive natyrore.

802.11.af (Wi-Fi). - IEEE standardizoi këtë standard për përdorimin oportunist të spektrit televiziv. Rrjetet që përdorin këtë standard kanë performancë më të mirë në krahasim me rrjetet IEEE 802.11.a / b / g / n. Rrjetet më këtë standard janë ideale për lidhjet me shpejtësi të lartë të komunikimit në zona të dendura. Për shkak të karakteristikave më të mira të përhapjes, këto rrjete janë ideale për të mbuluar zona pa mbulueshmëri në shtëpi apo ndërtesa të larta.

802.15 (Rrjetet Personale pa tela - Bluetooth). - Këto rrjete bëjnë të mundur lidhjen mes pajisjeve me fuqi të ulët transmetimi në afërsi të njëri-tjetrit (1 deri në 100m). IEEE 802.15.2 adreson

bashkekzistencën e rrjeteve që përdorin këtë standard dhe pajisjeve - rrjeteve tjera celulare që veprojnë në brezat frekuencorë të palicencuar.

1.3. Rrjetet kognitive heterogjene

Rrjet kognitiv është rrjeti pa tela i përbërë nga pajisjet kognitive i cili operon në mënyrë oportunistike në brezin e frekuencave të licencuara. Heterogjeniteti nënkupton praninë e disa rrjeteve dytësore, të cilat dëshirojnë të operojnë në TVWS, por të cilat kanë kërkesa të ndryshme operuese (gjerësi të brezit, fuqi transmetuese, arkitekturë të ndryshme të sistemit dhe pajisjeve), e të cilat duhet t'u përmbahen rregullave të përcaktuara nga rregullatorët për mbrojtjen e shfrytëzuesve primarë.

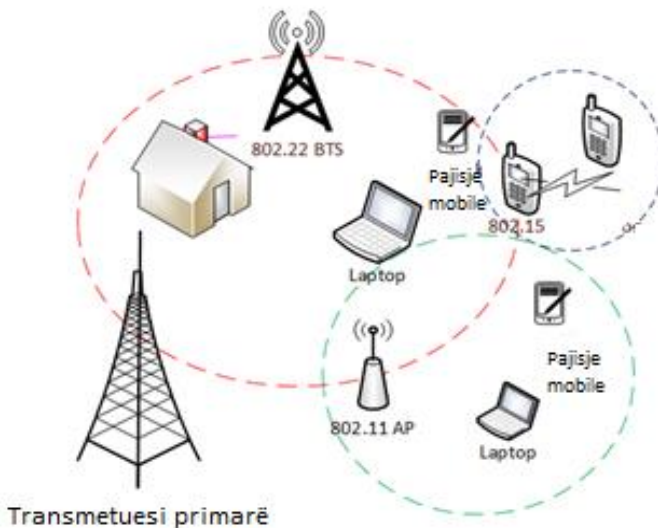


Figura. 1.2. Shembull i rrjetit heterogjen

Rrjeti kognitiv përbehet nga pajisjet dytësore të cilat komunikojnë mes vete; megjithatë konfiguracioni dhe organizimi i tyre varet nga teknologjia dhe standardi të cilin e aplikojnë. Sipas definicionit të FCC [13], në përgjithësi, pajisjet kognitive për operim në TVWS ndahen në katër grupe kryesore: pajisjet fikse, pajisjet personale/mobile Mode I, pajisjet personale/mobile Mode II dhe pajisjet “dëgjuese”. Të gjitha këto janë përmbledhur në tabelën 1.

Tabela 1.1. Klasifikimi i pajisjeve kognitive në TVWS dhe kërkesat rregullative nga FCC

Lloji i pajisjes	Pozita	Kërkesat për qasje në databazë dhe përcaktim të pozitës gjeografike	Fuqia transmetuese maksimale e lejuar	Operimi në kanalet fqinje
Fikse	Fikse	Po	$P_t=4W$	Jo
Pajisjet mobile Mode I	Fikse ose fleksibile	Jo	$P_t=100mW$	Po, nëse $P_t=40mW$
Pajisjet mobile Mode II	Fikse ose fleksibile	Po	$P_t=100mW$	$P_t=40mW$
Pajisjet “dëgjuese”	Fikse ose fleksibile	Jo	$P_t=50mW$	$P_t=40mW$

Pajisjet fikse mund të transmetojnë me fuqi efektive izotropike deri në 4W. Për shkak të fuqisë së lartë transmetuese, këto pajisje nuk lejohet të operojnë në kanalet fqinje të kanaleve televizive të cilat janë në përdorim. Po ashtu këto pajisje duhet gjithsesi të kenë qasje në databazën e shfrytëzuesve të TVWS dhe të kenë mundësi për përcaktimin e pozitës së tyre gjeografike.

Pajisjet personale-mobile të njohura edhe si pajisje me fuqi të ulët transmetuese lejohen të operojnë me fuqi transmetuese deri në 100mW nëse nuk janë duke operuar në kanalet fqinje të kanaleve televizive aktive. Përndryshe, nëse operojnë në këto kanale fqinje, fuqia transmetuese maksimale e tyre reduktohet në 40mW. Këto pajisje ndahen në dy grupe: Mode I dhe Mode II. Pajisjet Mode I nuk kanë nevojë të kenë qasje në databazë dhe aftësi për përcaktimin e pozitës së tyre gjeografike, përderisa pajisjet Mode II duhet domosdoshmërisht t'i kenë këta dy komponentë në mënyrë që të jenë në gjendje të pranojnë listën e kanaleve të lira për shfrytëzim në një lokacion të caktuar.

Databaza e TVWS është një databazë qendrore e cila menaxhohet nga një autoritet i besueshëm dhe në të cilën ka informacione për të gjitha karakteristikat operuese të shfrytëzuesve

primarë, siç janë: fuqia transmetuese, alokimi i kanaleve dhe modelet e përdorimit, lokacionet, etj. Pajisjet - rrjetet dytësore duhet të dërgojnë një kërkesë në këtë databazë për të pranuar listën e kanaleve të lira në atë lokacion. Duhet të ceket se lokacioni përcaktohet përmes sistemit GPS i cili mund të jetë i disponueshëm për lloje të caktuara të pajisjeve dytësore. Prandaj ka shumë të ngjarë që pajisjet fikse do të përdoren në zonat rurale ku kushtet ndryshojnë ngadalë, ndërsa pajisjet mobile do të jenë më të përshtatshme për përdorim në zonat metropolitane.

Pajisjet “dëgjuese” janë pajisje të cilat në mënyrë të pavarur e “dëgjojnë” spektrin frekuencor në mënyrë që të detektojnë praninë e shfrytëzuesve primarë dhe të shmangin shkaktimin e interferencës në ta. Fuqia e tyre transmetuese maksimale është 50mW. Ato janë në gjendje të detektojnë sinjale televizive digjitale, analoge dhe mikrofonat pa tela me fuqi transmetuese deri në -114dBm. “Dëgjimi” bëhet periodikisht për të përcaktuar disponueshmërinë e një kanali dhe pastaj kur të bëhet alokimi i kanalit “dëgjimi” bëhet në mënyrë të përsëritur për një periudhë më të gjatë. Në momentin që çfarëdo sinjali detektohet në kanalin në të cilin janë duke operuar, këto pajisje duhet të ndalojnë transmetimin brenda 2s [14].

Teknologjia kognitive parashihet të jetë një zgjidhje efektive për ofrimin e shërbimeve brezgjera në zonat rurale. Bazuar në raportin e publikuar nga Kombet e Bashkuara më shumë se 3 miliard njerëz jetojnë në zona rurale [15]. Po ashtu në vendet në zhvillim, siç janë Kina dhe India, 70% e popullatës jetojnë në zona rurale. Ofrimi i këtyre shërbimeve për këto komunitete që jetojnë në këto zona është faktor kyç në përmirësimin e jetës së tyre sociale dhe zhvillimin e arsimit [16].

1.4. Sfidat e bashkekzistencës për rrjetet kognitive në TVWS

Për shkak se rrjetet ekzistuese pa tela janë të dizajnuara të punojnë më alokim të paracaktuar të frekuencës, me kalimin në një mjedis që përdor pajisje kognitive paraqiten sfida të bashkekzistencës midis rrjeteve pa tela. Përveç kësaj, meqë spektri i lirë frekuencor ndryshon shpejt dhe për shkak të kërkesave të ndryshme të cilësisë së shërbimeve për aplikacione të ndryshme, rrjetet kognitive duhet të përballojnë shumë sfida shtesë siç janë: zbutja e interferencës me përdoruesit primarë, përzgjedhja adekuate e brezit frekuencor që garanton cilësinë e shërbimit, kushtet për kontinuitetin e shërbimit pavarësisht nga paraqitja e përdoruesve primarë, etj. Për të trajtuar këto sfida, një mekanizëm i

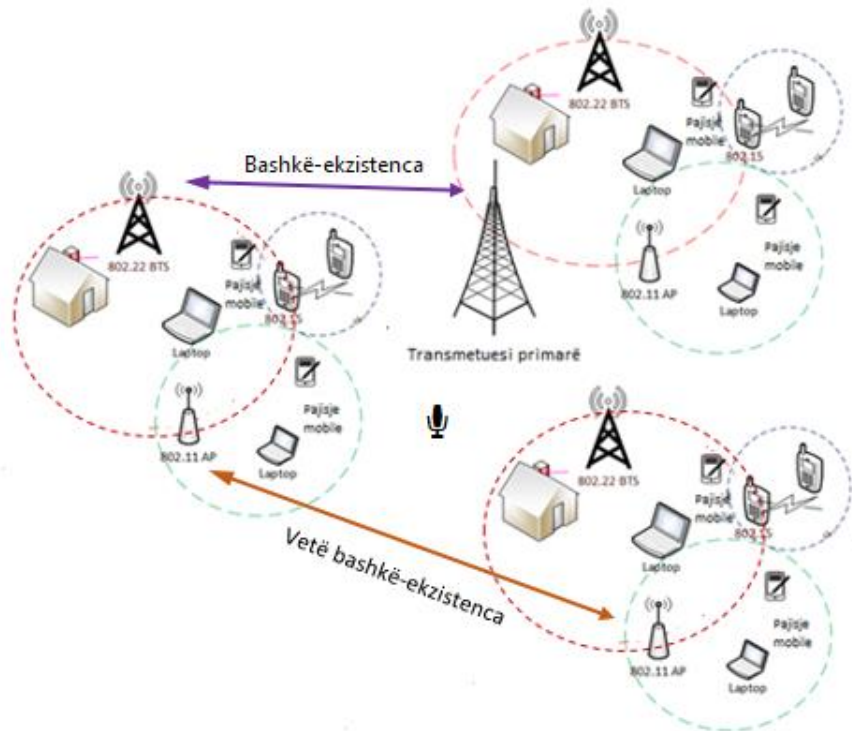


Figura. 1.4. Bashkekzistenca dhe vetë bashkekzistenca në rrjetet kognitive

Në veçanti bashkekzistenca ndërmjet rrjeteve IEEE 802.22 dhe IEEE 802.11af është sfidë në vete për shkak të diferencës ndërmjet fuqisë transmetuese dhe pragjeve të ndjeshmërisë (threshold). Rrjeti IEEE 802.22 ka fuqi transmetuese prej 4W dhe prag të ndjeshmërisë -97 dBm, ndërsa rrjeti IEEE 802.11af ka fuqi transmetuese prej 100mW dhe prag të ndjeshmërisë -64 dBm [19]. Dallimi mes dy standardeve është treguar në tabelën 1.2.

Sfidat e bashkekzistencës paraqiten kryesisht për shkak të dy arsyeve: i). pragu i ndjeshmërisë në rrjetet 802.11af është më i lartë se në shfrytëzuesit e rrjeteve 802.22 që rezulton në mosdetektim të transmetuesit 802.22 nga transmetuesi i 802.11af (problemi i terminalit të fshehur) dhe ii). Fuqia transmetuese e 802.22 është më e lartë se te rrjetet 802.11af, prandaj operimi i rrjetit 802.11af mund të ndërpritet në afërsi të transmetuesit të rrjetit 802.22 [20]. Në këtë rast rrjeti 802.11af do të këtë shumë pak mundësi operimi.

Tabela 1.2. Dallimet kryesore në shtresat PHY/MAC midis IEEE 802.22 dhe 802.11af

Rrjeti	802.11af	802.22
Mbulueshmëria	Disa metra	Max 100 km
Gjerësia e kanalit (MHz)	5, 10, 20, 40	6, 7, 8
Modulimi	OFDM	OFDM
Fuqia transmetuese (dBm)	20	36
Sensitiviteti i marrësit (dBm)	-97	-64
Metoda e qasjes	CSMA, TDMA	OFDMA

Për të mundësuar bashkekzistencën ndërmjet rrjetave heterogjene në TVWS është e domosdoshme të implementohet mekanizmi për bashkekzistencë i cili është përgjegjës për trajtimin e tri sfidave kryesore: ndarjen e spektrit frekuencor, zbutjen e interferencës dhe detektimin e spektrit të lirë [21] të cilat janë përshkruar më detajisht në tabelën 1.3.

Tabela 1.3. Sfidat e bashkekzistencës për rrjetet kognitive në TVWS

Sfidat e bashkekzistencës për rrjetet kognitive në TVWS					
Ndarja e spektrit		Zbutja e interferencës		Detektimi i spektrit të lirë	
Metoda kooperative	Metoda jo-kooperative	Interferenca nga/tek shfrytëzuesit primarë	Interferenca në mes të rrjeteve kognitive pa tela	Detektimi i shfrytëzuesit primarë	Detektimi i shfrytëzuesit/rrjetit dytësorë

1.4.2. Detektimi i spektrit të lirë

Detektimi i spektrit të lirë ose “dëgjimi” i spektrit është një proces përgjatë të cilit rrjetet dytësore duke “dëgjuar” spektrin duhet të identifikojnë kanalet e lira TV të cilat do të mund t’i shfrytëzojnë pa shkaktuar interferencë të dëmshme të shfrytëzuesit primarë. “Dëgjimi” mund të bëhet në tri fusha: kohë, frekuencë dhe hapësirë. “Dëgjimi” po ashtu përdoret për të përcaktuar llojin e sinjaleve në spektrin që “dëgjohet”, si dhe karakteristikat e tyre, siç janë: frekuenca, modulimi, gjerësia e brezit, etj. “Dëgjimi” i spektrit mund të bëhet me anë të disa metodave: detektim i fuqisë së sinjalit, filtrim të përshtatur, dëgjim i bazuar në veçoritë ciklostacionare dhe dëgjim i bazuar në formën valore. Megjithatë, për shkak të implementimit më të lehtë, detektimi i fuqisë së sinjalit është metoda më e përdorur. Detektimi i sinjalit me këtë metodë bazohet në krahasimin e sinjalit të detektuar me pragun e caktuar të raportit sinjal-zhurmë. Pragu i detektimit është parametër shumë i rëndësishëm i cili duhet të optimizohet në mënyrë që të shmangen gabimet në detektim. Metodat tjera bazohen në njohuri paraprake për sinjalin e transmetuar që nuk është proces i thjeshtë gjithmonë e aq më pak që implementimi në anën e marrësit paraqet sfidë në vete. Për shembull, filtrimi i përshtatur është metodë adekuate vetëm në rastin kur shfrytëzuesi dytësor i ka të gjitha informatat rreth sinjalit të transmetuar nga shfrytëzuesi primar. Koha e procesimit në këtë rast është e shkurtër, por konsumi i energjisë është i lartë. Për më shumë, detektimi i spektrit nuk është proces i izoluar.

Përderisa detektimi i shfrytëzuesit primar është proces vendimtar për të mundësuar bashkekzistencën, rrjetet dytësore duhet po ashtu të jenë në gjendje të detektojnë edhe rrjetet tjera dytësore që operojnë në të njëjtat kanale ose në kanalet fqinje. Dështimi në këtë rast do të dëmtojë performancën e këtyre rrjeteve për shkak të rritjes së interferencës. Për të tejkaluar këtë sfidë, një mundësi është bashkëpunimi mes rrjeteve dytësore në mënyrë që të bëhet i mundur koordinimi dhe sinkronizimi i shfrytëzimit të spektrit.

1.4.3. Zbutja e interferencës

Zbutja e interferencës është një çështje shumë sfiduese veçanërisht në zonat ku disponueshmëria e spektrit është e limituar ose në zonat ku ka mbivendosje të zonave të mbulueshmërisë së rrjeteve të ndryshme. Kjo dukuri është edhe më e theksuar në TVWS, duke pasur

parasysh karakteristikat e mira të përhapjes së sinjalit në këtë brez. Në ambientet ku rrjetet heterogjene bashkekzistojnë mes vete në TVWS, dy lloje të interferencës duhet të adresohen:

- Interferenca në shfrytëzuesit primarë dhe nga shfrytëzuesit primarë;
- Interferenca ndërmjet pajisjeve ose rrjeteve dytësore.

Për të siguruar mbrojtjen e shfrytëzuesve primarë dhe për të matur shkallën e interferencës, FCC ka propozuar një metrikë të re të quajtur temperatura e interferencës [22]. Temperatura e interferencës është vlera e fuqisë së sinjalit të matur në antenën marrëse në njësi të gjerësisë së brezit, shprehja (1.1)

$$T_I(f_c, B) = \frac{P_I(f_c, B)}{kB} \quad (1.1)$$

ku $P_I(f_c, B)$ është fuqia e interferencës (në Watt) për frekuencën f_c dhe gjerësinë e brezit B (në Hz), ndërsa $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Joules për shkallë Kelvin është konstanta e Boltzmann-it.

Për një vend dhe brez frekuencor specifik, FCC ka caktuar kufirin e temperaturës së interferencës e cila nuk duhet të tejkalohet nga shfrytëzuesi dytësorë me rastin e bashkekzistencës me shfrytëzuesin primar [23]. Në anën tjetër, interferenca nga shfrytëzuesit primarë tek ata dytësorë vjen si pasojë e fuqisë së lartë transmetuese të shfrytëzuesve primarë, siç janë stacionet televizive. Përveç shkaktimit të interferencës e cila degradon performancën e shfrytëzuesve dytësorë kjo gjithashtu mund t'i pengojë shfrytëzuesit dytësorë që të detektojnë vendnodhjen e marrësve primarë. Për të trajtuar interferencën te shfrytëzuesit primarë-sekondarë ekzistojnë dy lloje të teknikave për zbutjen e interferencës: shmangia e interferencës dhe kontrolli i interferencës. Me shmangie të interferencës nënkuptojmë rastin kur shfrytëzuesit primarë dhe dytësorë nuk lejohen të përdorin të njëjtin kanal në të njëjtën kohë ose frekuencë dhe që të mund të bashkekzistojnë, ata duhet të identifikojnë hapësirat e lira në spektër dhe pastaj të përdorin ndarje në kohë dhe frekuencë, për shembull TDMA (Qasja e shumëfishtë me ndarje kohore – Time Division Multiple Access) ose FDMA (Qasja e shumëfishtë me ndarje frekuencore – Frequency Division Multiple Access). Duke përdorur kontroll të interferencës, shfrytëzuesit primarë dhe dytësorë mund të bashkekzistojnë në të njëjtën kohë ose frekuencë nëse i përmbahen rregullave strikte të bashkekzistencës, siç është caktimi i pragut të interferencës së lejuar e cila garanton cilësinë e shërbimit për dy llojet e shfrytëzuesve.

Përderisa interferenca ndaj shfrytëzuesve primarë është hulumtuar gjerësisht, interferenca në shfrytëzuesit dytësorë nga ata primarë si dhe interferenca e akumuluar në shfrytëzuesit dytësorë nga shfrytëzuesit e të njëjtit lloj nuk është hulumtuar sa duhet. Në shumicën e rasteve shfrytëzuesit dytësorë mendohet të jenë joaktivë ose degradimi i performancës së tyre nuk merret parasysh.

Interferenca ndërmjet shfrytëzuesve dytësorë bëhet sfidë e veçantë me rritjen e numrit të shfrytëzuesve-rrjeteve dytësore të cilat tentojnë të kenë qasje oportuniste në spektrin frekuencor. Interferenca e tillë afekton edhe procesin e detektimit të sinjalit nga shfrytëzuesit primarë. Problemi përkeqësohet në zona me spektër të limituar ku shumë pajisje mund të zgjedhin të njëjtin kanal ose operojnë në kanale fqinje. Interferenca brenda kanalit mund të shmanget me rritjen e distancës ndërmjet shfrytëzuesve primarë dhe dytësorë, ndërsa interferenca në kanalet fqinje shmanget ashtu që frekuenca operuese në mes të pajisjeve të jetë e larguar së paku për tri kanale fqinje aty ku është e mundur. Për të munduruar vetë bashkekzistencën ndërmjet pajisjeve-rrjeteve dytësore, së pari duhet të përcaktohen disa parametra kyç siç janë: fuqia transmetuese për shkak të fuqisë së ndryshme transmetuese nga pajisjet e ndryshme, raporti sinjal-zhurmë për të parashikuar humbjet e paketave, gjerësinë e brezit dhe pragun adaptiv të marrësit.

1.4.4. Ndarja e spektrit frekuencor

Bashkekzistenca dhe vetë bashkekzistenca po ashtu mundësohet me ndarjen e spektrit ndërmjet rrjeteve pa tela me teknologji të ndryshme. Për shkak të karakteristikave të ndryshme komunikuese, kjo paraqet një sfidë të veçantë për rrjetet kognitive në TVWS.

Bazuar në gatishmërinë e shfrytëzuesve për të bashkëpunuar ose jo mes vete, janë dy lloje të mundshme të metodave për qasje në spektër: metoda kooperative dhe metoda jokooperative.

Metoda kooperative nënkupton se duhet të ketë bashkëpunim dhe komunikim mes rrjeteve ose pajisjeve të cilat e ndajnë spektrin dhe gjenden në zonën e interferencës së njëri-tjetrit. Metodat kooperative zakonisht bazohen në aftësinë e rrjeteve të të njëjtit lloj ose të llojeve të ndryshme për të shkëmbyer informata mes vete. Kjo metodë anashkalon problemin e pajisjes-rrjetit të fshehur, meqë të gjitha rrjetet janë në dijeni të pozitës gjeografike të njëri-tjetrit dhe shfrytëzojnë kanalet komunikuese për të shkëmbyer informacionet mes vete. Për

këtë metodë shfrytëzohen teknika të ndryshme të ndarjes së spektrit, siç janë: TDMA, FDMA dhe CDMA (Qasja e shumëfishtë me ndarje në kode – Code Division Multiple Access). Megjithatë, implementimi i këtyre teknikave ka shumë sfida, duke pasur parasysh se spektri frekuencor mund të shfrytëzohet nga rrjetet heterogjene që kanë kërkesa dhe karakteristika të ndryshme, si: shpejtësia e transmetimit, brezat e sigurisë, alokimi i fuqisë, etj. Një prej mangësive kryesore të metodës kooperative është sasia e madhe e informatave të cilat duhet të shkëmbehen mes shfrytëzuesve dytësorë, gjë që shkakton mbingarkesë të lartë në rrjet. Prandaj shfrytëzimi i metodave kooperative nuk është gjithnjë i dobishëm për të gjithë shfrytëzuesit dytësorë.

Në **metodën jokooperative** rrjetet e ndryshme i marrin vendimet për operim bazuar vetëm në observimet e tyre vetanake. Strategji të ndryshme shfrytëzohen për këtë metodë: DFS (Përzgjedhja dinamike e frekuencës - Dynamic Frequency Selection), DCS (Përzgjedhja dinamike e kanalit - Dynamic Channel Selection), Kontrolli i Fuqisë, “Dëgjo” para se të flasësh (Listen before Talk), Pragu i detektimit të fuqisë (Energy Detection Threshold), etj. Edhe pse kjo strategji është më e lirë dhe është shumë më e thjeshtë për zbatim, jo gjithmonë jep performancë të mirë për rrjetet nga aspekti i kapacitetit dhe paanësisë në mesin e rrjeteve dhe shfrytëzuesve të tyre [18].

