**UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANËS**

**FAKULTETI I TEKNOLOGJISË SË INFORMACIONIT**

# VLERËSIMI I FUSHËS ELEKTROMAGNETIKE NË NJË PIKË TË MJEDIST TË DY OSE MË SHUMË STACIONEVE RADIO BAZË NË RRJETAT CELULARE

Algenti LALA

Tiranë 2013

Udhëheqësi shkencor: Prof.Dr. Rozeta Miho (Mitrushi)

Juria

Prof. Asoc. Vladi Koliçi, Kryetari, Juria e doktoratës

Dr. Elson Agastra, Anëtar, Juria e doktoratës, oponent

Prof. Asoc. Adrian Shehu, Anëtar, Juria e doktorat

Prof. Dr. Luan Karçanaj, Anëtar, Juria e doktoratës

Prof. Dr. Pirro Cipo, Anëtar, Juria e doktoratës, oponent

Miratuar nga

Akademik. Jorgaq KAÇANI, Rektori i UPT

_____, Këshillli i Profesorëve, FTI

## TABELA E PËRMBAJTJES

**LISTA E FIGURAVE** ..... **VI**

**LISTA E TABELAVE** ..... **IX**

**DEDIKIM** ..... **X**

**FALENDERIMET** ..... **XI**

**KAPITULLI 1** ..... **2**

1.1 Hyrje ..... 2

1.2 Motivimi ..... 3

1.3 Qëllimi ..... 4

1.4 Struktura e Punimit ..... 5

**KAPITULLI 2 - EKSPOZIMI I FUSHËS ELEKTROMAGNETIKE PRANË STACIONEVE RADIO BAZË** ..... **7**

2.1 Ekspozimi i fushës elekromagnetike pranë stacioneve radio bazë ..... 7

2.2 Madhësitë themelore për vlerësimin e ekspozimit elekromagnetik ..... 13

2.3 Nivelet referencë të ekspozimit pranë stacioneve radio bazë ..... 15

2.4 Zona e sigurisë dhe zonat e përjashtuara pranë stacioneve bazë ..... 18

2.5 Parametrat për klasifikimin e stacioneve radio bazë ..... 25

2.6 Procedurat standarte për vlerësimin e fushës elekromagnetike pranë stacioneve radio bazë ..... 29

2.7 Përzgjedhja e pikave që do vlerësohen pranë stacioneve radio bazë ..... 31

2.7.1 Procedurat për një stacon të vetem radio bazë ..... 34

2.7.2 Procedurat për disa radio bazë ..... 34

**KAPITULLI 3 - MODELIMI I FUSHËS ELEKTROMAGNETIKE PRANË STACIONEVE RADIO BAZË** ..... **38**

3.1 Modelimi i fushës elekromagnetike ..... 38

3.2 Modelimi i fushës së afërt rrezatuese pranë stacioneve radio bazë ..... 41

3.2.1 Transformimi fushë në afësi / fushë në largësi ..... 43

3.2.2 Transformimi sferik i fushës së afërt në të largët ..... 45

3.3 Modelimi i fushës së largët rrezatuese pranë stacioneve radio bazë ..... 47

3.3.1 Modeli i fushës në largësi (Far-field model) ..... 48

3.3.2 Modeli “Far-field Gain-based” ..... 50

3.3.3 Modelet sintetike dhe hibride ..... 52
3.4 Modelimi i densitetit të fuqisë së rrezatuar nga antena e një stacioni radio bazë .. 53
3.4.1 Fuqia e transmetimit të stacioneve radio bazë ..... 55
3.4.2 Vlerësimi teorik i densitetit të fuqisë afër një stacioni radio bazë ..... 58
3.4.3 Modelimi për densitetin mesatar dhe maksimal të fuqisë ..... 60
3.4.4 Modelimi për fuqinë ekuivalente e rrezatuar në rrathë bashkëqendrorë ..... 62
**KAPITULLI 4 - METODAT NUMERIKE PËR LLOGARITJEN E FUSHËS ELEKTROMAGNETIKE PRANË STACIONEVE RADIO BAZË ..... 65**
4.1 Metodat numerike në llogaritjen e fushës elektromagnetike ..... 65
4.2 Metoda e Diferencave të Fundme në Rrafshin e Kohës (FDTD) ..... 73
4.2.1 Algoritmi Yee ..... 74
4.2.2 Saktësia dhe Qëndrueshmëria ..... 79
4.2.3 Përafrim shkallë dhe vlerësimi i gabimit ..... 79
4.2.4 Përcjellsit ideal elektrik dhe magnetik (PEC dhe MEC) ..... 82
Materiale te varura nga frekuenca ..... 82
Modelimi i materialeve të objekteve ..... 83
Kushtet kufi të përthithjes ..... 86
4.2.5 Burimet dhe sinjalet ngacmuese ..... 87
Burime diskrete ..... 87
Burime planare ..... 89
Sinjale sinusoidale ..... 90
Sinjale impulsive ..... 91
4.2.6 Aspekte të përgjithshme mbi FDTD ..... 92
4.3 Metoda e Momenteve ..... 94
4.3.1 Përcjellësi i ngarkuar dhe vlerësimi i elementëve matricorë ..... 95
4.3.2 Pllaka e ngarkuar dhe vlerësimi i elementëve matricorë ..... 98
4.3.3 Metoda e kombinimit pikësor dhe Galerkin ..... 100
4.3.4 Funksionet bazë dy-dimensionale ..... 102
Funksionet impulsive ..... 102
Funksionet trekëndore ..... 103
Funksionet sinusoidale ..... 104

Numri i funksioneve bazë ..... 104
4.3.5 Aspekte të përgjithshme mbi MoM ..... 105
**KAPITULLI 5 - MODELI DHE METODA E PROPOZUAR PËR VLERËSIMIN E FUSHËS ELEKTROMAGNETIKE PRANË STACIONEVE RADIO BAZË ..... 109**
5.1 Modeli teorik i propozuar në prani të një antene stacioni radio bazë ..... 109
5.2 Modeli teorik i propozuar në prani të disa stacioneve radio bazë ..... 117
5.3 Metoda numerike e propozuar ..... 121
5.3.1 Krahasimi i metodave numerike MoM dhe FDTD ..... 124
5.4 Diskutime ..... 128
5.5 Përfundime ..... 129
**KAPITULLI 6 - ALGORITMI PËR LLOGARITJEN E FUSHËS ELEKTROMAGNETIKE PRANË DISA STACIONEVE RADIO BAZË 130**
6.1 Algoritmi "Emf llogaritje Alg" për llogaritjen e fushës pranë disa stacioneve radio bazë 130
6.1.1 Formati i të dhënave hyrëse ..... 137
6.1.2 Formati i të dhënave dalëse ..... 139
6.1.3 Kushtet e metodës FDTD ..... 142
6.2 Simulimet e algoritmit të propozuar Emf llogaritje Alg ..... 145
6.2.1 Simulim 1 ..... 145
6.2.2 Simulim 2 ..... 152
6.3 Interpretimi i rezultateve ..... 158
6.4 Përfundime ..... 159
**PËRFUNDIME ..... 162**
1. Përfundime ..... 162
2. Puna në të ardhmen ..... 163
**SHTOJCA A KODI NË MATLAB I FDTD ..... 164**
**LITERATURA ..... 170**

## LISTA E FIGURAVE

Figura 2.1. Spektri elektromagnetik dhe pajisjet karakteristike .....9
Figura 2.2. Distanca për fushën në largësi .....10
Figura 2.3. Antenë sektoriale, pamje 3D .....11
Figura 2.4. Zona përjashtuese e antenës omnidireksionale.....12
Figura 2.5. Forma gjeometrike e kufirit të sigurisë .....19
Figura 2.6. Diagrama për vlerësimin e distanës së sigurisë .....20
Figura 2.7. Paraqitja e zonave të përjashtuara të antenës .....22
Figura 2.8. Procedurat kryesorë për vlerësimin e fushës .....32
Figura 2.9. Kriteret e vlerësimit me analizues spektri .....33
Figura 2.10. Përcaktimi i procedurës së përzgjedhjes së pikave.....34
Figura 3.1. Zonat kufi të rrezatimit rreth një antene .....39
Figura 3.2. Transformimi Near-Field në Far-Field .....44
Figura 3.3. Skema sferike të fushës së afërt.....46
Figura 3.4. Modele antenash të stacioneve radio bazë.....57
Figura 3.5. Ekspozimi në fushën në largësi pranë stacioneve BTS .....59
Figura 3.6. Modeli për densitetin mesatar dhe maksimal të fuqisë .....60
Figura 3.7. Zona e sigurisë për ekspozimin publik .....63
Figura 3.8. Zona e sigurisë për ekspozimin profesional .....64
Figura 4.1. Përshkrimi i qelizës FDTD .....72
Figura 4.2. Komponentët e fushave në një qelizë të vetme Yee .....75
Figura 4.3. Vendodhja e komponentëve të fushës .....77
Figura 4.4. Përafrimi shkalle për dy sfera bashkëqendrorë me rreze te ndryshme .....81
Figura 4.5. Shkallëzime të ndryshme të së njëjtës sferë .....81
Figura 4.6. Vendodhja e nje komponenteje te fushes elektrike ne nje qelize E .....84
Figura 4.7. Vendndodhja e nje komponenti të fushës elektrike në një qelize H.....85
Figura 4.8. Burim tensioni në grilën FDTD.....88
Figura 4.9. Segmentimi i një përcjellësi të hollë .....96
Figura 4.10. Dimensionet e pllakës së hollë të ngarkuar .....99

Figure 4.11. Funksionet impulsive.....102
Figure 4.12. Funksionet impulsive.....103
Figure 4.13. Funksionet impulsive.....104
Figura 5.1. Rrezatimi i një antene stacioni radio bazë.....110
Figura 5.2. Hapësirat e emëtimit të një antene BTS.....111
Figura 5.3. Metoda e llogaritjes për një antenë.....115
Figura 5.4. Llogaritja e fushës në prezencë të shumë burimeve.....118
Figura 5.5. Metoda e llogaritjes në prani të shumë stacioneve BTS.....119
Figura 5.6. Modeli i antenës për modelin MoM si dhe për modelin FDTD.....123
Figura 5.7. Krahasimi i metodave nga MoM dhe FDTD për intesitetin e fushës elektrike sipas planit oxz.....125
Figura 5.8. Krahasimi i metodave nga MoM dhe FDTD për intesitetin e fushës elektrike sipas planit oxy.....126
Figura 6.1. Rasti i marrë në shqyrtim.....131
Figura 6.2. Zbërthimi i intensitetit të pikës P sipas planeve oxy,oxz dhe oyz.....133
Figura 6.3. Kriteti i projektimit për distancën e sigurisë.....134
Figura 6.4. Vëllimi i zonës së sigurisë.....135
Figura 6.5. Bllokdiagrama e propozuar.....136
Figura 6.6. Të dhëna hyrëse.....138
Figura 6.7. Dritarja llogaritëse e programit.....139
Figura 6.8. Paraqitja e lakores së përfituar në planin oxy.....139
Figura 6.9. Paraqitja e lakores së përfituar në planin oxz.....140
Figura 6.10. Paraqitja e lakores së përfituar në planin oyz.....140
Figura 6.11. Përmbledhja e të dhënave dalëse.....141
Figura 6.12. Përzgjedhja e numrit të kampioneve N sipas FDTD.....143
Figura 6.13. Gjeometria e simulimit 1.....146
Figura 6.14. Intensiteti i fushës elektrike sipas boshtit x(m) (ku y=0 dhe z=0).....147
Figura 6.15. Intensiteti i fushës elektrike sipas boshtit y(m) (ku x=0 dhe z=0).....150
Figura 6.16. Intensiteti i fushës elektrike sipas boshtit z(m) (ku x=0 dhe y=0).....151
Figura 6.17. Gjeometria e simulimit 2.....152
Figura 6.18. Intensiteti i fushës elektrike sipas boshtit x(m) (ku y=0 dhe z=0).....153

Figura 6.19. Intensiteti i fushës elektrike sipas boshtit y(m) (ku x=0 dhe z=0) .....156
Figura 6.20. Intensiteti i fushës elektrike sipas boshtit z(m) (ku x=0 dhe y=0) .....157

**LISTA E TABELAVE**

Tabela 2.1. Madhësitë, simbolet, njësitë në vlerësimin e fushës elektromagnetike .....14
Tabela 2.2. Nivelet e referencës ICNIRP për ekspozimin publik dhe profesional.....16
Tabela 2.3. Topologjitë tipike të instalimit stacioneve BTS.....20
Tabela 2.4. Parametrat e antenave që përdoren për llogaritjet.....22
Tabela 2.5. Vlerat e llogaritura me modelin e fushës së largët.....23
Tabela 2.6. Zonat e përjashtuara për tipe te ndryshme instalimi .....24
Tabela 2.7. Zonat e përjashtuara me praninë e 4 bartëseve në çdo system GSM.....25
Tabela 2.8. Nivelet maksimale të fuqisë në dalje të antenave në BTS-të GSM .....27
Tabela 2.9. Parametrat e stacionit BTS për vlerësimin e fushës në largësi .....29
Tabela 3.1. Distancat për zonat pranë BTS-ve .....40
Tabela 4.1. Faktorët e pasigurisë për vlerat e llogaritur të FDTD .....93
Tabela 5.1. Modelet teorike dhe ekuacionet për llogaritjen e E .....112
Tabela 5.2. Koordinatat sferike të P-së të para nga antenna.....116
Tabela 5.3. Koordinatat sferike të pikës P(0,0,0) nga operatorët celular 1, 2 dhe 3.....119
Tabela 5.4. Intesiteti i fushës elektrike dhe koha e simulimit për MoM dhe FDTD sipas planit oxz.....127
Tabela 5.5. Intesiteti i fushës elektrike dhe koha e simulimit për MoM dhe FDTD sipas planit oxy .....127
Tabela 6.1. Koordinatat sferike të pikës P(0,0,0) nga operatorët celular 1,2 dhe 3.....131
Tabela 6.2. Intensiteti i fushës elektrike sipas boshtit x(m) (ku y=0 dhe z=0) .....148
Tabela 6.3. Intensiteti i fushës elektrike sipas boshtit x(m) (ku y=0 dhe z=0) .....156

**DEDIKIM**

**...** Atyre që i përkasin

të shkuarës, të tashmes dhe  të ardhmes

...Me dashuri dhe mirënjohje

Algenti

**FALENDERIMET**

Falenderimi i parë shkon për udhëheqësin shkencor Profesor Rozeta MIHO (MITRUSHI) për mundësinë e dhënë që të punoja në këtë fushë kaq interesante, frymëzuese dhe të bukur. Pa mbështetjen, idetë dhe kontributin e Profesor Rozeta MIHO (MITRUSHI) nuk do të ishte e mundur përfundimi me sukses i këtij punimi.

Një falenderim i sinqert shkon për kolegët e mi në Departamentin e Elektronikës dhe Telekomunikacionit, disa pedagogët e mi, të tjerët ish-studentët e mi me të cilët kam kënaqësinë të punoj prej vitesh.

Nje falenderim i veçantë është për kolegët Prof.Asoc. Bexhet KAMO dhe Prof.Asoc. Vladi Koliçi për mbështetjen dhe këshillat me vlerë në kuadër të përmisimit të vazhdushëm të punimit.

Në fund falenderoj Valbonën, Erisin dhe Akselin, për gjithë dashurinë e tyre dhe ju kërkoj ndjesë për shumë herë kur kam qënë i zënë me punimin kur duhet të isha me JU.

Algenti Lala

## ABSTRAKTI

**VLERËSIMI I FUSHËS ELEKTROMAGNETIKE NË NJË PIKË TË MJEDIST TË DY OSE MË SHUMË STACIONEVE RADIO BAZË NË RRJETAT CELULARE**

Udhëheqësi shkencor: Prof.Dr. Rozeta Miho (Mitrushi)

Ky punim është motivuar nga ideja e llogaritjes së fushës elektromagnetike pranë disa stacioneve radio bazë të telefonisë celulare meqënëse që prej rritjes dhe suksesit të telefonisë celulare, shqetësimi dhe debati mbi ekspozimin e fushës elektromagnetike të frekuencave radio ka mbizotëruar interesin e publikut. Procedurat standarde për vleresimin e fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë kërkojnë të njihen paraprakisht kriteret e vlerësimit për fushën, fushë në afërsi, në largësi, prania e një apo disa stacioneve transmetimi, bandat e frekuencave në të cilat ato do operojnë dhe kombinimet me to. Për këtë kërkohet të zhvillohet modeli teorik mbi të cilin do të simulohet antena e stacionit radio baze dhe teknika e metodës numerike ku do bazohet aplikimi. Llogaritjet teorike për skenare reale ku njihet gjeometria përkatëse e një grupi stacionesh radio bazë krahasohen me vlerat e një metode teorike të njohur ndryshe si metoda e momenteve MoM simuluar me NEC-2 (numerical electromagnetic code) dhe me vlerat e matura në terren me të njëjtat kushte të stacioneve radio bazë sikurse ato të simuluara në të dy mjediset.Interpretimi i rezultateve jep efikasitetin e algoritmit të propozuar në funksion të lehtësisë, saktësisë, shpejtësisë dhe kapaciteteve kompjuterike.

# PJESA I

# EKSPOZIMI I FUSHËS NGA STACIONET RADIO BAZË

# KAPITULLI 1

## 1.1 Hyrje

Rritja e vazhdueshme e telefonisë celulare në ditët e sotme ka tërhequr vëmendjen e publikut mbi rreziqet potenciale të cilat shkaktohen nga ekspozimi ndaj fushës elektromagnetike të radio frekuencave. Në të gjithë territorin e Shqiperisë regjistrohen mbi dy mijë stacione radio bazë të shpërndara kryesisht në qendrat e banuara. Në Shqipëri operojnë katër operatorë të telefonisë celulare të cilët janë: AMC,Vodafone, Eagle dhe Plus.Aktualisht në Shqipëri numërohen më shumë se dy milion abonentë të regjistruar që do të thotë se një pjesë e mire e popullsisë ka me shumë sesa një numër mobile që përdor. Rritja e numrit të abonentëve shoqërohet me rritjen e stacioneve radio bazë të instaluara për ofrimin e shërbimit celular dhe me rëndësinë për të vlerësuar shpërndarjen e fushës elektromagnetike pranë këtyre stacioneve radio bazë.

Revolucioni i rrjetave pa tela ka vazhduar përtej telefonisë celulare me rritjen e aplikacioneve të tjera të rrjetave pa tela, duke përfshirë këtu pajisjet komunikuese pa tela me rreze të shkurtër të cilat përdoren në shtëpi, shkolla, zyra, etj. Duke qenë se gama e ekspozimeve zgjerohet me shpejtësi, vazhdimësia e debatit rreth sigurisë nga fusha elektromagnetike për publikun e gjerë dhe veçanërisht për vlerësimin e saj rritet edhe merr rëndësi të veçantë.

Fusha kërkimore për vlerësimin e ekspozimit nga fusha elektromagnetike është një fushë e re e cila lindi si një kërkesë për metoda të reja shkencore për vlerësimin e ekspozimit pranë fushës elektromagnetike.

Qëllimi i kërkimeve shkencore në vlerësimin e ekspozimit ndaj fushës eletromagnetike është zhvillimi i metodologjive, mjeteve numerike dhe eksperimentale për të kryer vlerësimin e ekspozimit të fushës elektromagnetike.

Vlerësimi i ekspozimit nga fusha elektromagnetike ndahet në tre kategori:

- Zhvillimi i metodave dhe procedurave për demonstrimin e pajtueshmërisë për pajisje specifike që operojnë në afërsi të trupit të njeriut, për shëmbull: testimi i telefonave celulare dhe pajisjeve të komunikimit pa tela.

- Zhvillimi i metodave dhe procedurave për demonstrimin e pajtueshmërisë për burimet e fushës në largësi për shëmbull: stacionet radio bazë të telefonisë celularë dhe rrjetat lokale pa tela.
- Vlerësimi i ekspozimit real për të klasifikuar pajisjet në lidhje me ekspozimin e përdoruesit.

Përafrime të shumta janë përdorur nga kërkuesit për zgjidhjen e problemeve të fushës elektromagnetike. Zakonisht këto përafrime klasifikohen si eksperimentale ose teorike. Kërkuesit priren të besojnë te përafrimet eksperimentale dhe matjet por këto të fundit gjithmonë janë të kushtueshme, kërkojnë kohë dhe zakonisht nuk bazohen në një metodikë të saktë. Këto vështirësi përpiqet t'i tejkalojë përafrimi teorik nëpërmjet modelit të zgjedhur dhe metodës numerike të përdorur.

## 1.2 Motivimi

Ky punim është motivuar nga ideja e llogaritjes së fushës elektromagnetike pranë disa stacioneve radio bazë të telefonisë celulare meqënëse që prej rritjes dhe suksesit të telefonisë celulare, shqetësimi dhe debati mbi ekspozimin e fushës elektromagnetike të frekuencave radio ka mbizotëruar interesin e publikut dhe mediat.

Metoda llogaritëse e propozuar bazohet në konsideratat e mëposhtme:

- ❖ Nevoja për një mënyrë të thjeshtë dhe praktike në vlerësimin e fushës pranë stacioneve radio baze.
- ❖ Nevoja për përcaktimin e zonave të sigurisë Iso-kurbat ( hapësirat ku vlerat e fushës elektromagnetike kalojnë vlerat referencë nga standardet).
- ❖ Nevoja për vlerësime të shpejta në kohë dhe në hapësirë.
  - Në Shqipëri operojnë në tregun e telefonisë celulare 4 operatorë AMC, Vodafone, Eagle dhe Plus. Në kuadër të kujdesit ndaj klientit këta operatorë celularë janë të detyruar të monitorojnë nivelin e fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë dhe ti mbajnë këto brenda vlerave referencë. Monitorimi nënkupton vajtjen në stacione radio bazë dhe matjet në to. Kjo do të thotë kosto relativisht e lartë, përsëritje të shpeshta të matjeve dhe periudhë e gjatë kohore.
- ❖ Prania e disa operatorëve celularë në të njëjtën hapësirë.

- Pavarsisht nëse çdo antenë mund të jetë nën normat e lejuara, disa antena bëjnë që norma të përafrohet. Kërkohet që trupa rregullatore, të kontrollojë në mënyrë të vazhdueshme mjediset publike. Shteti duhet të mbrojë publikun, pa hequr dorë nga promovimi i kompanive private apo të reja.

❖ Literatura ofron shumë modele dhe metoda numerike për llogaritjen e fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë.

- Thelbi i këtyre metodave është konvertimi i ekuacioneve integrale në një sistem linear që mund të zgjidhet numerikisht me anë të kompjuterit. Simulimet me programet përkatëse japin rezultate të sakta por kërkojnë kapacitete të larta kompjuterike dhe kohë ekzekutimi relativisht të lartë.

❖ Informacion i kufizuar rreth nivelit të ekspozimit nga teknologjitë e rrjetave celulare.

- Mungesë e vlerësimeve rigoroze për të përcaktuar në mënyrë konservative kufijtë e fushave rënëse E dhe H në lidhje me kufizimet bazë, domethënë, fushat e induktuara në kohë dhe hapësirë të ndryshueshme.

## 1.3 Qëllimi

Detyra që shtrohet për t'u realizuar në këtë punim, është llogaritja teorike e nivelit të intensitetit të fushës elektrike, magnetike dhe densitetit të fuqisë nga antenat e stacioneve radio bazë duke marrë në konsideratë ndikimin e përbashkët të tyre.

Për këtë kërkohet të zhvillohet modeli teorik mbi të cilin do të simulohet antena e stacionit radio baze dhe teknika e metodës numerike ku do bazohet aplikimi sikurse edhe krahasimi i propozimit të bërë me metodën e momenteve dhe me matjet praktike.

Procedurat standarte për vlerësimin e fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë kërkojnë të njihen paraprakisht kriteret e vlerësimit për fushën,fushë në afërsi, në largësi, prania e një apo disa stacioneve transmetimi, bandat e frekuencave në të cilat ato do të operojnë dhe kombinimet me to.