1.5. Mekanizmat vendimmarrës të bashkekzistencës dhe vetëbashkekzistencës së rrjeteve kognitive në TVWS

Pa përdorimin e mekanizmave të bashkekzistencës shfrytëzimi i spektrit TVWS do të reduktohej dukshëm. Është treguar në disa hulumtime se pa përdorimin e këtyre mekanizmave >90% e spektrit të disponueshëm do të mbimbulohej nga rrjetet e ndryshme fqinje.

Bazuar në arkitekturën e propozuar në [24], mekanizmat vendimmarrës për bashkekzistencë dhe vetëbashkekzistencë klasifikohen në tri grupe: të centralizuar, të koordinuar dhe të pavarur (decentralizuar). Dallimet ndërmjet këtyre grupeve të mekanizmave bazohen në mënyrën se ku apo si merren vendimet e bashkekzistencës dhe janë përshkruar në vijim:

1. Mekanizmat e centralizuara. – Në mënyrë që të zbutet interferenca, ky lloj i mekanizmave përdor databazën ku ruhen të gjitha informacionet e bashkekzistencës. Pastaj për të përcjellë këto informacione të shfrytëzuesit përdoren kanalet për koordinim brenda

rrjetit. Megjithatë, kjo zgjidhje është e kushtueshme dhe joefektive në rastet kur ka shumë pajisje ose rrjete kognitive të cilat nuk donë të jenë pjesë e sistemit të centralizuar të kontrollit.

2. Mekanizmat e koordinuara. – Këta mekanizma shfrytëzojnë një kanal për koordinim mes rrjetit dhe nuk ka nevojë për infrastrukturë qendrore të bashkekzistencës. Të gjitha vendimet për zbutje të interferencës merren individualisht nga secili rrjet ose pajisje dhe pastaj këto informata i dërgohen tjerëve përmes kanaleve të kontrollit. Kjo zgjidhje shkakton mbingarkesë në rrjet dhe po ashtu varet nga gatishmëria e rrjeteve të shkëmbejnë informatat. Veç kësaj, zgjidhja bazohet në ekzistencën e kanalit të kontrollit dhe supozon se të gjitha rrjetet bashkekzistente shfrytëzojnë të njëjtën teknologji të qasjes në mënyrë që të jenë në gjendje të dekodojnë mesazhet e dërguara nga njëri-tjetri.

3. Mekanizmat e pavarura (decentralizuara). – Nuk përdoret kanal për koordinim ose infrastrukturë qendrore për bashkekzistencë. Të gjitha vendimet sa i përket selektimit të kanalit dhe zbutjes së interferencës bëhen bazuar në observimet individuale. Teknika të mundshme të cilat përdoren në këtë rast janë: teknika e alokimit dinamik të frekuencës-kanalit dhe teknika e “dëgjimit” para operimit. Edhe pse këta mekanizma janë më të lehtë për t’u zbatuar dhe kanë kosto më të lirë, ata jo gjithmonë japin performancë të mirë të rrjetit. Për shkak se secili rrjet synon ta ngritë performancën e tij, interferenca e shkaktuar brenda rrjetit e degradon dukshëm performancën e sistemit në përgjithësi.

Në përgjithësi një numër i kufizuar i algoritmeve që kanë të bëjnë me problemin e bashkekzistencës së rrjeteve kognitive heterogjene është propozuar në literaturën përkatëse. Shumica e këtyre algoritmeve janë të centralizuara ose supozojnë një lloj koordinimi mes rrjeteve bashkekzistuese dhe vetëm një numër i vogël i tyre me qasje autonome është në dispozicion. Në nënkapitujt në vazhdim janë përshkruar disa nga këta mekanizma.

1.5.1. Standardi IEEE 802.19.1

Standardi IEEE 802.19.1 i publikuar në vitin 2013 adreson problemin e vetëbashkekzistencës në rrjetet heterogjene kognitive duke përdorur një kanal transmetimi për të dërguar sinjale te rrjetet dytësore në bashkekzistencë. Qëllimi i këtij standardi është që t’u mundësojë rrjeteve pa tela që përdorin standardet IEEE 802, që në mënyrë sa më

efektive të përdorin spektrin TVWS. Kjo mundësohet me sigurimin e metodave standard të bashkekzistencës mes rrjeteve dytësore të ndryshme ose të pavarura. Ky standard adreson problemin e bashkekzistencës së rrjeteve dhe pajisjeve që përdorin standardin IEEE 802 dhe mund të jetë i përshtatshëm edhe për rrjete të cilat nuk i takojnë këtij standardi [25].

Në figurën 1.5 janë paraqitur pjesët kryesore të kësaj arkitekture ku:

- Mundësuesi i bashkekzistencës (*Coexistence Enabler - CE*). - Roli i tij është të mundësojë komunikimin mes menaxherit (CM) dhe rrjetit dytësor.
- Menaxheri i bashkekzistencës (*Coexistence Manager - CM*). - Roli i tij është të zbulojë menaxherët tjerë dhe të marrë vendime për lehtësimin e bashkekzistencës së rrjeteve të cilave ju shërben.
- Zbuluesi i bashkekzistencës dhe serveri i informatave (*Coexistence Discovery and Information Server - CDIS*). - Roli i tij është të mbështesë zbulimin e menaxherëve tjerë, të ruajë informatat e bashkekzistencës në TVWS dhe gjithashtu të komunikojë me databazën e TVWS për të marrë informatat lidhur me aktivitetin e shfrytëzuesve primarë.

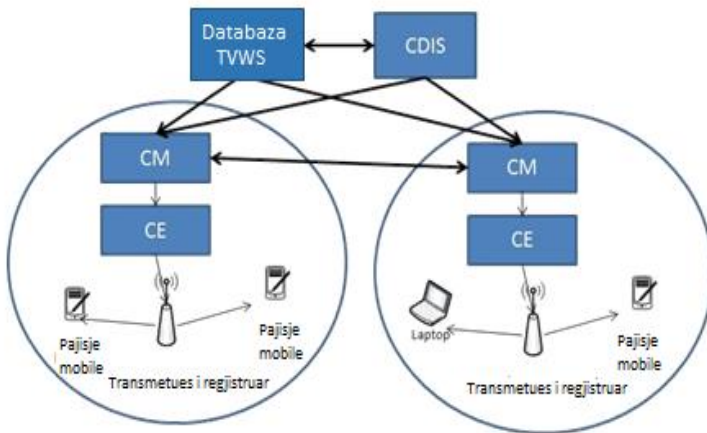


Figura. 1.5. Arkitektura e IEEE 802.19.1

Edhe pse standardi IEEE 802.19.1 është publikuar në vitin 2013, shumë pak hulumtime janë zhvilluar në aspektin e sfidave të

vetëbashkekzistencës së rrjeteve dytësore dhe po ashtu shumë pak mekanizma vendimmarrës për bashkekzistencë (*Coexistence decision mechanisms - CDM*) janë propozuar. Mekanizmat vendimmarrës të bashkekzistencës lehtësojnë ndarjen e spektrit ndërmjet rrjeteve si dhe mbështesin alokimin e resurseve:

- Duke siguruar paanësi ndërmjet rrjeteve të ndryshme,
- Duke optimizuar konsumin e energjisë,
- Duke zbutur interferencën ndërmjet rrjeteve ,
- Duke respektuar kufizimet në transmetim dhe duke përmbushur sa më mirë kërkesat e secilit rrjet.

Megjithatë, këto qëllime është vështirë të arrihen nëse merren parasysh topologji të shpërndara (të decentralizuara).

1.5.1. Skemat me sinjalizim të terminalit të fshehur

Një skemë pjesërisht e shpërndarë për ndarje të spektrit TVWS e cila shfrytëzon sinjalet sinjalizuese është propozuar në [26]. Hulumtimi përqendrohet në problemin e bashkekzistencës ndërmjet rrjeteve që në shtresën e qasjes përdorin TDM (Multipleksim me ndarje kohore – Time division multiplexing) ose CSMA (Qasje e shumëfishtë bazuar në dëgjimin e kanalit - Carrier-sense multiple access). Fakti që rrjetet përdorin protokolle të ndryshme të qasjes, paraqet sfidë serioze në ndarjen e spektrit. Zgjidhja e propozuar e njohur si SHARE trajton në mënyrë specifike problemin e terminalit të fshehur i cili është veçanërisht i dukshëm në rastin kur rrjetet heterogjene ekzistojnë në të njëjtin spektër. Janë dy lloje të konflikteve (*collisions*) që mund të ndodhin për shkak të problemit të terminalit të fshehur: konfliktet në marrësin e TDM e shkaktohet nga transmeteri i fshehur CSMA dhe anasjelltas. Për të zbutur llojin e parë të konfliktit, algoritmi i propozuar shfrytëzon sinjalet sinjalizuese në mënyrë që të pengojë transmetuesin CSMA të qaset në kanalën të cilin e ndajnë së bashku. Për të parandaluar llojin e dytë të konfliktit është propozuar një kohë e qetësisë (*quite time period*) për transmetuesin TDM në mënyrë që të zvogëlohet gjasa e konfliktit dhe të sigurohet paanësi afatgjate në ndarje të spektrit nga rrjetet bashkekzistuese. Po ashtu është supozuar prania e kontrolluesit të 802.19.1 i cili menaxhon bashkekzistencën e rrjeteve dytësore TDM që regjistrohen në sistemin 802.19.1 dhe janë plotësisht të koordinuara mes vete.

Një skemë e ngjashme e pavarur për mundësimin e bashkekzistencës ndërmjet rrjeteve IEEE 802.11af dhe 802.22 është propozuar në [27]. Ideja kryesore është shfrytëzimi i antenës për “dëgjim” e cila gjendet në marrësin e 802.22 (e cila normalisht nuk shfrytëzohet gjatë kohës së pranimit të sinjalit) për të dërguar një sinjal okupimi (*busy tone*) në mënyrë që të mbrojtë komunikimin e vet nga terminalet e fshehura 802.11af. Sinjali i okupimit, një sinjal i pandryshuar (konstant) i transmetuar me fuqi të njëjtë me sinjalet që përdor 802.11af, transmetohet nga marrësi 802.22 përderisa njëkohësisht është duke pranuar të dhëna nga transmetuesi 802.22. Qëllimi i kësaj skeme është mbrojtja e komunikimeve në rrjetet 802.22, por nuk adreson problemin e anasjelltë ose paanësinë e arritur gjatë alokimit të kanaleve. Për më shumë, supozohet se të gjitha pajisjet 802.22 si stacioni bazë, po ashtu edhe shfrytëzuesit e fundmë kanë në dispozicion dy antena, njëra nga të cilat në këtë rast shfrytëzohet vetëm për “dëgjim”.

Në të dy propozimet problemi i shfrytëzuesit primarë është anashkaluar dhe është supozuar se rrjetet dytësore e marrin listën e kanaleve të lira nga databaza e TVWS me anë të ndërfaqes ajrore të 802.19.1. Prandaj edhe pse algoritmi në fjalë është i pavarur, performanca e tij varet nga shkëmbimi i centralizuar i informatave. Në anën tjetër, për shkak të fuqisë jo të njëjtë transmetuese asnjëra nga skemat nuk është në gjendje të garantojë paanësi për rrjetet me fuqi të ulët siç janë rrjetet 802.11.

1.5.2. Skemat e centralizuara për vetëbashkekzistencë të rrjeteve cognitive

Në një hulumtim është propozuar një algoritm i centralizuar i cili adreson problemin e ndarjes së spektrit ndërmjet rrjeteve dytësore dhe bëjnë krahasimin e rezultateve me algoritme tjera të vendimmarrjes, të cilat janë të specifikuara në standardin IEEE 802.19.1. Algoritmi në fjalë njihet me emrin FACT (*Fair Algorithm for Coexistence decision making in TVWS*) [28]. Kufizimet të cilat merren parasysh gjatë procesit të vendimmarrjes janë: alokimi i kanaleve të njëpasnjëshme, interferenca, paanësia, kontinuiteti në alokim të kanaleve dhe kufizimet në caktimin e transmetimit. Megjithatë, për shkak se është algoritm i centralizuar, e meta e tij është ngarkesa e madhe e shkaktuar në rrjet për shkak të komunikimit mes rrjeteve si dhe kompleksitetit. Për më shumë, algoritmi nuk garanton paanësi në rastin kur numri i kanaleve në

dispozicion nuk është i mjaftueshëm për përmbushjen e kërkesave të të gjithë shfrytëzuesve.

Në anën tjetër, në një hulumtim tjetër, problemi i bashkekzistencës është formuluar si një problem i optimizimit me shumë objektiva dhe është propozuar algoritmi evolucionar që bën ndarjen e spektrit TVWS mes rrjeteve bashkekzistuese ashtu që alokimi t'i plotësojë kërkesat për shfrytëzueshmëri nga secili rrjet [29]. Objektivat e algoritmit përfshijnë: paanësinë, maksimizimin e kapacitetit dhe përmbushjen e kërkesave të shfrytëzuesve. Rezultatet kanë treguar se përderisa ky algoritëm nuk shfaq ndonjë përmirësim të madh në kapacitetin e sistemit dhe shfrytëzimin efikas të spektrit, ai rangohet lart nga aspekti i faktorit të paanësisë i matur me indeksin e Jain-it. Është treguar se koha e llogaritjeve është dukshëm më e ulët se koha e llogaritjeve në algoritmin FACT, por nuk adresohet problemi i mbingarkesës së rrjetit e cila është e shprehur në të dy algoritmet.

1.5.3. Skemat e shpërndara dhe të decentralizuara për vetëbashkekzistencë të rrjeteve kognitive

Një zgjidhje e bazuar në teorinë e lojërave për problemin e bashkekzistencës mes rrjeteve kognitive që e ndajnë spektrin e njëjtë në uplink është propozuar në [30]. Problemi është formuluar si problem në alokim të kanalit uplink. Ky problem ndahet tutje në dy nënprobleme: problem i alokimit të nënkanalit dhe problem i alokimit të fuqisë transmetuese. Rrjetet kognitive të cilat në rastin më të keq kontrollohen nga operatorë të ndryshëm bëjnë pjesë në lojën jobashkëpunuese në të cilën rrjetet kognitive në mënyrë të pavarur bëjnë selektimin e kanaleve për shfrytëzim në atë mënyrë që të rrisin shërbimet e tyre. Loja luhet në dy nivele: në nivelin e parë lojtarët zgjedhin problemin e alokimit të nënkanalit dhe në nivelin e dytë ata përcaktojnë fuqinë transmetuese. Loja e alokimit të nënkanalit nuk posedon vetitë të cilat garantojnë arritjen e ekuilibrit të Nash-it. Për këtë arsye autorët propozojnë një algoritëm deduktiv i cili nuk arrin zgjidhjen e përgjithshme optimale, por është më efikas dhe nuk kërkon njohuri të përgjithshme për të gjitha rrjetet që operojnë në të njëjtin vend. Megjithatë, problemi i bashkekzistencës është adresuar vetëm në uplink dhe bazuar në vetëm një kanal dhe duke supozuar se të gjitha kanalet kanë karakteristika të njëjta. Për më shumë, supozohet se të gjitha rrjetet dytësore janë të tipit të njëjtë, por që u takojnë operatorëve të ndryshëm, prandaj shumë sfida

që paraqiten për shkak të dallimeve të shtresës fizike dhe të qasjes nuk janë marrë parasysh në këtë hulumtim.

Një algoritëm autonom i decentralizuar i modeluar si një lojë konkurruese midis rrjeteve kognitive dhe i cili adresohet duke zbatuar konceptet e teorisë së lojës për vendimmarrje për vetëbashkekzistencë në TVWS është zhvilluar në [31]. Ky algoritëm adreson sfidat e vetëbashkekzistencës në drejtim të paanësisë dhe efikasitetit të alokimit të burimeve deri në arritjen e ekuilibrit të Nashi-it. Është ofruar një model realist për problemin e vetëbashkekzistencës në TVWS, i cili merr parasysh si marrëdhëniet midis rrjeteve të ndryshme kognitive të cilat shfrytëzojnë në mënyrë oportuniste spektrin TVWS si përdorues dytësor, po ashtu edhe marrëdhëniet midis rrjeteve të përmendura dhe përdoruesve të tyre të fundit. Secili rrjet synon të maksimizojë dobinë e tyre, ndërsa minimizon koston. Nga vlerësimet numerike është treguar se ky algoritëm ka performancë më të mirë sesa algoritmet e centralizuara të propozuara në literaturë për sa i përket përmbushjes së kërkesës për gjerësi brezi, paanësisë dhe kapacitetit të përdoruesve (shpejtësisë mesatare për shfrytëzuesit). Po ashtu është vërtetuar se zbatimi i decentralizuar i këtij algoritmi ka performancë pothuajse po aq të mirë sa forma e centralizuar e tij. Meqenëse arritja e ekuilibrit të Nash-it nuk do të thotë se është arritur zgjidhja optimale, është bërë krahasimi i rezultateve të këtij algoritmi me zgjidhjen optimale. Nga rezultatet e paraqitura shihet se algoritmi i decentralizuar i propozuar në këtë punim ka performancë pothuajse optimale si nga aspekti i përmbushjes së kërkesave, ashtu edhe paanësisë e kapacitetit.

Si përfundim, mund të themi se shfrytëzimi i modeleve realistikë të llogaritjes së humbjeve gjatë përhapjes së sinjaleve si dhe përfshirja e kanaleve me karakteristika të ndryshme përsa i përket gjerësisë së brezit frekuencor dhe kërkesave të kualitetit të shërbimit është e domosdoshme të aplikohet në mekanizmat vendimmarrës që mendohet të shfrytëzohen në rrjetet pa tela të së ardhmes.

2. TEKNIKAT DHE KAMPANJAT E MATJEVE TË SPEKTRIT TË BARDHË TELEVIZIV (TVWS)

Hapi i parë drejt përdorimit dhe mundësive për shfrytëzuesit-rrjetet kognitive dytësore në TVWS është përcaktimi i shfrytëzimit dhe disponueshmërisë së spektrit TVWS në një vend. Për shkak se këto rezultate varen nga karakteristikat e ndryshme të mjedisit, realizimi i matjeve për secilin vend është i domosdoshëm. Për realizim të këtij qëllimi ekzistojnë dy mundësi: me matje të spektrit ose me analizë analitike. Matja e spektrit bëhet në atë mënyrë që realizohen matje në një zonë të interesit. Matjet marrin më shumë kohë për realizim dhe kushtojnë më shumë, por rezultatet janë më të besueshme. Në anën tjetër, studimet analitike janë shumë të përshtatshme nëse nuk mund të realizohen matje tjera. Studimet analitike realizohen duke aplikuar modele të ndryshme të përhapjes së sinjaleve në skenarë të nxjerrë nga matjet për të arritur një konkluzion të përgjithshëm.

2.1 Matjet e spektrit frekuencor

Deri më tani janë zhvilluar disa fushata të matjeve të spektrit TVWS nëpër gjithë botën për të përcaktuar shfrytëzueshmërinë e këtij spektri. Shumica e fushatave janë zhvilluar në SHBA, në Mbretëri të Bashkuar dhe në vende tjera më të zhvilluara, ndërsa shumë pak është punuar në këtë drejtim në vendet në zhvillim, siç janë vendet fqinje të Kosovës. Pothuajse në të gjitha këto fushata si metodë për përcaktimin e shfrytëzueshmërisë së spektrit është përdorur metoda e detektimit të fuqisë së sinjalit. Në vazhdim janë paraqitur disa nga matjet e zhvilluara në vende të ndryshme botërore si:

SHBA. - Në një hulumtim të realizuar në qytetin e Chicagos janë realizuar matje për secilin brez frekuencor për përcaktimin e shfrytëzueshmirësë së spektrit frekuencor ndërmjet 30 MHz deri 3,000 MHz [32]. Rezultatet tregojnë se mesatarja e shfrytëzueshmërisë së spektrit VHF është më pak se 50% dhe rreth 60% për brezin UHF. Një studim i ngjashëm është zhvilluar në të njëjtin qytet disa vjet më vonë [33] për të njëjtin brez frekuencor. Rezultatet tregojnë se shfrytëzueshmëria e këtij spektri është më pak se 40% për VHF dhe më pak se 60% për UHF.

Mbretëria e Bashkuar. - Matjet janë realizuar në 18 qytetet me popullsi më të madhe në Angli, Uells dhe Skoci. Rezultatet variojnë varësisht prej lokacioneve të matjeve, megjithatë për secilin prej lokacioneve ka së paku 12 kanale (96 MHz) të lira për qasje të pajisjeve kognitive, ndërsa mesatarisht kapaciteti i një lokacioni është 150 MHz. Në rastin e qytetit të Londrës, ku dendësia e popullatës është më e larta, në total ka 96 MHz spektër të lirë, por vetëm 16 MHz është spektër me kanale të njëpasnjëshme.

Spanjë. – Fushata e matjeve është zhvilluar edhe në shtetin e Spanjës [34]. Në bazë të këtij studimi mesatarja e shfrytëzimit të spektrit për brezin prej 75 MHz deri në 3 GHz është 22.57%, por nuk janë paraqitur rezultate për shfrytëzueshmërinë e spektrit TVWS në veçanti. Një studim i ngjashëm është kryer po ashtu në Spanjë [35] për të njëjtin spektër frekuencor. Rezultatet për shfrytëzueshmërinë e spektrit nga 75-1000 MHz (që është përafërsisht i njëjtë më spektrin e TVWS) tregojnë për 42% shfrytëzueshmëri për mjedise të jashtme dhe 33.7% për mjedise të brendshme.

Rumani. – Janë zhvilluar matje të spektrit frekuencor për 25–3400 MHz [36]. Shfrytëzueshmëria e këtij spektri është 21% për mjedise urbane dhe 14.19 % për zona rurale. Për brezin e TVWS (25–960 MHz) shfrytëzueshmëria është 37.23% për mjedise urbane dhe 19.19 % për zona rurale.

Turqi. – Matjet janë zhvilluar për brezin e UHF (470 MHz -790 MHz) në qytetin e Samsunit [37]. Përcaktimi i shfrytëzueshmirësë së këtij spektri (i përbërë nga 40 kanale më gjerësi prej 8 MHz secili kanal) është bërë duke caktuar pragun e ndjeshmërisë në -40dB dhe -45dB. Rezultatet tregojnë se disponueshmëria e TVWS është 37.5% edhe në vendet më të populluara të qytetit.

Greqi. – Në këtë hulumtim është bërë vlerësimi i kapacitetit të TVWS në rajonin e Peleponezit [38]. Rezultatet tregojnë se ka

mesatarisht 125 MHz spektër të lirë në çdo lokacion prej të cilës 27 MHz është spektër i lirë me kanale të njëpasnjëshme.

Singapor. – Qëllimi i studimit të autorëve në [39] ka qenë të përcaktojnë modelin e përdorimit të spektrit në frekuencat prej 80 MHz deri në 5.85 GHz dhe të identifikohen brezat frekuencorë që kanë shfrytëzueshmëri të ulët. Për spektrin e TVWS rezultatet tregojnë se shfrytëzueshmëria është 49.05% për brezin 174 - 230 MHz dhe 52.35% për brezin 490 - 614 MHz.

Malajzi. – Analiza e matjeve dhe identifikimi i spektrit të lirë UHF në Kuala-Lumpur [40] është bërë me përdorimin e dy pragjeve të ndjeshmërisë (-92.97dB and-88.97). Rezultatet tregojnë se shfrytëzimi mesatar i këtij spektri është 27.89%. Po ashtu matjet nga 8 rajone të ndryshme të vendit kanë treguar se në shumicën e vendeve shkalla e shfrytëzueshmërisë së këtij spektri është mes 20- 40%, ndërsa në disa vende shfrytëzueshmëria është shumë e ulët, afër 10%.

Japoni. – Matjet janë realizuar në rajonet me dendësinë më të lartë të popullatës [41]. Rezultatet tregojnë se shkalla e shfrytëzueshmërisë së këtij spektri për brezin VHF [170–222 MHz] është 17.46%, ndërsa për UHF [470–810 MHz] është 13.9%.

Kinë. – Matjet në spektrin 20 MHz deri 3 GHz në 4 lokacione të ndryshme në provincën e Guangdong-ut [42]. Rezultatet tregojnë se shfrytëzueshmëria e spektrit TVWS në veçanti është prej 14.9% deri në 44.5% për lokacione gjysmurbane, përjashtimisht një lokacioni urban ku shkalla e shfrytëzueshmërisë është 92.1%.

Indi. – Matjet janë realizuar në vende gjysmurbane dhe në zona rurale [43]. Mesatarja e shfrytëzueshmërisë së brezit VHF (174-230 MHz) është 3.55%, ndërsa 7.22% për brezin UHF (470-806 MHz) për lokacione gjysmurbane. Shfrytëzueshmëria e spektrit TVWS në një fshat është 0% për shkak të mospranimit të asnjë sinjali nga transmetuesit televizivë.

Tabela 2.1. Shkalla e shfrytëzueshmirësë së spektrit frekuencor në vendet e ndryshme të botës

Vendi i realizimit të matjeve	Brezi frekuencor	Shfrytëzimi i spektrit %
SHBA – Chicago	(30-3000) MHz	VHF <50%, UHF =60%
SHBA – Chicago	(30-3000) MHz	VHF <40%, UHF <60%
Mbretëri e Bashkuar – Angli, Uells dhe Skoci	(470-860)MHz	Mesatarisht 24.4%, Londër mesatarisht 38%
Spanjë	75MHz- 3GHz	22.57% për krejt spektrin
Spanjë	(75- 1000)GHz	42% për ambiente të jashtme dhe 33.7% për ambiente të brendshme
Rumani	25-960MHz	37.23%
Turqi	(470-790)MHz	37.5%
Greqi	(470-860)MHz	31.8%
Singapor	(174-614)MHz	VHF 49.05%, UHF 52.35%
Malajzi	(470 – 798) MHz	27.89%
Malajzi	(470 – 798) MHz	20-40%
Japoni	(170-810)MHz	VHF 17.46%, UHF 13.9%
Kinë	20 MHz - 3 GHz	(41.9-44.5)%
Indi	(174-806)MHz	VHF 3.55%, UHF 7.22%
Indi	(700-806)MHz	0.4%
Afrikë	(470-960)MHz	0.75%

Një studim i ngjashëm i zhvilluar po ashtu në Indi vetëm për një pjesë të brezit UHF (700-806 MHz) tregon për shkallë të shfrytëzueshmirësë prej 0.4%. Autorët e arsyetojnë këtë shkallë me mosprezencë të sinjalit televiziv nga Doordarshani në këtë brez (Doordashani është transmetuesi televiziv më i madh publik i vendit).

Afrikë. – Hulumtimi është bazuar në përcaktimin e disponueshmërisë së spektrit TVWS në brezin UHF në Nigeri [45]. Rezultatet tregojnë se numri mesatar i kanaleve aktive (të zëna) për këtë brez është 2, që nënkupton se përafërsisht ka 368 MHz spektër të lirë i cili do të mund të përdorej nga rrjetet dytësore. Rezultatet e shfrytëzueshmirësë së këtij spektri për këto vende janë përmbledhur edhe në formë tabelare në tabelën 2.1. Është më rendësi të potencohet se në shumicën e vendeve ku janë realizuar matjet, procesi i kalimit nga transmetimi televiziv analog në atë digjital ka përfunduar. Po ashtu në këto vende janë zhvilluar edhe databazat e shfrytëzuesve të spektrit të cilat janë zbatuar në platforma të ndryshme online dhe mund të shërbejnë për vlerësimin e disponueshmërinë e spektrit TVWS. Të tilla janë: <http://whitespaces.microsoftspectrum.com/ose> <https://www.google.com/get/spectrumdatabase/>.

2.2 Testimet në spektrin e bardhë televiziv (TVWS)

Për të vendosur për përdorimin e pajisjeve-rrjeteve kognitive për shfrytëzimi e brezit të lirë frekuencor televiziv së pari duhet të dihet performanca e tyre në skenarë real. Për këtë arsye në disa vende të botës janë zhvilluar testime në terren për përdorimin efektiv të TVWS për ofrimin e shërbimeve të internetit në zona pa mblueshmëri me rrjet të internetit. Disa nga këto testime janë përshkruar në vijim:

- Një nga testimet më të para për TVWS është zhvilluar në Cape Town në Afrikë [46]. Qëllimi i këtij projekti ka qenë përcaktimi i disponueshmërisë së spektrit TVWS për shfrytëzim oportunist si dhe për pajtueshmërinë e teknologjisë në këtë spektër për të përmbushur kërkesat e komunikimit. Disponueshmëria e spektrit është përcaktuar nga matjet e spektrit në brezin UHF në rrethinën e 10 shkollave të lokalizuara në zona të shtresave të ndryshme ekonomike dhe sociale. Rezultatet tregojnë se rreth 200 MHz e këtij spektri mund të shfrytëzohet nga pajisjet dytësore. Për testimin e përshtatshmërisë së pajisjeve janë shfrytëzuar pajisjet *Carlson Wireless white space devices* (WSD). Në të njëjtën kohë është testuar edhe kompatibiliteti dhe interferenca elektromagnetike e këtyre pajisjeve me pajisjet e shfrytëzuesve primarë. Testimet kanë

treguar se këto pajisje nuk shkaktojnë interferencë të dëmshme të shfrytëzuesit primarë (marrësit e sinjalit TV), prandaj mund të përdoren për operim në spektrin TVWS. Pasi që është përcaktuar disponueshmëria e spektrit si dhe është lejuar përdorimi i pajisjeve WSD, janë zhvilluar testime për një rrjet real në TVWS. Rrjeti është përbërë nga 10 shkolla të cilat kanë përafërsisht 9000 nxënës dhe staf. Qëllimi ka qenë të ofrohet shërbimi i internetit në këto shkolla me përdorimin e pajisjeve WSD në spektrin TVWS. Performanca e rrjetit ka rezultuar të jetë shumë e mirë, duke arritur kapacitet prej 12Mbps në shkarkim dhe deri në 5 Mbps për ngarkim të fajllave. Rezultatet tregojnë qartë se testimet kanë pasur sukses dhe se është i mundur përdorimi i TVWS për ta ofruar shërbimin e internetit në zonat rurale e po ashtu edhe ofrimin e shërbimit të internetit me shpejtësi të lartë në zona urbane pa shkaktuar interferencë në transmetuesit televizivë ose në shfrytëzuesit e tyre të fundmë.

- Një testim tjetër për TVWS është zhvilluar në Limpopo në Afrikë [47]. Qëllimi i projektit ka qenë ofrimi i shërbimit të internetit nëpërmjet rrjetit testues TVWS në 5 shkolla të lokalizuara në distanca të ndryshme nga Universiteti i Limpopos. Disponueshmëria e spektrit për shfrytëzim dytësor është përcaktuar nga matjet e spektrit në brezin UHF. Rezultatet kanë treguar se janë 6 kanale aktive që shfrytëzohen nga transmetuesit televizivë, ndërsa pjesa tjetër e spektrit TVWS mund të përdoret në formë oportuniste. Për të siguruar operim pa interferencë të rrjetit TVWS është implementuar databaza e TVWS që ndihmon në procesin e alokimit të spektrit. Për analizën e performancës është matur kapaciteti i arritur, vonesa ndërmjet paketave të njëpasnjëshme (*jitter*) dhe humbjet (*packet loss rate*). Autorët kanë vërejtur se kapaciteti i arritur varet nga distanca e linkut. Vlera mesatare e kapacitetit të arritur për distancën më të shkurtë të linkut prej 0.38 km është 7.21 Mbps për downlink dhe 7.81 Mbps për uplink, ndërsa kapaciteti mesatar i arritur për distancën më të gjatë të linkut prej 7.58 km është 5.41 Mbps për downlink dhe 4.37 Mbps për uplink. Rezultatet po ashtu tregojnë se për paketa me madhësi 32 - 1500 bajt, vlera mesatare e vonesës për të gjitha linqet është më pak se 10 ms. Sa i përket humbjes së paketave, rezultatet tregojnë se kjo humbje është proporcionale me shpejtësinë e transmetimit (*bit rate*). Me rritjen e shpejtësisë nga 1 Mbps në 2.25 Mbps do të rritet edhe vlera e humbjes së paketave nga 1% në 2.6% respektivisht. Nga rezultatet e cekura më lart është konkluduar se rrjeti testues TVWS ka arritur performancë shumë të mirë dhe është i përshtatshëm për shfrytëzim për transmetime të zërit, videos dhe transmetim të të dhënave në kohë reale.

- Rezultatet nga shfrytëzimi i Wi-Fi (komunikimeve pa tela) në TVWS janë nxjerr nga testimet në terren të zhvilluara në Melville të SHBA-së [48]. Platforma për ndarje dinamike të spektrit (DSM) është testuar për ambiente të brendshme dhe të jashtme duke përdorur kanalet e spektrit të TVWS (512-698 MHz). Hapi i parë në këto testime ka qenë identifikimi i kanaleve të lira që do të mund të shfrytëzohen në mënyrë oportuniste. Pastaj është vlerësuar performanca e rrjeteve në 4 pika të matjeve në ambiente të brendshme dhe të jashtme. Për matje në ambiente të jashtme rezultatet tregojnë se kapaciteti i arritur për pikën e parë ka qenë 6.86Mbps dhe 8.3Mbps për downlink (për protokollin e transmetimit TCP/UDP), ndërsa 6.1Mbps dhe 8.35Mbps për uplink TCP/UDP. Për pikën e dytë rezultatet tregojnë kapacitet prej 3.63 Mbps dhe 1.71 Mbps për downlink TCP/UDP dhe 2.51Mbps me 2.95Mbps për uplink TCP/UDP. Për pikën e tretë, për shkak të distancës më të madhe dhe humbjeve gjatë përhapjes së sinjalit nuk është arritur vendosja e lidhjes, prandaj nuk ka rezultate sa i përket kapacitetit të arritur. Në fund, për pikën e katërt kapaciteti ka degraduar dukshëm me vetëm 721 kbps për downlink dhe 900 kbps në uplink për protokollin TCP. Kapaciteti nuk ka degraduar si në rastin e përdorimit të protokollit TCP, kështu që kapaciteti i arritur për UDP është 1.3Mbps në downlink dhe 1.1Mbps për uplink. Në anën tjetër, për matjet në ambiente të brendshme rezultatet janë si në vijim: për pikën 1 kapaciteti i arritur është 22.2Mbps dhe 30.6Mbps për downlink TCP/UDP dhe 12.7Mbps dhe 30.2Mbps në uplink për TCP/UDP. Pothuajse rezultate të njëjta janë arritur për pikën 3. Pika 4 ka shfaqur rezultate më të dobëta me 15.8Mbps dhe 25.7Mbps në downlink për TCP/UDP dhe 8.84Mbps dhe 22.2Mbps në uplink për TCP/UDP. Pika 2 ka pasur performancën më të dobët për shkak se është pikë me shumë pengesa, prandaj kapaciteti i arritur në këtë pikë ka rezultuar të jetë: 11.6Mbps dhe 18.4Mbps në downlink dhe 11.6Mbps dhe 27.1Mbps në uplink për TCP/UDP respektivisht.

Rezultatet nga këto testime janë përmbledhur në tabelën 2.2. Nga këto dhe shumë testime tjera të zhvilluara gjithandej në botë mund të nxirret një përfundim i përbashkët se mund të arrihet kapaciteti i mirë dhe i pranueshëm me përdorimin e spektrit TVWS për komunikime të ndryshme dytësore, nëse planifikimit të qasjes oportuniste i kushtohet vëmendje e veçantë. Planifikimi i mirë përqendrohet te përzgjedhja dhe vendosja e pozitës adekuate të njeve të qasjes, duke përfshirë këtu edhe ndërtesat, LOS/NLOS (pamje direkte – Line of sight/ jo pamje direkte – Non line of sight), selektimin e kanaleve, parametrat e antenave transmetuese dhe marrëse, etj.

Tabela 2.2. Rezultatet e testeve në spektrin frekuencor TVWS në vendet e ndryshme të botës

Vendi i realizimit të testeve në TVWS (UHF)	Topologjia e rrjetit	Performanca
Cape-Town, Afrikë	10 shkolla të cilat kanë përafërsisht 9000 nxënës dhe staf	Kapacitet prej 12Mbps në shkarkim dhe deri në 5 Mbps për ngarkim të fajllave
Limpopo, Afrikë	5 shkolla të lokalizuara në distanca të ndryshme nga Universiteti i Limpopos	Kapacitet prej 7.21 Mbps për downlink dhe 7.81 Mbps për uplink
Melville, SHBA	Ambiente të brendshme dhe të jashtme të një ndërtese të lartë	Ambiente të jashtme: 6.86 Mbps/8.3 Mbps për downlink dhe 6.1 Mbps/8.35 Mbps për uplink (TCP/UDP) Ambiente të brendshme: 22.2 Mbps/30.6 Mbps për downlink dhe 12.7 Mbps/ 30.2 Mbps në uplink për (TCP/UDP)

Nga këto dhe shumë teste tjera të zhvilluara gjithandej në botë, mund të konkludojmë se kapaciteti i mirë dhe i pranueshëm mund të arrihet me përdorimin e spektrit TVWS për komunikime të ndryshme nëse planifikimi i qasjes oportuniste është bërë si duhet. Me planifikim të mirë kuptohet vendosja e pozitës adekuate të nyjeve të qasjes duke përfshirë: ndërtesat, LOS/NLOS (pamje direkte – Line of sight/ jo pamje direkte – Non line of sight), selektimi i kanaleve, parametrat e antenave transmetuese dhe marrëse, etj.

2.3. Përcaktimi i disponueshmërisë së spektrit televiziv në mjediset urbane në Kosovë

Në mënyrë që të përcaktohet dhe vlerësohet potenciali i spektrit të lirë televiziv, së pari duhet të analizohet dhe të përcaktohet disponueshmëria e hapësirave të lira frekuencore për atë vend. Në vazhdim të këtij kapitulli janë përshkruar metodat dhe protokollet e realizimit të matjeve në bazë të të cilave është vlerësuar dhe caktuar disponueshmëria e spektrit të lirë televiziv në zona urbane në Kosovë [49].

2.3.1. Protokoli i matjeve

Transmetimi televiziv analog tokësor në Kosovë është i caktuar në këta breza frekuencor: VHF (8 kanale, secili me gjerësi prej 7MHz) dhe UHF (48 kanale, secili me gjerësi prej 8MHz) [50]. Duhet theksuar se në Kosovë ende nuk ka përfunduar digjitalizimi i transmetimit difuziv tokësor, pra ka transmetime analoge në disa territore. Matjet janë zhvilluar duke përdorur pajisjen NARDA Selective Radiation Meter SRM-3006 me rezolucion të frekuencës 100 kHz. Kjo është pajisje e bazuar në softuer dhe e pajisur me antenë izotropike trifaqësore e cila është në gjendje të detektojë sinjale prej 9 kHz deri në 6 GHz. Pajisja mund të lidhet me kompjuter me anë të një kablli koaksial. Procesimi dhe analiza e rezultateve është bërë me softuerin MATLAB. Matjet janë realizuar duke përdorur modalitetin e analizimit të spektrit të pajisjes. Parametrat e matjeve të konfiguruar në pajisje janë treguar më poshtë.

Tabela 2.3 Parametrat e matjeve

Frekuenca	VHF 174-230 MHz UHF 470 – 860 MHz
Rezolucioni i gjerësisë së brezit	100kHz
Brezi i matjeve	-30dBm
Modi	Analiza e spektrit

Për të përcaktuar shfrytëzimin e këtij brezi frekuencor në qytetin e Prishtinës matjet janë realizuar në 8 lokacione të ndryshme. Në disa lokacione janë zhvilluar nga 2-3 matje, ku secila matje ka zgjatur rreth 5 minuta.

Për të marrë parasysh humbjet e sinjalit, në shumicën e lokacioneve matjet janë zhvilluar për mjedise të brendshme dhe të jashtme. Lokacionet e matjeve janë listuar në tabelën 2.4 dhe janë ilustruar në figurën 2.1.



Figura. 2.1. Lokacionet e matjeve

Lokacionet janë përzgjedhur asisoj që të përfaqësojnë llojet e ndryshme të ambienteve që ekzistojnë në qytetin e Prishtinës. Aty ku ka qenë e mundur, në lokacionet me ndërtesa të larta, matjet janë realizuar në katet më të ulëta (përdhese) dhe katet më të larta.

Siç është paraqitur në tabelën 2.4, matjet janë realizuar në tri lagje banimi: një shkollë (lokacioni 1) e cila gjendet në terren të ngritur dhe është pjesërisht nën hijen e një kodre; një lagje banimi afër qendrës së qytetit e rrethuar kryesisht nga ndërtesa të ulëta dhe pjesërisht nën hije (lokacioni 2) dhe një lagje banimi me ndërtesa të larta dhe nën hijen e një kodre (lokacioni 8). Brenda qytetit matjet janë realizuar në dy lokacione të ndryshme: sheshi kryesor i qytetit (lokacioni 6) i cili është rrugë e këmbësorëve e rrethuar nga ndërtesa mesatarisht të larta (4-6 kate) dhe në një ndërtesë të lartë në qendër të qytetit (lokacioni 5) e rrethuar nga ndërtesa më të ulëta dhe e vendosur në një terren të ngritur. Matjet po ashtu janë realizuar në dy parqe të qytetit, njëri brenda qytetit (lokacioni 3) dhe tjetri në periferi të qytetit (lokacioni 4). Përfundimisht matjet janë realizuar brenda dhe jashtë një qendre tregtare (lokacioni 7) të vendosura jashtë qytetit në majë të një kodre në një zonë në zhvillim, ku planifikohet të vendosen disa lagje banimi.

Tabela 2.4. Lokacionet e matjeve

ID	Lokacioni	Brenda/ Jashtë	Kati	Lloji
1	Fakulteti teknik	B/J	Përdhese	Shkollë/ lagje banimi
2	Ndërtesa e RTK-së	B/J	Përdhese	Urbane/ lagje banimi
3	Taukbahqe	J	Përdhese	Park
4	Vreshta	J	Përdhese	Park
5	Ndërtesa e KESCO	B/J	Përdhese dhe kati i 12-të	Urbane/ Ndërtesa të larta
6	Sheshi “Nëna Terezë”	B/J	Përdhese	Qendra e qytetit
7	Qendra Tregtare Albi	B/J	Përdhese dhe kati 4-të	Qendër tregtare/ Jashtë qytetit
8	Rruga B	B/J	Përdhese dhe kati i 9-të	Lagje banimi /Ndërtesa të larta

2.3.2. Rezultatet e matjeve

Duke përdorur metodologji të krahasueshme me metodologjinë e përdorur në fushatat e ngjashme të zhvilluara në shtete tjera është bërë analiza e shfrytëzueshmirësë së spektrit për brezat VHF dhe UHF. Rezultatet e fituara tregojnë qartë se këto breza janë të nënshfrytëzuara dhe se potenciali i tyre për shfrytëzim oportunist është shumë i lartë.

Bazuar në matjet e realizuara në 8 lokacionet e përshkruara më lart, është vlerësuar disponueshmëria e spektrit TVWS. Fuqia e pranuar

e matur në dBm për secilin kanal është llogaritur duke mbledhur nivelet e fuqisë individuale të detektuara në 100 KHz brenda brezit të kanalit:

$$P_n = 10 \log_{10} \sum_{l=1}^L 10^{\frac{P_l}{10}} \quad (2.1)$$

ku n paraqet numrin e kanalit dhe l numrin e bin-it (nënbrezit). Numri i binave për kanal varet nga gjerësia e kanalit. Numri i kanaleve të lira për VHF dhe UHF është përcaktuar bazuar në pragun e ndjeshmërisë të caktuar në -80dBm. Kjo vlerë është në përputhje me vlerat e pragut të përdorura në hulumtimet e natyrës së njëjtë [51].

Rezultatet e matjeve për secilin lokacion në brezin VHF dhe UHF janë prezantuar në vazhdim. Së pari janë paraqitur rezultatet për brezin UHF dhe pastaj ato për brezin VHF. Në figurat e mëposhtme fuqia mesatare e pranuar gjatë kohës së “dëgjimit” është paraqitur me shënuesin në formë katrori me ngjyrë të verdhë.

- Lokacioni 1: Siç është përshkruar më herët, lokacioni 1 është shkollë (Fakulteti i Inxhinierisë Elektrike dhe Kompjuterike) e ndërtuar nga betoni, e vendosur në terren të ngritur dhe nën hijen e një kodre. Matjet janë realizuar në mjedise të brendshme dhe të jashtme në katin përdhese të ndërtesës.

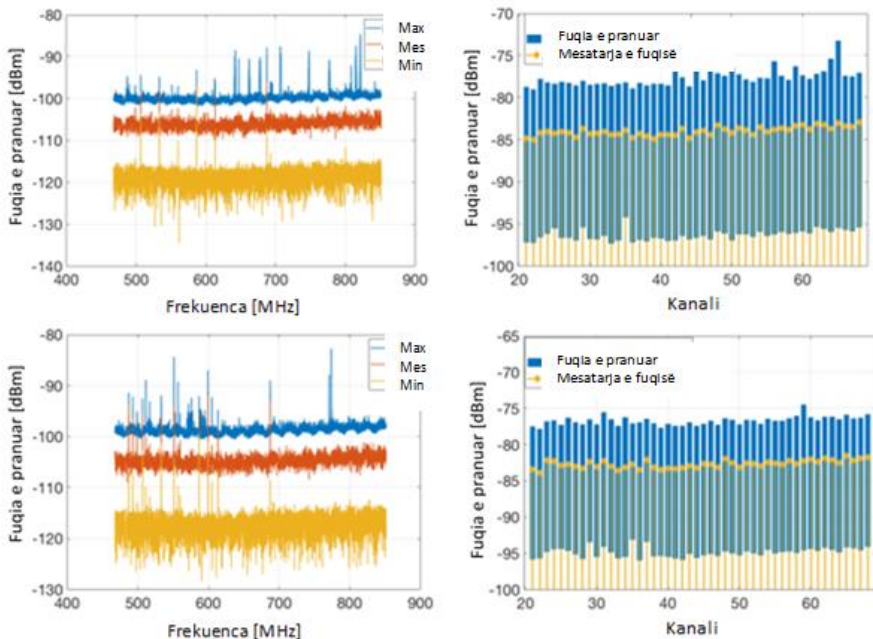


Figura. 2.2. Shfrytëzueshmëria e kanaleve UHF në lokacionin 1, brenda dhe jashtë

Rezultatet e matjeve në lokacionin 1 për mjedise të brendshme (pjesa lart e figurës) në brezin UHF tregojnë se nuk ka sinjal të detektuar me fuqi më të lartë se pragu i caktuar në -80dBm . Kjo nënkupton se janë 48 kanale të lira me gjithsej 384MHz spektër me kanale të njëpasnjëshme (kanalet 20-68). E njëjta vlen edhe për matjet e realizuara jashtë ndërtesës (pjesa e poshtme e figurës).

• Lokacioni 2: Siç është përshkruar më herët, lokacioni 2 është lagje banimi afër qendrës së qytetit e rrethuar me ndërtesa të ulëta dhe pjesërisht nën hije, e kjo është ndërtesa kryesore e transmetuesit kombëtar televiziv- RTK. Matjet janë realizuar brenda dhe jashtë kësaj ndërtese.