Llogaritja teorike e nivelit të fuqisë së rrezatuar nga stacionet radio bazë është e lidhur ngushtë me fuqinë e transmetimit të stacioneve radio bazë dhe me ambjentin ku ato janë instaluar.

Modeli teorik i zgjedhur dhe implementimi i tij mbështetur mbi metodën numerike FDTD duke përdorur formulën e fushës në largësi vihen në funksion të qëllimit të këtij punimi i cili është "Vlerësimi i fushës elektromagnetike në një pikë të mjedisit të dy ose më shumë stacioneve radio bazë në rrjetat celulare"

Llogaritjet teorike për skenare reale ku njihet gjeometria përkatëse e një grupi stacionesh radio bazë krahasohen me vlerat e një metode teorike të njohur ndryshe si metoda e momenteve MOM simuluar me NEC-2 (Numerical Electromagnetic Code) dhe me vlerat e matura në terren me të njëjtat kushte të stacioneve radio bazë sikurse ato të simuluara në të dy mjediset.

Interpretimi i rezultateve jep efikasitetin e algoritmit të propozuar në funksion të lehtësisë, saktësisë, shpejtësisë dhe kapaciteteve kompjuterike.

### 1.4 Struktura e Punimit

Për të realizuar çështjen e lartëpërmendur, punimi është ndarë në katër pjesë:

PJESA I – EKSPOZIMI I FUSHËS NGA STACIONET RADIO BAZË

Kapitulli i parë trajton : Qëllimin dhe objektivat që synon të realizojë punimi.

Kapitulli i dytë trajton : Ekspozimin e fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë

Në këtë kapitulll jepet një paraqitje e shkurtër e madhësive bazë dhe të përfituara për fushën elektromagnetike, sikurse procedurat për klasifikimin e stacioneve radio bazë dhe përzgjedhja e pikave ku do kryhet vlerësimi i fushës elektromagnetike.

PJESA II – MODELIMI I STACIONEVE RADIO BAZË DHE METODAT NUMERIKE

Kapitulli i tretë trajton : Modelimin e fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë.

Në këtë kapitull paraqiten modelet teorike të linearizimit të antenave të stacioneve radio bazë si për rastin e fushës së afërt rrezatuese ashtu dhe për fushën e largët rrezatuese. Këto modele teorike janë marrë nga literatura e studiuar për këtë punim.

Kapitulli i katërt trajton : Metodat numerike për llogaritjen e fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë.

Në këtë kapitull përshkruhen dy metodat numerike më të përdorshme në aplikime për vlerësimin e fushës elektromagnetike, metoda e diferencave të fundme në rrafshin e kohës (FDTD) dhe metoda e momenteve (MoM). Për të dy metodat jepet përshkrim i detajuar i veçorive të tyre.

PJESA III – VLERËSIMI I FUSHËS ELEKTROMAGNETIKE PRANË STACIONEVE RADIO BAZË

Kapitulli i pestë trajton : Modelin dhe metodën e propozuar për vlerësimin e fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë.

Në këtë kapitull jepen propozimet si për modelin teorik të përdorur dhe për metodën numerike në llogaritjen e fushës elektromagnetike. Këtu jepen arsyet e zgjedhjes së propozimeve të bëra kundrejt modeleve dhe metodave të përshkruara në kapitullin e tretë dhe të katërt.

Kapitulli i gjashtë trajton : Algoritmin e propozuar “Emf llogaritje Alg” për llogaritjen e fushës elektromagnetike pranë disa stacioneve radio bazë

Në këtë kapitull përshkruhet algoritmi i propozuar , formati i të dhënave hyrëse, formati i të dhënave dalëse dhe kriteret për përdorimin e tij. Simulimet e marra në konsideratë dhe analiza krahasuese e tyre do na japin saktësinë dhe efikasitetin e algoritmit të propozuar.

PJESA IV – PËRFUNDIME

Në pjesën e fundit të punimit jepen përfundimet dhe disa synime të punës në të ardhmen.

# KAPITULLI 2

## Ekspozimi i fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë

### Hyrje

Në këtë kapitull trajtohet ekspozimi i fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë. Fushat elektromagnetike rreth një burimi rrezatues kanë karakteristika komplekse dhe johomogjene. Ato ndryshojnë në hapësirë dhe në kohë. Zakonisht përcaktohen tri zona kufitare: zona e fushës së afërt reaktive, zona e fushës së afërt rrezatuese dhe zona e fushës së largët. Interes paraqet fusha në largësi.

Ekzistojnë rregulla ndërkombëtare, standarte sigurie dhe rekomandime të cilat janë të lidhura me ekspozimin radiofrekuencë për stacionet radio bazë. E rëndësishme është që në ambjentet përreth stacioneve radio bazë vlerat e ekspozimit të jenë më të ulta.

Për t'u siguruar që kufijtë e ekspozimit të mos tejkalohen standartet përcaktojnë distancën e sigurisë e cila është largësia minimale që duhet të mbahet midis antenës së stacionit radio bazë dhe një personi. Për këtë arsye në këtë kapitull i kushtohet vëmendje e veçantë përcaktimit të zonave të përjashtuara rreth stacioneve radio bazë për topologji të ndryshme instalimi.

Interes paraqet klasifikimi i stacioneve radio bazë në funksion të topologjisë së stacionit, sistemi (GSM ose UMTS), numri i bartësve për BTS.numri i antenave $T_{RX}$ dhe specifikimet e antenave si kontribuesit kryesorë të ekspozimit pranë stacioneve radio bazë.Interes paraqet dhe përcaktimi i ambjentit, pikave ku do kryhet vlerësimi i fushës kjo bëhet sipas disa procedurave standarte si në rastin e pranisë së një stacioni radio bazë dhe kur kemi disa të tillë.

### 2.1 Ekspozimi i fushës elekromagnetike pranë stacioneve radio bazë

Fusha elektromagnetike gjenerohet nga fusha elektrike (E) dhe nga fusha magnetike (H). Ne përballemi me lloje të ndryshme të energjisë elektromagnetike kur përdorim pajisje si mikrovala, kompjuteri, radioja dhe televizori dhe rrjetat celulare.

Rrezatimi elektromagnetik mund të klasifikohet në rrezatim Jonizues dhe Jo-Jonizues bazuar në aftësinë për të jonizuar atomet dhe për të thyer lidhjet kimike. Radiofrekuencat e përdorura në telefoninë celulare janë të tilla që rrezatimi i shkaktuar prej tyre nuk shkakton jonizim prandaj quhet rrezatim jo-jonizues. Rrezatimi jo-jonizues lidhet me dy rreziqe potenciale: elektrike dhe biologjike. Një rrezatim elektromagnetik shumë i lartë mund të shkaktojë rryma elektrike sa të mund të krijojnë shkëndija (hark elektrik) kur një voltazh i induktuar kalon voltazhin e thyerjes të mjedisit rrethues. Efekti biologjik i rrezatimit të fushave elektromagnetike shkakton nxehje dielektrike. Ekzistojnë edhe efekte komplekse biologjike të fushave elektromagnetike jo-termike duke përfshire fushat magnetike me frekuenca ekstremisht të ulëta, radiofrekuencat e moduluara dhe fushat e mikrovalëve.

Ndikimi i fushave të dobëta elektromagnetike në trupin e njeriut arrihet si pasojë e disa ngjarjeve të cilat përfshijnë ekspozimin nga rrezatimet elektromagnetike i cili pasi përthithet modulon strukturat biologjike, akumulon energji në lëngjet e trupit, shkakton ndryshime në aktivitetet funksionale të qelizës të cilat me pas shkaktojnë disa sëmundje. Numri i përdoruesve të celularëve është rritur eksponencialisht së fundmi dhe celulari është bërë një mjet i domosdoshëm për njerëzit. Kjo gjë ka rritur dhe rrezatimin elektromagnetik të mjedisit në tërësi. Vlerësimet e ekspozimit në radio frekuencë nga fusha elektromagnetike mund të ndahen në dy kategori:

- vlerësimi i fushës rënëse, domethënë kuantifikimi i fushës elektromagnetike
- kuantifikimi i fushës elektromagnetike të induktuar nga trupat biologjikë

Në shumicën e rasteve të vlerësimit verifikimi që vlerësimi aktual është më poshtë se ndonjë vlerë e caktuar është i rëndësishëm për përcaktimin e saktë të ekspozimit individual. Fusha e induktuar është i vetmi parametër i fushës që mund të bashkëveprojë me proçeset biologjike dhe për këtë referohet si sasia primare. Shpërndarja e fushave të induktuara në radiofrekuenë është një funksion kompleks me shumë parametra si frekuenca, fuqia e fushës rënëse, këndi i rënies, impendanca e fushës, polarizimi, madhësia dhe forma e trupit biologjik, shpërndarja e indeve, karakteristikat dielektrike, etj. Në përgjithësi dinamikat e fortësisë së fushës së induktuar renditen në disa shkallë madhësie. Me fjalë të tjera, fuqia dhe shpërndarja e fushava të induktuara nga i njëjti ekspozim rënës ndryshon shumë me anatominë dhe orientimin e trupit në lidhje me fushën. Figura 2.1 paraqet spektrin elektromagnetik dhe pajisjet karakteristike.

Vlerësimet teorike e eksperimentale kërkojnë instrumente të sofistikuara, ekspertizë të detajuar dhe kohë. Megjithatë janë zhvilluar teknika dhe metoda të thjeshta për t'u aplikuar duke përdorur një qasje të rastit më të keq për të përcaktuar një përputhje me fushat e induktuara potencialisht të rrezikshme duke përcaktuar fushat rënëse. Nga koncepti i rastit më të keq rrjedhin kushtet për fushat e induktuara maksimale brenda një vëllimi të caktuar për një fortësi të fushës rënëse në termat e polarizimit, shpërndarjes së fushës, impendancës së fushës, dhe e cilësive të saj dieletrike.

.

Figura 2.1 Spektri elektromagnetik dhe pajisjet karakteristike

Vlerësimi i ekspozimit rënës është i thjeshtë për valët plane ose për kushtet e fushës në largësi. Sipas këtyre kushteve vektori i fushës-E është përpendikular me vektorin e fushës-H dhe të dy janë ortogonal me drejtimin e përhapjes. Raporti i amplitudave të dy fushave E dhe H ose impendanca e brendshme e mjedisit me një konstante dielektrike (ϵ) dhe konstante magnetike (μ) është e barabartë me impendancën e valës Z në çdo vend [1]

$$Z = \frac{E}{H} = \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\in}} \tag{2.1}$$

dhe në hapësirën e lirë

Gjithashtu amplituda është konstante mbi të gjithë vëllimin e trupit të ekspozuar që mungon. Në këto raste është e nevojshme të masësh vetëm një komponent (fusha E ose H) në një vend në hapësirë. Megjithatë kushtet e fushës në largësi përafërsisht takohen në nivel lokal duke ndryshuar amplitudën në hapësirë në distanca më të mëdha se sa zgjatja e zonës reaktive e fushës në afërsi [1]:

$$r > \max\begin{pmatrix} \lambda \\ D \\ \frac{D^2}{4\lambda} \end{pmatrix} \tag{2.2}$$

ku r është rrezja ose distanca nga struktura transmetuese

λ është gjatësia e valës dhe D përmasa më e madhe e antenës

Figura 2.2 paraqet distancat që plotësojnë kërkesat e ekuacionit 2.2 dhe vetëm maksimumi i komponentëve të fushës duhet të përcaktohet për të demonstruar pajtueshmërinë. Skanimi i përsosur i vëllimit të antenave transmetuese në fushën shumë të afërt jep pasiguri më të mëdha, shpërfill reagimin mbi burimin për shkak të pranisë së humbjes nga përthithja dhe konsumon më shumë kohë për vlerësim. Meqënëse vlerësimet e fushës në afërsi janë më shumë konservatore ato kryhen rrallë në kontekstin e vlerësimeve të ekspozimit.

Ka dy klasifikime ekspozimi:

- Klasifikimi ekspozimit publik
- Klasifikimi ekspozimit profesional

Figura 2.2 Distanca për fushën në largësi

Klasifikimi ekspozimit publik aplikohet në situata kur ekspozimi nuk klasifikohet si profesional. Udhëzimet e ekspozimit publik janë më të ulëta se udhëzimet e ekspozimit profesional. Për një rast standart, udhëzimet janë që zona publike e përjashtuar të shtrihet në maksimum 15 m nga antena nëse vendi përdoret vetëm nga një operator dhe 25 m nëse

në atë zonë ndodhen disa antena të operatorëve të tjerë. Kur një zonë është përcaktuar si e pajtueshme atëherë distanca do të jetë më e vogël. Figura 2.3 tregon një zonë publike të përjashtuar.Vendet e detyruara: Në përgjithësi kompanitë telefonike celulare ndërtojnë në zonat paraprakisht të përjashtuara. Madhësia e zonës reale të përjashtuar e cila bazohet në konfigurimin e vendit është përgjithësisht në mënyrë të konsiderueshme më e vogël se zona standarte e përdorur në udhëzimet. Kur nuk është e mundur për të arritur udhëzimet standarte përdoret zona reale e përjashtuar dhe vendi thuhet se është i detyrueshëm. Është shumë e rrallë për një vënd të jetë i detyrueshëm për shkak të zonës profesionale.

Sigurimi i pajtueshmerise: Kompanitë telefonike celulare zakonisht e sigurojnë përputhshmërinë nga projekti i zbatimit për stacionin radio bazë. Përgjithësisht kjo do të thotë që nuk është e mundur të futesh në zonën e përjashtuar pa një ndihmë ngjitjeje. Kur kjo nuk është e mundur, përputhshmëria sigurohet nga caktimi i zonës së përjashtuar.

Klasifikimi ekspozimit profesional  aplikohet vetëm tek punonjësit e kompanive telefonike celulare. Për një vend standart zona profesionale e përjashtuar shtrihet në një maksimum prej 5 m nga antena. Kur vëndi përcaktohet si i pajtueshem, atëherë distanca do të jetë më e vogël. Figura 2.4jep një përshkrim të zonës profesionale të përjashtuar.

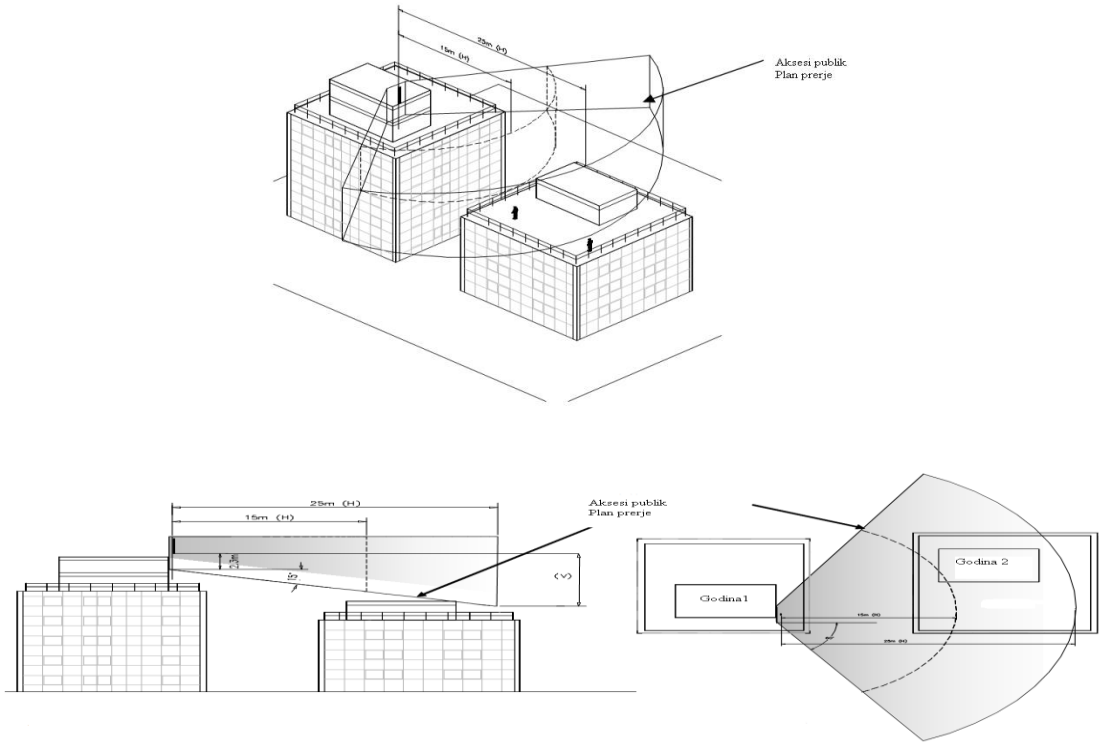



Figura 2.3 Antenë sektoriale, pamje 3D

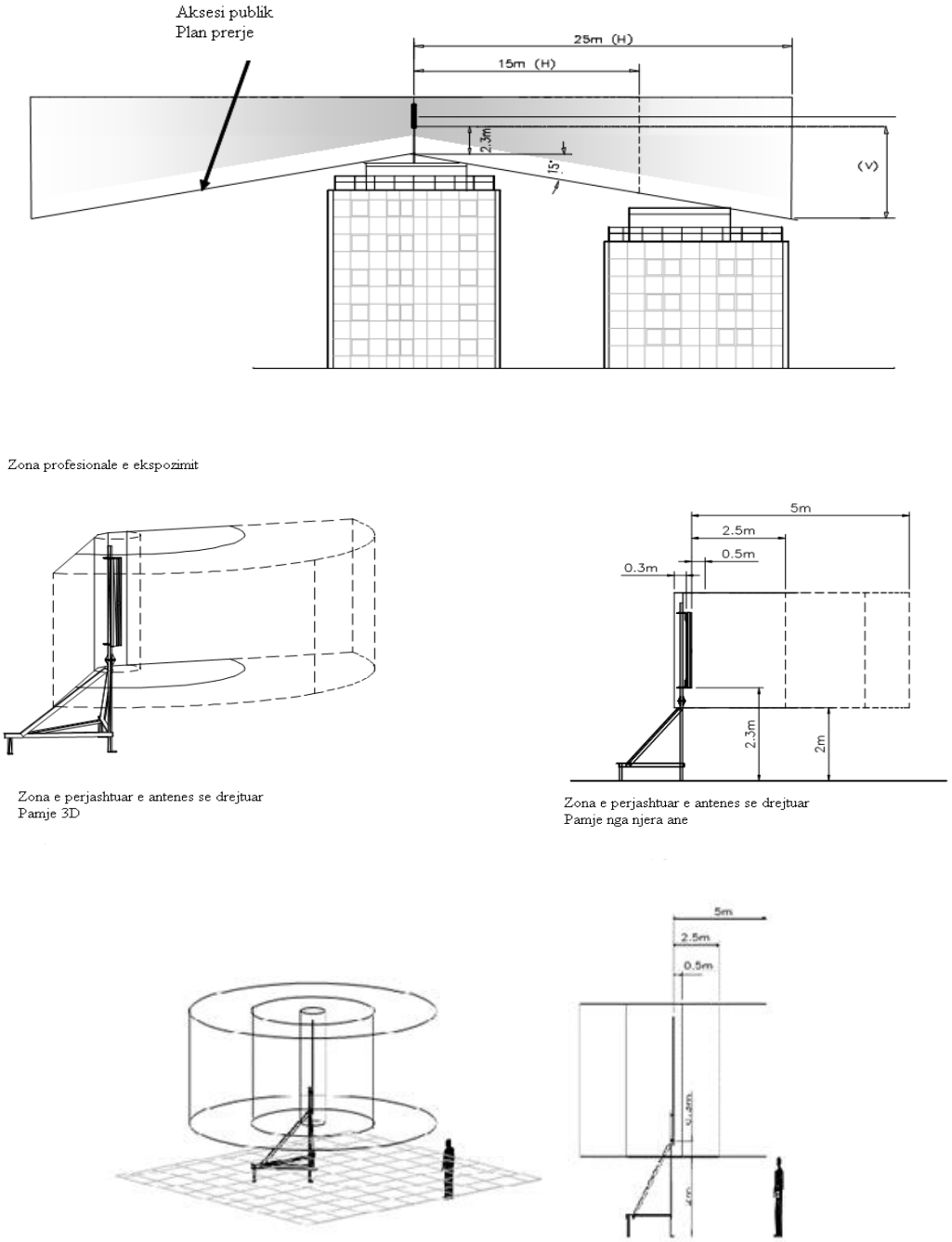



Figura 2.4 Zona përjashtuese e antenës omnidireksionale

## 2.2 Madhësitë themelore për vlerësimin e ekspozimit elekromagnetik

Kufizimet e ekspozimit ndaj fushave elektrike, magnetike dhe elektromangetike që ndryshojnë në kohë të cilat bazohen drejtpërdrejtë në krijimin e efekteve të shëndetit, quhen kufizime themelore. Në varësi të frekuencës së fushës, madhësitë fizike të përdorura për të specifikuar këto kufizime janë ose densitetii rrymës (J) ose raporti i përthithjes specifike (SAR– specific absorption rate). Madhësitë primare të përdorura në udhëzimet aktuale janë:

- J densiteti i rrymës për frekuencat deri në 10 MHz
- SAR për frekuencat nga 100 kHz në 10 GHz.

**J** është e lidhur me fushën elektrike të brendshme nga ligji i Ohm-it:

$$J = \sigma E \tag{2.3}$$

ku $E$ është fusha elektrike e brendshme dhe $\sigma$ është përçueshmëria komplekse. SAR-i është raporti midis normës mesatare të fuqisë së absorbuar dhe masës së absorbuar. Ajo përcaktohet si në vijim [2] :

$$SAR = \frac{d}{dt}\left(\frac{dW}{dm}\right) = \frac{d}{dt}\left(\frac{dW}{pdV}\right) \tag{2.4}$$

ku $dW$ është energjia e shpërndarë në një vëllim që rritet $dV$ dhe $\rho$ është dendësia e masës. SAR-i është proporcional me katrorin e intensitetit elektrike në terren $E_{rms}$

$$SAR = \frac{\sigma E^2{}_{rms}}{\rho} = \frac{J^2}{\sigma\rho} \tag{2.5}$$

dhe në një temperaturë që rritet nga:

$$SAR = c\frac{dT}{dt} \tag{2.6}$$

ku $c$ është kapaciteti specifik i nxehtësisë lokale.

Madhësitë themelore të nevojshme për vlerësimin e ekspozimit elektromagnetik janë përmbledhur në tabelën 2.1. Standartet aktuale sigurojnë kufijë maksimal për kufizimet themelore për publikun e përgjithshëm/të pa kontrolluar, si dhe për ekspozimin profesional/të kontrolluar mbi të gjithë diapazonin e frekuencave të marra në konsideratë.