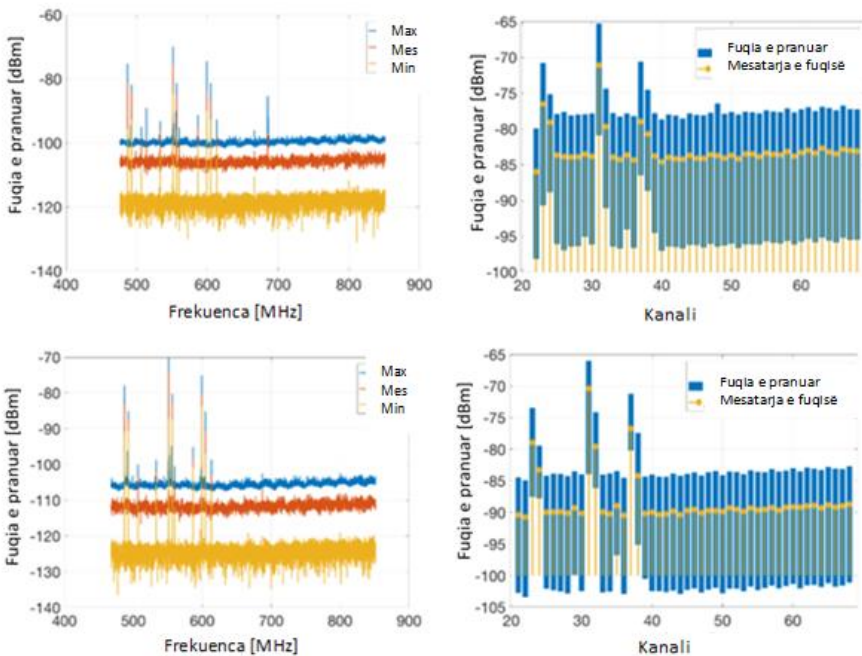


Figura. 2.3. Shfrytëzueshmëria e kanaleve UHF në lokacionin 2, brenda dhe jashtë

Rezultatet e matjeve për mjedise të brendshme (pjesa lart e figurës) në brezin UHF tregojnë se janë 3 kanale aktive me fuqi të sinjalit të detektuar mbi pragu e vendosur në -80dBm . Kjo nënkupton se janë 45 kanale të lira me 360MHz spektër të disponueshëm. Prej matjeve në mjedise të jashtme (pjesa poshtme e figurës) shihet se janë 4 kanale aktive me spektër të disponueshëm prej 352MHz .

- Lokacioni 3: Lokacioni 3 është parku Taukbahçe brenda qytetit. Parku është kryesisht i rrethuar me ndërtesa me lartësi të ulët dhe nën hijen e një kodre. Matjet janë realizuar në ambiente të jashtme.

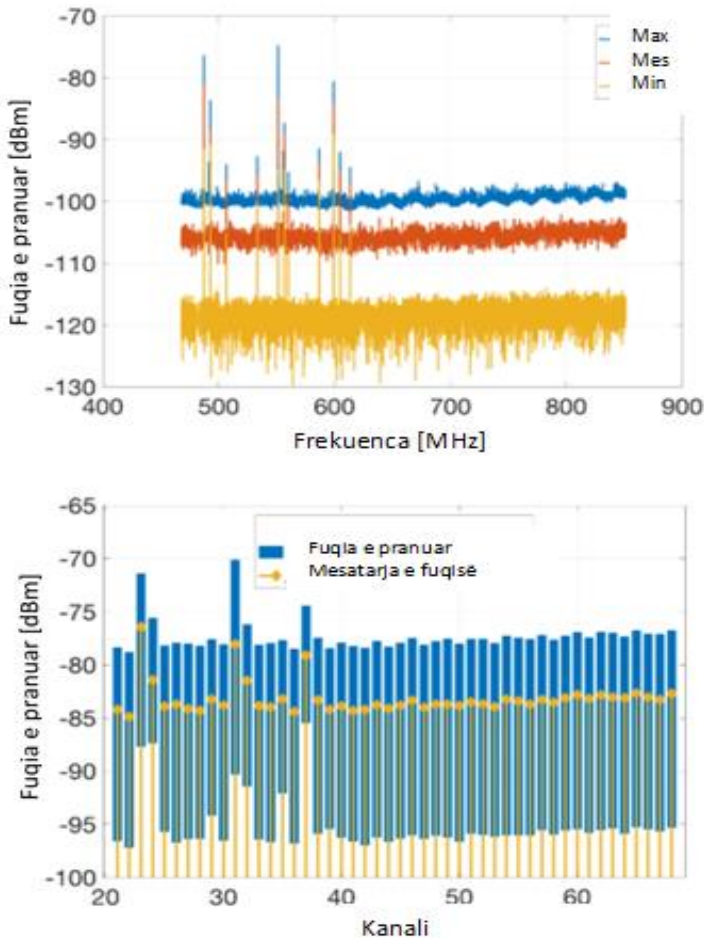


Figura. 2.4. Shfrytëzueshmëria e kanaleve UHF në lokacionin 3, jashtë

Rezultatet e matjeve në lokacionin 3 në brezin UHF tregojnë se janë 3 kanale aktive me fuqi të sinjalit të detektuar mbi pragun e vendosur në -80dBm. Kjo nënkupton se janë 45 kanale të lira me 360MHz spektër të disponueshëm prej të cilit 240MHz është spektër me kanale të njëpasnjëshme.

- Lokacioni 4: Siç është përshkruar më herët lokacioni 4 është park i njohur si Vneshta dhe gjendet në periferi të qytetit i vendosur në një kodër të qytetit. Matjet janë realizuar në mjedise të jashtme.

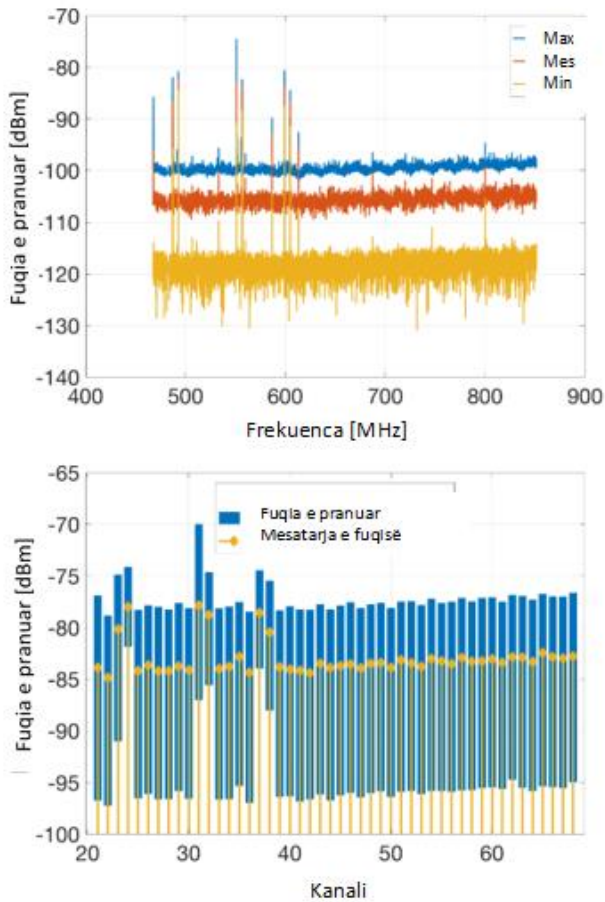


Figura. 2.5. Shfrytëzueshmëria e kanaleve UHF në lokacionin 4, jashtë

Rezultatet e matjeve tregojnë se në lokacionin 4 në brezin UHF janë 4 kanale aktive me fuqi të sinjalit të detektuar mbi pragun e vendosur në -80dBm . Kjo nënkupton se janë 44 kanale të lira me 352MHz spektër të disponueshëm prej të cilit 240MHz është spektër me kanale të njëpasnjëshme.

- Lokacioni 5: Siç është përshkruar më herët lokacioni 5 është ndërtesë e lartë në qendër të qytetit. Ndërtesa është e lartë 12 kate dhe shfrytëzohet nga kompania kosovare për furnizimin me energji elektrike KESCO. Për të marrë parasysh humbjet gjatë përhapjes së sinjalit dhe humbjet nga përhapja në shumë shtigje, matjet janë realizuar për mjedise të brendshme dhe të jashtme në katin përdhes dhe në katin më të lartë të ndërtesës.

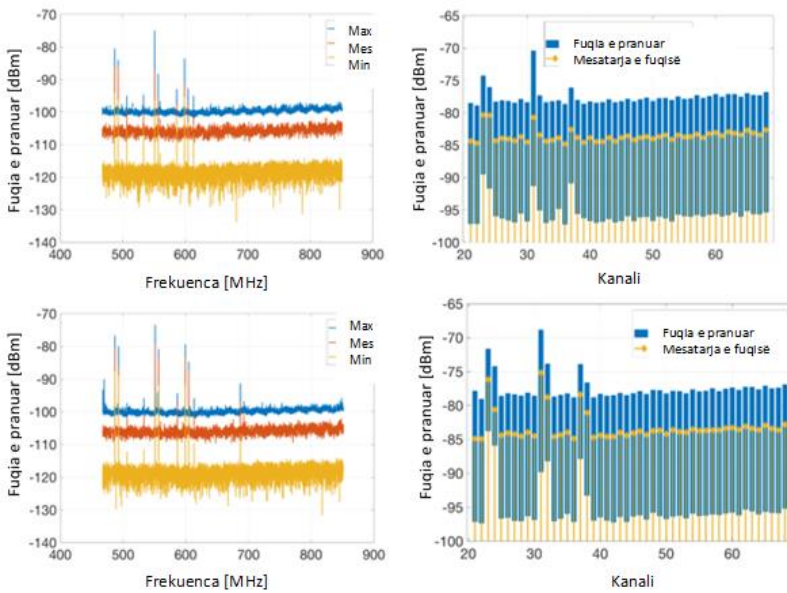


Figura. 2.6. Shfrytëzueshmëria e kanaleve UHF në lokacionin 5, kati përdhësë, brenda dhe jashtë

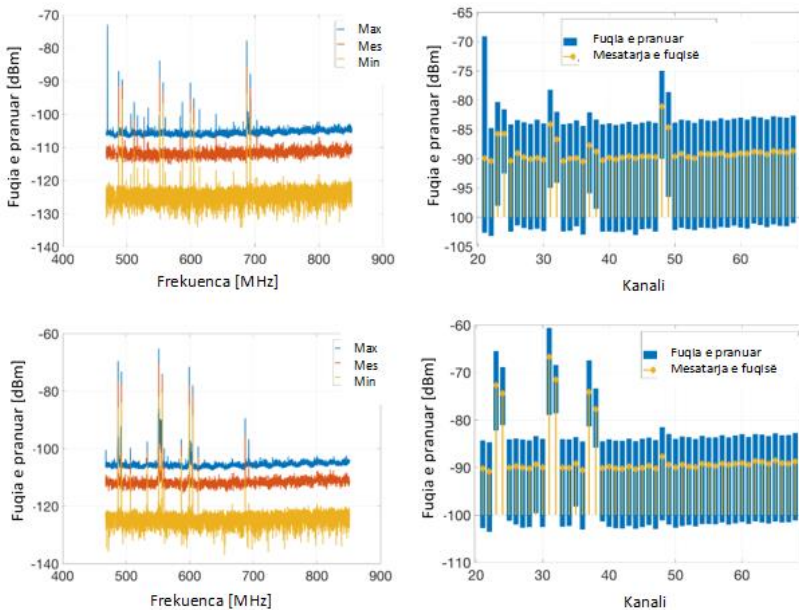


Figura. 2.7. Shfrytëzueshmëria e kanaleve UHF në lokacionin 5, kati i 12-të, brenda dhe jashtë

Rezultatet e matjeve në lokacionin 5, në katin përdhësë për mjedise të brendshme (pjesa lart e figurës) në brezin UHF tregojnë se nuk ka kanale aktive me fuqi të sinjalit të detektuar mbi pragun e vendosur në -80dBm. Kjo nënkupton se janë 48 kanale të lira me 384MHz spektër të lirë. Për matjet e realizuara jashtë (pjesa poshtme e figurës) shohim se janë 4 kanale aktive që nënkupton 44 kanale të lira me 352MHz spektër të lirë.

Rezultatet e matjeve në lokacionin 5, në katin e 12-të për mjedise të brendshme (pjesa lart e figurës) në brezin UHF tregojnë se nuk ka kanale aktive me fuqi të sinjalit të detektuar mbi pragun e vendosur në -80dBm. Kjo nënkupton se janë 48 kanale të lira me 384MHz spektër të lirë. Për matjet e realizuara jashtë (pjesa poshtme e figurës) shohim se janë 6 kanale aktive, që nënkupton 42 kanale të lira me 336MHz spektër të lirë.

Nga matjet shohim se sa i përket pranimit të sinjalit televiziv, ky lokacion tregon vlerat më të larta të fuqisë së pranuar të sinjalit për kanalet në përdorim nga transmetuesit televiziv në Prishtinë.

- Lokacioni 6: Siç është përsëritur më herët lokacioni 6 është sheshi kryesor i qytetit i rrethuar me ndërtesa me lartësi mesatare 4 - 6 katesh. Kjo është rruga më e frekuentuar e qytetit me shumë lokale të ndryshme. Matjet janë realizuar brenda një lokali dhe jashtë në shesh.

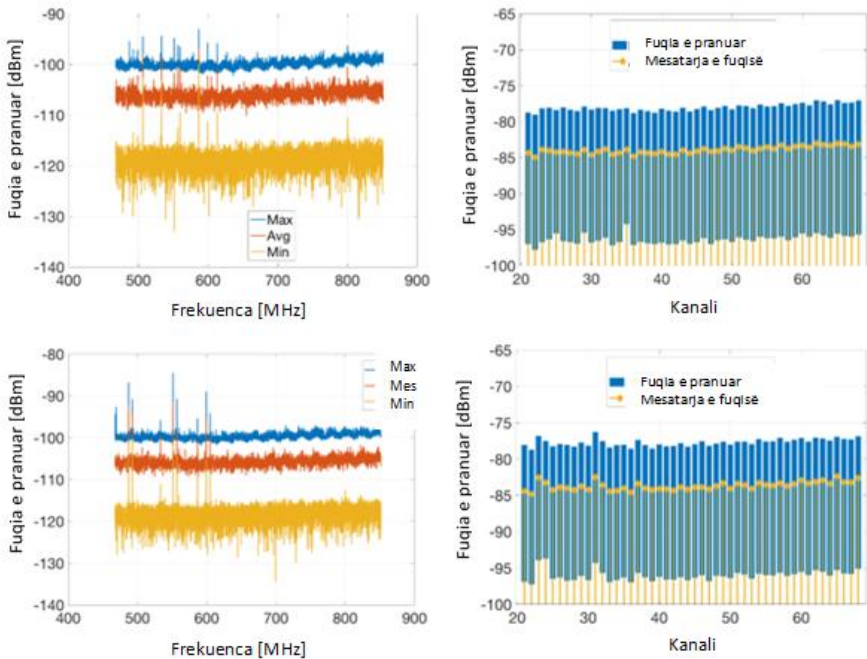


Figura. 2.8. Shfrytëzueshmëria e kanaleve UHF në lokacionin 6, brenda dhe jashtë

Rezultatet e matjeve tregojnë se në lokacionin 6 për mjedise të brendshme (pjesa lart e figurës) në brezin UHF tregojnë se nuk ka asnjë kanal aktiv, sepse nuk është detektuar asnjë sinjal mbi pragun e caktuar prej -80dBm . Kjo nënkupton se janë 48 kanale të lira me 384MHz spektër të lirë me kanale të njëpasnjëshme (kanalet 20-68). E njëjta vlen edhe për matjet e realizuara në ambient të jashtëm (pjesa e poshtme e figurës).

- Lokacioni 7: Siç është përshkruar më herët lokacioni 7 është qendër tregtare (4-katëshe e lartë) e cila gjendet jashtë qytetit në një kodër dhe në një zonë në zhvillim në të cilën në të ardhmen do të vendosen shumë lagje banimi. Për të marrë parasysh humbjet e sinjalit gjatë përhapjes, matjet janë realizuar në katin përdhësë dhe në katin më të lartë për mjedise të brendshme dhe të jashtme.

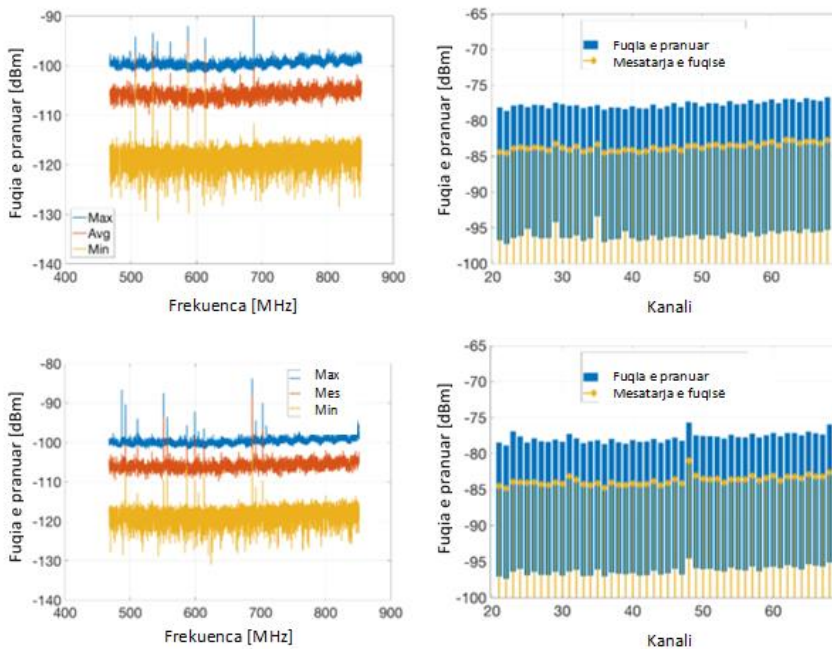


Figura. 2.9. Shfrytëzueshmëria e kanaleve UHF në lokacionin 7, kati përdhësë, brenda dhe jashtë

Rezultatet e matjeve në lokacionin 7, në katin përdhësë për mjedise të brendshme (pjesa lart e figurës) në brezin UHF tregojnë se nuk ka kanale aktive me fuqi të sinjalit të detektuar mbi pragun e vendosur në -80dBm . Kjo nënkupton se janë 48 kanale të lira me 384MHz spektër të lirë. E njëjta vlen edhe për matjet e realizuara jashtë (pjesa poshtme e figurës).

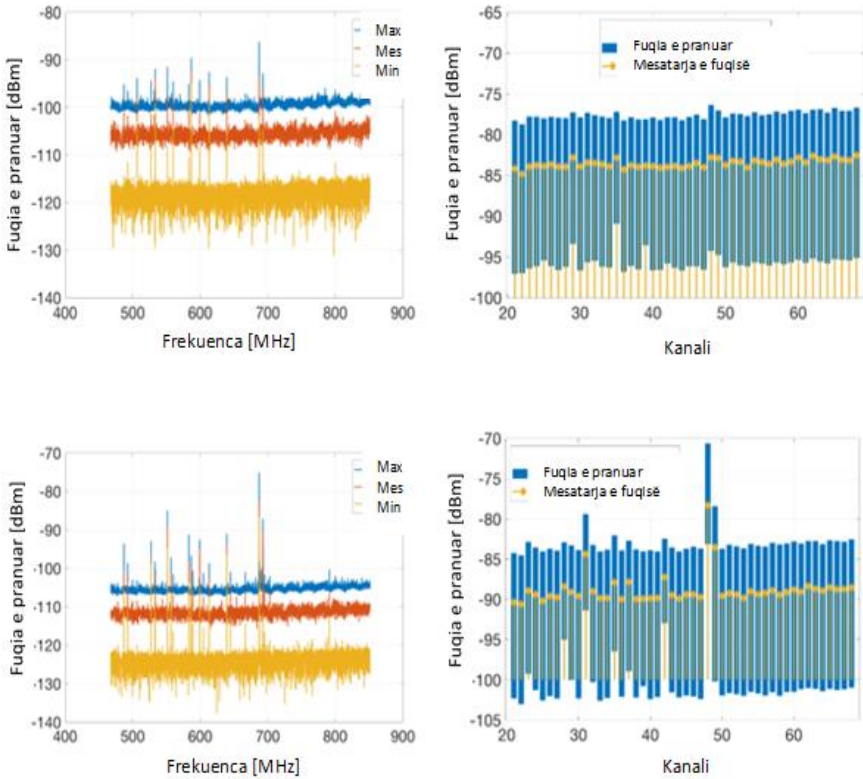


Figura. 2.10. Shfrytëzueshmëria e kanaleve UHF në lokacionin 7, kati i 4-të, brenda dhe jashtë

Rezultatet e matjeve në lokacionin 7, në katin e 4-të për mjedise të brendshme (pjesa lart e figurës) në brezin UHF tregojnë se nuk ka kanale aktive me fuqi të sinjalit të detektuar mbi pragun e vendosur në -80dBm. Kjo nënkupton se janë 48 kanale të lira me 384MHz spektër të lirë. Për matjet e realizuara jashtë (pjesa poshtme e figurës) shohim se ka vetëm një kanal aktiv, që nënkupton se janë 47 kanale të lira me spektër prej 376MHz prej të cilit 144MHz është spektër i lirë me kanale të njëpasnjëshme.

- Lokacioni 8: Siç është përshkruar më herët, lokacioni 8 është lagje banimi me ndërtesa të larta dhe nën hijen e një kodre. Për të marrë parasysh humbjet e sinjalit gjatë përhapjes, matjet janë realizuar në katin përdhësë dhe në katin më të lartë për mjedise të brendshme dhe të jashtme.

Rezultatet e matjeve në lokacionin 8, në katin përdhësë për mjedise të brendshme (pjesa lart e figurës) në brezin UHF tregojnë se nuk ka kanale aktive me fuqi të sinjalit të detektuar mbi pragun e vendosur në -80dBm. Kjo nënkupton se janë 48 kanale të lira me 384MHz spektër të lirë. E njëjta vlen edhe për matjet e realizuara jashtë (pjesa e poshtme e figurës).

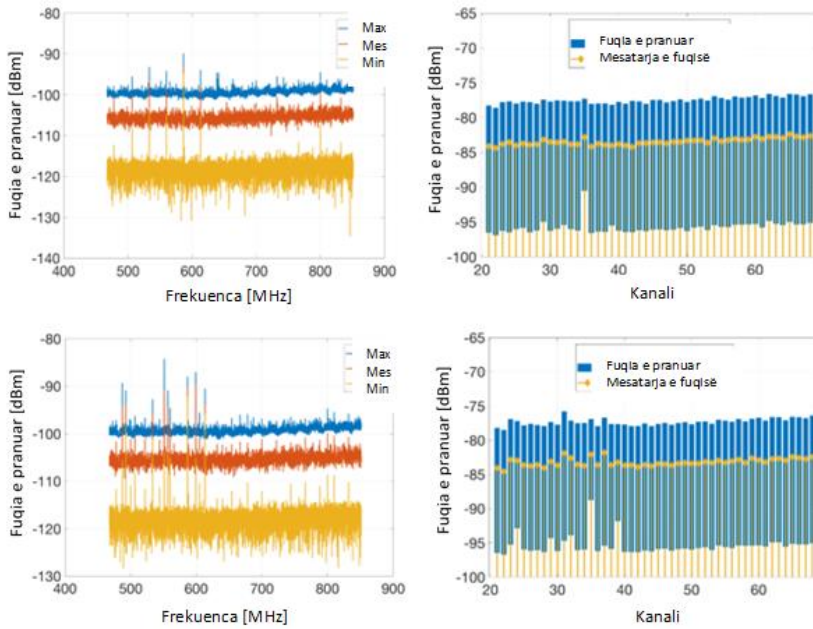


Figura. 2.11. Shfrytëzueshmëria e kanaleve UHF në lokacionin 8, kati përdhësë, brenda dhe jashtë

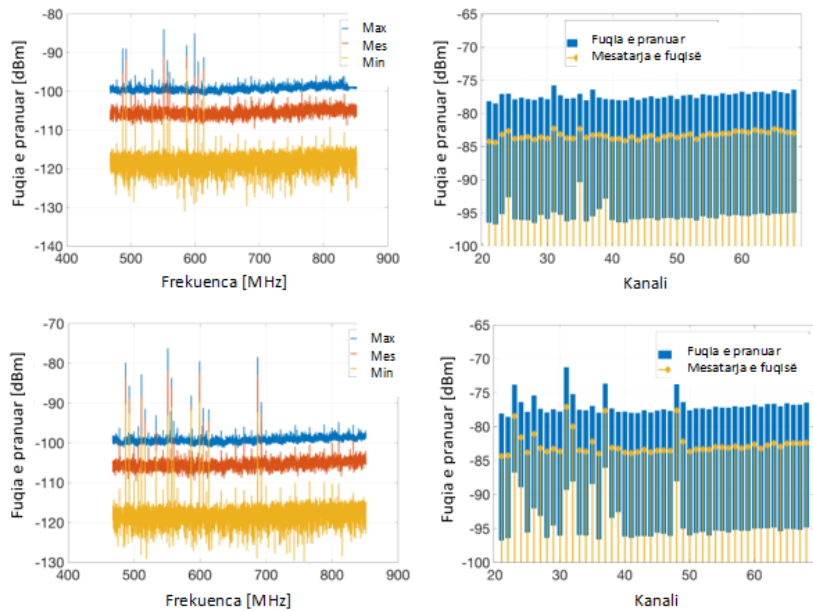


Figura. 2.12. Shfrytëzueshmëria e kanaleve UHF në lokacionin 8, kati i 9-të, brenda dhe jashtë

Rezultatet e matjeve në lokacionin 8, në katin e 9-të për mjedis të brendshme në brezin UHF (pjesa lart e figurës) tregojnë se nuk ka kanale aktive me fuqi të sinjalit të detektuar mbi pragun e vendosur në -80dBm. Kjo nënkupton se janë 48 kanale të lira me 384MHz spektër të lirë të pashfrytëzuar. Për matjet e realizuara në ambiente të jashtme (pjesa poshtme e figurës) shihet se janë 4 kanale aktive dhe 44 kanale të lira me spektër prej 352MHz, prej të cilit spektri prej 136MHz është spektër me kanale të njëpasnjëshme.

Matjet në brezin VHF

Lokacioni 1. – Fakulteti i Inxhinierisë Elektrike dhe Kompjuterike. Matjet janë realizuar në katin përdhësë të ndërtesës, në ambiente të brendshme dhe të jashtme.

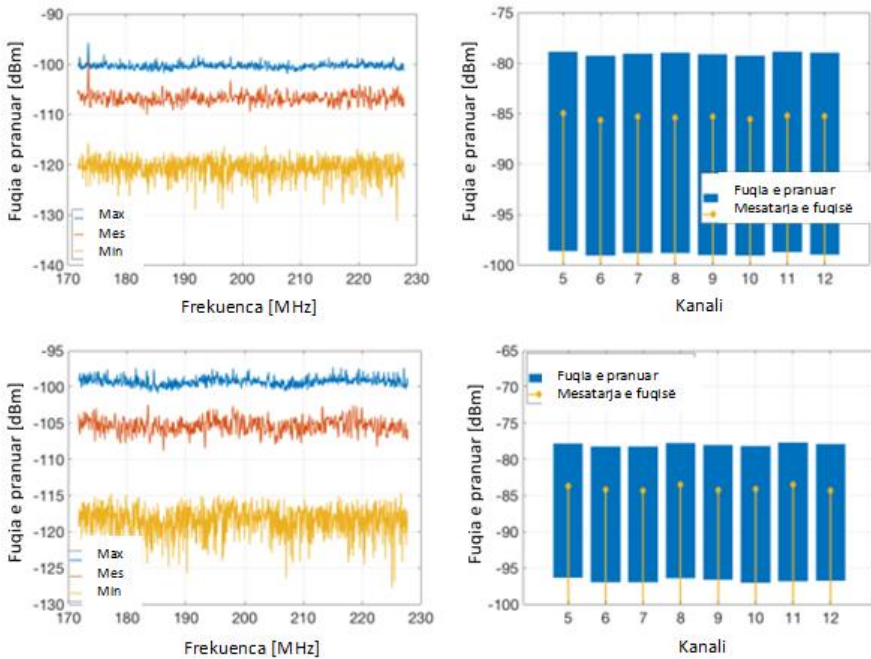


Figura. 2.13. Shfrytëzueshmëria e kanaleve VHF në lokacionin 1, brenda dhe jashtë

Lokacioni 2. – Ndërtesa e transmetuesit televiziv kombëtar (RTK). Matjet janë realizuar në katin përdhësë, në ambiente të brendshme dhe të jashtme.

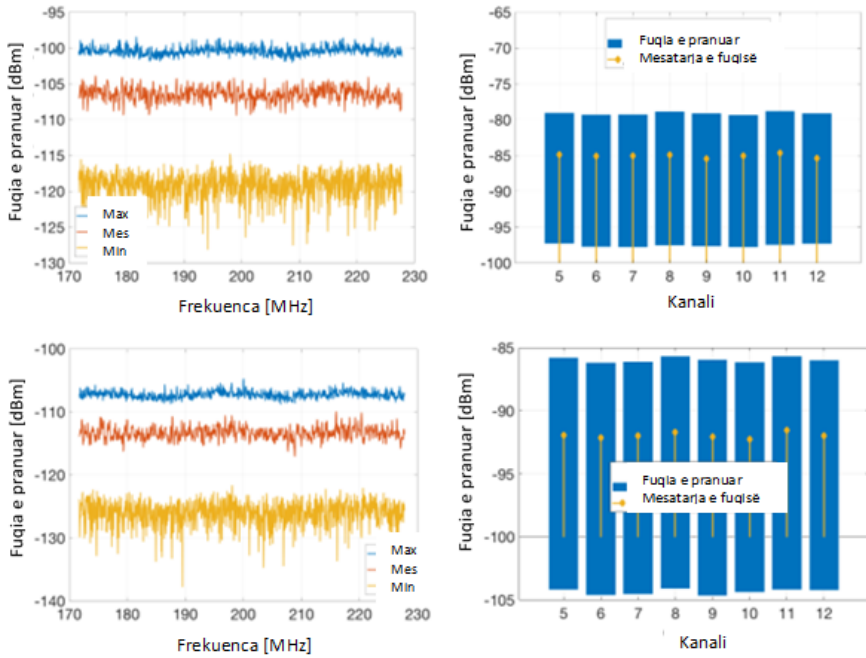


Figura. 2.14. Shfrytëzueshmëria e kanaleve VHF në lokacionin 2, brenda dhe jashtë

Lokacioni 3. – Parku Taukbahqe në qytet. Matjet janë realizuar në ambiente të jashtme.

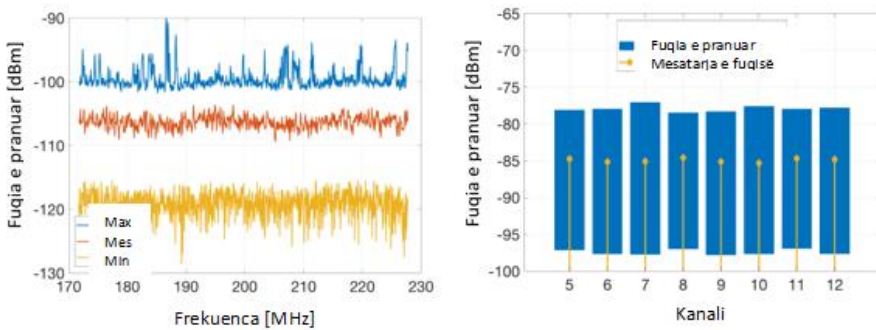


Figura. 2.15. Shfrytëzueshmëria e kanaleve VHF në lokacionin 3, në ambiente të jashtme

Lokacioni 4. – Parku Vneshtat në periferi të qytetit. Matjet janë realizuar në ambiente të jashtme.

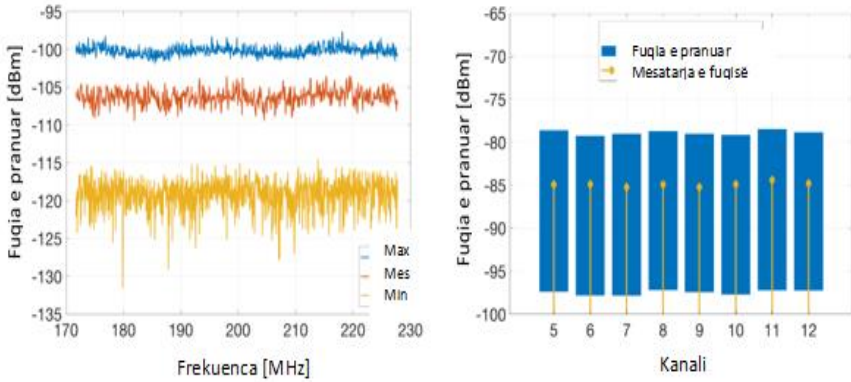


Figura. 2.16. Shfrytëzueshmëria e kanaleve VHF në lokacionin 4, jashtë

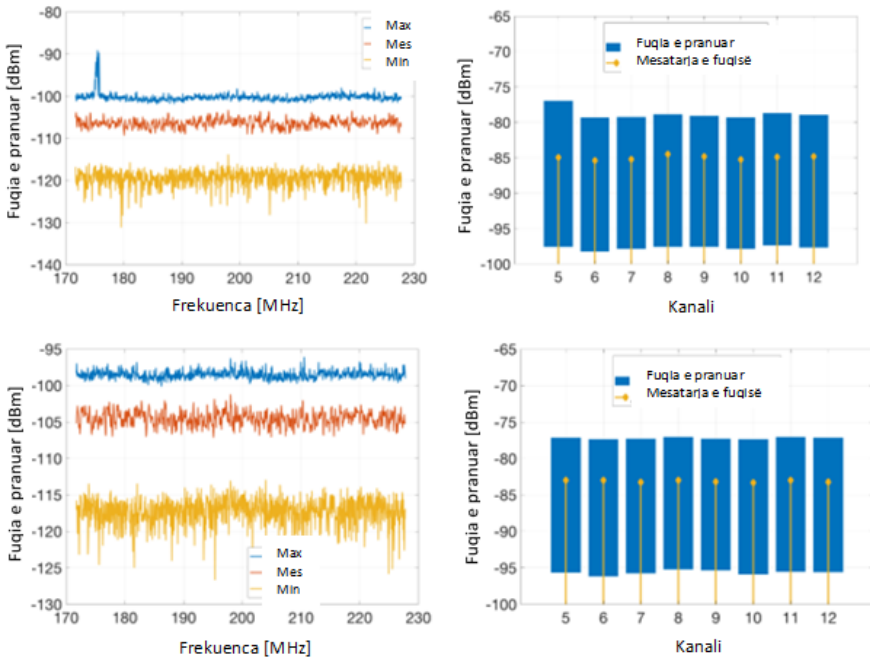


Figura. 2.17. Shfrytëzueshmëria e kanaleve VHF në lokacionin 5, kati përdheshë, brenda dhe jashtë

Lokacioni 5. - Ndërtesa e kompanisë kosovare për furnizim me energji elektrike (KESCO). Matjet janë realizuar në katin përdheshë dhe në katin më të lartë të ndërtesës për mjedise të brendshme dhe të jashtme.

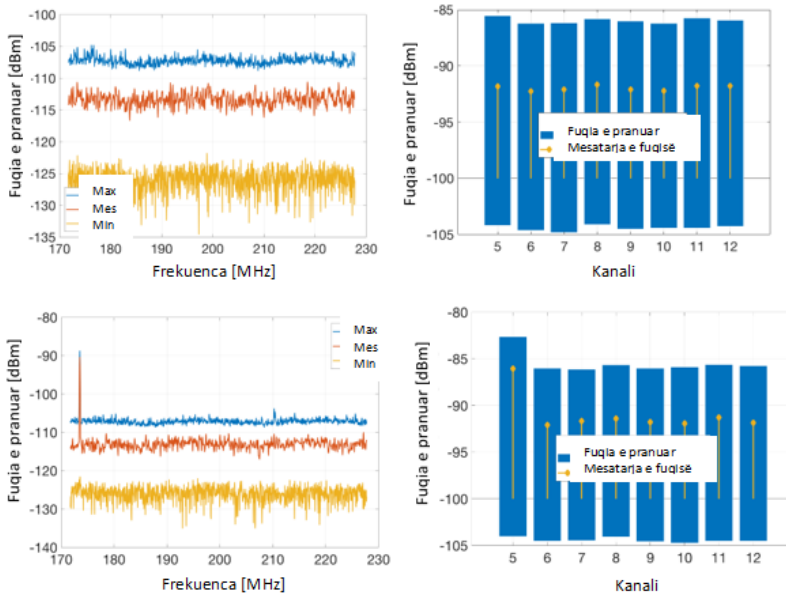


Figura. 2.18. Shfrytëzueshmëria e kanaleve VHF në lokacionin 5, kati i 12-të, brenda dhe jashtë

Lokacioni 6. – Sheshi kryesor i qytetit. Matjet janë realizuar në katin përdhësë për mjedise të brendshme dhe të jashtme.

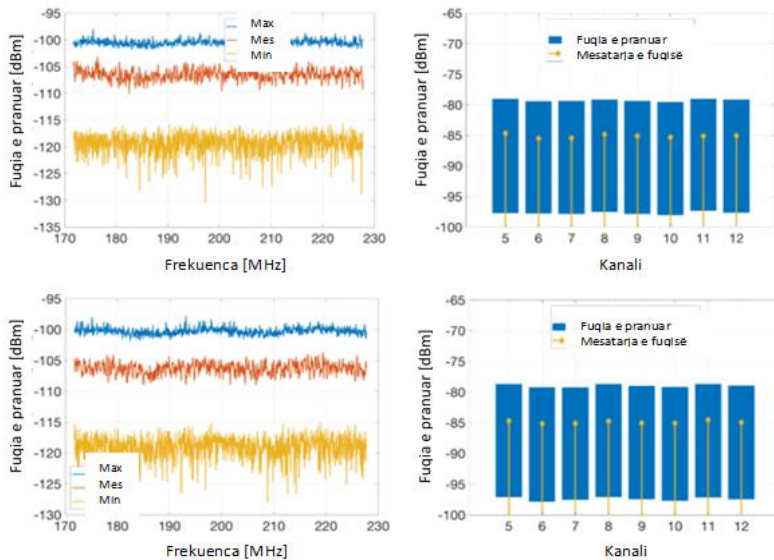


Figura. 2.19. Shfrytëzueshmëria e kanaleve VHF në lokacionin 6, brenda dhe jashtë

Lokacioni 7. – Qendër tregtare jashtë qytetit. Matjet janë realizuar në katin përdhësë dhe në katin më të lartë për mjedise të brendshme dhe të jashtme.

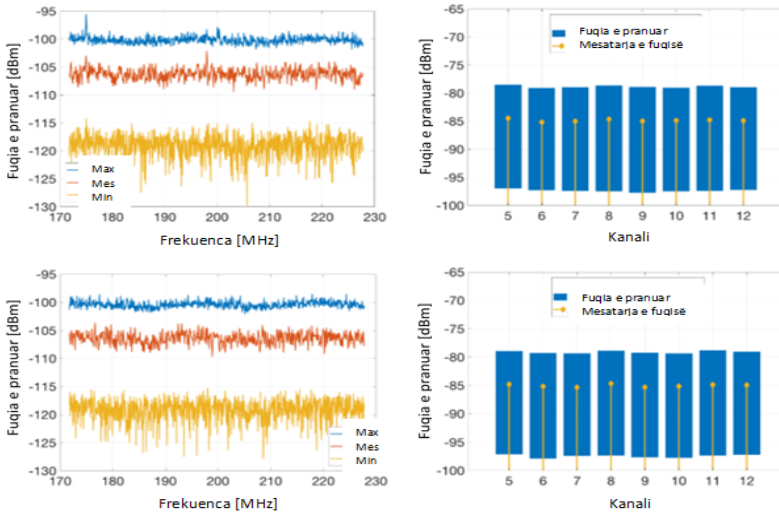


Figura. 2.20. Shfrytëzueshmëria e kanaleve VHF në lokacionin 7, kati përdhësë, brenda dhe jashtë

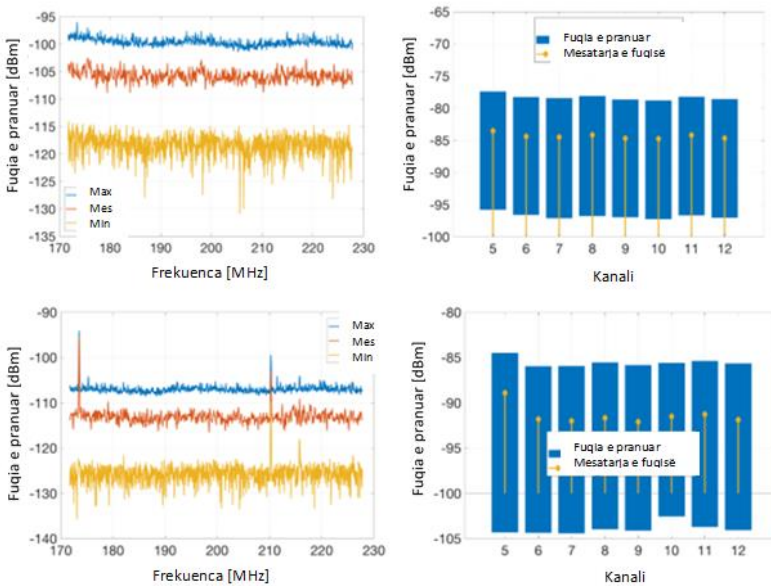


Figura. 2.21. Shfrytëzueshmëria e kanaleve VHF në lokacionin 7, kati 4-të, brenda dhe jashtë

Lokacioni 8. – Lagje banimi e rrethuar me ndërtesa të larta (Rruga B). matjet janë realizuar në katin përdhësë dhe katin më të lartë të një ndërtese për mjedise të brendshme dhe të jashtme.

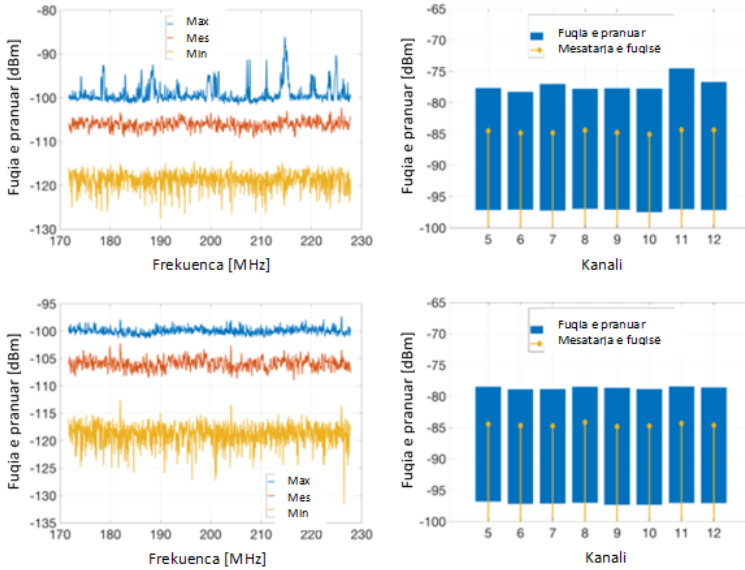


Figura. 2.22. Shfrytëzueshmëria e kanaleve VHF në lokacionin 8, kati përdhësë, brenda dhe jashtë

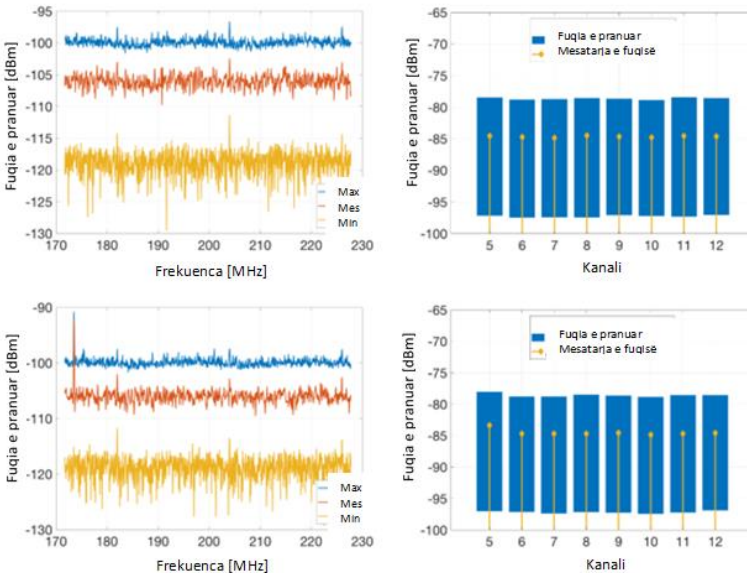


Figura. 2.23. Shfrytëzueshmëria e kanaleve VHF në lokacionin 8, kati 9-të, brenda dhe jashtë

Sa i përket matjeve në brezin VHF, rezultatet janë shumë më premtuese në aspektin e disponueshmërisë së spektrit. Përveç në njërin lokacion, disponueshmëria e brezit VHF ka rezultuar të jetë 100%. Vetëm në lokacionin 5 është detektuar në një kanal sinjali televiziv mbi pragun e vendosur prej -80dBm. Kjo nënkupton se spektri i disponueshëm me kanale të njëpasnjëshme është rreth 56 MHz.

Vlerat e shfrytëzueshmirësë së kanaleve janë llogaritur në formë të njëjte për të gjitha lokacionet në brezat VHF dhe UHF dhe rezultatet janë paraqitur në tabelat 2.5 dhe 2.6.

Tabela 2.5. Rezultatet e matjeve për të gjitha lokacionet në brezin VHF

Lokacioni	Shfrytëzueshmëria	Numri i kanaleve të lira	Spektri i disponueshëm
Të gjitha lokacionet	0%	8	56MHz

Tabela 2.6. Rezultatet e matjeve për të gjitha lokacionet në brezin UHF

Lokacioni	Shfrytëzueshmëria	Numri i kanaleve të lira	Spektri i disponueshëm	
1	Brenda	0%	48	384 MHz
	Jashtë	0%	48	384 MHz
2	Brenda	6.25 %	45	360 MHz
	Jashtë	8.33 %	44	352 MHz
3	Jashtë	6.25 %	45	360 MHz
4	Jashtë	8.33 %	44	352 MHz
5	Përdhese/ Brenda	0%	48	384 MHz
	Përdhese/ Jashtë	8.33%	44	352 MHz
	Kati 12- të /Brenda	0%	48	384 MHz
	Kati 12- të /Jashtë	12.5%	42	336 MHz
6	Brenda	0%	48	384 MHz

Lokacioni		Shfrytëzueshmëria	Numri i kanaleve të lira	Spektri i disponueshëm
	Jashtë	0%	48	384 MHz
7	Përdhese/ Brenda	0%	48	384 MHz
	Përdhese/ Jashtë	0%	48	384 MHz
	Kati 4-të /Brenda	0%	48	384 MHz
	Kati 4-të /Jashtë	2.08%	47	376 MHz
8	Përdhese/ Brenda	0%	48	384 MHz
	Përdhese/ Jashtë	0%	48	384 MHz
	Kati 9-të /Brenda	0%	48	384 MHz
	Kati 9-të /Jashtë	8.33%	44	352 MHz

Nga rezultatet e paraqitura është e qartë se disponueshmëria e kanaleve në spektrin televiziv është mjaft e lartë dhe atë ndërmjet 87.5% dhe 100%. Kjo nënkupton se pjesa e spektrit të nënshfrytëzuar është shumë e theksuar, prandaj mund të themi se ka mjaft hapësirë për operimin potencial të rrjeteve/kognitive në këtë spektër frekuencor, por kjo kërkon përditësimin e kornizave ligjore mbi alokimin e spektrit frekuencor në Republikën e Kosovës. Kjo disponueshmëri pritet të rritet më tej, meqë Kosova ende nuk ka përfunduar procesin e transicionit për kalimin nga transmetimet televizive analoge në ato digjitale.