Tabela 2.1 Madhësitë, simbolet, njësitë në vlerësimin e fushës elektromagnetike

| Simboli | Madhësia | Njësia |
|---|---|---|
| $\vec{E}$ | Fusha elektrike (vektor) | V/m |
| $\vec{H}$ | Fusha magnetike (vektor) | A/m |
| $\vec{B}$ | Densiteti i fluksit magnetik (vektor) | Wb/ $m^2$ |
| S | Densiteti i fuqisë (skalar) | W/ $m^2$ |
| $\vec{S}$ | Vektori Pointing $\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$ | W/ $m^2$ |
| W | Densiteti i energjisë | W/ $m^3$ |
| SAR | Raporti i absorbimit specifik | W/kg |
| $\Delta T$ | Rritja e temperaturës | K |
| J | Densiteti i rrymës elektrike | A/ $m^2$ |
| $\overline{\in}$ | Konstantja dielektrike $\overline{\in} = \in_0 \cdot \overline{\in}_r$ | F/m |
| $\in_0$ | Konstantja e hapësirës së lirë $\in_0 = 8{,}854 \times 10^{-12}$ | F/m |
| $\overline{\in}_r$ | Konstantja dielektrike relative $\overline{\in}_r = \in'_r \times j \in''_r$ | |
| $\sigma$ | Përçueshmëria | S/m |
| $\mu$ | Permabiliteti magnetik $\mu = \mu_r \cdot \mu_0$ | H/m |
| $\mu_0$ | Permabiliteti i hapësirës së lirë $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ | H/m |
| $\mu_r$ | Permabiliteti relativ | H/m |
| C | Kapaciteti specifik i nxehtësisë | J/(kgK) |
| $\rho$ | Densiteti i masës | kg/ $m^3$ |

Kufizime themelore në lidhje me SAR-in janë 2 W/kg e mesatarizuar për një vëllim kubik prej 10g dhe 1.6 W/kg për një vëllim kubik të indit prej 1g, të aplikuara përkatësisht në Europë dhe Shtetet e Bashkuara/Kanada.Gjithashtu standartet e sigurisë në mënyrë tipike kërkojnë që SAR-i të mesatarizohet për një kohë prej 6 minutash, ku ky SAR-i mesatar në kohë është proporcional me mesataren në kohë të fuqisë dalëse të pajisjes gjatë 6 minutave. Në fakt SAR-i është i lidhur drejtpërdrejt me fushat e brendshme E të induktuara edhe densitetin e rrymës (ekuacioni 2.6), por vetëm në raste të veçanta është e lidhur drejtpërdrejt me fushat-H të induktuara. SAR është edhe proporcional me fuqinë dalëse të radiofrekuencës në një pajisje.

Madhësitë e përftuara janë intensiteti i fushës elektrike (E), intensiteti i fushës magnetike (H), densiteti i fluksit magnetik (B), densiteti i fuqisë (S) dhe rryma që rrjedh (I). Këto madhësi përftohen nga kufizimet bazë duke përdorur metodat eksperimentale ose llogaritëse. Ato paraqesin kufijtë konservativë për skenarët e rastit më të keq. Kufijtë e përftuar thirren si nivele të maksimumit të lejueshëm të ekspozimit ose si nivele reference. Pajtueshmëria me këto madhësi përfshinë pajtueshmërinë me kufizimet bazë. Megjithatë, nëqoftëse madhësitë e referencës tejkalojnë kufijtë e përftuar, kufizimet bazë të përshtatshme jo domosdoshmërisht tejkalohen. Në raste të tilla, pajtueshmëria mund të provohet nga mënyra e vlerësimit. Në përmbledhje nivelet e referencës janë të thjeshtë për t'u vlerësuar nëqoftëse vala plane ose kushtet e fushës së largët plotësohen përafërsisht dhe SAR-i rezultues dhe densitetet e rrymës së induktuar janë poshtë kufizimeve bazë korresponduese në të gjitha rrethanat. Radio stacioni bazë është një transmetues radio frekuence. Në vijim jepen distancat ku kufijtë e ekspozimit hasen për konfigurime tipike të stacioneve radio baze. Këto distanca përcaktojnë një kufi brenda të cilit kufijtë e ekspozimit në radio frekuencë mund të tejkalohen. Antenat e radio stacioneve bazë duhet të instalohen në një mënyrë të tillë që publiku i përgjithshëm të mos ketë akses në këto zona. Shprehjet analitike të prezantuara këtu mund të përdoren për të vlerësuar nivelet e ekspozimit RF dhe zonat në të cilat publiku i përgjithshëm nuk duhet që të ketë akses. Metodat gjithashtu mund të përdoren për  të përcaktuar përputhshmërinë e distancave për ekspozimin profesional që operojnë në sistemet e telefonisë celulare GSM900/1800/2100 MHz

### 2.3 Nivelet referencë të ekspozimit pranë stacioneve radio bazë

Ekziston një numër rregullash ndërkombëtare, standarte sigurie dhe rekomandime të cilat janë të lidhura me ekspozimin radiofrekuencë për stacionet radio bazë. Limitet brenda këtyre standarteve janë të ngjashme dhe shpesh janë të bazuara në udhëzime

ndërkombëtare të caktuara nga komisioni ndërkombëtar për mbrojtjen nga rrezatimet jo-jonizuese (ICNIRP) dhe nga organizata botërore e shëndetësisë (WHO). Kufizimet bazë për ekspozimin profesional dhe publik ndaj fushave elektromagnetike të cilat nuk duhen tejkaluar në asnjë situatë ekspozimi të fushave të afërta ose të largëta janë zhvilluar nga ICNIRP. Në rangun e frekuencave ndërmjet 10 MHz dhe 10 GHz raporti i përthithjes specifike (SAR) përdoret për të specifikuar kufizimet bazë. SAR është një shkallë matëse e rangut të energjisë RF të absorbuar në trup e shprehur në njësinë Watt për kilogram të indeve (W/kg). Tabela 2.2 paraqet kufizimet bazë për ekspozimin profesional dhe publik. Meqënëse SAR-i është shpesh i vështirë për t'u përcaktuar, nivelet referencë të shprehur në termat e intensitetit së fushës elektrike (V/m), intensitetit të fushës magnetike (A/m) dhe vlerës së densitetit të fuqisë (W/m$^2$) janë zhvilluar me qëllim krahasimin me vlerën e ekspozimit.

Tabela 2.2 Nivelet e referencës ICNIRP për ekspozimin publik dhe profesional

| Nivelet referencë GSM900/1800/2100 MHz | GSM 900 Publik | GSM 900 Profesional | GSM 1800 Publik | GSM 1800 Profesional | GSM 2100 Publik | GSM 2100 Profesional |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Intesiteti i fushës elektrike ( V/m) | 41.25 | 49.75 | 58.33 | 66.83 | 75.25 | 83.75 |
| Intesiteti i fushës magnetike (A/m) | 0.111 | 0.133 | 0.157 | 0.187 | 0.222 | 0.252 |
| Densiteti i fuqisë (W/m$^2$) | 4.5W/m$^2$ | 22.5W/m$^2$ | 9 W/m$^2$ | 45 W/m$^2$ | 10 W/m$^2$ | 50 W/m$^2$ |

Nivelet e referencës të cilat varen nga frekuenca janë zgjedhur për të siguruar që kufizimet bazë të SAR të mos tejkalohen në asnjë situatë ekspozimi. Kjo do të thotë që shtimi i kufijëve të sigurisë është futur. Nivelet e referencës janë kryesisht të zbatueshme në situata ekspozimi të të gjithë trupit në fushë të largët ndërkohë që ato janë tepër konservative për ekspozimin pjesor të trupit në fushë të afërt. Koha mesatare është 6 minuta, për periudha ekspozimi me të shkurtra se koha mesatare nivelet më të larta ekspozimi sesa kufizimet bazë ose nivelet referencë janë të pranueshme. Në rastin e burimeve RF me shumë frekuenca, kërkesat e mëposhtme janë specifikuar në udhëzimet e ICNIRP. Për një antenë që operon në **(n)** banda të ndryshme frekuence dhe $\mathbf{S_i}$ është densiteti i fuqisë në frekuencën e i-të dhe $\mathbf{S_{lim,i}}$ është niveli referencë për atë frekuencë. Kërkesa mbi ekspozimin total është:

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{S_i}{S_{\lim,i}} \leq 1 \qquad (2.7)$$

Për të vlerësuar densitetin e fuqisë në hapësirën e lirë për fushën në largësi S (W/m$^2$) përgjatë drejtimit kryesor të antenës përdorim formulën e mëposhtme [2]:

$$S = \frac{P * G}{4\pi * d^2} \qquad (2.8)$$

P – është fuqia totale në hyrje të antenës

G – është ampifikikimi relativ i antenës për fushën në largësi

d (m) – është largësia nga antena.

P*G – është fuqia rrezatuese izotropike ekuivalente e antenës e shprehur në Watt.

Fusha në largësi shpesh konsiderohet (ekuacioni 2.2) se fillon nga një distancë $2D^2/\lambda$ nga antena, ku D është dimensioni me i madh i antenës dhe $\lambda$ është gjatësia e valës e shprehur në metër. Nëse është e nevojshme fuqitë e fushave elektrike dhe magnetike mund të llogariten duke përdorur formulën $S = E^2/377 = 377H^2$ku 377 ($\Omega$) është rezistenca e plotë e hapësirës së lirë.

Formula për fushën në largësi (ekuacioni 2.8) jep vlerësime relativisht të sakta (brenda $\pm$ 3 dB) të densitetit të fuqisë pa reflektuar sipërfaqe të konsiderueshme rreth pozicionit të ekspozimit. Nëse përdoret për fushë në afërsi do të mbivlerësohet në mënyrë të konsiderueshme ekspozimi.Bazuar në formulën cilindrike e cila përdoret për të vlerësuar mesataren e densitetit të fuqisë pranë antenës është derivuar formula për fushë në afërsi. Formula vlerëson densitetin maksimal të fuqisë në zonën pranë antenës. Për një antenë me gjerësi rrezeje $\Theta$ (gradë) dhe gjatësi hapje h (m), që ushqehet me fuqinë totale rms( root-means-square) P (W), densiteti i fuqisë në drejtimin e rrezes kryesore në distancen d (m) nga antena është:

$$S = \frac{2 * P}{\pi * d * h} * \frac{180}{\Theta} \qquad (2.9)$$

Formula për fushën në largësi jep një vlerësim të mirë për ekspozimin ndërsa mbivlerëson ekspozimin pranë antenës. Në anën tjetër formula për fushë në afërsi mbivlerëson nivelet e ekspozimit në afërsi me antenën. Për përcaktimin e ekspozimit radio frekuencë në drejtime të tjera, sipër, poshtë, prapa dhe në anët e antenës është e vështirë të përdorim shprehjet analitike, përderisa të dhënat e rrezatimit në fushë në afërsi zakonisht janë të panjohura. Në vend të kësaj preferohen metoda të tjera për shembull ato

që janë përshkruar në standartet Europiane EN 50383 të zhvilluara nga CENELEC (European Committee for Electro-technical Standardization).[2]

## 2.4 Zona e sigurisë dhe zonat e përjashtuara pranë stacioneve bazë

Distanca e sigurisë është largësia minimale që duhet të mbahet midis antenës dhe një personi për të siguruar që kufijtë e ekspozimit nuk janë tejkaluar. Për të instaluar një antenë stacioni radio bazë në mënyrën e duhur është e rëndësishme që distancat e sigurisë të ekspozimit radio frekuencë të jenë të përcaktuara dhe nivelet e ekspozimit RF të jenë nën kufijtë e specifikuar në mjediset e aksesueshme nga publiku i përgjithshëm.Distancat e sigurisë përgjithësisht janë të ndryshme në drejtime të ndryshme nga antena. Metodat e vlerësimit analitik të ekspozimit radio frekuencë mund të përdoren për të përcaktuar distancat e pajtueshmërisë si për punonjësit ashtu dhe për publikun e përgjithshëm. Në mjediset e fushës në largësi pa pasqyrime të rëndësishme mund të përdoret formula analitike (ekuacioni 2.7).

Me $S = S_{lim}$ që është niveli referencë i shprehur si densiteti i fuqisë ($W/m^2$), distanca e sigurisë[3] $d_{sigurisë}$ (m) në drejtimin e rrezes kryesore mund të llogaritet:

$$d_{sigurise} = \sqrt{\frac{P*G}{4\pi*S_{\lim}}} \tag{2.10}$$

P (W) është fuqia totale që ushqen antenën dhe G është përforcimi i antenës marrë nga prodhuesit e antenës. Në shumicën e rasteve për fushë të afërt, formula për fushë të largët (ekuacioni 2.10) do të mbivlerësonte dukshëm distancën e sigurisë. Në vend të saj mund të përdoret formula për fushë të afërt dhe për një antenë me lartësi hapje **h** (m) dhe gjysmë fuqi gjerësi rreze Θ (gradë), shprehja për distancën e sigurisë në drejtimin e rrezes kryesore do të jetë :

$$d_{sigurise} = \frac{2*P}{\pi*h*S_{\lim}}*\frac{180}{\Theta} \tag{2.11}$$

Një strukturë e thjeshtë e rekomanduar për të përcaktuar distancën e sigurisë në të gjitha drejtimet (kufi pajtueshmërie) është një cilindër, figura 2.5. Metodat analitike të vlerësimit të përshkruara mund të përdoren për të vlerësuar disatancën e sigurisë përballë antenës. Si rregull kryesor distancat prapa, mbi dhe nën antenë janë rreth 1/20 e distancës së sigurisë përballë antenës.

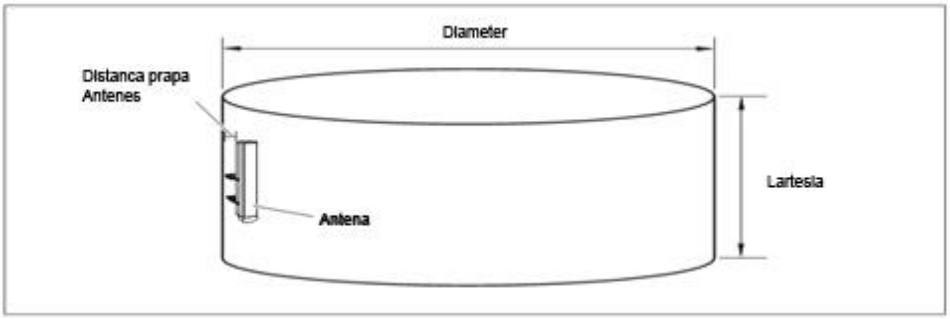



Figura 2.5. Forma gjeometrike e kufirit të sigurisë

Kërkohet të vendoset kufiri i distancës së sigurisë për ekspozimin e publikut të përgjithshëm ndaj një antene që operon në bandë frekuence 2100 MHz.Antena ka një gjatësi 1 metër, përforcim prej 18 dBi (i korrespondon një përforcimi me vlerë numerike 63) dhe njëhapje prej 60 gradësh. Antena ka një fuqi dalëse prej 40 dBm, të cilat korrespondojnë me 10 W.

dBi: $10 \cdot \log_{10}$([përforcimi i antenës]) = [përforcimi i antenës në dBi]

dBm: $10 \cdot \log_{10}$([fuqi në mW]) = [fuqi në dBm]

Referenca e densitetit të fuqisë në 2100 MHz nga ICNIRP është 10 W/m$^2$ dhe distanca e sigurisë përballë antenës është dhënë si nga formula për fushë të largët (ekuacioni 2.10) dhe nga formula për fushë të afërt (ekuacioni 2.11).Formula për fushë në largësi:

$$d_{sigurise} = \sqrt{\frac{10*63}{4\pi*10}} = 2.2m \tag{2.12}$$

Formula për fushë në afërsi:

$$d_{sigurise} = \frac{2*10}{\pi*1*10} * \frac{180}{60} = 1.9m \tag{2.13}$$

Në këtë shëmbull distanca e sigurisë e fituar nga formula për fushë në afërsi duhet përdorur meqënëse është distanca më e shkurtër. Kështu që distanca e sigurisë për publikun e përgjithshëm përballë antenës është 1.9 metër. Duke përdorur rregullin kryesor të përshkruar më sipër mund të vlerësohet kufiri i pajtueshmërisë cilindrike mbrapa mbi dhe nën antenë distanca është përafërsisht 1/20 e distancës së sigurisë përballë antenës. Diametri i kufirit të pajtueshmërisë cilindrike jepet si shumë e gjerësisë së antenës dhe e distancës së sigurisë përpara dhe mbrapa antenës.

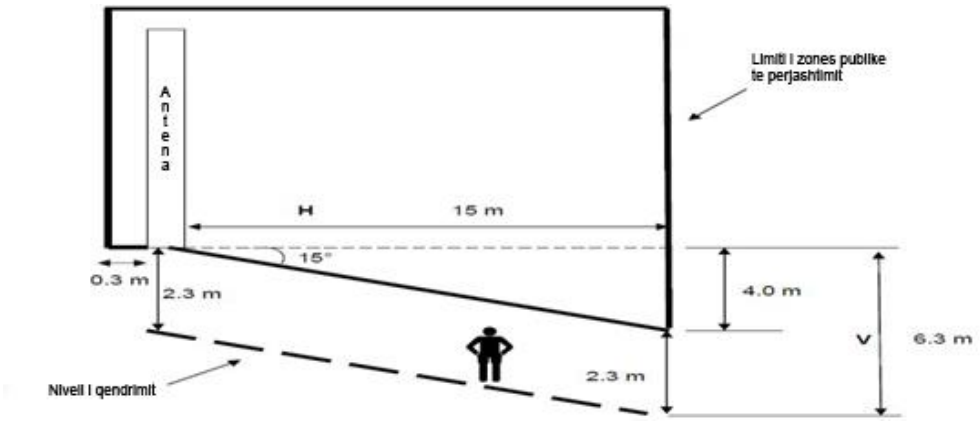



Figura 2.6. Diagrama për vlerësimin e distanës së sigurisë

Duke marrë gjerësinë e një antene 10 cm diametri i kufirit të pajtueshmërisë në këtë rast është 2.1 metër. Është e rekomanduar që gjithmonë dimensionet e llogaritura të kufirit të sigurisë të rrumbullakosen në vlerën më të lartë. Qëllimi kryesor i këtij paragrafi është përcaktimi i zonave të përjashtuara rreth BTS-ve të instaluara sipas tipeve  të ndryshme. Janë disa topologji instalimi të stacioneve transmetuese. Më poshtë do paraqesim një tabelë të përmbledhur me topologjitë e instalimit.

Tabela 2.3 Topologjitë tipike të instalimit stacioneve BTS

| Tipi | Topologjia e Instalimit | Referimi |
|---|---|---|
| Rural | Tower,Mast,Water sump,Tree | Rtower |
| Urban | Roof-top | Uroof |
| | Building facade(Fasade) | Ufacade |
| | Light pole or other | Upole |
| | Tower(Kulle) | Utower |
| In-building | Roof(Tarrace) | Iroof |
| | Walls(Murale) | Iwall |

Hapi i parë për të llogaritur  zonat e përjashtuara është mbledhja e të dhënave nga antenat që përdoren.Tabela 2.4 paraqet të dhënat e antenave të stacioneve radio bazë të përdorura për llogaritje, ku janë marrë parasysh tri tipe instalimi.

Tabela 2.4 Parametrat e antenave që përdoren për  llogaritjet

| Rtower | | | |
|---|---|---|---|
| Tipi i sistemit | GSM 900 | GSM 1800 | UMTS |
| Brezi i Frekuencave[MHz] | 870 - 960 | 1710 - 1880 | 1920 – 2170 |
| EIRP-ja e BS-së (maksimale) [W] | 1000 | 600 | 630 |
| Numri i sektoreve | 3 | 3 | 3 |
| Gjerësia e tufës me gjysëm fuqi [$^o$] | 65 | 65 | 65 |
| Amplifikimi [dBi] | 17 | 17 | 18 |
| Lartësia\gjerësia\thellësia[mm] | 1936 / 262 / 116 | 1936 / 262 / 116 | 1302 / 155 / 69 |
| *Tilti*-i [$^o$] | 0 - 8 | 0 - 8 | 0 – 8 |
| Uroof | | | |
| Tipi i sistemit | GSM 900 | GSM 1800 | UMTS |
| Brezi i Frekuencave[MHz] | 880 - 960 | 1710 - 1880 | 1920 – 2170 |
| EIRP-ja e BS-së (maksimale) [W] | 1000 | 600 | 630 |
| Numri i sektoreve | 3 | 3 | 3 |
| Gjerësia e tufës me gjysëm fuqi [$^o$] | 65 | 65 | 65 |
| Amplifikimi [dBi] | 17 | 17 | 18 |
| Lartësia\gjerësia\thellësia[mm] | 1916 / 262 / 139 | 1916 / 262 / 139 | 1302 / 155 / 69 |
| Tilti-i [$^o$] | 0 - 6 | 0 - 6 | 0 – 8 |
| Iceil | | | |
| Tipi i sistemit | GSM 900 | GSM 1800 | UMTS |
| Brezi i Frekuencave[MHz] | 860 - 960 | 1710 - 1880 | 1920 – 2170 |
| EIRP-ja e BS-së (maksimale) [W] | 3.17 | 3.17 | 3.17 |
| Numri i sektoreve | 1 | 1 | 1 |
| Gjerësia e tufës me gjysëm fuqi [$^o$] | 360 | 360 | 360 |

| | | | |
|---|---|---|---|
| Amplifikimi [dBi] | 2 | 2 | 2 |
| Lartësia\gjerësia\thellësia[mm] | 205 \ 67 | 205 \ 67 | 205 \ 67 |
| Tilti-i [$^o$] | 0 | 0 | 0 |

Karakteristikat e instalimit të BTS-ve dhe parametrat përkatës si dhe vlerat e rekomanduara janë kryesore për përcaktimin e zonave të përjashtuara rreth BTS-ve.Ky paragraf është një përmbledhje e thjeshtë për përcaktimin e zonave të përjashtimit, prandaj përdoren modele të thjeshta, si ai i fushës së largët, për të bërë llogaritjet [4]. Vlerat merren për rastin më të keq, që është ai i drejtimit të lobit kryesor të antenës. Në mënyrë që të llogariten vlerat e distancës për zonat e përjashtuara në anët dhe mbrapa antenës, duhen përdorur faktorët e korrigjimit, të cilët varen nga drejtimi. Një pamje e zonës së përjashtuar tregohet në figurën 2.7 ku tregohen dhe distancat e ndryshme në drejtime të ndryshme.

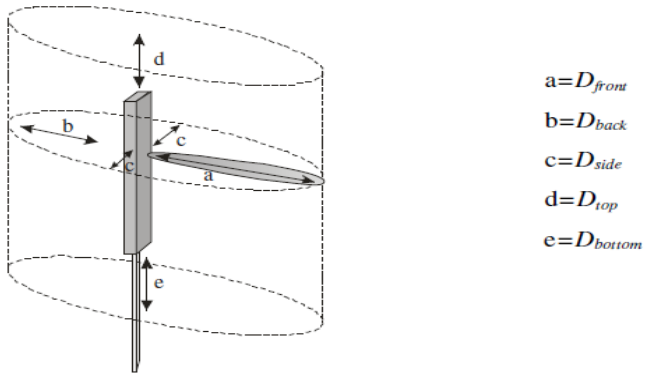



Figura 2.7. Paraqitja e zonave të përjashtuara të antenës

Në fillimet e secilit rast, duhet përcaktuar zona e fushës së largët të antenës, në mënyrë që të kontrollohet nëse mund të përdoret modeli i fushës së largët. Distancat e llogaritura për distancat e fushës së largët janë rreth 10 m për GSM 900 dhe UMTS, ndërsa për GSM 1800 është 20 m. Në këto distanca, densiteti i fuqisë në rastin më të keq, i llogaritur me modelin e fushës së largët, është rreth 20 herë nën vlerat kufi të publikuara nga ICNIRP. Një model tjetër i prezantuar  është përafrimi i fushës së largët [5]. Distanca minimale, që ky model të jetë i vlefshëm është $D^2\backslash 4\lambda$, që është 8 herë më i vogël se në modelin e fushës së largët, ku D është dimensioni maksimal i antenës dhe λ është gjatësia e valës elektromagnetike. Ky model mundëson që të bëhen vlerësime më afër antenës, dhe rezultatet tregohen në Tabelën 2.5.