3. MODELIMI I KANALIT

Performanca e çfarëdo sistemi komunikues pa tela varet nga dizajnimi dhe modeli i kanalit radio. Modeli i kanalit është paraqitja matematikore e efekteve të një kanali komunikues pa tel përmes të cilit përhapen sinjalet. Modelimi i këtij kanali paraqet pjesën më të vështirë në dizajnimin e sistemeve komunikuese pa tela dhe zakonisht bëhet me anë të matjeve të bëra specifikisht për një sistem apo alokim të brezit të caktuar frekuencor. Vështirësia qëndron në faktin se rruga e përhapjes së sinjalit mes një transmetuesi dhe marrësi në sistemet pa tela mund të ndryshojë shumë dhe atë duke filluar nga pamja direkte mes tyre e deri te rasti kur rruga e përhapjes është shumë e ngarkuar (pënguar) me objekte të ndryshme.

Shumica e modeleve të përhapjes së sinjalit janë zhvilluar duke përdorur një kombinim të metodave analitike dhe empirike. Qasja empirike bazohet në lakoret ose shprehjet analitike të përshtatshme që rikrijojnë të dhënat e matura. Kjo ka avantazhin e marrjes në konsideratë të të gjithë faktorëve të përhapjes përmes matjeve aktuale në terren. Sidoqoftë, vlefshmëria e një modeli empirik në një brez të caktuar frekuencor ose në mjedise të ndryshme nga ato që janë përdorur për të nxjerrë modelin mund të përcaktohet vetëm nga të dhënat shtesë të matura në mjedisin e ri në frekuencën e kërkuar të transmetimit. Modelet e kanaleve kategorizohen në katër kategori: Path-loss, stokastike (Purely stochastic), hapësinore (Spatial) dhe me gjurmim të rrezeve (Ray tracing). Modelet të cilat përdoren më së shumti janë modelet e kanaleve Path-Loss të cilat vlerësojnë humbjet gjatë përhapjes së sinjalit në funksion të distancës në terrene të ndryshme [52].

Përdorimi i modelit adekuat të përhapjes së sinjalit është çelësi për përcaktimin e saktë të disponueshmërisë së spektrit frekuencor dhe potencialit të tij për shfrytëzim oportunist. Modelet e përhapjes së

sinjalit dallojnë shumë prej vendit në vend për shkak të varësisë së tyre nga karakteristikat e terrenit. Prandaj janë bërë shumë hulumtime në të cilat është testuar implementimi i modeleve të ndryshme të përhapjes për të arritur rezultatet të cilat afrohen me rezultatet e fituara nga matjet e realizuara. Nga literatura e hulumtuar është vërejtur se vende të ndryshme janë përcaktuar për përdorimin e modeleve të ndryshme të përhapjes dhe pas analizës së rezultateve është bërë përzgjedhja e modeleve më të përshtatshme që i përgjigjen profilit të terrenit në vendet e tyre.

Në dy nga hulumtimet e shumta të realizuara në kontinentin e Afrikës janë përdorur 6 lloje të ndryshme të modeleve të përhapjes, siç janë: modeli Longley-Rice, modeli Hata, modeli Egli, modeli Ericsson 9999, modeli CCIR dhe Free Space Path Loss (FSPL) modeli [53,54]. Në hulumtimin e parë është konkluduar se krahasuar me rezultatet e fituara nga matjet, modeli i cili ka performancë më të përafërt është ai Ericsson 9999, ndërsa në hulumtimin e dytë konkludojnë se modeli më i përshtatshëm është modeli FSPL për faktin se ka pasur pamje direkte mes transmetuesve dhe lokacioneve të matjes. Për vendet që nuk ka pasur pamje direkte, modeli më i përshtatshëm është ai Longley-Rice.

Në hulumtimin e radhës janë marr; parasysh këto lloje të modeleve: Free Space Path Loss, Okumura-Hata, Walfisch-Ikegami dhe ECC-33 për të bërë krahasimin e vlerave të parashikuara me vlerat e fituara nga matjet e realizuara në Indi. Modelet q; tregojnë performancë më të mirë për ato lokacione të matjeve janë: modeli ECC-33 dhe modeli Okumura- Hata [55].

Këto lloje të modeleve të përhapjes: Log-normal Shadowing, Lee, Stanford University Interim (SUI), COST231, Hata, Egli dhe ECC-33 janë konsideruar në një hulumtim tjetër. Konkludohet se modelet SUI dhe Log-normal Shadowing tregojnë performancë më të mirë me rastin e krahasimit të vlerave të parashikuara të humbjeve me vlerat e humbjeve të fituara nga matjet e zhvilluara në Malajzi [56].

Në një tjetër hulumtim janë përdorur 9 modele të përhapjes: Hata, COST 231, Walfisch-Ikegami, Egli, ITU-R P.529-3, ITU-R P.1546-4, CCIR, Davidson dhe FSPL. Vlerat e fituara nga përdorimi i këtyre modeleve janë krahasuar me vlerat e fituara nga matjet e zhvilluara në Nigeri [57]. Rezultatet tregojnë se në afërsi të transmetuesve modeli CCIR i përshtatet më së shumti vlerave të matura, ndërsa në distanca më të largëta modelet më të përshtatshme janë Hata, Davidson dhe COST 231.

Krahasimi i vlerave të matura nga matjet e zhvilluara në 5 qytetet më të mëdha në Brazil me vlerat e parashikuara me rastin e aplikimit të modeve të përhapjes është bërë në hulumtim [58]. Modelet e përdorura të përhapjes janë: ITU-R P. 526, Deygout Assis Knife Edge, ITU-R P, 1546 dhe CRC-Predict. Autorët vinë në përfundim se modeli që më së miri i përshtatet tipit të qyteteve me ndryshim të vogël në lartësi është modeli ITU-R P.1546. Rezultatet e këtyre hulumtimeve janë përmbledhur në tabelën në vijim.

Tabela 3.1. Modelet e përhapjes të shfrytëzuara për studime analitike në vende të ndryshme të botës

Shteti	Modelet e përhapjes	Modeli më i përshtatshëm
Afrikë	<ul style="list-style-type: none"> • Longley-Rice • Hata • Egli • Ericsson 9999 • CCIR dhe • Free Space Path Loss (FSPL) 	Ericsson 9999
Afrikë	<ul style="list-style-type: none"> • Longley-Rice • Hata • Egli • Ericsson 9999 • CCIR dhe • Free Space Path Loss (FSPL) 	Free Space Path Loss (FSPL) për LOS Longley-Rice për NLOS
Indi	<ul style="list-style-type: none"> • Free Space Path Loss • Okumura-Hata • Walfisch-Ikegami • ECC-33 	ECC-33 dhe Okumura- Hata
Malajzi	<ul style="list-style-type: none"> • Log-normal Shadowing, • Lee, • Stanford University Interim (SUI), • COST231, • Hata, • Egli and 	SUI dhe Log-normal Shadowing

Shteti	Modelet e përhapjes	Modeli më i përshtatshëm
	<ul style="list-style-type: none"> • Electronic Communication Committee (ECC)-33 models 	
Nigeri	<ul style="list-style-type: none"> • Hata, • COST 231, • Walfisch-Ikegami, • Egli, • ITU-R P.529-3, • ITU-R P.1546-4, • CCIR, • Davidson and • FSPL 	Hata, Davidson and COST 231
Brazil	<ul style="list-style-type: none"> • ITU-R P. 526, • Deygout Assist Knife Edge, • ITU-R P. 1546, and • CRC-Predict 	ITU-R P.1546

3.1. Modelimi i kanalit për qytetin e Prishtinës

Kur planifikohet një sistem komunikues pa tela, parametri që më së shumti ndikon në dizajnimin adekuat dhe kualitetin e linjës komunikuese të tij është parametri i humbjeve gjatë përhapjes (path-loss). Humbjet në këtë rast paraqesin dobësimin e fuqisë së sinjalit gjatë transmetimit ndërmjet transmetuesit dhe pranuesit. Modelet e standardizuara të përhapjes shfrytëzohen për të parashikuar humbjet në një vend dhe mjedis të caktuar. Këto humbje varen nga shumë faktorë: pamja direkte mes transmetuesit dhe pranuesit (LOS/NLOS), pozita dhe lartësia e antenave, kushtet e terrenit dhe mjedisi. Ka shumë modele të përhapjes që përdoren në komunikime pa tela, por përzgjedhja e modelit adekuat që i përshtatet një vendi kërkon analizë më të thellë. Në këtë pjesë janë paraqitur rezultatet e krahasueshmerisë së të dhënave të fituara nga matjet dhe të dhënave të fituara me aplikimin e disa modeleve standarde të përhapjes si: Hata, Ericsson, COST dhe Egli. Duke i shfrytëzuar të dhënat nga matjet në terren dhe krahasimi i

modeleve të cekura, është adoptuar modeli i cili i përshtatet mjediseve të qytetit të Prishtinës. Një pjesë e rezultateve është publikuar në [59].

3.1.1. Përshkrimi i modeleve të përhapjes

Modelet empirike të përhapjes të cilat janë përdorur për analizën krahasuese janë përshkruar në vijim.

A. Modeli Hata

Modeli Hata rrjedh nga modeli Okumura-Hata, por është zgjeruar për distanca 20 - 100 km dhe mbulon brezin frekuencor nga 15-1500MHz. Formulimi bazë i modelit Hata për mjediset gjysmurbane dhe rurale është dhënë me shprehje:

$$PL_{50}(dB) = 69.55 + 26.16 \log(f_c) - 13.82 \log(h_t) - a(h_r) + [(44.9 - 6.55)\log(h_t)] \log d \quad (3.1)$$

ku f_c është frekuenca e bartësit në MHz, h_t lartësia e antenës së stacionit bazë në metra, h_r është lartësia e marrësit në metra, d është distanca midis transmetuesit dhe marrësit në km. Anëtari $a(h_r)$ është faktori i korrigjimit për lartësinë efektive të antenës së marrësit. Vlera e këtij faktori korrigjues, varësisht nga mjedisi, për vendbanime të vogla dhe vendbanime me madhësi mesatare jepet me shprehjen:

$$a(h_r) = (1.1 \log(f_c) - 0.7)h_{re} - (1.56 \log(f_c) - 0.8) (dB) \quad (3.2)$$

B. Modeli Ericsson

Modeli Ericsson është një zgjerim i modelit Okumura-Hata, por lejon rregullimin e parametrave bazuar në mjedis. Humbjet gjatë përhapjes në këtë model llogariten me formulën e mëposhtme:

$$PL_{Ericsson} = a_0 + a_1 \log(d) + a_2 \log(h_t) + a_3 \log(h_t) \log(d) - 2(\log(11.75h_r))^2 + g(f) \quad (3.3)$$

ku, f_c është frekuenca e bartësit në MHz, h_t lartësia e antenës stacioni bazë në metra, h_r është lartësia e marrësit dhe d është distanca midis transmetuesit dhe marrësit në km. Parametri $g(f)$ definohet si:

$$g(f) = 44.9 \log(f) - 4.78(\log(f))^2 \quad (3.4)$$

Vlerat e konstanteve a_0, a_1, a_2, a_3 për mjedise të ndryshme janë: Gjysmurbane 43.20, 68.63, 12, 0.1 dhe rurale 45.95, 100.6, 12, 0.1 respektivisht [61].

C. Modeli Egli

Modeli Egli shfrytëzohet për brezin frekuencor 40-900 MHz dhe distancë deri në 60 km. Humbjet llogariten sipas shprehjes:

$$PL_{Eg} = \begin{cases} 20 \log(f_{MHz}) + P_o + 76.3, h_r < 10 \\ 20 \log(f_{MHz}) + P_o + 83.9, h_r > 10 \end{cases} \quad (3.5)$$

ku

$$P_o = 40 \log(d) - 20 \log(h_t) - 10 \log(h_r) \quad (3.6)$$

Edhe në këtë rast f është frekuenca e bartësit në MHz, h_t lartësia e antenës së stacionit bazë në metra, h_r është lartësia e marrësit dhe d është distanca midis transmetuesit dhe marrësit në km [62].

D. Modeli COST 231

Modeli COST 231 është gjithashtu një zgjerim i modelit Hata dhe është krijuar për t'u përdorur në brezin frekuencor nga 500-2000 MHz. Shprehja për humbjet gjatë përhapjes jepet me:

$$L = 46.3 + 33.9 \log f - 13.82 \log h_t - a(h_r) + (44.9 - 6.55 \log h_t) \log d + c_m \quad (3.7)$$

ku, d është distance në metra, h_t dhe h_r janë lartësia e antenës së stacionit bazë dhe marrësit në metra dhe f është frekuenca në MHz. Parametri c_m përcaktohet si 0 dB për mjedise gjysmurbane dhe rurale [63]. Për mjedise gjysmurbane dhe rurale parametri $a(h_r)$ përcaktohet me:

$$a(h_r) = (1.1 \log f - 0.7) h_r - (1.56 \log f - 0.8) \quad (3.8)$$

3.1.2. Rezultatet e matjeve

Matjet janë realizuar në 8 lokacione të ndryshme në qytetin e Prishtinës.

Për matje është shfrytëzuar pajisja NARDA Selective Radiation Meter SRM-3006. Për procesim dhe analizim të të dhënave është përdorur softueri MATLAB. Lokacionet e matjeve janë paraqitur në figurën në vazhdim.



Figura. 3.1. Lokacionet e matjeve

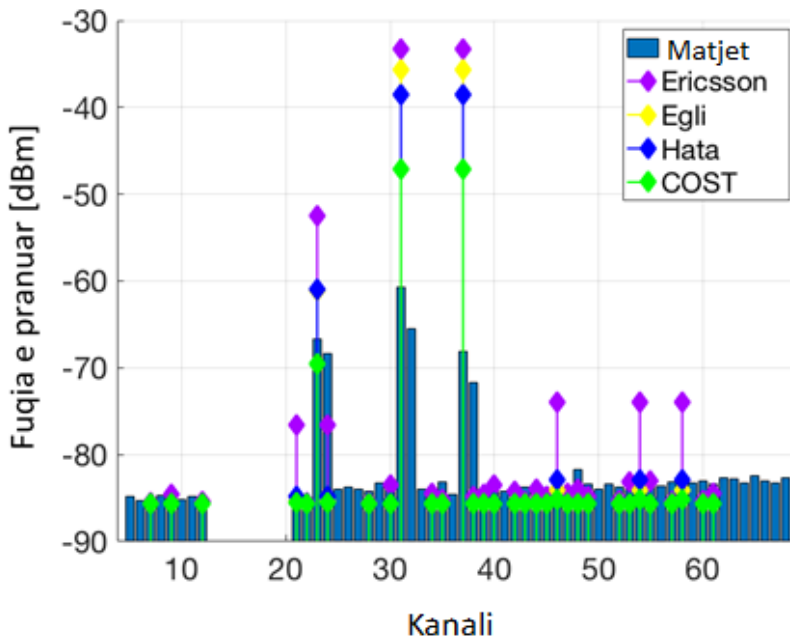


Figura. 3.2. Fuqia e pranuar e parashikuar dhe e matur në lokacionin 5

Nga informatat për pozitën e transmetuesve televizivë si dhe lokacionin e saktë të matjeve me të gjitha karakteristikat përkatëse: lartësia, distanca nga transmetuesi, ambienti i brendshëm apo i jashtëm. Analiza analitike është kryer duke bërë aplikimin e modeleve të ndryshme të përhapjes në skenarët e matjeve dhe duke llogaritur kështu fuqinë e pranuar të parashikuar, pastaj këto rezultate janë krahasuar me rezultatet e fituara të fuqisë së pranuar nga matjet. Vlerat aktuale të matura në secilin kanal janë prezantuar me shirita me ngjyrë të kaltër, ndërsa me ngjyra të ndryshme (vjollcë, verdhë, kaltër e mbyllur dhe e gjelbër) është prezantuar fuqia e parashikuar për lloje të ndryshme të modeleve të përhapjes në të njëjtat kushte.

Siç mund të shihet në figurë, fuqia nuk është në vlerat maksimale kur të bëhet krahasimi mes vlerave të parashikuara dhe të matura, sepse nuk janë llogaritur humbjet për shkak të përhapjes nëpër shumë shtigje dhe nga pozita nën hije (shadowing).

Pastaj është bërë paraqitja e vlerave të humbjeve të fituara nga matjet dhe të fituara nga përdorimi i modeleve të lartcekura të përhapjes. Me shirita më ngjyrë të kuqe është paraqitur ndryshimi mes vlerës maksimale dhe minimale të vlerave të matura. Është marrë parasysh edhe modeli free space (përhapje në hapësirën e lirë) për të potencuar rëndësinë e përdorimit të modeleve të përhapjes.

Humbjet në modelin free-space path-loss (Modeli i përhapjes në hapësirë të lirë) llogariten me:

$$PL = 32.4 + 20\log f + 20\log d \quad (3.9)$$

ku f paraqet frekuencën në MHz dhe d paraqet distancën në km.

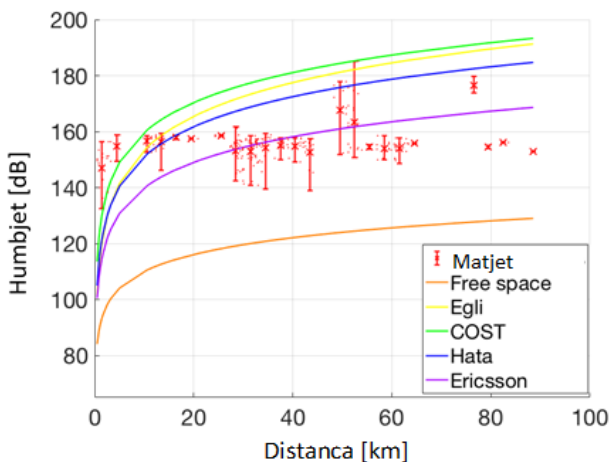


Figura. 3.3. Krahasimi i humbjeve mes vlerave të matura dhe të parashikuara

Siç shihet nga figura, modeli i përhapjes i cili më së miri i përshtatet ambientit të qytetit të Prishtinës për distanca të vogla është modeli Hata (deri 20 km), ndërsa për distanca të mëdha është modeli Ericsson. Shihet qartë nga figura se shfrytëzimi i modelit free-space nënvlerëson dukshëm vlerën aktuale të humbjes.

Performanca e modeleve të përhapjes është analizuar bazuar në dy metrika [64]: gabimi i parashikimit dhe devijimi standard, të cilat llogariten me:

$$\Delta x_i = P_{parashikuar} - P_{matur} \quad (3.10)$$

$$\Delta \bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta x_i \quad (3.11)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\Delta x_i - \Delta \bar{x})^2} \quad (3.12)$$

Në tabelat 2 dhe 3 janë paraqitur rezultatet e probabilitetit mesatar të gabimit dhe devijimit standard.

Tabela 3.2. Probabiliteti mesatar i gabimit për të gjitha lokacionet dhe modelet e përhapjes

$\Delta \bar{X}$, DB	COST231	HATA	EGLI	ERICSSON
1	28.681	10.725	-16.765	-1.342
2	31.567	-7.0532	-16.697	-4.1207
3	30.102	-6.395	-18.972	-3.5048
4	30.104	-6.07001	-18.581	-3.338
5	35.0075	-11.334	-12.467	-8.378
6	37.081	-10.475	-23.075	-7.572
7	31.199	-7.067	-15.825	-4.132
8	30.931	-7.317	-8.443	-4.392

Tabela 3.3. Devijimi standard për të gjitha lokacionet dhe modelet e përhapjes

σ , dB	COST231	HATA	EGLI	ERICSSON
1	14.46	19.853	13.249	10.315
2	16.444	16.644	17.886	14.038
3	16.569	18.206	19.707	15.45
4	15.913	17.625	19.253	15.051
5	14.851	16.001	16.803	13.842
6	13.848	16.482	17.569	13.884
7	15.2	14.201	14.918	11.82
8	14.611	15.331	16.204	12.846

Shihet qartë nga tabelat 2 dhe 3 se modeli Ericsson ka vlerat më të vogla për gabim dhe devijim standard për të gjitha lokacionet.

Po ashtu është bërë llogaritja e rrënjës katrore të vlerës së mesme të gabimit - RMSE (*root mean square error*) e vlerave të humbjeve (*path-loss*) në dB (*decibel*) [65] për të gjitha vlerat e matura të llogaritura në të njëjtën distancë. Llogaritja e RMSE është bërë me formulën:

$$RMSE(d_{l,t}) = \sqrt{\frac{\sum (P_{l,t}^m - P_{l,t}^p)^2}{N}} \quad (3.13)$$

ku $P_{l,t}^m$ paraqet humjet e matura prej transmetuesit t në lokacionin l , $P_{l,t}^p$ paraqet humbjet e parashikuara nga modelet dhe $d_{l,t}$ paraqet distancën mes transmetuesit dhe pranuesit. N paraqet numrin e mostrave. Në figurën 3.4 janë paraqitur lakoret e vlerës së rrënjës katrore të mesatares për modele të ndryshme.

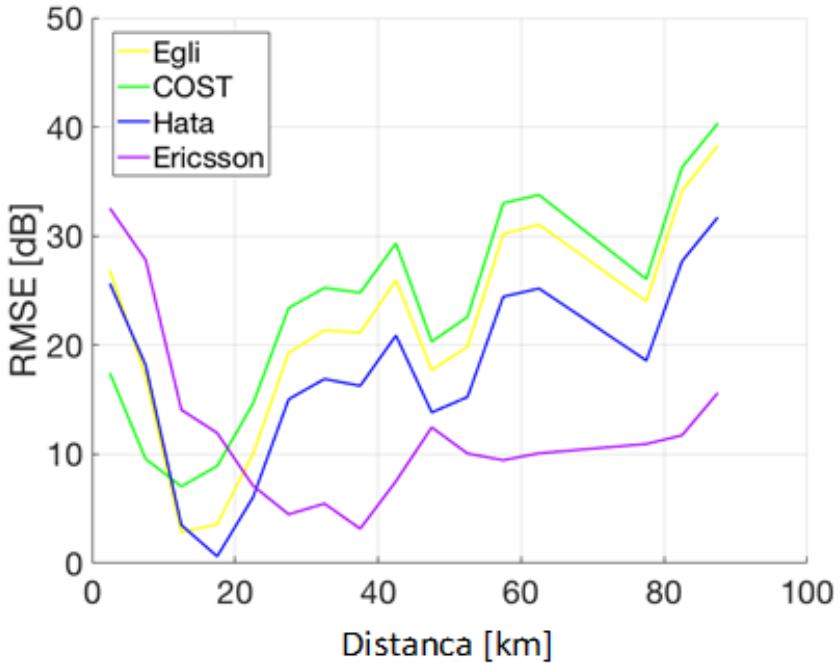


Figura 3.4. RMSE e humbjeve për modele të ndryshme

Shihet qartë nga figura se modeli Cost i mbivlerëson humbjet, ndërsa modeli Ericsson ka vlerën më të vogël të RMSE për shumicën e lokacioneve. Vlera e pranuar e RMSE për një model është 10–15 dB për mjedise gjysmurbane dhe zona rurale [66]. Ky grup i mjedisëve i përshtatet mjedisit në të cilin janë realizuar matjet.