Tabela 2.5Vlerat e llogaritura me modelin e  fushës së largët

| Rtower/ Utower | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | EIRP [W] | $D^2/4\lambda$ [m] | S [W/m$^2$] | $S/S_{max}$ | |
| GSM 900 | 1000 | 3.00 | 1.515 | 0.316 | -5.00 dB |
| GSM 1800 | 600 | 5.87 | 0.464 | 0.049 | -13.10 dB |
| UMTS | 630 | 3.07 | 1.103 | 0.110 | -9.59 dB |
| Uroof | | | | | |
| | EIRP [W] | $D^2/4\lambda$ [m] | S [W/m$^2$] | $S/S_{max}$ | |
| GSM 900 | 1000 | 2.94 | 1.563 | 0.326 | -4.87 dB |
| GSM 1800 | 600 | 5.75 | 0.479 | 0.051 | -12.92 dB |
| UMTS | 630 | 3.07 | 1.103 | 0.110 | -9.59 dB |
| Iceil | | | | | |
| | EIRP [W] | $D^2/4\lambda$ [m] | S [W/m$^2$] | $S/S_{max}$ | |
| GSM 900 | 3.17 | 0.03 | 23.094 | 4.811 | 6.82 dB |
| GSM 1800 | 3.17 | 0.07 | 11.793 | 1.255 | 0.99 dB |
| UMTS | 3.17 | 0.08 | 10.217 | 1.022 | 0.09 dB |

Siç mund të shikohet për tipin Iceil, vlerat e llogaritura në distancën më të vogël të mundshme janë mbi vlerat kufi, kështu, zona e përjashtuar do të jetë më e madhe. Në dy llojet e tjera të instalimit, vlerat e llogaritura janë akoma nën vlerat kufi, por për thjeshtësi ky model përdoret në këtë punim, duke supozuar zonën e përjashtuar si distanca minimale e mundshme e modelit.

Tani mund të llogaritim dhe të tregohen zonat e përjashtuara për lloje të ndryshme antenash të stacioneve radio bazë [6] gjithashtu të tregohen distancat për drejtime të ndryshme, si tregohet në figurën 2.10. Vlerat e distancave për drejtime të tjera llogariten bazuar në vlerën $D_{front}$, por duke zbatuar faktorët e korrigjimit, Tabela 2.6. Për pjesët

anash dhe mbrapa antenës, faktorët e korrigjimit bazohen në karakteristikat e antenës. Për pjesët anash antenës, përdoret një faktor korrigjimi -10 dB, kjo është vlera tipike për një gjerësi rrezesh 130$^{o}$. Për pjesën mbrapa, përdoret -15dB, që i korrespondon vlerës relative të lobit të dytë më të madh të rrezatimit. Kur përdoret një downtilt θdt, korrigjimet e këtyre vlerave bëhen me vlerat në tabelat e mësipërme.

Tabela 2.6Zonat e përjashtuara për tipe te ndryshme instalimi

| Rtower/Utower | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | $D_{front}$ [m] | $D_{back}=0.032D_{front}$ [m] | $D_{side}=0.1D_{front}$ [m] | $D_{top}=0.3D_{front}$ [m] | $D_{bottom}=0.3D_{front}$ [m] |
| GSM 900 | 3.00 | 0.09 | 0.30 | 0.90 | 0.90 |
| GSM 1800 | 5.87 | 0.19 | 0.59 | 1.76 | 1.76 |
| UMTS | 3.07 | 0.10 | 0.31 | 0.92 | 0.92 |
| Uroof | | | | | |
| | $D_{front}$ [m] | $D_{back}=0.032D_{front}$ [m] | $D_{side}=0.1D_{front}$ [m] | $D_{top}=0.3D_{front}$ [m] | $D_{bottom}=0.3D_{front}$ [m] |
| GSM 900 | 2.94 | 0.09 | 0.29 | 0.88 | 0.88 |
| GSM 1800 | 5.75 | 0.18 | 0.58 | 1.73 | 1.73 |
| UMTS | 3.07 | 0.10 | 0.31 | 0.92 | 0.92 |

Tipet e instalimeve me më shumë se një bartëse, gjithshtu merren parasysh në këtë punim dhe pikërisht ato me 4 bartëse si dhe efekti grumbullues i tyre. Edhe duke marrë parasysh efektin grumbullues të shumë bartëseve distancat e zonave të përjashtuara janë të njëjta si më parë sepse rezultatet e llogaritura me modelet janë përsëri më të vogla se distanca minimale e mundshme.

Distancat rriten pak në instalimet Iceil për sistemin GSM 900, për instalimet e tjera vlerat e reja tregohen në Tabelën 2.7. Në rastet kur antenat instalohen në të njëjtin vend, duhet marrë parasysh efekti i shumë burimeve të ndryshme të rrezatimit. Tri instalime të ndryshme diskutohen, instalimet bashkë të GSM 900/ GSM 1800, GSM 900/UMTS dhe GSM 900/GSM 1800/UMTS. Në secilin rast, distanca e marrë parasysh duhet të jetë e

barabartë ose më e madhe se distanca ku modeli i përdorur është i përdorshëm në të gjithë sisemet e bashk-instalimeve. Zona e përjashtuar jepet nga i njëjti model si më parë, ose nëqoftëse distanca e llogaritur nuk është e mundur, zona e përjashtuar jepet nga modeli i distancës minimale të mundshme.

Tabela 2.7 Zonat e përjashtuara me praninë e 4 bartëseve në çdo system GSM.

| RTower/ Utower | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | $D_{front}$ [m] | $D_{back}=0.032D_{front}$ [m] | $D_{side}=0.1D_{front}$ [m] | $D_{top}=0.3D_{front}$ [m] | $D_{bottom}=0.3D_{front}$ [m] |
| GSM 900 | 4.18 | 0.13 | 0.42 | 1.25 | 1.25 |
| GSM 1800 | 5.87 | 0.19 | 0.59 | 1.76 | 1.76 |
| UMTS | 3.07 | 0.10 | 0.31 | 0.92 | 0.92 |
| Uroof | | | | | |
| | $D_{front}$ [m] | $D_{back}=0.032D_{front}$ [m] | $D_{side}=0.1D_{front}$ [m] | $D_{top}=0.3D_{front}$ [m] | $D_{bottom}=0.3D_{front}$ [m] |
| GSM 900 | 4.17 | 0.13 | 0.42 | 1.25 | 1.25 |
| GSM 1800 | 5.75 | 0.18 | 0.58 | 1.73 | 1.73 |
| UMTS | 3.07 | 0.10 | 0.31 | 0.92 | 0.92 |
| Iceil | | | | | |
| | $D_{front}$ [m] | $D_{back}=0.032D_{front}$ [m] | $D_{side}=0.1D_{front}$ [m] | $D_{top}=0.3D_{front}$ [m] | $D_{bottom}=0.3D_{front}$ [m] |
| GSM 900 | 0.72 | - | - | - | - |
| GSM 1800 | 0.36 | - | - | - | - |

## 2.5 Parametrat për klasifikimin e stacioneve radio bazë

Stacionet radio bazë mund të karakterizohen nga një bashkësi e gjerë parametrash, të cilat bëjnë të mundur konfigurimin e përshtatshëm  për pozicione të caktuara. Për analizën aktuale, do të përshkruhet vetëm një bashkësi e caktuar e parametrave që janë:

- Topologjia e stacionit (site-it)
    - Mjedisi (rural, periferik, urban)
    - Lloji i instalimit
    - Lartësia e antenës e cila varet nga zona ku instalohet (për instalimet kullë është lartësia nga toka, për instalimet mbi çati është lartësia nga çatia)
    - Objektet rrethuese (p.sh., ndërtesat rreth BTS-së):
        - Topologjia;
        - Distanca;
        - Materiali (beton, metal ose një material reflektues);
    - Afërsia me të ashtuquajturat zona të ndjeshme;
- Sistemi (GSM ose UMTS);
- Numri i bartëseve për BTS;
- Numri i antenave transmetuese (Tx) dhe marrëse (Rx);
- Antena:
    - Tipi (omni-direksionale ose sektoriale);
    - Numri i elementeve;
    - Përmasat;
    - Forma e rrezatimit (vektorial ose hoizontal);
    - Gjerësia e rrezes në 3dB (vektorial dhe horizonal);
    - Tilt-i (elektrik dhe mekanik)
    - Fuqia ushqyese për bartëse.

Topologjia e stacionit radio bazë (*site*) është shumë e rëndësishme për përcaktimin e zonave të përjashtuara në BTS-të. Është e rëndësishme të përcaktohet mirë mjedisi rreth BTS-së, lloji i instalimit, lartësia në të cilën ndodhen antenat si dhe pengesat pranë antenave. Gjithashtu, distanca ndërmjet antenave dhe zonave të popullua apo vendeve të tjera të ndjeshme do të ndikojnë në përcaktimin e zonave të përjashtuara.Analiza që bëhet, fokusohet në GSM dhe UMTS. Këto dy sisteme bazohen në teknologji të ndryshme, aksesim i shumëfishtë me ndarje në kohë (TDMA) dhe aksesim i shumëfishtë

me ndarje në kod me brez të gjerë (WCDMA). Përkatësisht transmetimi në këto sisteme bëhet në banda të ndryshme frekuencash [890, 915] dhe [935, 960] MHz për GSM900, [1710, 1785] dhe [1805, 1880] MHz për GSM1800, [1920, 1980] dhe [2110, 2170] MHz për UMTS- mënyra e *duplex* me ndarje në frekuencë (FDD) dhe [1900, 1920] dhe [2010, 2025] MHz për UMTS- mënyra e *duplex* me ndarje në kohë (TDD) në brezat (200kHz dhe 5MHz respektivisht). Në zonat me popullsi të dendur në një qelizë ka një maksimum prej 14 bartësesh (6 për GSM900 dhe 8 për GSM 1800), fuqia e transmetuar varet nga numri i bartëseve aktive. Përsa i përket UMTS-së, secili operator zotëron 4 bartëse FDD dhe një bartëse TDD, e cila mund të ripërdoret në çdo qelizë për të kontrolluar interferencën ndërmjet barëseve. Numri i bartëseve aktive përcakton edhe fuqinë maksimale të transmetuar për qelizë.. Në tabelën 2.8 tregohen standartet për fuqitë maksimale në dalje të transmetuesit BTS për GSM-në.

Tabela 2.8 Nivelet maksimale të fuqisë në dalje të antenave në BTS-të GSM

| Niveli fuqisë Tx/Rx | Nivelet maksimale të fuqisë në dalje të BTS-ve GSM [dBm] | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 900 | 1800 | 900 (mikro[1]) | 1800 (mikro[1]) |
| 1 | [55,58] | [43,46] | ]19,24] | ]27,32] |
| 2 | [52,55[ | [40,43[ | ]14,19] | ]22,27] |
| 3 | [49,52[ | [37,40[ | ]9,14] | ]17,22] |
| 4 | [46,49[ | [34,37[ | | |
| 5 | [43,46[ | | | |
| 6 | [40,43[ | | | |
| 7 | [37,40[ | | | |

Duhet theksuar që parametrat e BTS-së lejojnë që fuqia në dalje të zvogëlohet në mënyrë që të mundësohet mbulimi i kërkuar nga operatori. Për më tepër gjithmonë implementohet një kontrollues fuqie, kështu asnjëherë nuk arrihen vlerat maksimale të dhëna në tabelat e mësipërme. Në fakt, kur BTS-të instalohen afër njëra tjetrës, fuqia e transmetuar duhet të zvogëlohet për të shmangur interferencën. Ndërsa, BTS-të në zonat rurale, të vendosura larg njëra-tjetrës punojnë në nivele më të larta fuqie. Një BTS edhe mund të sektorizohet (deri në 6 sektore, por zakonisht 3). Çdo sektor formon një qelizë,

me një antenë Tx/Rx ose dy në marrje (në rastin e diversitetit në marrje) për sistemet (GSM900, GS1800 ose UMTS). Kjo do të thotë që deri në tri antena Tx/Rx të vendosura bashkë mund të jenë duke transmetuar në një drejtim të caktuar. Nëse stacioni ndahet ndërmjet operatorëve, në një infrastrukturë mund të gjenden edhe më shumë antena.

Ka tri lloje antenash që përdoren në BTS-të e komunikimeve celulare: omni-direksionale, *cardioids* dhe sektoriale. Forma e rrezatimit të antenës, brezi si dhe diapazoni i fuqisë së ushqimit janë parametrat kyçë që karakterizojnë antenën. Forma e rrezatimit jepet nga fabrikuesi, zakonisht në 2D, bashkë me amplifikimin dhe gjerësinë e rrezes 3 dB; forma e rrezatimit në 3D, nëse është e nevojshme duhet të interpolohet [7] . Antenat duhet të instalohen me një *tilt* mekanik në mënyrë që të arrihen kërkesat e mbulimit. Parametra të rëndësishëm janë edhe përmasat e antenës, që lidhen me numrin e elementëve që e përbëjnë, këto duhen për përcaktimin e distancës minimale të fushës së largët të një antene. Vlerësimet e ekspozimit kryhen në zona të cilat janë përgjithësisht të lejuara ose të kufizuara për personelin e kualifikuar të shfrytëzimit. Meqënëse mjediset reale zakonisht përfshijnë pasqyruesa të afërt, atëherë një procedurë skanimi është e nevojshme për gjetjen e ekspozimit maksimal. Vlerësimet e çastit me brezë të gjerë zakonisht janë të pamjaftueshme meqënëse transmetuesat e vlerësuar nuk operojnë gjithmonë në maksimumin e fuqisë, për shembull, fuqia e transmetuar e stacioneve bazë është e varur nga trafiku. Në të tilla raste, informacioni i ekspozimit maksimal në lidhje me ekspozimin e vlerësuar duhet të jetë i disponueshëm dhe të zbatohet me kujdes për ekstrapolimin e ekspozimit të rastit më të keq. Është më e lehtë të përcaktohen metodat e vlerësimit kur parametrat shtesë janë të njohur.

Burimet e përgjithëshme të gabimit janë:

- shqetësimet e fushës nga prania e pengesave për shembull pasqyrimi dhe absorbimi i fushës elektromagnetike për shkak të trupave njerëzor.
- mos respektimi i direktivitetit dhe polarizimit të antenës
- aplikimi jo efektiv i kabllave jo-çiftues, për shembull, veprojnë si antena dytësore
- marrësi i vlerësimit që aplikohet, për shembull, konfigurime të gabuara të vlerësimit për sinjalet e matur.
- zgjedhja e pikave të vlerësimit, për shembull pikat të cilat nuk janë të mundshme për dhënien e ekspozimit maksimal të fushës elektromagnetike

Tabela 2.9 liston parametrat që janë të nevojshme për të ekstrapoluar ekspozimin e rastit më të keq dhe të zvogëlojë gabimin e vlerësimit aktual. Janë propozuar metoda të ndryshme për vlerësimin e ekspozimit EMF në fushën e largët. Një trajtim është metoda gjithëpërfshirëse. Kjo metodë kërkon që të lëvizësh ngadalë antenën matëse me ndryshime të polarizimeve dhe drejtimeve nëpër volumin e interesuar në mënyrën e kapjes së maksimumit gjatë vlerësimit, domethënë, vlera maksimale e fushës përcaktohet dhe krahasohet me vlerat e referencës. Kriteret e përzgjedhjes varen nga lloji i vlerësimit për të verifikuar pajtueshmërinë me standartet dhe nga largësia e fushës së matur (fusha në largësi *kundrejt* fushës në afërsi).

Tabela 2.9 Parametrat e stacionit BTS për vlerësimin e fushës në largësi

| Parameterat e Site-it | Shpjegimi |
|---|---|
| Vendi | Vendi i transmetuesit në lidhje me pikën e vlerësimië |
| Line of sight / non-line of sight | Përcakton nëse mund të pritet një rrugë përhapjeje mbizotëruese |
| Type of site | Site me një stacion ose me disa të tillë |
| Direktiviteti i antenës | Karakteristikat e rrezes së antenës |
| Drejtimi i rrezatimit të antenës | Drejtimi në të cilin transmetuesi rrezaton |
| Fuqia maksimale hyrëse e antenës | Fuqia hyrëse e antenës në kohën kur ndodh vlerësimi |
| Frekuenca | Frekuenca në të cilën transmetohet |
| Sistemi i komunikimit | Sistemi i komunikimit që përdoret, dmth, çfarë karakteristika te sinjalit priten |
| Burime të tjera të rrezatimit | Fusha në pikën e vlerësimië nqs transmetuesi i vlerësuar është i fikur |

.

## 2.6 Procedurat standarte për vlerësimin e fushës elekromagnetike pranë stacioneve radio bazë

Në parim ekzistojnë tri grupe të metodave vlerësuese të ekspozimit nga sinjali downlink (dmth sinjali që vjen nga BTS drejt celularit MS) të stacioneve radio bazë të sistemit GSM:

- Vlerësim me brez të gjerë (vlerësohet niveli i fushës në tërësi, duke përfshirë të gjithë burimet)
- Vlerësim me selektim në frekuencë (mund të vlerësohet niveli i fushës i vetëm një burimi RF, duke përzgjedhur frekuencën që dëshirojmë)
- Vlerësim me brez të gjerë me selektim kodi dhe frekuence (përdoret zakonisht për vlerësimin e ekspozimit të fushës së krijuar nga sistemi UMTS)

Në këtë paragraf përshkruhen dy metoda vleresimi, metoda me lëvizje dhe metoda me matricë. Do të jepet dhe zbatueshmëria e secilës prej metodave por edhe kufizimet që ato kanë.

Metoda me lëvizje:Përdoruesi lëvizë nëpër zonë për të marrë kampione të të gjithë volumit duke lëvizur  përgjatë antenës nga drejtimi i preferuar dhe drejtimi i polarizimit. Eksperienca ka treguar që  regjistrimi në një kohë prej pak minutash është i mjaftueshëm për të kapur fuqinë maksimale të fushës në volumin e dhënë.

Avantazhet e kësaj metode:

- Vlerësim i menjëhershëm i vlerës maksimale të emetimit për zonën e marrë në shqyrtim.
- Kërkon pak kohë.
- Nuk harxhohet kohë në pergatitjen e nevojshme për vlerësimin.
- Veprimet brenda zonës që matet nuk janë shumë të ndikueshme.

Disavantazhet e kësaj metode:

- Vlerësimi nuk është i riprodhueshëm.
- Nuk është e mundur që më pas të përcaktohet se ku ndodh maksimumi brenda hapësirës së matur.
- Kërkon një eksperiencë në mënyrë që të përftohen rezultate kuptimplote.
- Nuk mund të përcaktohet pasiguria e vlerësimit.

Metoda me matricë:Përcaktimi i matricës: Volumi i vlerësimit kampionohet në pikat e një matrice duke përdorur metodën matricore. Gjatësi të ndryshme të vlerësimit caktohen në volumin vlerësues. Fuqia e fushës rezultante përcaktohet në çdo njërën prej këtyre lartësive.

Procedura e vlerësimit [8].

1. Pozicionimi i pikës vlerësuese

2. Vlerësimi në pikën e parë
3. Vlerësimi sipas aksit të lëvizjes
4. Vlerësimi sipas mënyrës së operimit të zgjedhur
5. Ruhen rezultatet izotropike
6. Përsëriten hapat nga 2 te 5 për pika të ndryshme

Avantazhet e metodës:

- Riprodhueshmëri e mirë e vlerësimit.
- Lejon mesatarizimin hapsinorë të emetimeve (e kërkuar nga disa standarte).
- Mund të gjendet maksimumi lokal

Disavantazhet e metodës:

- Sinjali që do të vlerësohet duhet të qëndrojë konstantë gjatë gjithë kohës
- Harxhim kohe për shkak të përsëritjes së procedurës për pika të ndryshme brenda volumit.
- Asnjë objekt përçues ose person nuk duhet të lëvizë brenda hapësirës së përcaktuar. Duhet të mbahet një distancë minimale midis antenës dhe objekteve interferues në mënyrë që karakteristika marrëse e antenës të mos dëmtohet.

### 2.7 Përzgjedhja e pikave që do vlerësohen pranë stacioneve radio bazë

Pas përcaktimit të ambjentit ku do bëhet vlerësimi zgjidhen disa pika vlerësimi të fushës, rezultatet e të cilave do krahasohen me nivelet e përcaktuara me përpara.[8]Në qoftë se një nga këto pika ka rezultate të cilat e kalojnë vlerën e përllogaritur atëherë përveç vlerësimit që u bë është e detyrueshme të bëhen vlerësime të detajuara me një analizues spektri. Ky na jep mundësinë të masim kontributin e çdo burimi që na dha atë vlere vlerësimi dhe rezultatet i krahasojmë me nivelet e përcaktuara për çdo brez të caktuar frekuencash. Figura 2.8 paraqet procedurat kryesore të vlerësimit:

Figura 2.8 Procedurat kryesorë për vlerësimin e fushës

Siç e përmendëm dhe më lart në rast se rezultatet e vlerësimit janë mbi ato norma të paravendosura atëhere kryejmë një vlerësim të detajuar të frekuencave me një analizues spektri.Në rastet kur analiza e frekuencave të vecanta rezulton brenda normave atëherë e publikojmë si rezultat. Nëse ajo është përsëri mbi normat atëherë lajmërohet autoriteti përkatës. Me përcaktimin e pikave të vlerësimit fillojmë vlerësimin me monitorues fushë. Referuar rekomandimeve evropiane pikat e vlerësimit ndodhen në lartësinë 1.5 metra nga toka. Këto rezultate krahasohen me nivelet e përllogaritura dhe në qoftë se ato janë në nivele më të vogla se ato të paracaktuar atëhere ato janë në përputhje me nivelet e ekspozimit njerëzore dhe mund t'i publikojmë si rezultate. Në qoftë se këto rezultate janë mbi nivelin e përcaktuar atëhere ne përsërisim vlerësimin përsëri me monitor fushe por tashmë në lartësi të ndryshme rreth pikës së përcaktuar, konkretisht masim pika në lartësinë 1.1m, 1.5m dhe 1.7m. Vlerësimet bëhen për 6 minuta si në rastin e mësipërm. Në rastin kur rezultatet janë brenda vlerave të përllogaritura  atëhere ato publikohen, në rast të kundërt do të bëhet një vlerësim i detajuar me analizues spektri.

Figura 2.9 jep vlerësimin në çdo pikë krahasuar me vlerën e matur me analizues spektri. Këtu jemi në rastin kur rezultatet e marra edhe pasi janë persëritur janë mbi normat e antenave, nivelit kritik, etj. Bandat e zgjedhura janë: 100 kHz - 30 MHz, 30 MHz - 300 MHz, 300 MHz – 3 GHz. Niveli kritik i zgjedhur është 40 dB nën nivelin referencë të ekspozimit njerëzor. Vlerësimet do të bëhen për antenat në të dy polarizimet. Procedura e vlerësimit është e njëjtë me procedurën që ndoqëm më sipër në rastin e monitorimit të fushës. Në dallim nga ajo, vlerësimet me analizues spektri do realizohen në pikat e përcaktuara si më lart por do zgjasin 6 minuta për secilin brez frekuencash.Në përfundim të vlerësimive, rezultatet i krahasojmë me normat e nivelit kritik dhe me të gjithë koefiçientët e standartizuar për ekspozim njerëzor kundrejt rrezatimit elektromagnetik.Në

rastin më të mirë kur këto rezultate janë më të vogla se këto nivele referimi atëherë ato mund t'i publikojmë, në rast të kundërt duhet raportuar menjëheherë tek autoritet përkatëse për rezultatet e vlerësimeve.

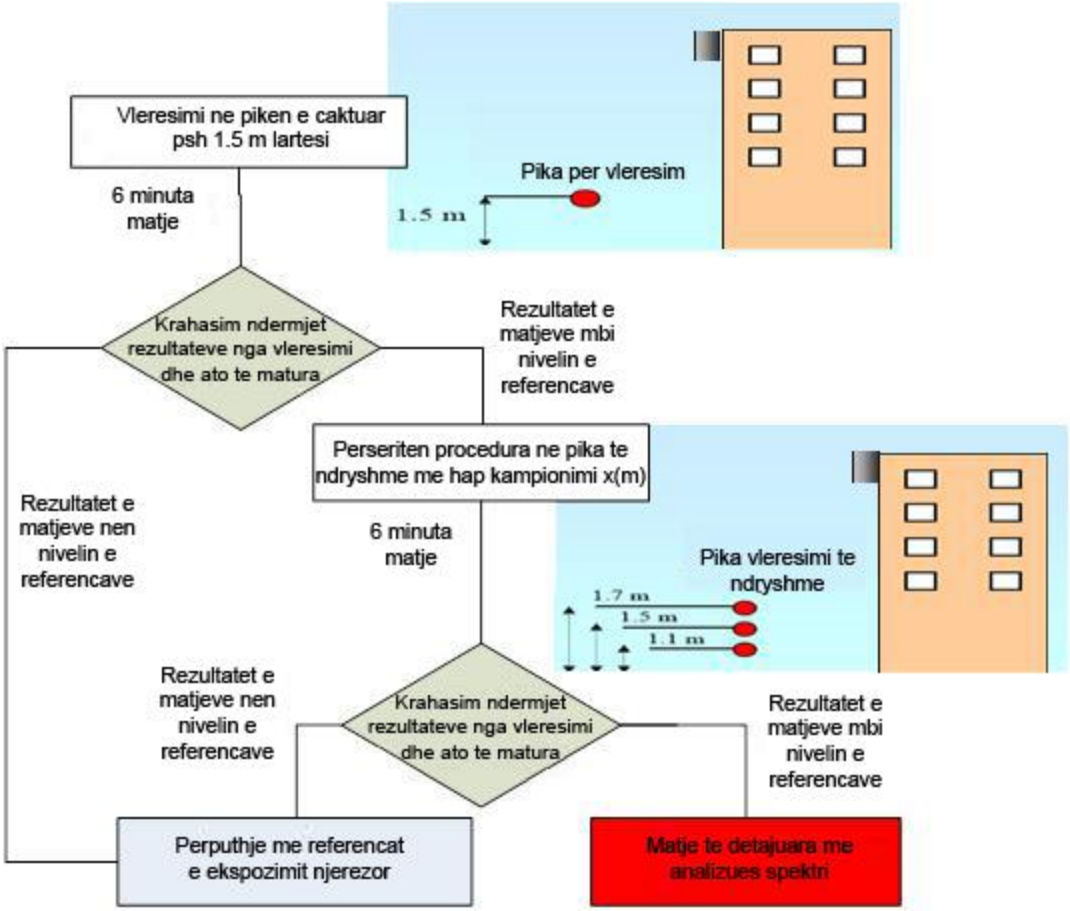



Figura 2.9 Kriteret e vlerësimit me analizues spektri

Në përcaktimin e pikave të vlerësimit duhet të merren parasysh disa faktorë të cilët ndikojnë direkt në rezultatet e vlerësimit. Rekomandimet europiane lënë hapësira për metoda të ndryshme llogaritjeje për përzgjedhjen e pikave të vlerësimit. Përderisa pikat që do përzgjidhen kanë si referim antenat e stacioneve transmetuese, atëherë dy janë faktorë kryesore që ndikojnë në procedurën e përcaktimit të pikave të vlerësimit:

- Topologjia e instalimit të stacioneve të transmetimit
- Numri i stacioneve të transmetimit

### 2.7.1 Procedurat për një stacon të vetem radio bazë

Procedura MonoBTS [8] ndiqet në rastin kur kemi vetëm një sistem transmetimi mobile në atë zonë. Pikat e vlerësimit përcaktohen në bazë të topologjisë të instalimit të transmetuesit. Për topologjitë Rtower, Upole dhe Utower, Uroof dhe Ufacade

- Përcaktimi i pikave përgjatë radialëve të fushës tregohet në figurën 2.10. Gjithashtu duhet pasur parasysh që përcaktimi i radialeve bëhet në bazë të gjeometrisë lokale ku është vendosur sistemi i transmetimit.
- Identifikimi i pikave përgjatë vijave të mbyllura si në figurën 2.10.
- Përcaktimi i vijave të mbyllura përcaktohet në bazë të gjeometrisë lokale ku është vendosur stacioni i transmetimit.
- Përsëritje të procedurës së mësipërme për të shmangur ndonjë mundësi shqetësimi të sinjalit dhe Vlerësim të sa më shumë pikave të fushës.

Si shtesë mund të marrim edhe pika të tjera për vlerësime sa më të sakta, që të përputhen me nivelet referencë.

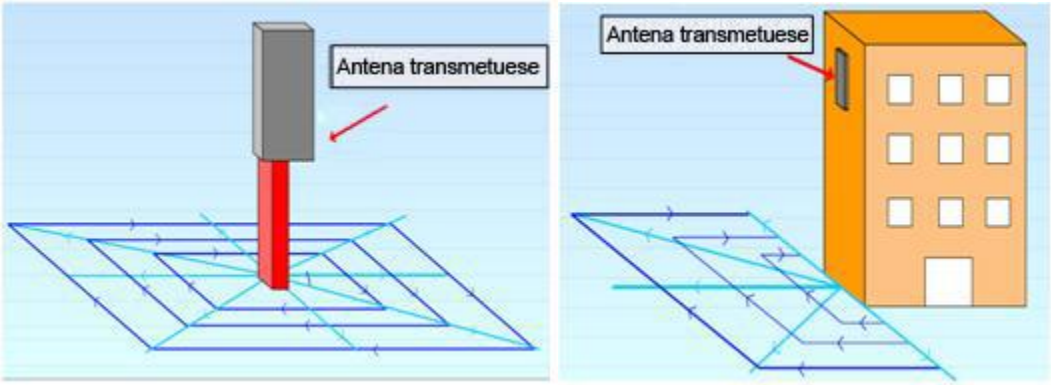
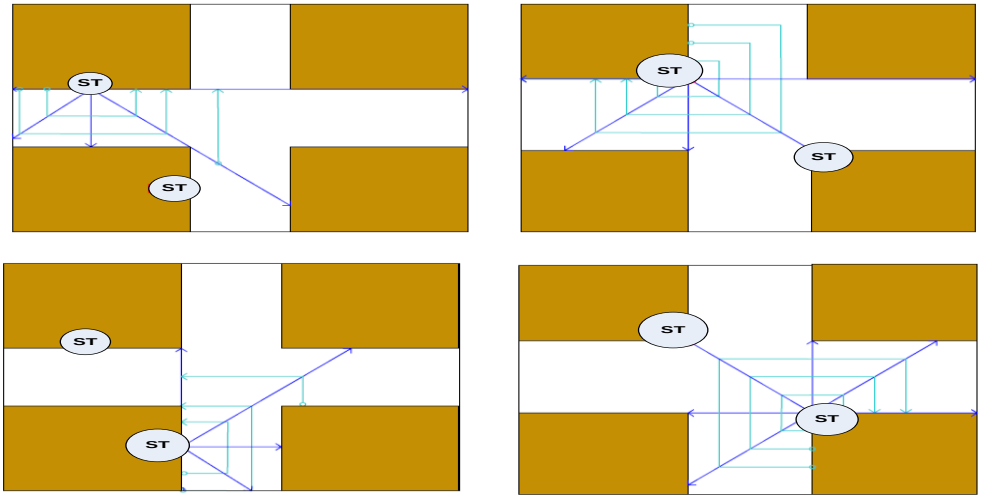



Figura 2.10 Paraqitja skematike e fushës për Utower, Rtower, Upole/Uroof,Ufacade

### 2.7.2 Procedurat për disa radio bazë

Procedura MultiBTS [8]që përshkruhet këtu aplikohet në ato raste ku kemi më shumë se një stacion transmetimi në një zonë të caktuar. Ky është i përshtatshëm për çdo tip konfigurimi si në rastin kur dy stacionet kanë pamje direkte me njëri-tjetrin si në rastin kur nuk kanë. Fillimisht bëhet përcaktimi i pikave të vlerësimi të tyre duke i konsideruar stacionet më vete. Kjo gjë bëhet si në paragrafin e mësipërm për MonoBTS.

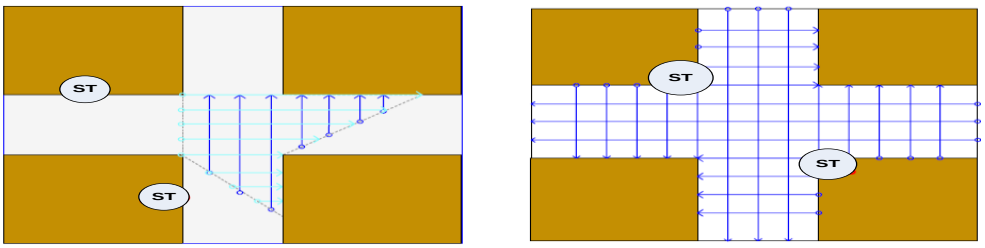



a) Stacionet nuk kanë pamje direkte b) Stacionet kanë pamje direkte

Figura 2.11 Stacioni i parë i transmetimit

Figurat 2.11 dhe 2.12 paraqesin praninë e dy stacioneve BTS. Pikat e vlerësimit në rastin e situatës ku stacionet kanë pamje direkte i nënshtrohen një analize më të hollësishme vlerësimi. Analiza është e nevojshme në këtë rast sepse kemi superpozim të valëve në një pikë të caktuar të vlerësimit që vjen si pasojë e ekzistencës së dy stacioneve transmetuese.Në këtë rast bëjmë një analizë që quhet analizë rrjetë dhe përcakton mënyrën e vlerësimit në këto pika siç është treguar në figurën 2.12. Duke pasur parasysh topologjitë e ndryshme, atëherë kemi një mundësi shumë të madhe kombinimi të këtyre pikave të vlerësimit. Përcaktimi i pikave të vlerësimit në analizën rrjetë përfshin:

- Identifikimin e pikave të fushës përgjatë vijave që formojnë analizën rrjetë.
- Përsëritje e procedurës së mësipërme për të shmangur shqetësimet e sinjalit.
- Markimi i sa më shumë pikave të fushës në analizën rrjetë.




a) Stacionet nuk kanë pamje direkte b) Stacionet kanë pamje direkte

Figura 2.12 Analiza rrjetë

Si përfundim, vlerësimet bëhen në pikat e markuara në analizën rrjetë. Në rastin kur stacionet kanë pamje direkte atëhere vlerësimet bëhen për secilin stacion më vete me proçedurat e mësipërme, pastaj rezultatet përpunohen.

# PJESA II

# MODELIMI I STACIONEVE RADIO BAZË DHE METODAT NUMERIKE

# KAPITULLI 3

## Modelimi i fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë

### Hyrje

Modelimi i fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazëështënjë mënyrë për vlerësimin dhe përcaktimin e zonave të përjashtuara pranë këtyre stacioneve. Ka rëndësi zgjedhja e modeleve të përshtatshme në mënyrë që të merret një parashikim i mirë i niveleve të rrezatimit.

Në literaturë gjenden shumë modelepër përcaktimin e zonave të fushës sëafërt dhe tëlargët. Literatura tregon qartë se në "zonën e fushës në afërsi", niveli i rrezatimit varet jo vetëm nga distanca nga antena, por edhe nga lëvizja përgjatë drejtimit vertikal, ndërsa në "zonën e fushës së largët" niveli i rrezatimit varet vetëm nga distanca prej antenës dhe jo nga lëvizja përgjatë drejtimit vertikal.

Transformimin fushë në afërsi/fushë në largësi (transformimi sferik i fushës së afërt në të largët) e përdorim me qëllim që modelet e fushës së largët rrezatuese pranë stacioneve radio bazë të mund t'i përdorim për vlerësimin e fushës elektromagnetike dhe në zonën e fushës së afërt me një shkallë gabimi të pranueshëm.

Modelet e fushës së largët synojnë të kenë një formulim të thjeshtë dhe mbi to mund të apikohen metoda numerike të cilat bëjnë të mundur vlerësimin e fushës elektromagnetike në një kohë të shkurtër dhe jo me shumë kapacitete kompjuterike.

Llogaritja teorike e nivelit të fuqisë së rrezatuar nga stacionet radio bazë është e lidhur ngushtë me fuqinë e transmetimit të stacioneve BTS dhe me ambjentin ku ato janë instaluar psh prania e një burimi të vetëm apo disa të tillë.

### 3.1 Modelimi i fushës elekromagnetike

Fushat elektromagnetike rreth një burimi rrezatues kanë karakteristika komplekse dhe johomogjene. Zakonisht përcaktohen tri zona kufitare[2]:

- Zona e fushës së afërt reaktive: Karakterizohet nga bashkegzistenca e energjisë reaktive dhe rrezatuese Fushat Elektrike (E) dhe Magnetike (H) duhet të përcaktohen të ndara në mënyrë që të përcaktohet densiteti i fuqisë dhe impendanca e fushës.Kjo zonë kufizohet nga :

$$d < d_{rnf}, \text{ ku } d_{rnf} = \frac{\lambda}{4} \tag{3.1}$$

Ku $d$ distanca nga elementi rrezatues në pikën që po studiojmë, $d_{rnf}$ limiti i fushës së afërt reaktive dhe $\lambda$ gjatësia e valës së valës elektromagnetike,

- Zona e fushës së afërt rrezatuese, e quajtur zona Fresnel, ku dominojnë fushat rrezatuese dhe ku shpërndarja këndore e fushës varet nga distanca me antenën; matjet e fushave E dhe H janë të lidhura drejtpërdrejt me impendancën karakteristike të hapësirës së lirë. Kjo zonë kufizohet nga:

$$d_{rnf} \le d < d_{ff}, \text{ ku } d_{ff} = \frac{2D^2}{\lambda} \tag{3.2}$$

Ku $d_{rnf}$ limiti i fushës së afërt reaktive, $d$ distanca nga elementi rrezatues në pikë e studimit, $d_{ff}$ kufiri i fushës së largët dhe$D$ përmasa më e madhe e antenës

- Zona e fushës së largët, ku forma e rrezatimit është e pavarur nga distanca e antenës transmetuese; matjet e fushës E dhe H lidhen direkt me impendancën karakteristike të hapësirës së lirë (120 π).

Këto tri zona kufi tregohen skematikisht në figurën 3.1.

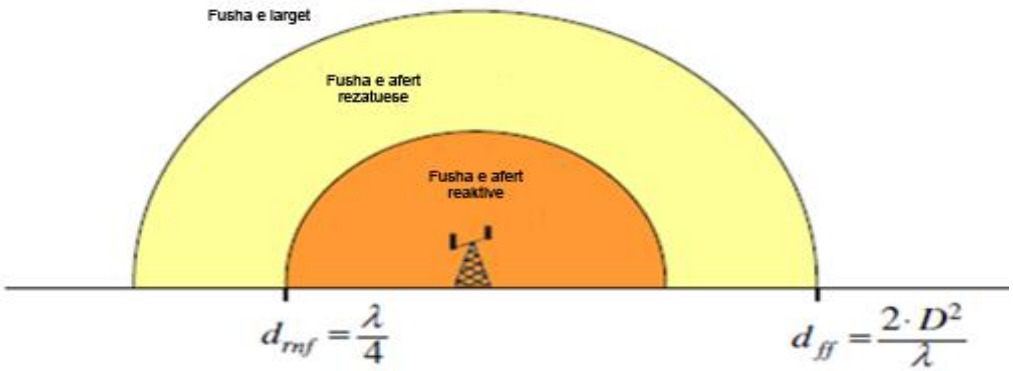



Figura 3.1 Zonat kufi të rrezatimit rreth një antene.

Tabela 3.1 tregon, për gjatësitë më të zakonshme të antenave në GSM900, GSM1800 dhe UMTS, vlerat e kufirit që limitojnë tri zonat në afërsi të antenave të stacioneve radio bazë [6]. Frekuenca e përdorur për të marrë këto vlera i korrespondon rastit më të keq (frekuenca më e lartë në brezin e çdo sistemi).

Në secilën nga këto tri zona, fushat e rrezatuara nuk paraqesin të njëjtën sjellje dhe modelet janë të ndryshme. Për zonën e fushës së largët ka shprehje të njohura dhe të thjeshta që përcaktojnë fortësinë e fushës. Për vlera të caktuara fuqie rrezatuese dhe përmasa antene, fusha në distancën më të vogël të fushës së largët është nën vlerat kufi të rekomanduara.

Tabela 3.1 Distancat për zonat pranë BTS-ve.

| | GSM900 | | GSM1800 | | UMTS | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Frekuenca maksimale $f_{max}$ [MHz] | 960 | | 1880 | | 2170 | |
| Gjatësia e valës λ [m] | 0.313 | | 0.160 | | 0.138 | |
| Gjatësia e antenës D[m] | 0.3 | 2.6 | 0.2 | 2.6 | 0.2 | 2.6 |
| Distanca maksimale e fushës së afërt reaktive $d_{rnf}$ [m] | 0.08 | | 0.04 | | 0.03 | |
| Distanca min e max e fushës së largët $d_{ff}$ [m] | 0.6 | 43.2 | 0.5 | 84.5 | 0.6 | 98.0 |

Për përcaktimin e zonave të përjashtuara duhen patur modele të mirëpërcaktuara të përhapjes për fushën e afërt. Zakonisht, zonat e përjashtuara, ku kufijtë mund të kalohen, ndodhen në zonën e fushës së afërt të rrezatimit të antenës (disa metra). Këto zona mund të përcaktohen nëpërmjet matjeve, ose parashikimeve nëpërmjet simulimeve komplekse ose duke aplikuar modelet e thjeshta të llogaritjes së niveleve të rrezatimit në afërsi të antenës. Matjet e kryera të konsumojnë kohë por gjithashtu varen edhe nga tipi i stacionit radio bazë. Një alternativë tjetër që mund të përdoret në vend të matjeve janë simulimet. Nëpërmjet tyre mund të merren vlerësime të mira të fushave të rrezatuara rreth antenave; kjo procedurë kërkon pajisje të fuqishme dhe ndonjëherë kërkon më shumë kohë për të marrë një rezultat të saktë.

Një mënyrë tjetër për përcaktimin e zonave të përjashtuara është zgjedhja e modeleve të përshtatshme në mënyrë që të merret një parashikim i mirë i niveleve të rrezatimit, meqenëse ka shumë modele të sakta dhe të thjeshta për t'u përdorur, kjo është zgjidhja më praktike. Disa modele gjenden në literatura për përcaktimin e zonave të fushës së largët dhe të afërt. Në përgjithësi, këto modele synojnë të kenë një formulim të thjeshtë të vlerësimeve komplekse nga simulimet (sidomos për modelet e fushës së afërt, meqenëse ato nuk janë aq të sakta sa fushat e largëta). Në literatura mund të gjenden edhe informacione për parashikimet e SAR e cila varet nga modelet që përdoren.Një përmbledhje e modeleve të gjendura në literatura [9-14]tregohet mëposhtë.

### 3.2 Modelimi i fushës së afërt rrezatuese pranë stacioneve radio bazë

Kompanitë celulare në Shqipëri, kanë shtuar shërbimet e klientit nëpërmjet zbatimit të teknologjisë 3G. Teknikisht, ofrimi i shërbimeve shtesë do të thotë një rritje në kapacitetin e BTS.Rritja e kapacitetit për shërbimet e ofruara është e lidhur përkatësisht me rritjen e numrit TRX, pra të njësive transmetuese- marëse.

Për shërbimet e të dhënave, duke përdorur të njëjtën antenë (antenë inteligjente) si për frekuencat e brezit 2100MHZ dhe për të mbështetur shërbimet 3G ashtu edhe për frekuencat 900 dhe 1800MHZ.Në të dyja rastet, ndërsa shërbimet janë siguruar nga e njëjta antenë inteligjente, do të ketë një rritje të fuqisë totale të rrezatuar nga antena. Për këtë arsye, është e rëndësishme që të njohim densitetin e fuqisë së rrezatuar nga antenat për shërbimet 2G dhe ato 3G.

Vlerësimi i densitetit të fuqisë krijon mundësinë e krahasimit me standardet e vendosura nga ICNIRP, Komisioni Ndërkombëtar për Mbrojtjen nga Rrezatimet Jo Jonizuese, për ekspozimin e publikut dhe jep mundësinë e krijimit të zonave të sigurisë rreth antenave. Për shkak të funksionimit të antenave inteligjente në disa frekuencave të njëjtën kohë, në frekuencat 900MHz, 1800MHz dhe 2100MHZ dhe për shkak të prezencës së operatorëve të tjerë celularë, si dhe për shkak të të gjitha shërbimeve të tjera, që operojnë në frekuencat radio, si FM, UHF etj, mënyra më e mirë për të përcaktuar nivelin e rrezatimit jo jonizues është që të bëhet vlerësimi dhe matjet në terren.

Matjet në terren, kryhen normalisht në afërsi të stacioneve bazë, BTS. Por kur themi në afërsi të stacioneve bazë, duhet të përcaktohet qartë teknikisht, deri në çfarë largësi nga antena, duhet të kryhen matjet. Kjo për arsye se ka interpretime të ndryshme për vlerat e matura në afërsi dhe në distancë, respektivisht për fushat me karakter cilindrik dhe sferik.

Në këtë paragraf jepet një metodë për përcaktimin e hapësirës ndarëse midis dy zonave, të njohura si "zona e fushës në afërsi - ku fusha elektromagnetike ka karakter cilindrik" dhe "zona e fushës në largësi - ku fusha elektromagnetike ka karakter sferik".

- Në "zonën e fushës në afërsi", niveli i rrezatimit varet jo vetëm nga distanca prej antenës por edhe nga lëvizja përgjatë drejtimit vertikal.
- Në "zonën e fushës në largësi" niveli i rrezatimit varet vetëm nga distanca prej antenës dhe jo nga lëvizja përgjatë drejtimit vertikal, në kufijtë e përmasës vertikale të antenës.

Llogaritja e densitetit të fuqisë së rrezatuar nga antenat celulare në distancën R, për "zonat e fushës në distancë" mund të bëhet duke përdorur ekuacionin (3.3)[2].

$$S = \frac{P_{in} * G}{4\pi * R^2} \tag{3.3}$$

Ku, $S$ është densiteti i fuqisë në wat/m$^2$ , $P_{in}$ është fuqia në hyrje të antenës, $G$ është amplifikimi i antenës dhe $R$ është distanca nga antena.

Në zonat në distancë, densiteti i fuqisë të rrezatuar nga antenna mund të llogaritet gjithashtu duke përdorur formulën (3.4).

$$S = E \times H = \frac{E^2}{377} = 377 \times H^2 \tag{3.4}$$

Ku, $E$ është intensiteti i fushës elektrike në V/m dhe $H$ është intensiteti i fushës magnetike në A/m.

Në zonat e fushës në largësi nga antena, E dhe H janë ortogonale midis tyre dhe praktikisht mund të matet E ose H dhe mund të llogaritet densiteti i fuqisë së rrezatuar, duke përdorur formulën (3.4). Është e rëndësishme të theksohet se E dhe H, janë ortogonale vetëm për “zonat e fushës në largësi” dhe vetëm në këtë rast, ne mund të llogarisim densitetin e fuqisë duke përdorur ekuacionin (3.4).

Në qoftë se, ne do të kryejme matje apo llogaritje në zonat e fushës në afërsi të antenës, atëherë E dhe H nuk janë ortogonale midis tyre dhe densiteti i fuqisë së rrezatuar nga antena, në këtë zonë, do të varet edhe nga lëvizja sipas drejtimit vertikal në përmasat e madhësisë së antenës. Për këto zona, ne nuk mund të llogarisim vlerat e E dhe H, sepse kjo do të çojë në një rezultat të gabuar për vlerën e S.

Pra përcaktimi i kufirit ndarës midis zonës së fushës në afërsi dhe në largësi mund të bëhet nëse njohim gjatësinë e valës, $\lambda$, dhe lartësinë e antenës, D.

Për antenat inteligjente që operojnë në frekuencat 900, 1800 dhe 2100MHZ, zona e fushës në afërsi dhe në largësi, duhet të përcaktohet për çdo frekuencë më vete[9].

Për frekuencën 900/1800/2100MHZ duhet të përcaktohet $\rho_{0\_900}/\rho_{0\_1800}$ $/\rho_{0\_2100}$ e cila është distanca në të cilën karakteri cilindrik i fushës ndryshon në karakter sferik, ose kufiri ndarës midis zonës së fushës në afërsi dhe zonës së fushës në largësi. Vlera më e madhe e distancës, nga vlerat e $\rho_{0\_900}$, $\rho_{0\_1800}$,$\rho_{0\_2100}$, do të jetë vlera të cilën ne mund ta përcaktojmë si zona e fushës në largësi, për të tre frekuencat e mësipërme, 900, 1800 dhe 2100 MHZ.