3.1.3. Modelimi i kanalit për mjediset e ndryshme në territorin e Kosovës

Për të përcaktuar saktësisht disponueshmërinë e spektrit në territorin e Kosovës është e nevojshme të përcaktohet modeli i saktë i përhapjes (optimal), meqë asnjë model i vetëm nuk mund të jetë më i përshtatshmi për të gjithë profilin e terrenit të vendit. Optimizimi i parametrave do të ndikojë në ngritjen e performancës së rrjeteve kognitive heterogjene pa tela. Për këtë arsye është zhvilluar një kampanjë e matjeve në tërë vendin, duke përfshirë matje në 36 lokacione me ç'rast janë grumbulluar mbi 500.000 matje, duke themeluar një

databazë të konsiderueshme të të dhënave për disponueshmërinë e këtij brezi frekuencor në territorin e Kosovës. Një model i tillë bazuar në matjet eksperimentale të spektrit, duke optimizuar parametrat e modeleve të njohura që përshtaten me karakteristikat e terrenit gjeografik ka treguar një nivel të lartë të saktësisë [67].

3.1.4. Përshkrimi i modeleve të përhapjes

Modelet empirike të përhapjes të cilat janë përdorur për analizën krahasuese janë përshkruar në vijim.

A. Modeli Hata

Modeli Hata rrjedh nga modeli Okumura-Hata, por është zgjeruar për distanca 20-100 km dhe mbulon brezin frekuencor nga 15-1500MHz. Formulimi bazë i modelit Hata është dhënë për mjediset gjysmurbane dhe rurale.

Mjediset gjysmurbane:

$$PL(dB) = a_1 + a_2 \log f_c - a_3 \log h_t + (a_4 - a_5 \log h_t) \log R - 2 \left[\left(\log \left(\frac{f_c}{28} \right) \right)^2 + 5.4 \right] \quad (3.14)$$

Mjediset rurale:

$$PL(dB) = a_1 + a_2 \log f_c - a_3 \log h_t + (a_4 - a_5 \log h_t) \log R - 4.78 (\log f_c)^2 + 18.33 \log f_c + 40.94 \quad (3.15)$$

ku f_c është frekuenca e bartësit në MHz, h_t lartësia e antenës stacioni bazë në metra, h_r është lartësia e marrësit në metra dhe $R = r * 10^{-3}$ është distanca midis transmetuesit dhe marrësit në km, ndërsa r është distanca përkatëse në m. Konstantat a_1, a_2, a_3, a_4 dhe a_5 janë parametrat e modelit që mund të ndryshojnë sipas mjedisit. Vlerat tipike për mjediset gjysmurbane dhe rurale janë: 69.55, 26.16, 13.82, 44.9 dhe 6.55 përkatësisht [68].

B. Ericsson

Modeli Ericsson është një zgjerim i modelit Okumura-Hata, por lejon rregullimin e parametrave bazuar në mjedis. Humbjet gjatë përhapjes në këtë model llogariten me formulën e mëposhtme:

$$PL_{Ericsson} = a_0 + a_1 \log(d) + a_2 \log(h_t) + a_3 \log(h_t) \log(d) - 2(\log(11.75h_r))^2 + g(f) \quad (3.16)$$

ku f_c është frekuenca e bartësit në MHz, h_t lartësia e antenës së stacionit bazë në metra, h_r është lartësia e marrësit në metra dhe d është distanca midis transmetuesit dhe marrësit në km. Parametri $g(f)$ definohet si:

$$g(f) = 44.9 \log(f) - 4.78(\log(f))^2 \quad (3.17)$$

Vlerat e konstanteve a_0, a_1, a_2, a_3 për mjedise të ndryshme janë: gjysmurbane 43.20, 68.63, 12, 0.1 dhe rurale 45.95, 100.6, 12, 0.1 respektivisht.

C. COST 231

Modeli COST 231 është gjithashtu një zgjerim i modelit Hata dhe është krijuar për t'u përdorur në brezin frekuencor nga 500-2000 MHz. Shprehja për llogaritjen e humbjeve gjatë përhapjes jepet me:

$$PL = a_1 + a_2 \log f - a_3 \log h_t - a(h_r) + (a_4 - a_5 \log h_t) \log d + c_m \quad (3.18)$$

ku d është distanca në metra, h_t dhe h_r janë lartësia e antenës së stacionit bazë dhe marrësit në metra dhe f është frekuenca në MHz. Parametri c_m përcaktohet si 0 dB për mjedise gjysmurbane dhe rurale. Për mjedise gjysmurbane dhe rurale parametri $a(h_r)$ përcaktohet si

$$a(h_r) = (1.1 \log f - 0.7)h_r - (1.56 \log f - 0.8) \quad (3.19)$$

Vlerat për a_1, a_2, a_3, a_4 and a_5 janë: 46.3, 33.9, 13.82, 44.9 dhe 6.55 respektivisht.

3.1.5. Mbledhja e të dhënave nga matjet

Matja e niveli të fuqisë së pranuar nga 7 transmetues TV (3 prej të cilëve janë në kryeqytetin e Prishtinës nga të cilët 2 janë në të njëjtin vend) është regjistruar në më shumë se 36 lokacione me 10 matje të bëra në të njëjtin vend dhe secila nga matjet me kohëzgjatje prej 10 minutash. Fuqia e pranuar në kanalën me gjerësi 8 MHz është llogaritur si mesatare e të gjitha niveleve të fuqisë në 80 binat (nënbrezat) me gjerësi 100 kHz të të njëjtit kanal. Lokacionet janë zgjedhur të tilla që përfaqësojnë lloje të ndryshme të mjediseve për distanca të ndryshme nga secili transmetues, duke filluar nga 10-100 km me një rritje prej 10 km.

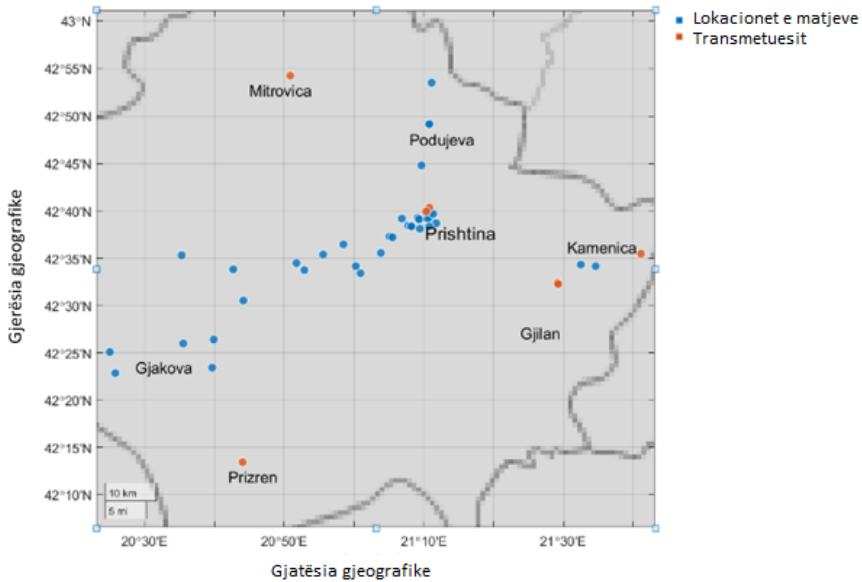


Figura 3.5. Lokacionet e matjeve

Zgjedhja e lokacioneve ishte gjithashtu e kufizuar nga disponueshmëria e rrugëve dhe mundësia e arritjes të transmetuesit. Pozicionet e transmetuesve dhe lokacioneve të matjeve janë treguar në figurën 3.5. Vendndodhjet e transmetuesve janë shënuar me të kuqe, ndërsa lokacionet e matjeve janë të shënuara me ngjyrë blu.

3.1.6. Optimizimi

Procesi i optimizimit synon të minimizojë vlerën e rrënjës katrore të vlerës së mesme së gabimit – RMSE në mes të vlerave të humbjeve të matura dhe të parashikuara. Vlerat e matura të humbjeve për secilin transmetues dhe lokacion janë llogaritur nga diferenca ndërmjet fuqisë transmetuese nga transmeteri t dhe fuqisë së matur në lokacionin l :

$$PL_m^{t,l} = P_{tx}^t - P_{rx}^l \quad (3.20)$$

ku P_{tx}^t është fuqia transmetuese e transmetuesit t dhe P_{rx}^l është fuqia e pranuar në lokacionin l , në dBm. Modelet e përshkruara në seksionin paraprak janë aplikuar për të llogaritur humbjet e parashikuara të shënuara me $PL_p^{t,l}$.

Problemi i optimizimit është formuluar si minimizim i vlerave të RMSE si në vijim:

$$\min_{a_i} \sqrt{\frac{\sum (PL_m^{t,l} - PL_p^{t,l})^2}{N}} \tag{3.21}$$

ku N është numri i mostrave dhe a_i janë parametrat e modeleve që janë duke u optimizuar.

Performanca e modeleve standarde dhe të optimizuara të përhapjes janë analizuar bazuar në vlerat e RMSE dhe në probabilitetin e gabimit si:

$$\Delta \bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta x_i \tag{3.22}$$

ku

$$\Delta x_i = |PL_{parashikuar} - PL_{matur}| \tag{3.23}$$

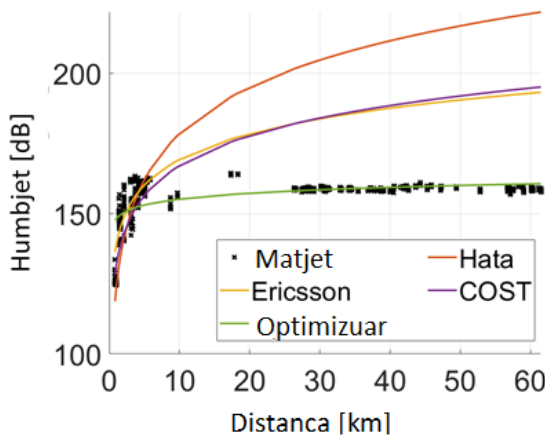


Figura. 3.6. Humbjet e matura, të parashikuara dhe të optimizuara për mjediset gjysmurbane

Vlerat e matura dhe të parashikuara të humbjeve, duke shfrytëzuar tri modelet e lartpërmendura të përhapjes janë paraqitur grafikisht në raport me distancën për mjediset gjysmurbane dhe rurale veç e veç. Për të krahasuar rezultatet dhe për të parë shkallën e korrektësisë në vlerat e humbjeve gjatë përhapjes modeli i optimizuar gjithashtu është paraqitur në të njëjtin grafik. Vlerat e matura të humbjeve tregohen në figurën.3.6 me katror të zinj, ndërsa në ngjyra të ndryshme (e kuqe, e verdhë, vjollce

dhe jeshile) tregohen humbjet e parashikuara kur përdoren modelet e ndryshme standarde të përhapjes, respektivisht modelin e optimizuar.

Si shihet nga figura, vlerat e parashikuara të humbjeve kur aplikohen modelet e standardizuara janë më të larta se vlerat e matura, sepse nuk janë marrë parasysh humbjet për shkak të efekteve të hijes (shadowing) dhe përhapjes në shumë shtigje. Nga ana tjetër, modeli i optimizuar i humbjeve përshtatet pothuajse në mënyrë të përsosur me të dhënat e matura. Vlerat e optimizuara për secilin model tregohen në tabelën në vijim.

Tabela 3.4. Koeficientët e optimizuar të përhapjes për mjedise gjysmurbane

	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5
Hata	/	82.95	30.38	14.35	12.52	7.63
Ericsson	43.30	6.80	13.47	00.13	/	/
Cost231		52.72	37.59	13.99	17.89	7.61

Rezultatet e performancës për modelet e standardizuara dhe ato të optimizuara në mjedise gjysmurbane janë treguar në tabelën 3.5.

Tabela 3.5. Krahasimi i performancës së modeleve të përhapjes për mjedise gjysmurbane

	Hata	Ericsson	COST	Optimizuar
RMSE	44.9059	24.5237	25.4261	4.6031
$\Delta\bar{x}$	39.6186	21.7405	22.7789	2.5816

Në figurën 3.7 janë paraqitur lakoret e humbjeve të matura, të parashikuara dhe të optimizuara për mjedise rurale.

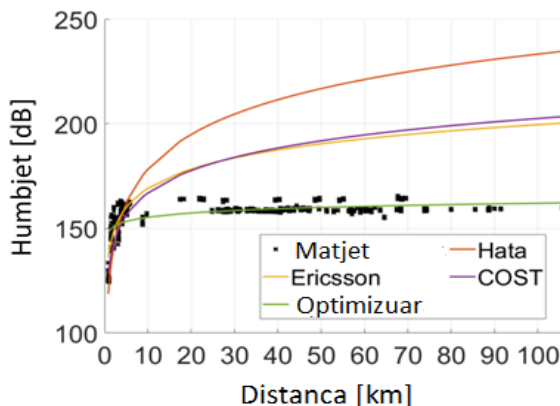


Figura. 3.7. Humbjet e matura, të parashikuara dhe të optimizuara për mjedise rurale

Nga kjo figurë mund të përfundohet se edhe për mjedise rurale, modeli i optimizuar gjithashtu përshtatet pothuajse në mënyrë të përsosur të të dhënave dhe rezultateve të matjeve në terren. Vlerat e koeficientëve të përhapjes në mjedise rurale të optimizuara për të tri modelet janë paraqitur në tabelën 3.6.

Tabela 3.6 Koeficientët e optimizuar të përhapjes për mjedise rurale

	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5
Hata	/	81.54	30.96	14.12	12.73	8.06
Ericsson	44.38	6.49	13.10	0.12	/	/
Cost231		49.82	40.06	16.43	18.70	8.39

Rezultatet dhe krahasimi i performancës së modelit të zbatuar, të fituara me metodologji të njëjtë janë treguar në tabelën 3.7.

Tabela 3.7. Krahasimi i performancës së modeleve të përhapjes për mjedise rurale

	Hata	Ericsson	COST	Optimizuar
RMSE	50.0749	27.0817	28.2790	4.0598
$\Delta\bar{x}$	45.9762	24.9013	26.0998	2.4860

Në figurën 3.8 është bërë paraqitja grafike e vlerave të RMSE në raport me distancën për të gjitha modelet e përhapjes, përfshirë edhe ato të optimizuara. Është e qartë nga figura e cekur se për të dy llojet e mjediseve, në raport me distancën, modeli Hata mbivlerëson humbjet gjatë përhapjes, ndërsa modeli Ericsson dhe COST 231 kanë sjellje të ngjashme në këtë aspekt. Për distanca të shkurta vlerat e RMSE për të gjitha modelet janë në intervalin e vlerave të pranueshme (10-15 dB) [69], ndërsa për distanca më të mëdha vlerat e humbjeve tejkalojnë vlerat e pranueshme. Nga ana tjetër, nëse krahasohen modelet e optimizuara, ato tregojnë një performancë të shkëlqyeshme sa i përket humbjeve gjatë përhapjes, veçanërisht për distanca më të mëdha.

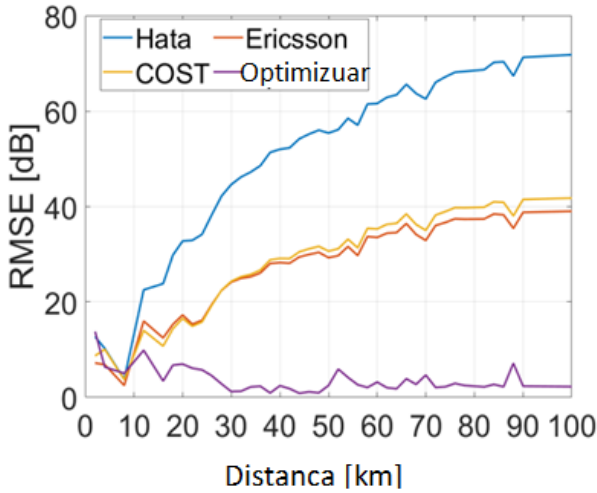


Figura 3.8. RMSE e humbjeve për të gjitha llojet e mjedisve

Disponueshmëria e vërtetë e spektrit është e vështirë të përcaktohet pa modelin e duhur të përhapjes që përshtatet më mirë me llojin e mjedisit. Nga analiza analitike është përcaktuar modeli i përhapjes i cili i përgjigjet më së miri mjedisit të qytetit të Prishtinës. Nga kjo analizë është e qartë se modeli më i përshtatshëm është modeli Hata për distance të shkurta mes transmetuesit dhe marrësit, ndërsa ai i Ericsson-it për distancë respektive më të mëdha. Nga ana tjetër, modelet e përhapjes varen shumë nga lloji i mjedisit dhe i terrenit, duke i bërë ato të vështira për t'u përdorur për vende të ndryshme, prandaj u punua në optimizimin e disa prej modeleve standarde të përhapjes të aplikuara në literaturë për lloje të ngjashme të mjedisve. Nga analiza është e qartë se modelet e optimizuara të përhapjes kanë saktësinë më të lartë në llogaritjen e humbjes përse i përket probabilitetit të gabimit dhe vlerave të RMSE për mjediset gjysmurbane dhe rurale.

Gjetjet nga këto studime u shërbejnë autoriteteve rregullatore të spektrit kombëtar për planifikimin e përdorimit oportunist të ardhshëm të këtyre brezeve televizive. Kjo siguron një kornizë për hartimin e rrjeteve të ardhshme heterogjene pa tela, që parashikohen të funksionojnë në brezin TVWS.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Maziar Nekovee, "Cognitive Radio Access to TV White Spaces: Spectrum Opportunities, Commercial Applications and Remaining Technology Challenges", IEEE DySPAN 2010 proceedings.
- [2] ITU Report. "The state of broadband: broadband catalyzing sustainable development", September 2017. (https://www.itu.int/dms_pub/itu-s/opb/pol/S-POL-BROADBAND.18-2017-PDF-E.pdf)
- [3] Stephen J. Shellhammer, Ahmed K. Sadek and Wenyi Zhang, "Technical Challenges for Cognitive Radio in the TV White Space Spectrum", In-formation Theory and Applications Workshop, 2009.
- [4] J. C. Ribeiro et. al., "Testbed for combination of local sensing with geolocation database in real environments", IEEE Wireless Communications, August 2012.
- [5] O. Holland et. al., "A series of trials in the UK as part of the OFCOM TV white spaces pilot", 1st International Workshop on Cognitive Cellular Systems (CCS), September 2014.
- [6] OFCOM, "Statement on Cognitive Access to Interleaved Spectrum", July 2009.
- [7] T. S. Dhope, D. Simunic and R.Prasad, "TVWS opportunities and regulation: - Empowering rural India", 14th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), 2011.
- [8] OFCOM Consultation: Digital Dividend: Cognitive Access, Feb, 16, 2009.
<http://www.OFCOM.org.uk/consult/condocs/cognitive/summary>
- [9] FCC. NOTICE OF PROPOSED RULE MAKING. 2004.
- [10] Federal Communications Commission (FCC). Second Report and Order and Memorandum Opinion and Order, 2009.
- [11] OFCOM. TV white spaces - A consultation on white space device requirements, 2012.
- [12] Rahman Doost-mohammady and Kaushik Roy Chowdhury. Enhancing Wireless Medical Telemetry through Dynamic Spectrum Access. pages 1628–1633.
- [13] Unlicensed Operations in the TV Broadcast Bands, Second Memorandum Opinion and Order, FCC 10-174, September 2010.

- [14] T. Baykas, M. Kasslin, M. Cummings, H. Kang, J. Kwak, R. Paine, A. Reznik, R. Saeed and S. Shellhammer, "Developing a Standard for TV White Space Coexistence: Technical Challenges and Solution Approaches", IEEE Wireless Communications, 2012.
- [15] Department of Economic and Social Affairs, "World urbanization prospects: The 2005 Revision", October 2006.
- [16] E. Hudson, "Economic and Social Benefits for Rural Telecommunications: A report to the World Bank", June 1995.
- [17] B.Wang and K. J. Liu, "Advances in Cognitive Radio Networks: A Survey", IEEE Journal of Selected topics in Signal Processing, February 2011.
- [18] V. Gardellin, S. K. Das, L. Lenzini, "Self-Coexistence in Cellular Cognitive Radio Networks Based on the IEEE 802.22 Standard", IEEE Wireless Communications, April 2013.
- [19] G. Chouinard, "Interference between 802.22 WRAN and portable devices ", submitted to IEEE 802.22 working group on WRAN.
- [20] X. Feng, Q. Zhang and B. Li, "Enabling co-channel coexistence of 802.22 and 802.11af systems in TV White Spaces", IEEE ICC 2013 - Wireless Networking Symposium.
- [21] C. Ghosh, S. Roy, D. Cavalcanti, "Coexistence Challenges for Heterogeneous Cognitive Wireless Networks in TV White Spaces", IEEE Wireless Communications, August 2011.
- [22] Establishment of interference temperature metric to quantify and manage interference and to expand available unlicensed operation in certain xed mobile and satellite frequency bands," FCC, 2003, FCC Doc. ET Docket 03-289.
- [23] T. Clancy, "Achievable capacity under the interference temperature model," in Proc. 26th IEEE Int. Conf. Comput. Commun. (INFOCOM), Anchorage, AK, May 2007, pp. 794-802.
- [24] B. Gao, J-M. Park, Y. Yang, S. Roy, "A Taxonomy of Coexistence Mechanisms for Heterogeneous Cognitive Radio Networks Operating in TV White Spaces", IEEE Wireless Communications, August 2012.
- [25] IEEE 802.19.1 standard.
- [26] K. Bian, J-M. Park, L. Chen, X. Li, "Addressing the hidden terminal problem for heterogeneous coexistence between TDM and CSMA networks in white space", IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013.
- [27] X. Feng, Q. Zhang and B. Li, "Enabling co-channel coexistence of 802.22 and 802.11af systems in TV white spaces", IEEE ICC, 2013.
- [28] B. Bahrak, J-M. Park, "Coexistence Decision Making for Spectrum Sharing Among Heterogeneous Wireless Systems", IEEE Transactions on Wireless Communications, March 2014.

- [29] M. A. Raza, S. Park and H-N. Lee, “Evolutionary Channel Sharing Algorithm for Heterogeneous Unlicensed Networks”, IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 16, No.7, July 2017.
- [30] B. Gao, J-M. Park, Y. Yang, “Uplink soft frequency reuse for self-coexistence of cognitive radio networks”, IEEE Transactions on Mobile Computing, Vol. 13, 2013.
- [31] H. Maloku, E. Hamiti, Z. Limani, V. P. Lesta, A. Pitsillides, M. Rajarajan “A Decentralized Approach for Self-Coexistence Among Heterogeneous Networks in TVWS”, IEEE Transactions on Vehicular Technology ,Volume: 67, 2018.
- [32] M. A. McHenry, P. A. Tenhula, D. McCloskey, D. A. Roberson, and C.S. Hood. Chicago spectrum occupancy measurements & analysis and a long-term studies proposal. In Proceedings of the first international workshop on Technology and policy for accessing spectrum (TAPAS), 2006.
- [33] Tanim M. Taher, Roger B. Bacchus, Kenneth J. Zdunek, and Dennis A. Roberson. Long-term spectral occupancy findings in Chicago. In Proceedings of IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN), pages 100–107, May 2011.
- [34] M. Lopez-Benitez, A. Umbert and F.Casadevall, “Evaluation of spectrum occupancy in Spain for cognitive radio applications”, In Proceedings of IEEE 69th vehicular technology conference (VTC 2009 Spring). Spain: Barcelona, April 2009.
- [35] J. Perez-Romero, Dominique Noguét, M. Lopez-Benitez, and Fernando Casadevall. Towards More Efficient Spectrum Usage: Spectrum Sensing and Cognitive Radio Techniques. Radio Science Bulletin, 7, 2011.
- [36] Alexandru Martian, Razvan Craciunescu, Alexandru Vulpe, George Suciul and Octavian Fratu, “Access to RF White Spaces in Romania: Present and Future”, Wireless Pers Commun (2016) 87:693–712 DOI 10.1007/s11277-015-2638-1.
- [37] Cetin Kurnaz, Begum Korunur Engiz and Zafer Emre Albayrak, “Determination of TV White Space Spectrum Availability in Samsun Turkey”, 2016 24th Telecommunications Forum (TELFOR).
- [38] Dimitris Makris, Georgios Gardikis and Anastasios Kourtis, “Quantifying TV White Space Capacity; A Geolocation-based Approach”, IEEE Communications Magazine, September 2012.
- [39] Md Habibul Islam, Choo Leng Koh, Ser Wah Oh, Xianming Qing, Yoke Yong Lai, Cavin Wang, Ying-Chang Liang, Bee Eng Toh, Francois Chin, Geok Leng Tan, and William Toh, “Spectrum Survey in Singapore: Occupancy Measurements and Analyses” 2008 3rd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CrownCom 2008).