### 3.2.1 Transformimi fushë në afësi / fushë në largësi

Teknikat e fushës në afërsilejojnë vlerësimin e fushës elektrike dhe magnetike pothuajse kudo në afërsi të antenës pervec zonës reaktive ku valet kalimtare nuk mund të neglizhohen. Një skemë e përgjithshme e near field to far-field transformation në gjeometri të ndryshme është paraqitur në figurën 3.2. Të dhënat e matjes mund të jenë të mbledhura në sipërfaqe planare, cilindrike ose sferike në një zonë far-field**.**Një përpunim numerik është aplikuar më pas për të vlerësuar fushën në çdo pikë. Për shkak të formës së zgjatur të stacionit bazë të antenave celulare për komunikim, një gjeometri cilindrike duket më e përshtatshme për të minimizuar dimensionet.

Transformimi i NF-FF[10] i përdorur është i paraqitur me gri në figurën 3.2.Të dy komponentet tangenciale të fushës elektrike janë mbledhur në një sipërfaqe cilindrike. Spektri i valës cilindrike është vlerësuar sipas Transformimit të shpejtë Furie(FFT). Kodi ne Matlab dhe modeli far-field janë në dispozicion. Far-Field nuk është gjë tjeter por spektri planar i valës. Nga rrezatimi i spektrit planar të valës fushat elektrike dhe magnetike mund të vlerësohen sipërfaqet planare përgjithësisht kudo rreth antenës (figura 3.2). Në këtë mënyrë njëherazi mund të rindërtojmë fushën në brendësi të cilindrit të matjes. Një rindërtim i tillë do të ishte më i vështirë në kordinatat cilindrike për shkak të nevojës së një kontrolli të saktë të numrit te marrë të mënyrave cilindrike.

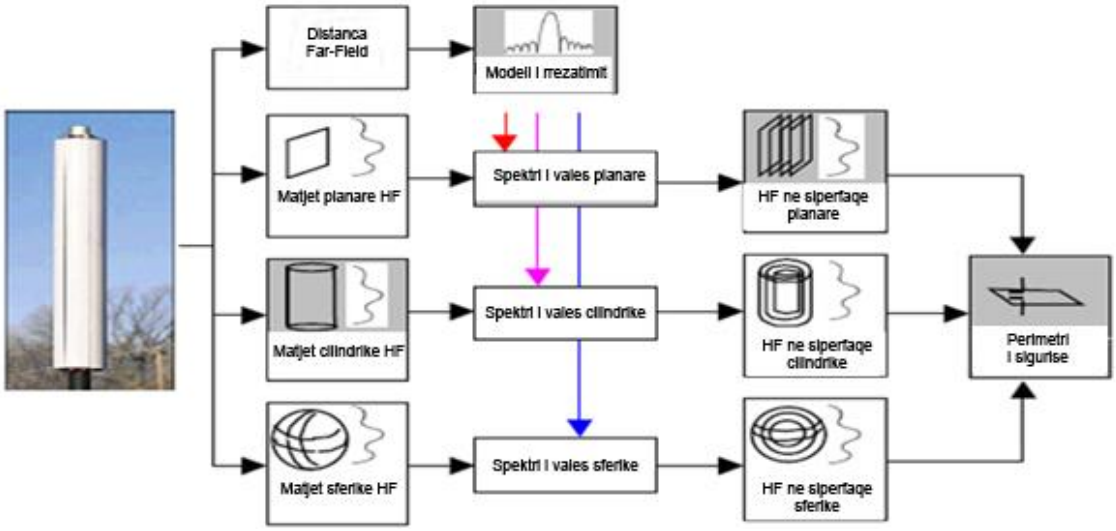



Figura 3.2 Transformimi Near-Field në Far-Field

Në këtë paragraf shikohettransformimi standard i fushës së afërt rrethore për të marrë fushën elektromagnetike afër antenave në kushtet e hapësirës së lirë. Fusha e marrë në këtë mënyrë lejon të përcaktohet një zonë e përjashtuar nga pikëpamja e pajtueshmërisë së ekspozimit dhe gjithashtu bën të mundur të kufizohet gabimi i bërë nëpërmjet procedurave standarde të matjes së fushës. Veç kësaj vizualizimi i fushës elektromagnetike në afërsi të antenës në kushtet e hapësirës së lirë lejon përcaktimin e modeleve të qarta që hasen në vendvendosjen e antenës në mjedise komplekse me qëllim  për të mos bllokuar rrezatimin kryesor të saj. Në një mjedis kompleks, ekspozimi është dukshëm dhe jo i njëtrajtshëm. Ai tregon që maksimumi i fushës E i vendosur nga udhëzimet ofron mbrojtjen e duhur për ekspozimin e njerëzve. Në zonën e fushës së largët të antenës, ku janë të pranishëm vetëm kompontentët tangencialë të fushës dhe fusha H është e lidhur me fushën E nëpërmjet rezistencës së hapësirës së lirë intensiteti elektrik i fushës E është një instrument i dobishëm në përcaktimin jo vetëm të fushës  së rastësishme por gjithashtu dhe të madhësisë së vektorit Poynting në këtë rast: ku $\wp$ është madhësia e vektorit Poynting dhe $\eta$ është rezistenca e hapësirës së lirë.

$$\wp = \left|\vec{E}\right|^2 / \eta \tag{3.5}$$

Përreth antenës nuk ka një lidhje aq direkte nëpërmjet fushës elektrike dhe magnetike. Kufiri i fushës së largët përcaktohet  nga kriteri i  zakonshëm $2D^2/\lambda$.

Megjithatë, fusha e afërt e antenës së stacionit bazë mund të përcaktohet saktësisht. Në [9] ajo është treguar analitikisht për një tip të përcaktuar antene për shembull rreshta bashkëlinear me ushqim në fazë si fuqia e ndërprerë nga një cilindër që rrethon antenën ndryshon në përputhje me rrezen e cilindrit. Antenat aktuale të stacioneve bazë janë me strukturë më komplekse. Për antenat sektor të cilat janë me një gjerësi rrezatimi ndërmjet 60° dhe 85° në planin horizontal ato zakonisht formohen nga 8 ose 10 elemente rrezatues të vendosur vertikalisht dhe me hapësirë tipike ndërmjet tyre $0.6 \text{dhe} 0.75\lambda$ .Zakonisht elementët janë pjesë mikrobrezash ose dypole mbi një plan tokësor.Ushqimi i elementëve vlerësohet përshtatshmërisht për të:

- prodhuar një zhvendosje elektrike të pjerrësisë së rrezatimit kryesor (electrical down tilt) ndërmjet 2° dhe 8°.
- zvogëluar emetimet anësore në drejtimin anësor të gjerë për të zvogëluar interferencat te qelizat fqinje.
- marrë modelin e ndjeshmërisë zero në zonën e mbulimit.

Për shkak të ngarkesës komplekse të elementeve të këtyre antenave komplekse fusha e afërt mund të ekspozohet fuqimisht në afërsi të saj.Gjithashtu këtu tregohet që zona e përjashtuar përreth stacionit bazë mund të përcaktohet lehtësisht. Për aplikacione celulare të përbashkëta dhe duke marrë në konsideratë nivelin e ekspozimit të vendosur në udhëzues kjo zonë përjashtimi është shumë më e vogël se kriteri i fushës së largët i propozuar nga disa autorë. Përfundimisht prezantimi i madhësisë së vektorit Poynting përreth antenës së stacionit bazë në kushtet e hapësirës së lirë siguron një mjet të vlefshëm për përcaktimin korrekt të modeleve të qarta me qëllim moskeqësimin e funksionimit të antenës së vendosur në një mjedis kompleks.

### 3.2.2 Transformimi sferik i fushës së afërt në të largët

Transformimi sferik i fushës së afërt në të largët është një teknikë standarde vlerësimi e antenës, e zbatuar për të marrë modelin e fushës së largët të antenës nga vlerësimi i fushës së afërt.Gjithashtu vleresimi i fushës së afërt mund të përdoret për të marrë fushën elektromagnetike përreth antenës.

Le të marrim në konsideratë skemën e treguar në figurën 3.3 ku :

- $r_0$ është rrezja e sferës minimum që rrethon antenën

- $r_m$ distanca ku do kryhet vlerësimi

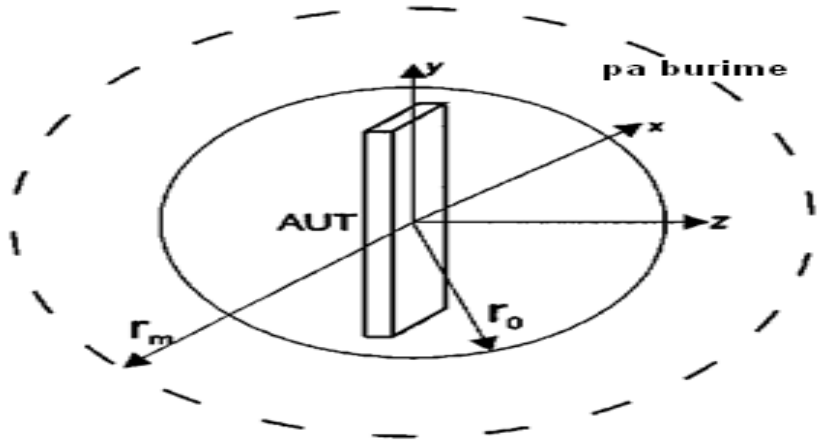



Figura 3.3 Skema sferike të fushës së afërt.

Fushat në një zonë të lirë burimi jashtë një antene që rrezaton mund të shkruhen si një shumë e njësuar e funksioneve të valës sferike. Rrezatimi i antenës për intensitetin e fushës elektrike për kordinatat sferike jepet si më poshtë[10].

$$E_r = \frac{\eta I_o l \cos\theta}{2\pi r}\left[1+\frac{1}{jkr}\right]e^{-jkr} \tag{3.6}$$

$$E_\theta = j\eta\frac{kI_o l \sin\theta}{4\pi r}\left[1+\frac{1}{jkr}-\frac{1}{(kr)^2}\right]e^{-jkr} \tag{3.7}$$

$$E_\phi = 0$$

$$\vec{E}(r,\theta,\phi) = \frac{k}{\sqrt{\eta}}\sum_{s=1}^{2}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=-n}^{n} Q_{smn}\vec{F}_{s,m,n}(r,\theta,\phi) \tag{3.8}$$

Rrezatimi i antenës për intensitetin e fushës magnetike

$$H_r = 0 \quad H_\theta = 0 \qquad H_\phi = j\frac{kI_o l \sin\theta}{4\pi r}\left[1+\frac{1}{jkr}\right]e^{-jkr} \tag{3.9}$$

$$\vec{H}(r,\theta,\phi) = -ik\sqrt{\eta}\sum_{s=1}^{2}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=-n}^{n} Q_{smn}\vec{F}_{3-s,m,n}(r,\theta,\phi) \tag{3.10}$$

Funksionet $\vec{F}_{s,m,n}$ të dhëna më sipër përcaktohen si:

$$\vec{F}_{1mn}(r,\theta,\phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\sqrt{n(n+1)}} \left( -\frac{m}{|m|} \right)^m$$
$$\times \left\{ h_n^2(kr) \frac{im\overline{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{\sin\theta} e^{im\phi} \hat{\theta} \right. \tag{3.11}$$
$$\left. - h_n^2(kr) \frac{d\overline{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{d\theta} e^{im\phi} \hat{\phi} \right\}$$

$\overline{P}_n^{|m|}$ janë funksione shoqëruese Lagrange, $h_n^2(kr)$ funksion sferik Henkel të llojit të dytë.

Në rastin real, numri i metodave për konvergjencën e serive është i caktuar dhe indeksi *n* është i kufizuar në *N*,ku *N* jepet nga rregulli empirik

$$N \approx kr_0 + 10 \tag{3.12}$$

ku $r_0$ është rrezja e sferës minimale që mbulon antenën. Të gjihë koeficentët $Q_{smn}$ mund të përcaktohen nga njohja e $\vec{E}$ ose e $\vec{H}$ në matjen e sferës. Kjo është e vërtetë pikërisht për $r_m \to \infty$ (fushën e largët) ku elementet rrezor të fushave shuhen.

### 3.3 Modelimi i fushës së largët rrezatuese pranë stacioneve radio bazë

Zakonisht, zonat e përjashtuara, ku kufijtë mund të kalohen, ndodhen në zonën e fushës së afërt të rrezatimit të antenës (disa metra). Këto zona mund të përcaktohen nëpërmjet matjeve, nëpërmjet simulimeve komplekse ose duke aplikuar modelet e thjeshta të llogaritjes së niveleve të rrezatimit në afërsi të antenës.

Matjet e kryera të konsumojnë kohë por gjithashtu varen edhe nga tipi i stacioneve radio bazë. Një alternativë tjetër që mund të përdoret në vend të matjeve janë simulimet. Nëpërmjet tyre mund të merren vlerësime të mira të fushave të rrezatuara rreth antenave kjo procedurë kërkon paisje të fuqishme dhe ndonjëherë kërkon më shumë kohë për të marrë një rezultat të saktë.

Një mënyrë tjetër për përcaktimin e zonave të përjashtuara është zgjedhja e modeleve të përshtatshme në mënyrë që të merret një parashikim i mirë i niveleve të

rrezatimit; meqenëse ka shumë modele të sakta dhe të thjeshtë për tu përdorur, kjo është zgjidhja më praktike. Disa modele gjenden në literatura për përcaktimin e zonave të fushës së largët dhe të afërt. Në përgjithësi, këto modele synojnë të kenë një formulim të thjeshtë të vlerësimeve komplekse nga simulimet (sidomos për modelet e fushës së afërt, meqenëse ato nuk janë aq të sakta sa fushat e largëta). Në literatura mund të gjenden edhe informacione për parashikimet e SAR e cila varet nga modelet që përdoren.

Një përmbledhje e modeleve të gjendura në literatura tregohet mëposhtë.

### 3.3.1 Modeli i fushës në largësi (Far-field model)

Modeli i fushës së largët[11]është një nga modelet më të zakonshme që gjendet në literaturë. Pavarësisht thjeshtësisë së këtij modeli, përdorimi i tij është i limituar, pasi ky model kërkon që pika e studimit të jetë në zonën e fushës së largët, që mund të jetë disa metra larg (varet nga gjatësia e antenës, siç tregohet në tabelën 3.1).Nëse përdoret në zonën e fushës së afërt, ky model e mbivlerëson fortësinë e fushës. Vlera *rms* (*root-mean-square*) e densitetit të fuqisë, S(d, Θ, φ), shprehet nga:

$$S(d,\theta,\phi)_{[W/m^2]} = E(d,\theta,\phi)\cdot H(d,\theta,\phi) = \frac{P_{in}\cdot G(\theta,\phi)}{4\pi\cdot d^2}, d \geq \frac{2D^2}{\lambda} \tag{3.13}$$

Ku:

$E(d,\theta,\phi)$ fusha elektrike rms, [V/m]

$H(d,\theta,\phi)$ fusha magnetike rms, [A/m]

d distanca nga elementi rrezatues tek pika e studimit, [m]

θ dhe φ këndet e elevacionit dhe azimuthit,

Pin fuqia në hyrje të antenës, [W]

G(θ, φ) amplifikimi i antenës në lidhje me një antenë izotropike në drejtimin e këndeve të elevacionit dhe azimuthit, θ dhe φ

D përmasa më e madhe e antenës, [m]

Fusha elektrike rms, E(d,θ,φ), jepet nga:

$$E(d,\theta,\phi)_{[V/m]} = \frac{\sqrt{30P_{in}G(\theta,\phi)}}{d}, \tag{3.14}$$

Në zonën e fushës së largët, fusha magnetike rms H(d,θ,φ), jepet me:

$$H(d,\theta,\phi)_{[A/m]} = \frac{E(d,\theta,\phi)}{Z_0}, \tag{3.15}$$

Ku:

H(d,θ,φ) fusha magnetike rms, [A/m]

Zo impendanca e valës në hapësirën e lirë (e barabartë me 120π), [Ω]

Vlefshmëria e formulave të thjeshta të fushës së largët[5] për llogaritjen e distancave nga antenat e stacioneve radio bazë krahasohet me metodën e diferencave të fundme (*finite-difference time-domain*, FDTD), dhe është parë që shprehjet e mëposhtme mund të përdoren për të llogaritur vlerën mesatare të densitetit të fuqisë, S(d,θ,φ):

$$S(d,\theta,\phi)_{[W/m^2]} = \begin{cases} \dfrac{P_{in}}{2\alpha_{3dB}\cdot D\cdot d} & \text{për } \dfrac{D^2}{4\lambda} \le d < \dfrac{\alpha_{3dB}G(\theta,\phi)D}{4\pi} \end{cases} \tag{3.16}$$

$$\text{dhe} \quad \begin{cases} \dfrac{P_{in}}{2\cdot\alpha_{3dB}\cdot D\cdot d} & \text{për } d \ge \dfrac{\alpha_{3dB}G(\theta,\phi)D}{4\pi} \end{cases} \tag{3.17}$$

Ku:

$P_{in}$ fuqia në hyrje të antenës, [W]

$\alpha_{3dB}$ gjerësia e tufës së rrezes 3-dB, [rad]

d distanca nga elementi rrezatues në pikën e studimit, [m]

λ gjatësia e valës elektromagnetike, [m]

G(θ,φ) amplifikimi i antenës referuar një antene izotropike në drejimin e kënditsë elevacionit dhe azimuthit, θ dhe φ.

Θ dhe φ këndet e elevacionit dhe azimuthit.

Shikohet që distanca minimale e zbatueshmërisë në këtë model është më e shkurtër (1/8) se ajo në modelin e fushës së largët. Rezultate të sakta mund të merren për distanca mbi $D^2/\lambda$ duke përdorur shprehjet e fushës së largët. Gjithsesi, në distancat ku metoda e fushës së largët nuk është metoda më e mirë e llogaritjes, gjithmonëparashikohen nivelet e ekspozimit të vërtetë.

Në [12]prezanohet një procedurë e thjeshtë vlerësimi, ku vlerat kufi të ekspozimit nuk kalohen në çdo pozicion të mbulimit të BTS-së.Tregohet që vetëm për BTS-të që ndodhen në zona me hapësirë të lirë, si zonat rurale ku nuk ka pengesa në zonën e përjashtuar, mund të bëhet një parashikim i saktë duke përdorur formula të thjeshta. BTS-të në mjedise urbane, me pengesa afër, kërkojnë matje shtesë brenda dhe jashtë zonës së përjashtuar, për t'u siguruar që rekomandimet e EC-së nuk kalohen.Për BTS-të që ndodhennë zona të lira, densiteti i fuqisë pranë antenës (vektori kolinear i N dipoleve gjysme vale), përcaktohet nga llogaritja e densitetit të fuqisë në sipërfaqen e një cilindri imagjinar që fillon te fundi i elementit më të ulët deri tek elementi që ndodhet më lart:

$$S(d,\theta,\phi) = \frac{P_{in}G(\theta,\phi)}{2l\pi d}, d > \frac{\lambda}{2} \tag{3.18}$$

Ku:

$P_{in}$ fuqia totale e rrezatuar nga rrjeti (array), që përcaktohet si vlera më e madhe e fuqisë që lejohet për llojin e klasit të BS-së, [W]

$G(\theta,\varphi)$ amplifikimi i pjesës rrezatuese

l gjatësia e antenës

d distanca nga antena ku kërkohet densitet fuqie i përcaktuar,

$\lambda$ gjatësia e valës elektromagnetike

Kufijtë e fillimit dhe fundit të cilindrit ($D_{top}$ dhe $D_{bottom}$) sugjerohen të jenë 0.3 $D_{max}$, ku $D_{max}$ është distanca maksimale e zonës sëpërjashtuar cilindrike. Kur përdoret një *downtilt* $\theta_{dt}$, bëhen këto rregullime të vlerave:

$$\begin{aligned} D_{top} &= D_{top}\cos(\theta_{dt}) \\ D_{fund} &= D_{fund}[1+\sin(\theta_{dt})] \end{aligned} \tag{3.19}$$

Gjithashtu vendoset dhe një limit për anët (*back*), $D_{back}$ i barabartë me 0.1 $D_{max}$. Kur një BS ka disa antena sektoriale, zona e përjashtuar përfundimtare merret duke mbledhur sektorët cilindrikë të të gjitha zonave individuale të përjashtuara.

### 3.3.2 Modeli "Far-field Gain-based"

Ky model[13] jep një metodë te shpejtë dhe efiçente për vlerësimin e niveleve të fushës elektromagnetike të rrezatuar nga antenat e stacioneve radio bazë me grupe uniforme, në zonën e fushës së afërt dhe të largët. Kjo arrihet në dy hapa:

*Hapi i pare:* amplifikimi i antenës nxirret nga kombinimi i rrezatimit të fushës së largët të elementit të antenës dhe faktorit grup (*array*); duke pranuar që antenat BTS janë grup uniform, mund të merret një vlerësim i mirë i fushës së afërt nga një kombinim i rrezatimit të fushës së largët nga secili element i grupit, nëpërmjet:

$$E(d,\theta,\varphi) \approx \left| \sum_{i=1}^{N} \frac{\sqrt{30 P_{in} G_e(\theta_i,\varphi_{i)})}}{d_i} e^{-j\phi_i} u(\theta_i,\varphi_i) \right|, d > 3\lambda \tag{3.20}$$

*Hapi i dytë*

$$G_e(\theta_i,\varphi_i) \approx \frac{G_M D_{Ve}(\theta) D_{He}(\varphi)}{N} \tag{3.21}$$

$$\phi_i = (i-1)\phi + \frac{2\pi d_i}{\lambda} \tag{3.22}$$

Ku:

| | |
|---|---|
| N | numri i elementeve rrezatues , |
| ($d_i$, $\theta_I$,$\varphi_i$) | koordinatat sferike për elementin e i-të deri në N, |
| Pin | fuqia totali rrezatuese nga një grup, [W] |
| $G_e(\theta_I,\varphi_i)$ | amplifikimi i elementit rrezatues, |
| $d_i$ | distanca nga elementi i i-të , |
| $u(\theta_I,\varphi_i)$ | vektori njësi i elementit të i-të, |
| $\lambda$ | gjatësia e valës së valës elektromagnetike, [m] |
| $G_M$ | amplifikimi maksimal i antenës, |
| $D_{ve}(\theta)$ | modeli i elementit rrezatues në planin vertikal, |
| $D_{He}(\varphi)$ | modeli i elementit rrezatues në planin horizintal, |
| $\Phi$i | diferenca e fazës mes koeficentëve të elementit ushqyes. |

Rezultatet e vlerësimit të rrezatimit vlerësohen nëpërmjet simulimeve me kodin numerik elektromagnetik (NEC-2). Gjithsesi, topologjia e mjedisit nuk merret parasysh, ndërtesat rreth e rrotull, të cilat mund të kenë ndikim në nivelet e fushës.

### 3.3.3 Modelet sintetike dhe hibride

Në këtë pararaftregohen dy modele të thjeshta për antenat BTS[14], të përcaktuara si modeli sintetik dhe modeli *gain-based*, të cilët përdren për vlerësimin e ekspozimit të njeriut.

Në modelin sintetik, rrezatimi i fushës së afërt për një qelizë njësi, llogaritet sipas interesit, fusha e afërt e totale e grupit të antenës gjendet duke superpozuar kontributet horizontale të fushës për çdo njësi. Modeli ka treguar që është i saktë për një gjatësi vale nga antena, krahasuar me analizat me valë të plotë.

Modeli i dytë, gain-based, është rrjedhim i modelit sintetik. Në vend që të llogaritet rrezatimi i fushës së afërt i një elementi, përdoret modeli i rrezatimit të fushës së largët. Fusha e afërt e tërë antenës llogaritet si shuma në amplitudë dhe fazë të kontributeve të çdo qelize:

$$E(d,\theta,\varphi)=\sum_{i=1}^{N}\frac{\sqrt{30P_{in\,i}\cdot G_e(\theta_i,\varphi_i)}}{d_i}e^{j(kd_i+\psi_i)}u(\theta_i,\varphi_i), d>2\lambda \tag{3.23}$$

Ku:

| | |
|---|---|
| $E(d,\theta,\varphi)$ | fusha elektrike rms, [V/m] |
| N | numri i elementeve rrezatues në grupin kolinear, |
| $P_{in\,i}$ | fuqia në hyrje të qelizës së i-të, |
| $G_e(\theta_i,\varphi_i)$ | amplifikimi i sektorit rrezatues, |
| $d_i$ | distanca nga elementi i i-të |
| $\psi i$ | zhvendosja e fazës, |
| $u(\theta_i,\varphi_i)$ | vektori njësi i elementit të i-të, |
| $\lambda$ | gjatësia e valës sëvalës elektromagnetike,[m]. |

Ky model e vlerëson mirë fushën e afërt në një distancë prej dy gjatësi vale larg nga antena, dhe kërkon kohë të shkurtër llogaritjeje.

Algoritmi hibrid i parashikimit për shpërndarjen e forcës së fushës në afërsi të antenave BTS, kombinon modele të ndryshme përhapjeje për distanca të ndryshme nga antena, pra në fushën e largët dhe atë të afërt.

Për zonën e fushës së afërt të një elementi të vetëm të antenës ($d << \lambda$) modeli tresh i valëve sferike (*spherical waves triples model*) mundëson përcaktimin e vlerës së saktë të fushës elektrike që rrezatohet nga një dipol si shuma e fushës së rrezatuar nga tri burime të ndryshme valësh sferike jouniforme, tëvendosura në qendër dhe në anët e dipolit. Kjo bën një parashikim tësaktë në fushën e afërt dhe të largët. Meqenëse mjedisi nuk merret parasysh, analiza kufizohet në pika shumë afër antenës.

Për zonën që ndodhet ndërmjet zonës së fushës së largët të secilit element dhe fushës së afërt të tëgjithë antenës ($d >> \lambda$ dhe $d < 2D^2\backslash\lambda$), modeli i rrezatimit të nën elementëve kombinohet me një mjet gjurmues-rrezesh. Në një pikë të dhënë, fusha totale përcaktohet si shuma e kontributeve të ndryshme të gjeneruara nga secili nën element, i cili supozohet një burim i pavarur jo-sferik. Efektet e reflektimit dhe të përthyerjes nga pengesat pranë antenës merren parasysh nëpërmjet kombinimit të modelit të antenës me një algoritëm rreze-gjurmues.

Për zonën që i takon fushës së largët ($d > 2D^2/\lambda$) përdoret një algoritëm rreze gjurmues. Ky algoritëm supozon që përhapja bëhet nëpërmjet "rrezeve", që reflektohen dhe përthyhen nga pengesat. Megjithatë, kërkon njëpërshkrim të detajuar të karakteristikave elektromagnetike të secilës pengesë.

Fusha totale përcaktohet si shuma vektoriale e rrezeve që arrijnënë marrës.Besueshmëria e këtij parashikimi vlerësohet me anë të matjeve. Bazuar në këtë metodë, zona e përjashtuar është vëllimi i një paralelopipedi rreth antenës.

### 3.4 Modelimi i densitetit të fuqisë  së rrezatuar nga antena e një stacioni radio bazë

Llogaritja e densitetit së fuqisë të fluksit të rrezatimit është e mundur të bëhet duke njohur të dhënat teknike të antenës të cilat na mundësohen nga konstruktori dhe duke përcaktuar pozicionin në lidhje me antenën. Modeli i shpërhapjes në hapësirë të lirë në kushte ideale lejon akoma një llogaritje mëtë madhe të ekspozimeve edhe për një largësi të konsiderueshme nga antena e cila ka një zonë mbulimi të madhe e cila zakonisht mbivlerëson nivelin real të ekspozimeve.Llogaritja e ekspozimit gjithashtu mund të bëhet në mënyrë teorike në kushte të cilat mundësohen në afërsi të fushës elektromagnetike të shkaktuar nga antena me një marëveshje të mirë krahasuar me rastet reale.

Një parametër tjetër i rëndësishëm është dhe distancë e pëlqyeshme nga antena për të kryer matje dhe kjo mund të llogaritet në përputhje me nivelet e referimit të vendosura nga standartet mbi ekspozimin. Nga prespektivat eksperimentale kemi matjet e nivelit të

densitetit së fuqisë në site të ndryshme të bëra në një numër te kufizuar vendesh të ndryshme duke përdorur metodën dhe teknikat e përzgjedhjes së frekuencës (frequency-selective methods).Standardet e ekspozimit për zonat RF të spektrit elektromagnetik të aplikuara japin që për bandat me interes operimi në UHF vlera mesatare në madhësi e sinjalit të fushës elektrike (E, në V/m) ose densiteti i fuqisë (S, në W/m2) kanë vlera maksimale të lejueshme, si nivele referimi për ekspozimin e popullimit në një zonë të fushës larg nga burimi.

Ekspozimi human është i përcaktuar nga shpërndarja e derivatit të kohës në lidhje me energjinë elektromagnetike të absorbuar për njësi mase, p.sh. raporti i absorbimit specifik (specific absorption rate SAR). Standartet na japin vlerat maksimale të lejueshme për këtë përcaktim në formën e kufizimeve bazë të cilat janë pikënisja e llogaritjeve të niveleve të referimit të dhëna nga standartet.

Janë katër operatorë publikë për komunikimet mobile në Shqiperi Vodafone (GSM 900 MHz and 3G-UMTS 2 GHz), AMC(GSM 900 MHz and 3G-UMTS 2 GHz),, Eagle (GSM 900 MHz and 3G-EDGE 2 GHz) dhe Plus (GSM 900 MHz and 3G-EDGE 2 GHz)

Në mënyrë që të vlerësojmë ekspozimin human dhe të krahasojmë atë me limitet e sigurisë janë dy mundësi:

- Të përdorim aftësitë llogaritëse në mënyrë që të simulojmë shpërndarjen e valëve të radiofrekuencave në hapsirën që na intereson dhe të llogarisim vlerën e fushës E ose atë të fuqisë së densitetit S.
- Të masim vlerat aktuale duke përdorur sistemin dhe metodologjinë e përshtatshme.

Në rastin e parë përdorim software profesional të shtrenjtë të cilët bëjnë llogaritje në kushte komplekse të mjedisit me saktësi të lartë (duke marë në konsideratë mekanizma të përhapjes së valëve si reflektimi, difraksioni, absorbimi, interferencat). Megjithatë një vlerësim i lartë më pak i kushtueshëm, mund të përftohet duke përdorur llogaritjet analitike të thjeshtësuara.

Në rastin e dytë si matësit survejues në brez të gjerë ashtu edhe analizuesit frequency-selective receivers/spectrum me antena receptorë të kalibruar janë të nevojshëm per matjet e bëra ose vlerësimin e arritjeve. Për të vërtetuar arritjet me limitet e pavarsisë nga frekuenca dhe për të vëzhguar progresin e emetuesve në RF me sinjalet e tyre të

përshtatur teknikisht dhe metodat e matjeve dhe instrumenteve të riprodhuara duhet të jenë përforcuar.

### 3.4.1 Fuqia e transmetimit të stacioneve radio bazë

Për të patur sukses në përpjekjet për të patur një fuqi transmetimi të sinjalit sa me të ulet sistemi GSM siguron tri funksionalitete të ndryshme

- Kontrollin statik të fuqisë së transmetimit,
- Kontrollin dinamik të fuqisë së transmetimit
- Linjën e procesimit në grup të transmetimit.

Emetuesit e BTS të sistemit GSM janë të projektuar në dy linja udhëzuese.

Në rastin që stacionet janë të destinuara për të mbuluar territore të qyteteve të mëdha, janë instaluar aparatura për sinjale transmetimi me një fuqi të mjaftueshme për të mbuluar qelizat me përhapje të gjerë, deri në disa dhjetëra kilometra. Këto lloj emetuesish janë në gjendje të shpërndajnë në antena fuqinë maksimale prej 40 W për brezin 1800 MHz dhe 60 W për brezin 900 MHz.

Në rastin e BTS të vendosur në zonat e qyteteve zgjedhjet teknike janë konsideruar të ndryshme. Në këtë rast qelizat, për të qenë në gjendje të përballojnë një trafik të dendur, gjë e cila është karakteristike për qytetet e mëdha kanë një përhapje prej disa qindra metrash. Fuqia e sinjalit të transmetimit e nevojshme për të kapur klientët të cilët ndodhen në limitet e qelizës, edhe pse janë të maskuar nga ndërtesat dhe strukturat e tjera, është shumë e vogël. Kështu që fuqia maksimale e sinjalit të transmetuar, është vendosur brenda limiteve të ulëta. Ky proces në terma teknike njihet me emrin “konfigurimi i fuqisë”. Ky proces në qytete është një mënyrë përgjithësuese e fiksuar në vlerat që përfshijnë 5 deri në 20 W. Duhet të konsiderohet që fuqia e cila arrin në antenë do të ulet më tej në një të tretën e fuqisë së konfigurimit për humbjet në aparaturë të cilat lejojnë çiftimin e antenave të njëjta të shumë rrezatuesve dhe humbjet në lidhjen e kabujve.

Gjithashtu ekziston një mekanizëm i reduktimit “dinamik” për fuqinë e transmetimit. Kjo është një karakteristikë e pranishme në BTS dhe në telefonat individuale ajo lejon në mënyrë të vazhdueshme monitorimin e niveleve për çdo bisedë, duke iu referuar matjeve, për ta përshtatur në mënyrë të vazhdueshme, moment pas momenti nivelin e fuqisë minimale të transmetuesve për të mbajtur një cilësi shërbimi të

përshtatshme për lidhjen. Kontrolli dinamik mund të ulë fuqinë e transmetimit të prodhuar nga një stacion baze dhe ta vendosë në një të mijtën e fuqisë së konfigurimit të vendosur në nivelin projekt.Si pasojë, në hipotezën e arsyetuar të një shpërndarjeje uniforme të një përdoruesi në zonën e mbuluar nga një qelize fuqia mesatare e transmetuar nga një BTS drejt klientëve gjatë një bisede është në mënyrë të qëndrueshme me e ulët se fuqia e konfigurimit. Matjet e bëra së fundmi konfirmuan që fuqia mesatare e të dy pajisjeve mobile dhe BTS (duke kuptuar sesi telefonat mobile në disa momente transmetojnë një fuqi mesatare drejt BTS, dhe më pas ky transmeton në kahun e kundërt) janë të barabarta me 25 përqind të fuqisë së konfigurimit.

Për këtë qëllim, duhet të vëzhgohet që nëqoftëse kjo gjë është vendosur në përpjekje për të zvogëluar të ashtuquajturën "ndotje elektromagnetike" të analizohen disa BTS të ndara në mënyrë të dukshme nga njëra tjetra në limitet e zonave të banuara, me të njëjtën shpëndarje në territorin e trafikut ardhës nga telefonat mobile në mënyrë që "ndotja" të zvogëlohet në mënyrë të ndjeshme. Kjo nevojitet për shkak të mbajtjes së sinjalit i cili arrin telefonat mobile dhe BTS brenda threshold-it të pritur. Do të jetë e nevojshme vendosja e BTS në nivelet maksimale të prodhimit. Kontrolli automatik i fuqisë së transmetuar do të detyrojë BTS dhe telefonat mobile për të transmetuar gjithmonë në nivelet maksimale. Së fundi mund të themi se fusha elektromagnetike e gjeneruar nga shumë burime do të jetë me e madhe.

Ekziston një mekanizëm i tretë i cili jep kotributin në kufizimin e fuqisë së transmetuar dhe si pasojë në zvogëlimin e rrezatimit të fushës elektromagnetike nga aparaturat e rrjetave të telefonisë mobile. Në mungesë të trafikut BTS rrezaton në mënyrë të shpeshtë dhe të vazhdueshme fuqinë e konfigurimit në një bartëse të vetme radio, më saktë ajo punon si "semafor" për telefonat mobile në zonën e mbuluar. Kjo lejon çdo telefon mobile për të njohur prezencën e rrjeteve dhe të marrë të gjitha thirrjet dhe të gjitha informacionet e nevojshme për operacionin e sistemit. Kjo bartëse e njëjtë mund të pranojë deri në 6-7 biseda telefonike në të njëjtën kohe pa qenë nevoja që të shkaktojë një rritje të fuqisë së transmetuar. Të gjitha bartëset e tjera të cilat janë në qelizë (më të vogla ose të barabarta me gjashtë me një maksimum shumë të rrallë prej dymbëdhjetë) mund të pranojnë të teta kanalet me ndarje në kohë dhe transmetimin e energjisë te secili prej 8 kanaleve vetëm kur një kanal i vetëm është i rezervuar dhe klienti i lidhur nga një rrjetë e fiksuar me një telefon mobile do të prodhojë aktivitet zanor. Së fundi mekanizmi i linjës së transmetimit në grupe DTX do të kuptojë se cili midis dy bashkëbiseduesve është duke folur, kështu që ai aktivizon kanalin e vetëm të transmetimit vetëm kur klienti

i kapur nga BTS është në pozicionin e dëgjimit. Figura 3.4 paraqet  disa antena tipike të përdorura në BTS

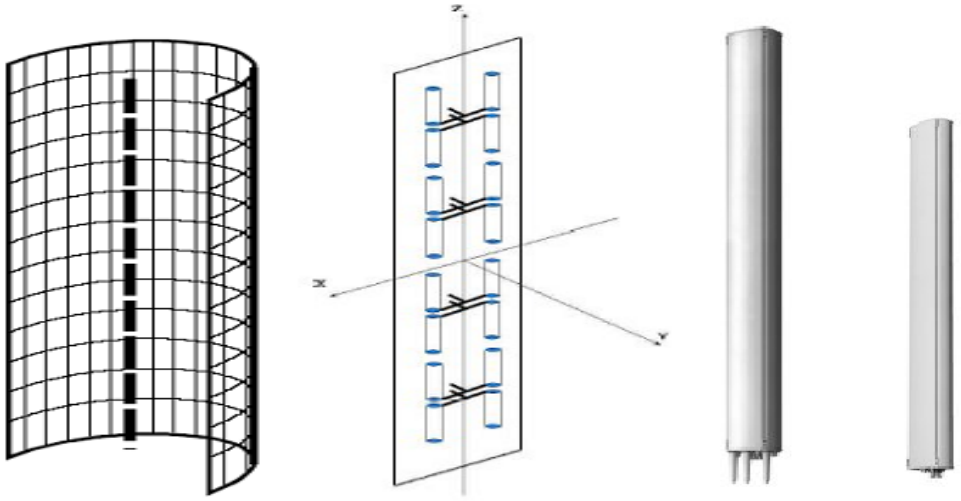


Figura 3.4 Modele antenash të stacioneve radio bazë

Gjithashtu sistemi UMTS lejon përcaktimin e një fuqie e cila ushqen antenën që korrespondon në kushtet e rrezatimit me të madh dhe funksioneve të fuqisë së kontrollit dhe DTX ndihmon në zvogëlimin e fuqisë së transmetuar. Në UMTS ekziston gjithashtu një mekanizëm i lejimit të kontrollit. Kjo teknologji në mënyrë që të lejojë ndryshimet e fuqisë për klientët të cilët kanë aktualisht lidhje aktive siguron refuzimin e kërkesave të reja kur arrihet rezultati i përqindjes së threshold-it së fuqisë maksimale të disponueshme.

Gjithashtu sistemi UMTS mund të sigurojë një mekanizëm të larmishëm TX i cili konsiston në mundësinë e transmetimit në downlink të dy antenave të ndryshme të orientuara në të njëjtin drejtim me të njëjtin sinjal. Eshtë e nevojshme që të theksojmë se kjo nuk përfshin një rritje të fuqisë në fakt në implementimin tipik e njëjta fuqi e disponueshme mund të ndahet në dy degë transmetimi në mungesë të shumëllojshmërisë së TX fuqia e kërkuar për një kanal të vetëm do të ulet për shkak të një efikasiteti me të madh në marrje.Si pasojë duket e nevojshme që të bëjmë konsideratate mëposhtme:

- Konsiderata e par është garantimi i një shërbimi të përshtatshëm të cilësisë. BTS janë të dimensionuara për të patur të paktën një humbje prej 2 përqindësh në orë kur kemi trafik maksimal. Në praktikë kjo do të thotë që çdo klient ka një probabilitet prej 98 përqindësh për të gjetur një kanal të lirë kur ai kërkon të aksesojë rrjetin. Kjo do të thotë që probabiliteti që të gjitha kanalet e një qelize të

jenë aktive në të njëjtën kohë gjithashtu në orën me trafikun maksimal kur në të vërtetë është shumë e ulët.

- Konsiderata e dytë që lidhet me trafikun e disponueshëm në orët jo me trafik e cila është një përqindje shumë e ulët afër zeros në orët e natës.
- Konsiderata e tretë rrjedh nga fakti që aktiviteti akustik dhe sinjalizues midis BTS dhe kërkesave celulare gjeneron një sinjal në 70 përqind të kohës vlerë e cila paraqet rastin më të keq të hipotezës të një zhurme të fortë mjedisi ( si shembull janë stacionet e aeroporteve).

### 3.4.2 Vlerësimi teorik i densitetit të fuqisë afër një stacioni radio bazë

Densiteti i fuqisë i valës plane ekuivalente zakonisht është shprehur si[2]:

$$S = \frac{1}{2} \cdot \mathrm{Re}(E \times H^*) = \frac{|E_{rms}|^2}{Z_0} = Z_0 \cdot |H_{rms}|^2 \tag{3.24}$$

Rasti më i thjeshtë është kur një njeri ekspozohet në një BTS të vetme siç tregohet në figurën3.5 më poshtë. Në këtë rast densiteti i fuqisë në pikën ku ndodhet ai (të dhënë nga R, θ dhe Φ) mund të llogaritet me anë të relacionit [15].

$$S = 0.08 \cdot \frac{P}{R^2} \cdot 10^{G/10} \quad [W/m^2] \tag{3.25}$$

Ku:*P* është fuqia e emëtuar nga antena (në Wat W),

*G* është përforcimi i antenës (në dB) në drejtimin ku personi është vendosur në lidhje me antenën.

Në rastin kur në të njëjtën kohë mund të ndodhen prezentë një numër ***N*** antenash, densiteti total i fuqisë përftohet si shuma e $\boldsymbol{S_i}$ individuale nga çdo antenë në pikën që na intereson. Kjo është mënyra më e thjeshtë për të llogaritur ekspozimin në një pikë të largët nga fusha e BTS-ve por rezultatet janë thjeshtë orientuese derisa ato nuk marin në konsideratë kushtet reale të ekspozimit dhe faktorët e mjedisit.

Formulat e parashikimit ishin të përcaktuara për llogaritjen e vlerës mesatare të densitetit të fuqisë në afërsi të një BTS [15] ose për vlerën pik të densitetit të fuqisë [16].

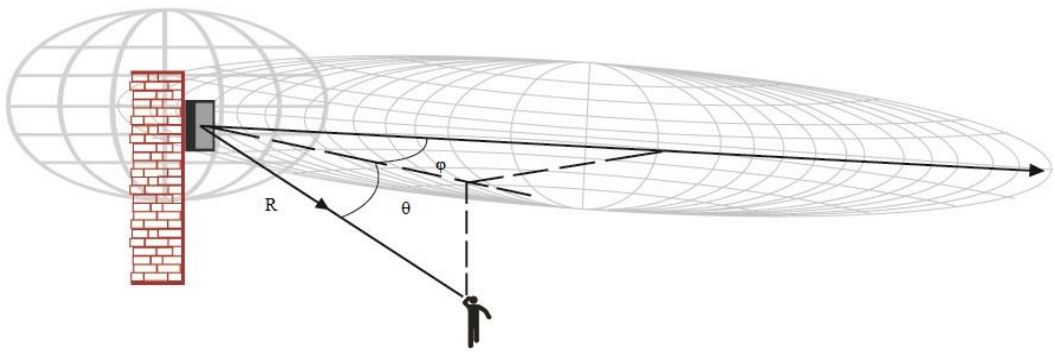



Figura 3.5 Ekspozimi në fushën në largësi pranë stacioneve BTS.

Është treguar që për një matricë kolineare të elementëve të antenës (secili omnidirektorial ose sektorial) vlera mesatare e densitetit të fuqisë ka një rënie cilindrike në rajonin rrezatues në afërsi të fushës (d > λ) së antenës dhe një rënie sferike në largësi të fushës së saj. Një teknikë analizuese lejon të bëjmë analizën e shpërndarjes së fushës hapësinore dhe mekanizmat e rrezatimit të matricave lineare periodike dhe joperiodike në afërsi të BTS-së.Rezultatet e paraqitura na sigurojnë një informacion jashtëzakonisht të përdorshëm kur jemi duke vlerësuar pëlqyeshmërinë e limiteve RF të sigurisë veçanërisht për ekspozimin profesional kur rrezatimi në afërsi të fushës është i pashmangshëm.

Karakteri cilindrik në afërsi (rrezatuese) të fushës konvertohet në karakter sferik në një distancë nga sektori i antenës [16]

$$\rho_0 = \frac{\overline{\Phi_{3dB}}}{6} \cdot D_A \cdot L \tag{3.26}$$

ku $\overline{\Phi}_{3dB}$ është gjerësia e gjysmë-fuqisë horizontale (ose -3dB) të rrezatimit, $D_A$ është drejtueshmëria e antenës dhe L është lartësia e antenës.

Në rastin e antenave sektoriale, sic janë shumica e BTS-ve vlera mesatare e densitetit të fuqisë në afërsi (cilindrike) të fushës në distancë horizontale nga qendra e antenës ρ, dhe në azimuth $\Phi$ është [15].

$$S_\rho(\rho, \Phi) = \frac{W_{rad} \cdot 2^{-(\Phi/\Phi_{3dB})^2}}{2 \cdot \Phi_{3dB} \cdot \rho \cdot L \cdot \sqrt{1+(\frac{\rho}{\rho_0})^2}} \tag{3.27}$$

ku $W_{rad}$ është fuqia e rrezatuar neto (e cila mund të shprehet si $W_{rad}=e_A \cdot W_{fwd}$ku $e_A$është rendimenti i antenës dhe $W_{fwd}$ është fuqia përpara konektorit të antenës).

Më pas distanca e pëlqyeshme nga BTS-ja mund të llogaritet si:

$$\rho = \rho(S) \approx \rho_0 \cdot \frac{q}{\sqrt[4]{1+q^2}} \tag{3.28}$$

ku:

$$q = \frac{3 \cdot W_{rad} \cdot 2^{-(\Phi/\Phi_{3dB})^2}}{\Phi_{3dB}^2 \cdot L^2 \cdot D_A \cdot S} \tag{3.29}$$

Relacionet (3.27) dhe (3.28) japin një rrugë të thjeshtë dhe të saktë për të llogaritur nivelin e ekspozimit dhe distancën e pëlqyeshmërisë për ekspozimin profesional, kur nevojiten krahasime të niveleve maksimale të lejueshme të ekspozimit siç është përcaktuar dhe nga standardi IEEE. Përsa i përket niveleve të referimit sipas ICNIRP densiteti i fuqisë së pikut duhet të llogaritet dhe të krahasohet me vlerat e standartizuara. Në këtë rast, densiteti i fuqisë së pikut në afërsi të fushës së BTS jepet nga relacioni 3.30 [15].

$$S_{\rho}^{peak}(\rho, \Phi) = \frac{W_{rad} \cdot 2^{-(\Phi/\Phi_{3dB})^2}}{\Phi_{3dB} \cdot \rho \cdot L \cdot \sqrt{1+(2 \cdot \frac{\rho}{\rho_0})^2}} \tag{3.30}$$

dhe distanca centripetal e pelqyeshme është:

$$\rho^{peak} = \rho\left(S^{peak}\right) \approx \rho_0 \cdot \frac{2 \cdot q}{\sqrt[4]{1+(4q)^2}} \tag{3.31}$$

ku $q$ ka të njejtën shprehje si tek (3.29) me vërejtjen që në vend të S do kemi $S^{peak}$

### 3.4.3 Modelimi për densitetin mesatar dhe maksimal të fuqisë

Analiza teorike e karakterit të nivelit mesatar të densitetit të fuqisë lindi nga një grup kolinear dipolesh rezonues gjysmë-valor, i cili është shembulli më tipik i shumicës së antenave të stacioneve bazë, që lejon të përcaktohen formula të thjeshta për parashikimin e ekspozimit të fushës në afërsi me një saktësi të mrekullueshme.