- [40] Alaaldin H. Jaber, Norazizah Mohd Aripin and, Noora Salaim, “Evaluation of Spectrum Occupancy in Kuala Lumpur of UHF TV Band for Cognitive Radio Applications”, 2013 IEEE Student Conference on Research and Development (SCOREd), 16 - 17 December 2013, Putrajaya, Malaysia.
- [41] Soraya Contreras, Gabriel Villardi, Ryuhei Funada and Hiroshi Harada, “An Investigation into the Spectrum Occupancy in Japan in the Context of TV White Space Systems”, 2011 6th International ICST Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM).
- [42] Sixing Yin, Dawei Chen, Qian Zhang, Mingyan Liu and Shufang Li, “Mining Spectrum Usage Data: A Large-Scale Spectrum Measurement Study”, IEEE TRANSACTIONS ON MOBILE COMPUTING, VOL. 11, NO. 6, JUNE 2012.
- [43] Kishor Patil, Knud Erik Skouby and Ramjee Prasad, “Spectrum Measurement and Analysis of TV Band in Support of Cognitive Radio Operation in India”, Wireless VITAE 2013.
- [44] Kishor Patil, Knud Skouby, Ashok Chandra and Ramjee Prasad, “Spectrum Occupancy Statistics in the Context of Cognitive Radio”, 2011 The 14th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC).
- [45] Yinusa. A. Adediran, Olabanji Kolade, Nasir Faruk, N.T. Surajudeen-Bakinde ; Adeseko A. Ayeni and Olayiwola. W. Bello, “TV White Space in Nigeria in UHF Band: Geo-spatial Approach” 2014 IEEE 6th International Conference on Adaptive Science & Technology (ICAST).
- [46] Albert A. Lysko, Moshe T. Masonta, Mofolo R. O. Mofolo, Luzango Mfupe, Litsietsi Montsi, David L. Johnson, Fisseha Mekuria, Dumisa W. Ngwenya, Ntsibane S. Ntlatlapa, Arno Hart, Charlie Harding and Andy Lee, “First Large TV White Spaces Trial in South Africa: A brief overview”, 2014 6th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT).
- [47] M. T. Masonta, L. M. Kola , A. A. Lysko , L. Pieterse and M. Velepini, “Network Performance Analysis of the Limpopo TV White Space (TVWS) Trial Network”, AFRICON 2015.
- [48] Jane Mack and John Cartmell, “Field Trial Results for a Wi-fi Based Spectrum Sharing Technology in TVWS”, IEEE Long Island Systems, Applications and Technology (LISAT) Conference 2014.
- [49] H. Maloku, Z. Limani Fazliu, M. Ibrani, A. Mekuli, E. Sela, M. Rajarajan, “Measurement of frequency occupancy levels in TV bands in urban environment in Kosovo”, 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), November 2018, 10.1109/MMS.2018.8612014.
- [50] Kosovo Independent Media Commission. “Gjendja reale dhe e

- planifikuar e planit frekuencor televiziv të Republikës së Kosovës”, <http://www.kpmks.org/index.php?mod=materiale &id=830>
- [51] S. D. Barnes, P. R. Botha and B. T. Maharaj, “Spectral occupation of TV broadcast bands: Measurement and analysis”. Elsevier Measurement Journal, 2016.
- [52] Theodore S. Rappaport, “Wireless Communications: Principles and Practice”, Prentice Hall, 2002.
- [53] Hope Mauwa, Antoine B. Bagula, Marco Zennaro and Guy Lusilao-Zodi, “On the Impact of Propagation Models on TV White Space Measurements in Africa”, 2015 International Conference on Emerging Trends in Networks and Computer Communications (ETNCC).
- [54] H. Mauwa, A. Bagula, M. Zennaro, E. Pietrosemoli, A. Lysko and T.X. Brown, “Systematic analysis of geo-Location and spectrum sensing As access methods to tv white space” 2016 ITU Kaleidoscope: ICTs for a Sustainable World (ITU WT).
- [55] P. Prajesh, and R. K. Singh, "Investigation of outdoor path loss models for wireless communication in Bhuj." 171-178.
- [56] J. Chebil, A. K. Lawas, and M. D. Islam, "Comparison between measured and predicted path loss for mobile communication in Malaysia." World Applied Sciences Journal 21 (2013): 123-128.
- [57] N. Faruk, A. Ayeni, and Y.A. Adediran, "On the study of empirical path loss models for accurate prediction of TV signal for secondary users." Progress In Electromagnetics Research B 49 (2013): 155-176.
- [58] F. S. Silva, L. J. Matos, F. A. C. Peres, and G. L. Siqueira, "Coverage prediction models fitted to the signal measurements of digital TV in Brazilian cities." In Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), 2013 SBMO/IEEE MTT-S International, pp. 1-5. IEEE, 2013.
- [59] H. Maloku, Z. Limani Fazliu, E. Sela, M. Ibrani, “Path loss model fitting for TV bands based on experimental measurements for urban environments in Kosovo”, 2019 42nd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO).
- [60] P. Pardeep, P. Kumar and B. S. Rana, “Performance evaluation of different path loss models for broadcasting applications,” American Journal of Engineering Research (AJER) , pp.335- 342, 2014.
- [61] Zakaria, Yahia, Jiri Hosek, and Jiri Misurec. "Path Loss Measurements for Wireless Communication in Urban and Rural Environments." American Journal of Engineering and Applied Sciences 8.1 (2015): 94. Radio Wave Propagation Mechanisms And Empirical Models For Fixed Wireless Access Systems.
- [62] Hope Mauwa, Antoine B. Bagula, Marco Zennaro and Guy-Alain, “On

- the impact of propagation models on TV white spaces measurements in Africa”, 2015 International Conference on Emerging Trends in Networks and Computer Communications (ETNCC)
- [63] Lusilao Zodi, Milanović Josip, Snježana RimacDrlje, and Ivo Majerski. "Radio wave propagation 6 mechanisms and empirical models for fixed Wireless access systems." *Tehnički vjesnik* 17.1 (2010): 43-53.
- [64] N. Faruk, A. Ayeni, and Y.A. Adediran, "On the study of empirical path loss models for accurate prediction of TV signal for secondary users." *Progress In Electromagnetics Research B* 49 (2013): 155-176.
- [65] Pooja Prajesh and Dr. R. K. Singh, "Investigation Of Outdoor Path Loss Models For Wireless Communication In Bhuj", *Internatinal Journal of Electronics and Communication Engineering & Technology*, Volume 3, Issue 2, pp.171-178,2012.
- [66] Blaunstein, N., D. Censor, D. Katz, A. Freedman, and I. Matityahu, "Radio propagation in rural residential areas with vegetation," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 40, 131– 153, 2003.
- [67] H. Maloku, Z. Limani Fazliu, M. Ibrani, E. Spahiu, M. Limani, "Measurement-based optimized propagation model for urban, suburban and rural environments for UHF bands in Kosovo", 2020, 43rd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO).
- [68] R. Mardeni and K. F. Kwan, "Optimization of Hata Propagation Prediction Model in Suburban Area In Malaysia", *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 13, 91–106, 2010.
- [69] Segun I. Popoola, Et.al, "Standard Propagation Model Tuning for Path Loss Predictions in BuiltUp Environments", Springer International Publishing, ICCSA 2017, Part VI, LNCS 10409, pp.363-375.

REZYME

Rritja eksponenciale e shfrytëzuesve të shërbimeve nga rrjetet dhe sistemet komunikuese pa tela po përcillet me avancimin e parame-trave të teknologjive komunikuese si dhe me zhvillimin e teknologjive të reja. Në këtë libër janë pasqyruar të arriturat shkencore për operimin, menaxhimin dhe bashkekzistencën e gjeneratave të fundit të teknolo-gjive të rrjeteve pa tela. Libri synon të paraqesë konceptet dhe sfidat moderne të komunikimit në mënyrë koherente dhe të unifikuar, si dhe të ilustrojë konceptin më të gjerë të sistemeve të zbatuara komunikuese pa tela.

Libri *Sfidat e planifikimit multiparametrik të rrjeteve komuni-kuese pa tela* është i strukturuar si monografi shkencore dhe përbëhet nga katër pjesë, ku janë trajtuar sfidat që parashtrihen gjatë planifikimit dhe shfrytëzimit të këtyre rrjeteve nga këndvështrime të ndryshme. Në pjesën e parë të titulluar *Sfidat e rrjeteve bashkëkohore pa tela dhe sinjalet akustike në komunikime*, përpiluar nga M. Limani, përshkruhen fundamentet e rrjeteve komunikuese pa tela, si dhe sfidat dhe teknikat e zgjidhjes së problemeve të sistemeve të tilla.

Në pjesën *Sinjalet akustike në komunikime* analizohen në detaje problemet që lidhen me sinjalet akustike (të folurit dhe muzika në tele-foni, radio, TV dhe në rrjete kompjuterike) dhe janë parashtruar metoda të ndryshme rigoroze dhe të përafërta të analizës matematikore të përhapjes së sinjalit audio në prani të pengesave.

Në pjesën e dytë të titulluar *Analiza e nivelit të fushës elektrike të emetuar nga teknologjitë komunikuese pa tela në brezin frekuencor deri në 6 GHz*, të shkruar nga M. Ibrani, analizohet në hollësi njëri ndër parametrat e rëndësishëm për planifikimin dhe optimizmin e rrjeteve komunikuese pa tela, siç është vlerësimi i nivelit të fushës elektrike të emetuar nga pajisjet komunikuese si dhe ndërveprimi i valëve elektro-magnetike me trupin e njeriut. Një pjesë e kësaj monografie shkencore i kushtohet mënyrave dhe teknikave të derivimit të veçorive elektro-magnetike të trupit të njeriut dhe vlerësimit teknik të ndikimit të fushës elektrike në pjesë të ndryshme të trupit të njeriut.

Planifikimi dhe menaxhimi i resurseve në rrjetet pa tela në brezin deri 6 GHz dhe në brezin 24 – 100 GHz paraqet pjesën e tretë të librit dhe është shkruar nga Z. Limani - Fazliu. Në këtë pjesë janë përshkruar sfidat që sjell me vete zhvendosja e kufijve të kapacitetit të sistemeve komunikuese celulare dhe rritja eksponenciale e trafikut të të dhënave. Dendësimi i rrjetit, duke mbishtruar celula më të vogla mbi makrocelulat tradicionale, është identifikuar si një nga hapat thelbësorë në aftësimin e rrjeteve të ardhshme për të mbështetur kërkesat në rritje për transmetimin e të dhënave. Mundësia për t'u qasur në rrjet nga pika të ndryshme gjithashtu tregohet të jetë thelbësore në krijimin e rrjeteve heterogjene, kur përdoruesit të mund të zgjedhin ndërmjet lidhjes përmes stacioneve bazë, stacioneve WiFi, radiokokave në distancë, celulare të vogla, të njohura si mikro, piko dhe femtostacione dhe përfundimisht edhe përmes lidhjeve direkte me përdoruesit tjerë.

Në pjesën e katërt të librit *Bashkekzistenca e rrjeteve heterogjene kognitive pa tela*, e shkruar nga H. Maloku - Berzati, përshkruhet dhe analizohet bashkekzistenca e pajisjeve të ndryshme kognitive (telefonat mobilë të mençur, orët e mençura, kompjuterët dhe marrësitë TV) që përdoren për qëllime të ndryshme, si dhe mund të operojnë duke shfrytëzuar teknologji të ndryshme. Për të trajtuar problemin e mbingarkesës së spektrit, si zgjidhje e mundshme është hulumtuar përdorimi i pajisjeve kognitive.

Objektivi kryesor i librit është trajtimi i unifikuar i komunikimit pa tela nga këto dy këndvështrime. Përveç temave tradicionale, të tilla si diversiteti dhe mesatarizimi i interferencës, një pjesë e konsiderueshme e librit i është kushtuar temave më bashkëkohore, si p. sh. komunikimi oportunistik dhe sistemet komunikuese me shumë hyrje dhe me shumë dalje (MIMO). Një komponent i rëndësishëm i këtij libri është theksimi i reflektimit mbi sistemin si një tërësi, ku zbatimi i suksesshëm i një koncepti teorik ose një teknike rritë efikasitetin e gjithmbarshëm të sistemit pa tela.

SUMMARY

The exponential increase in the use of the services offered by wireless communication systems has been succeeded by significant advances in the service parameters of these systems and development of new technologies. This book captures main scientific advances related to the operation, management and co-existence of the latest generations of wireless technologies. This book aims to present the main concepts and current challenges faced by contemporary communication systems, using a coherent and unified framework, as well as illustrate the application of wireless communication concepts in practice.

Challenges in Multi-Parametric Planning of Wireless Communication Networks is structured as a scientific monography, comprised of four parts, tackling the many challenges which arise during the planning and use of such networks, from various perspectives. The first part, titled *Challenges in Contemporary Wireless Networks and Acoustic Signals in Communication Systems*, written by M. Limani, describes the fundamental principles behind wireless communications, the challenges and potential solution strategies for such systems. The chapter - *Acoustic Signals in Communication Systems*, analyzes in detail problems related to acoustic signals (speech and music in mobile communications, radio, TV in computer and communication networks), and presents rigorous and approximate methods for mathematical analysis of the propagation of audio signals in the presence of obstacles.

The second part of the book, titled *Analysis of the Level of Electrical Field Emitted by Modern Wireless Communication Technologies in the Frequency Spectrum Up To 6 GHz*, authored by M. Ibrani, thoroughly analyzes one of the main parameters considered during planning and optimization of wireless communication networks, which concerns the level of radiation of the electrical field emitted by communication devices and the interaction between electromagnetic waves and the human body. A portion of this part of the book is dedicated to the various methods and techniques for deriving the electromagnetic features of the human body and the technical evaluation of

the effects of the electrical field on the various parts of the human anatomy.

Resource Planning and Management in Wireless Networks in the Sub-6 GHz And 24-100 GHz Frequency Bands, the third part of the book, is authored by Z. Limani-Fazliu. This part describes the challenges arising as a result of the expansion of capacity limits of cellular communication systems and the exponential increase in cellular data traffic. Network densification, by overlaying smaller cells over the traditional macro cell, has been identified as one the fundamental steps in enabling future networks to support the increase in traffic demand. The possibility to access the network from various points of access is also seen as an essential step in building heterogeneous networks, which allow users to select from various types of connections in order to access the network, such as base stations, WiFi access points, micro/pico/femto cells, remote radio heads and direct links to other users in the network.

The fourth and final part of the book, *Co-Existence of Cognitive Heterogeneous Networks* authored by H. Maloku-Berzati describes and analyzes coexistence aspects of various cognitive devices, such as smartphones, smart watches, computers and TV receivers, which are used for different purposes and operate using different access technologies. To address the problem of spectrum scarcity in such scenarios, the use of cognitive devices has been widely researched and proposed.

The main objective of the book is to provide a unified study of wireless networks from these two viewpoints. In addition to traditional topics such as diversity and interference averaging, a significant portion of the book is dedicated to contemporary subject matters such as opportunistic and multi-user MIMO communication systems. An important component of this book is the contemplation of the system as a whole, wherein the successful application of a theoretical concept or technique, improves the overall efficiency of the wireless communication system.

LISTA E SHKURTESAVE:

5G-EIR	Regjistri i identitetit të pajisjeve 5G
ABS	Nënkorniza gati të heshtura
AF	Funksioni i aplikacionit
AM	Modulimi amplitudor
AMF	Funksioni i menaxhimit të qasjes dhe mobilitetit
AP	Access point
AUSF	Funksioni i serverit autentifikues
AWGN	Zhurme e bardhë me shpërndarje Gaussiane
BPS	Best-reply Power Setting
BPSK	Modulimi binar digjital i fazës në brez të zhvendosur
CA	Agregimi i bartësve
CC	Bartës komponentë
CDIS	Zbuluesi i bashkekzistencës dhe serveri i informatave
CDMA	Qasja e shumëfishtë me ndarje të kodeve
CDM	Mekanizmi vendimmarrës për bashkekzistencë
CE	Mundësuesi i bashkekzistencës
CM	Menaxheri i bashkekzistencës
CN	Rrjeti bërthamë
CoMP	Transmetimi i koordinuar shumëpikësh
CRE	Zgjerimi i rrezes së celulës
CSI	Informata mbi gjendjen e kanalit
CSMA	Qasje e shumëfishtë bazuar në dëgjimin e kanalit
D2D	Komunikimet direkte mes përdoruesve

DCI	Informacioni i kontrollit në downlink
DFT	Transformimi diskret Furie
DL-SCH	Kanali i përbashkët në downlink
DN	Rrjeti i të dhënave
DS	Sekuena direkte
DSL	Digital Subscriber Line
DSM	Ndarja dinamike e spektrit
eICIC	Koordinimi i avancuar i Interferencës Intercelulare
FACT	Fair Algorithm for Coexistence decision making in TVWS
FCC	Komisioni federal i komunikimeve (SHBA)
FDD	Dupleksi me ndarje frekuencore
FDMA	Qasja e shumëfishtë me ndarje frekuencore
FFR	Ripërdorimi i pjesërishëm i frekuencave
FFT	Transformimi i shpejtë Furie
FIEK	Fakulteti i Inxhinierisë Elektrike dhe Kompjuterike
FM	Modulimi frekuencor
gNB	Nyje bazë e gjeneratës së re
HetNet	Rrjetet heterogjene
ICIC	Koordinimi i Interferencës Intercelulare
ICNIRP	Komisioni ndërkombëtar për mbrojtje nga rrezatimi jojonizues
IDFT	Transformimi invers diskret Furie
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IoT	Internet of things
ISI	Interferenca mes simboleve
ISM	Industrial, scientific and medical band (brezi frekuencor i dedikuar për qëllime industriale, shkencore dhe mjekësore)
ITU	International Telecommunication Union
KPM	Komisioni i Pavarur për Media
LAN	Rrjeti lokal

LIK	Linear invariant në kohë
LOS	Linja e pamjes optike
LVK	Linear variant në kohë
M2M	Komunikimi makinë-makinë
MAC	Kontrolli i qasjes në medium
MIMO	Multiple Input Multiple Output (Shumë hyrje, shumë dalje)
miSB	Mikrostacionet bazë
MISO	Multiple Input Single Output (Shumë hyrje, një dalje)
MSB	Makrostacionet bazë
NE	Ekulibri i Nash-it
NEF	Funksioni i ekspozimit në rrjet
NF	Funksione të rrjetit
NLOS	Mungesa e linjës së pamjes optike
NR	New radio (radio e re)
NRF	Funksioni i repositorit të rrjetit
NSA	Non-standalone
NSSF	Funksioni i përzgjedhjes së <i>sllajseve</i>
OFCOM	Rregullatorit i telekomit në Mbretëri të Bashkuar
OFDM	Multipleksimi ortogonal me ndarje në frekuencë
OFDMA	Qasja e shumëfishtë përmes OFDM
PAM	Modulimi i amplitudës së pulsit
PBCH	Kanali fizik për broadcast
PCF	Funksioni i kontrollit të politikave
PDCCH	Kanali fizik i kontrollit në downlink
PDF	Funksioni i dendësisë së probabilitetit
PDSCH	Kanali fizik i përbashkët në downlink
PEM	Personal Exposure Meters
PF	Proportional-fair

PHY	Shtresa fizike e komunikimit
PL	Pathloss (humbjet gjatë përhapjes)
PQ	Pikëqasje
PRACH	Kanali fizik i qasjes së rastit
PUCCH	Kanali fizik i kontrollit në uplink
PUSCH	Kanali fizik i përbashkët në uplink
QoS	Cilësia e shërbimeve
QPSK	Modulimi digjital në kuadraturë i fazës në brez të zhvendosur
RAN	Rrjeti për qasje në radio
RAT	Teknologjia e qasjes në radio
RB	Bllok i resurseve
RBW	Rezolucioni i gjerësisë së brezit
RE	Njësi e resurseve
RF	Radiofrekuencë
RRC	Kontrolli i radioresurseve
RRH	Remote radioheads (koka e antenës në distancë)
SA	Dendësia e fuqisë së induktuar
SA	Standalone
SAR	Fuqia e absorbimit specifik
SB	Stacion bazë
SEPP	Proksi për mbrojtje të sigurisë
SFR	Ripërdorimi i butë i frekuencave
SIMO	Singel Input Multiple Output (Një hyrje, shumë dalje)
SINR	Herësi sinjal-zhurmë dhe interferencë
SMF	Funksioni i menaxhimit të sesionit
SNR	Herësi sinjal-zhurmë
TCP	Protokoli i kontrollit të transmetimit
TDD	Dupleksi me ndarje kohore

TDMA	Qasja e shumëfishhtë me ndarje kohore
TTI	Intervali kohor
TUD	Teoria uniforme e difraksionit
TVWS	Spektri i bardhë televiziv
UCI	Informacioni i kontrollit në uplink
UDM	Menaxhimi i unifikuar i të dhënave
UDP	Protokoli I datagramit të përdoruesit
UDR	Funksioni i rrafshit të përdoruesit
UDSF	Funksioni i memories së pa strukturuar i të dhënave
UE	Pajisja e përdoruesit
UHF	Brezi i frekuencave ultra të larta
ULA	Varg uniform linear i antenave
UL-SCH	Uplink shared channel
UPA	Varg uniform planar i antenave
UWB	Ultra wide Band (komunikimet ultrabrezgjera)
VHF	Brezi i frekuencave shumë të larta
VLSI	Very Large Scale of Integration
WLAN	Rrjetet lokale pa tela

Myzafere Limani, Mimoza Ibrani,
Zana Limani-Fazliu, Hëna Maloku-Berzati
SFIDAT E PLANIFIKIMIT MULTIPARAMETRIK
TË RRJETEVE KOMUNIKUESE PA TELA

2021

Botues:
AKADEMIA E SHKENCAVE DHE E ARTEVE E KOSOVËS

Lektor:
Shefqet Riza

Redaktor teknik:
ASHAK

Realizimi kompjuterik:
ASHAK

Madhësia: 27.5 tabakë shtypi
Tirazhi: 300 copë
Formati: 16x24 cm

Shtypi:
Focus Print
Shkup

Katalogimi në botim – (CIP)
Biblioteka Kombëtare e Kosovës “Pjetër Bogdani”

004:005

Limani, Myzafere

Sfidat e planifikimit multiparametrik të rrjeteve komunikuese pa tela / Myzafere Limani... [et al.]. - Prishtinë : Akademia e Shkencave dhe e Arteve e Kosovës, 2021. - 436 f. : ilustr. ; 24 cm. - (ASHAK : Botime të Veçanta ; CCXI Seksioni i Shkencave të Natyrës ; Libri 35)

Titulli paralel në gjuhën shqipe dhe angleze.

1. Ibrani, Mimoza 2. Limani-Fazliu, Zana 3. Maloku-Berzati, Hëna

ISBN 978-9951-26-046-6