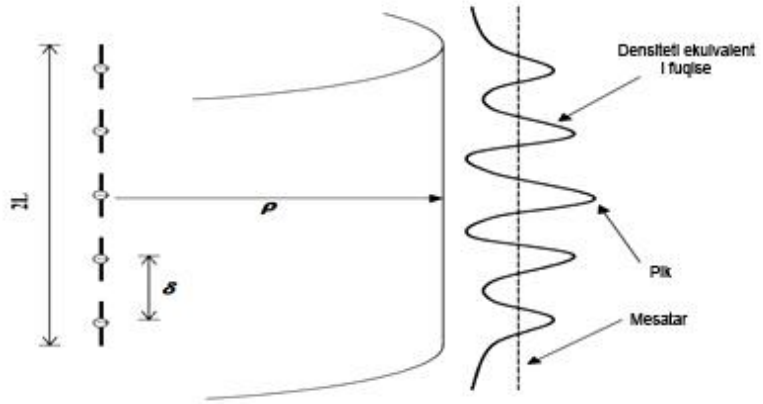



Figura 3.6. Modeli për densitetin mesatar dhe maksimal të fuqisë

Figura 3.6 ilustron gjeometrinë referuese,e cila përmban një grup vertikal (drejtuar sipas z). Niveli mesatar i densitetit të fuqisë është përcaktuar si[16] :

$$\overline{P}_d(p;L) = \frac{1}{2L}\int_{-L}^{L} \mathrm{Re}\{\frac{1}{2}E_z(p,z)H_\phi^*(p,z)\}dz \qquad (3.32)$$

ku $E_z(p,z)$ dhe $H_\phi(p,z)$ janë komponenetët përkatëse elektrike dhe magnetike që kontribuojnë në rrjedhjen reale të fuqisë. Mesatarja nxirret mbi një linjë paralele me aksin e grupit të dipoleve, në distancë radiale $\rho$. Bazuar në analizat e kryera mëparë, niveli mesatar i densitetit të fuqisë mund të parashikohet në një distancë $\rho$ nga grupi i dipoleve duke përdorur formulën e mëposhtme[16]:

$$\overline{P}_d(p;L) = \frac{P_{rad}}{2\pi\rho \cdot 2L\sqrt{1+(\frac{\rho}{\rho_0})^2}}, \qquad \rho_0 = G_A L, \qquad (3.33)$$

ku $G_A$ është amplifikimi i grupit të dipoleve dhe $P_{rad}$ është fuqia rrezatuese. Formula e parashikimit korrespondues për sektorin e grupeve të dipoleve, dmth grupet që kanë një drejtim horizontal të rrezes kryesore, është si më poshtë[16]:

$$P_d(\rho;L,\overline{\phi}) = \frac{P_{rad}^{-(\frac{\phi}{\overline{\phi}})^2}}{\sqrt{2\pi\gamma L\rho}\sqrt{1+(\frac{\rho}{\rho_0})^2}}, \qquad \rho_0 = \frac{\gamma}{\sqrt{8\pi}}G_A L, \qquad (3.34)$$

ku $2\overline{\phi}$ është antena gjerësi rrezeje 3 dB në azimuth, ndërsa $2\gamma$ është këndi i sektorit të ndriciuar, i cili mund të jetë i përafërt me hapjen e sektorit të grupit kryesor (i barabartë me 180 gradë). Shprehjet (3.32) dhe (3.33) sigurojnë një gjykim të saktë të nivelit mesatar të densitetit të fuqisë në afërsi të grupit të dipoleve.

Një marrdhënie e thjeshtë midis *nivelit pik* dhe *nivelit mesatar* të densitetit të fuqisë është krijuar në bazë të analizave llogaritëse të fushave në afërsi të një grupi omnidireksional dhe sektorial dipolesh. Formulat më poshtë janë dhënë për grupet e dipoleve omnidireksional dhe sectorial [16]:

$$P_{d_{PEAK}}(\rho;L) = \frac{\xi P_{rad}}{2\pi\rho \cdot 2L\sqrt{1+(\xi\rho/\rho_0)^2}}, \qquad \rho_0 = G_A L \qquad (3.35)$$

$$P_{d\,PEAK}(\rho; L, \overline{\phi}) = \frac{P_{rad}^{-(\frac{\phi}{\overline{\phi}})^2}}{\sqrt{2\pi\gamma L\rho}\sqrt{1+(\frac{\rho}{\rho_0})^2}}, \qquad \rho_0 = \frac{\gamma}{\sqrt{8\pi}} G_A L, \tag{3.36}$$

Ku :

$$\xi = \max_{\rho>\lambda}\{\frac{P_{PEAK}(\rho, L)}{\overline{P}(\rho, L)}\} \cong 2. \tag{3.37}$$

Përvecse për distancën brenda fushës së afërt të grupit të elementeve ( $\rho > \lambda$ ), fuqia ngre thjeshtë fushën tranzicion ku sjellja e fushës ndryshon nga cilindrik në sferik. Ky rezultat është në përputhje me parashikimin e metodologjisë së aplikuar të uniformitetit asimptotik në analizën e grupeve të dipolve.

Shprehjet (3.35)-(3.36) tregojnë një mbivlerësim të densitetit pik të fuqisë në fushën në afërsi të grupit të dipoleve. Zgjedhja e një vlere më të lartë për $\xi$, mund të forcojë shkallën e mbivlerësimit , i cili është ndërtuar nën një toleranë sigurie.

### 3.4.4 Modelimi për fuqinë ekuivalente e rrezatuar në rrathë bashkëqendrorë

Burimi i vërtetë i rrezatimit elektromagnetik është antena transmetuese – jo transmetuesi në vetvete, sepse antena transmetuese është burimi kryesor që përcakton shpërndarjen e fushës elektromagnetike në afërsinë e stacionit transmetues. Kështu që kërkohet të përcaktohet zona e duhur e fushës së një antene. Llogaritja e nivelit të ekspozimit mund të bëhet me matje, me llogaritje numerike ose me software simulues të fushës elektromagnetike. Të gjitha këto metoda kanë pothuaj të njëjtin nivel pasigurie dhe saktësie në varësi të pajisjeve dhe software-ve të përdorur.EIRPështë një metodë për llogaritjen e rrezatimit të një antene të një stacioni bazë. Në këtë metodë bëhet inspektimi i stacionit BTS duke futur në llogaritje parametra të tillë si : parametrat e vendndodhjes, parametrat e operimit dhe ato të mjedisit.

Llogaritja e EIRP dhe pragut të EIRP ($EIRP_{th}$) bëhet në vende të ndryshme publike (në tokë, në tarracë, në ndërtesat fqinje etj.) në mjedisin rrethues të antenës së stacionit bazë.EIRP e shërbimit e një operatori të caktuar jepet nga EIRP e kanalit të kontrollit (p.sh. kanali BCCH për GSM dhe kanali pilot i përbashkët për CDMA/UMTS) si:

$$EIRP_{BCCH} = P_t - P_l - (L \times C_L) + G \tag{3.38}$$

ku $P_t$= Fuqia e jashtme e transmetuesit, $P_l$= Humbja e bashkuesit, $L$= Gjatësia e kabllit RF, $CL$=Humbja e kabllit RF për 100m gjatësi, $G$ = Amplifikimi i antenës.

EIRP totale e një shërbimi të caktuar të një operatori jepet nga ekuacioni 3.39

$$EIRP_{Total} = EIRP_{BCCH}\{1 + m \times n \times (N - 1)\} \tag{3.39}$$

ku $m$ = faktori i diversitetit, $n$ = faktori ATPC, $N$ = numri i bartësave për sekond në rastin më të keq p.sh. nqs. dy sektorë kanë tri bartësa dhe i treti ka katër bartësa, vlera e N do vendoset katër.Vlera e pragut e EIRP duhet të llogaritet në pozicionin ku densiteti i fuqisë është maksimal brenda zonës së llogaritjes së ekspozimit. Zona e arritshme nga publiku mund të jetë e ndryshme për rrethana të ndryshme instalimi. Kategoritë e ndryshme të aksesit tregohen në figurën 3.7

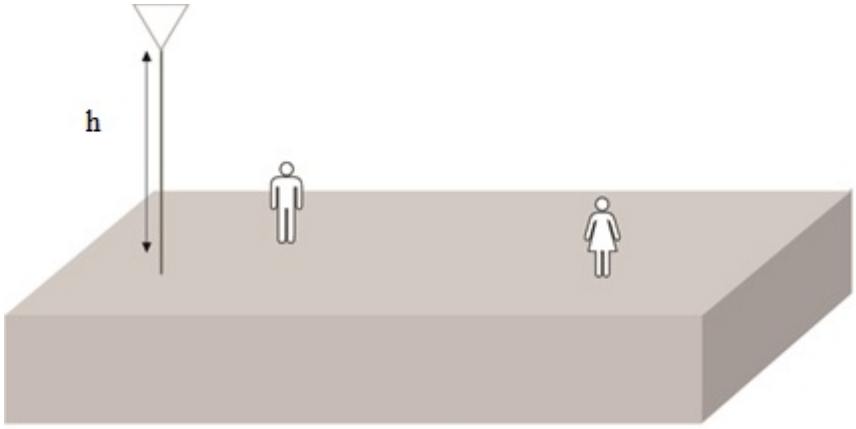



Figura 3.7 Zona e sigurisë për ekspozimin publik

Llogaritja e EIRP*th* në rangun e frekuencave 400-2000 MHz[2], për zonën e arritshme nga publiku jepet nga:

$$EIRP = \text{Më e vogla nga} \left\{ \begin{array}{l} \dfrac{\pi f (h-2)^2}{200 A_{sl}}; \\ \dfrac{\pi f}{200}\left[\dfrac{h-2}{\sin(\alpha + 1.129\theta_{BW})}\right]^2 \end{array} \right\} \tag{3.40}$$

ku $A_{sl}$ është humbja e lobit më të madh anësor të antenës në strukturën vertikale, $\alpha$ është tilti total (elektrik + mekanik), $\theta BW$ është gjerësia e brezit vertikal 3-dB të antenës, $h$ është lartësia e antenës mbi nivelin e tokës (AGL), dhe $f$ është frekuenca e operimit.

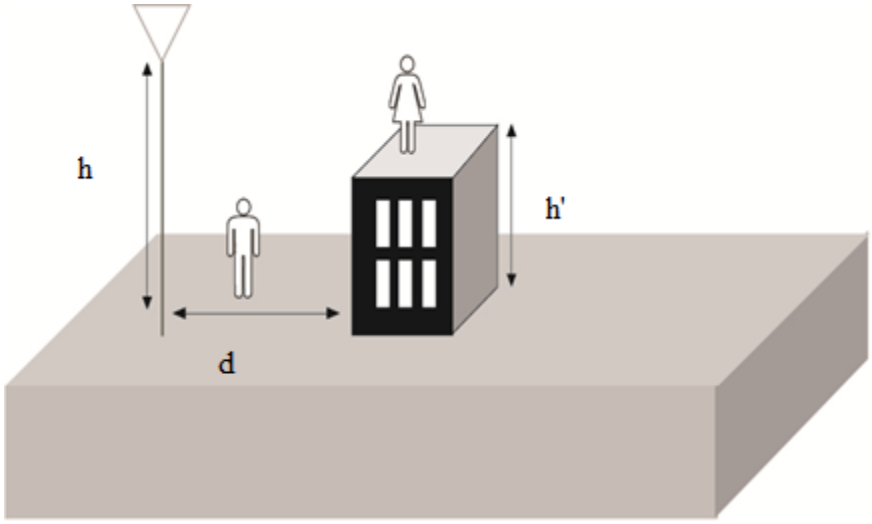



Figura 3.8 Zona e sigurisë për ekspozimin profesional

Për kategorinë e zonës së sigurisë për ekspozimin profesional paraqitur në Figura 3.8 EIRP*th* në rangun e frekuencave 400-2000 MHz [2],jepet nga:

$$EIRP = \text{Më e vogla nga} \left\{ \begin{array}{l} \dfrac{\pi f (h-2)^2}{200 A_{sl}}; \\ \dfrac{\pi f}{200 A_{sl}} \left[ \dfrac{d^2 + (h-h')^2}{d} \right]^2 \end{array} \right\} \tag{3.41}$$

ku *h'* është lartësia e ndërtesës fqinje dhe *d* është distanca ndërmjet antenës dhe ndërtesës fqinje ku po bëhet vëzhgimi. Është e rëndësishme të përmendet se EIRP$_{th}$për kategorinë profesionale është pesë herë më e madhe se vlera e EIRP$_{th}$për publikun e zakonshëm.Për njëstacion BTS-të ndarë midis disa kompanive, EIRP dhe EIRP$_{th}$duhet të llogaritet si mëposht dhe raporti shumator duhet të jetë më i vogël se njësia në të gjitha pikat jashtë zonës tejkaluese për një stacion compliant radio bazë.

$$\sum (EIRP/EIRP_{th}) = \left\{ \begin{array}{l} (EIRP_{Total}/EIRP_{th})_{Op1} \\ +(EIRP_{Total}/EIRP_{th})_{Op2} \\ +..... \end{array} \right\} < 1 \tag{3.42}$$

# KAPITULLI 4

## Metodat numerike për llogaritjen e fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë

### Hyrje

Kapitulli në vijim paraqet një përmbledhje të metodave të përshtatshme për të llogaritur fushën elektromagnetike në zonën Fresnel (e referuar si "zona e rrezatimit të fushës në afërsi") dhe në zonën Fraunhofer (e referuar edhe si "zona e rrezatimit të fushës në largësi" sipas termave standarde të IEEE për antenat) të rrezatuesit.

Në zonën Fraunhofer kjo llogaritje lehtësohet prej ekzistencës së modelit rrezatues të antenës, ndërsa në zonën Fresnel analiza është më e komplikuar për shkak të varësisë së modelit nga distanca dhe lëvizja në hapësirë.

Metodat llogaritëse për fushën elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë janë bazuar mbi metodat numerike FDTD (metoda e diferencave të fundme në rrafshin e kohës) dhe MOM(metoda e momenteve).

Do të paraqiten në këtë kapitull përshkrimet teorike të këtyre dy metodave dhe problematikat e tyre, avantazhet dhe disavantazhet, kriteret në përdorimin e tyre, kushtet e qendrushmërisë .. etj.

Propozimi për përdorimin e metodës FDTD në vlerësimin e fushës në largësi pranë stacioneve radiobazë është bërë si rezultat i krahasimit të këtyre dy metodave dhe specifikimeve që FDTD paraqet si:

- Shpejtësia (më shpejt se sa metoda MOM pasi nuk ka asnjë matricë për të plotësuar dhe për të zgjidhur)
- Saktësia dhe qendrueshmëria

### 4.1 Metodat numerike në llogaritjen e fushës elektromagnetike

Pavarësisht gjetjes në mënyrë të suksesshme të zgjidhjeve të përafërta për gjeometrinë e thjeshtë, zgjidhjet që ishin në dispozicion ishin ende të pamjaftueshme për të analizuar disa sisteme elektromagnetike. Prandaj shkencëtarët dhe inxhinierët filluan të

gjenin zgjidhje të përafërta të ekuacioneve të Maksuell-it. Kjo epokë, midis viteve 1950-1970, njihet si epoka e përafrimeve. Sidoqoftë ky rang zgjidhjesh të përafërta që ishin gjetur deri në atë periudhë për ekuacionet e Makswell-it nuk i plotësonte plotësisht kërkesat e inxhinierëve. Sapo filloi të zhvillohej kompjuteri, filluan të studioheshin dhe metodat numerike për zgjidhjen e ekuacioneve të Makswell-it. Epoka pas viteve 1960, njihet si epoka e metodave numerike. Disa metoda që u zhvilluan gjatë kësaj periudhe për të ndihmuar në zgjidhjen e ekuacioneve të Makswell-it sëbashku me metodat numerike ishin: Metoda e Momenteve (MoM), metoda me diferenca të fundme në rrafshin e kohës (FDTD) dhe metoda e elementëve të fundëm (FEM). Ai që u evidentua gjatë kësaj periudhe ishte Harrington që bëri të njohur MoM në komunitetin elektromagnetik, ndërsa në komunitetet e tjera njihet si BEM, metoda e lidhjes së elementëve. Yee zhvilloi metodën FDTD për zgjidhjen e ekuacioneve të Maksuell-it. Elementët e fundëm u sollën në komunitetin e elektromagnetikës nga Silvester, por disa emra të tjerë që përmenden në këtë fushë janë: Uilton, Mittra dhe Taflove. Ka ekzistuar gjithmonë një lidhje shumë e ngushtë ndërmjet elektromagnetikës dhe matematikës. Në fakt disa teknika të sofistikuara matematikore janë përdorur për të analizuar probleme të ndryshme në elektromagnetikë pasi vetë elektromagnetika lindi nga teoria e lëngjeve apo ajo e zërit. Këto fusha janë të lidhura ngushtë me matematikën nga puna që kanë bërë matematikantë të famshëm si Euler, Lagrange, Stokes dhe Gauss. Rreth viteve 1896 Sommerfield arriti të zgjidhte problemin e gjysmë planit pasi në atë kohë ishin të disponueshme disa teknika matematike të avancuara. Tashmë këto ekuacione njihen si integralet Sommerfield të cilët janë në formën:

$$\Psi(r) = \int_0^\infty dk_p J_n(k_p\rho)\left[e^{ik_z|z-z^I|} + R(k_p)e^{ik_z z}\right]k_z = (k^2 - k_p^2)^{1/2} \tag{4.1}$$

Vlerësimi i integraleve të Sommerfield ishte e pamundur në atë kohë por në kohët e sotme ato paraqesin një rëndësi shume të madhe. Si rrjedhojë teknikat e përafrimit, si metoda e fazave u përdorën për të derivuar në mënyrë të përafërt integralet e Sommerfield.

Metoda e momenteve (MoM) u bë e famshme në këtë periudhë nga Harrington. Metoda e diferencave të fundme në rrafshin e kohës u propozua nga Yee gjatë këtyre viteve, metodë kjo që mund të përdorej për zgjidhjen e ekuacioneve të Maksuell-it. Kjo metodë është shumë e thjeshtë dhe i jep zgjidhje një sistemi matricor të shpërndarë. Meqë fusha është e panjohur, problemi qëndron pikërisht në faktin se kemi një numër të madh të panjohurash. Për më tepër fusha gjithmonë përhapet nga njëra pikë në tjetrën sipas një

matrice numerike, kështu duke dhënë një gabim në matricë, gjë e cila më tej çon në rrijten e problemeve të zgjidhjes.

Në metodën e diferencave të fundme e cila bazohet në ekuacionet diferenciale, zona e zgjidhjeve zbërthehet në një bashkësi drejtkëndëshash (një diskretizim, dhe për rrjedhojë një përafrim) dhe vlerat e fushës potenciale skalare kërkohen në të gjitha pikat e matricës. Inxhinierët me intuitë dhe duke u bazuar dhe në eksperiencë kaluan në teorinë e rrathëve, ato ishin në gjendje të përdornin modele analoge të rrjetave dhe të përgjithësonin metodën e diferencave të fundme në një mënyrë të tillë që ajo të kuptohej lehtësisht. Në fillim merreshin zgjidhje të ndryshme për probleme të lehta, gjë e cila çonte ose ndihmonte në zgjidhjen e problemeve më të mëdha duke i kaluar ato në kompjuterat dixhital. Disavantzhi i kësaj metode ishte se kufijtë e lakuar dhe burimet e ndryshueshme nuk mund të modeloheshin duke përdorur struktura të dhënash të përgjithshme apo të thjeshta. Për më tepër kufijtë e hapur duhet të paraqiten me kufi të mbyllur por me kushte kufitare artificiale. Vitet e fundit janë krijuar disa skema diferenciale të fundme të përgjithshme të cilat ndihmojnë në kapërcimin e problemeve të sipërpërmendura. Por sidoqoftë këto skema diferenciale nga ana tjetër kërkojnë aftësi programuese të larta por gjithashtu dhe struktura të dhënash speciale.

Ekzistojnë dhe metoda të tjera numerike që janë zhvilluar nga këto metoda, të cilat bazohen në problemin e Euler. Ky problem na jep, një formë të caktuar të një kurbe ndërmjet dy pikave në hapësirë, ndërmjet të cilave një trup lëviz në kohën më të shkurtër kur nuk kemi fërkim. Një skemë e ndryshueshme mund të përshkruhet si “diferenciale” në të cilën zëvëndësojme kushtin që kënaq zgjidhjen e një ekuacioni diferencial, për të gjetur zgjidhjen e një ekuacioni të panjohur, me kërkesa të tilla që integrali i ekuacionit të panjohur të jetë në minimum. Që në fillimet e viteve 1950 skemat diferenciale janë përdorur për të analizuar pajisjet elektromagnetike, psh valësjellësit. Këto skema janë të ngjashme me teknikat e analizës së elmentëve të fundëm moderne. Ato bazohen në skemën Rayleigh-Ritz, që supozon se zgjidhja është shuma e funksioneve të kordinatave, duke pasur parasysh dhe peshat e tyre te cilat gjendeshin nga llogaritje të ndryshme sipas van Bladel në 1964. Këto skema të ndryshueshme ndryshojnë nga elementët e fundëm që përdoren sot vetëm që zgjidhja nuk ndahet në nënfusha. Si pasojë zgjedhja e funksioneve koordinative ishte kritike për sa i përket saktësisë së zgjidhjes. Kështu metodat e mësipërme përdoren vetëm në disa probleme për të cilët mund të meret një zgjidhje e mirë.

Modelimi numerik i madhësive të vazhduara mund të ndahet në katër grupe:

- Metodat Diferenciale
- Metodat Integruese
- Metodat Variacionale
- Metodat Asimtotike

Ekuacionet e metodave diferenciale (FDM, FDTD etj.) bazohen në diskretizimin direkt të ekuacioneve të fushës. Karakteristikë e këtyre ekuacioneve është lehtësia e implementimit të tyre. Por nga ana tjetër ato janë dhe të kushtueshme. Për më tepër ato kufizohen pak në aplikim dhe nga kompleksitetet gjeometrike.

Ekuacionet e metodave integruese (BEM, VIEM, MoM, Metodat e bazuara-FFT, Metodat e Simulimit të Ngarkesave etj.) janë të bazuara në diskretizimin e ekuacioneve integrale. Në analogji me ekuacionet variacionale ata janë fleksibël. Ato mund të ndërtohen në mënyrë të tillë që të jenë më efiçent sidomos në aplikacionet që kanë struktura homogjene të cilat të çojnë drejt një problemi më të thjeshtë. Por ato gjithashtu të çojnë drejt matricave të plota dhe ato mund të bëhen konkurues vetëm nëpërmjet përdorimit të mekanizmave që rrisin shpejtësinë e vlerësimit të fushës. Kosto e llogaritjeve është disi e madhe në këto lloje ekuacionesh.

Metodat Variacionale (FEM, Metodat e Vëllimit të Fundëm etj.) bazohen në formulimin variacional të ekuacioneve të Maksuell-it. Ato të çojnë në algoritme që japin disa veçori të përshtatshme si për shembull aplikueshmëri dhe fleksibilitet të lartë. Por këto përafrime përgjithësisht kërkojnë shumë llogaritje dhe përdorimin e kushteve të rrezatimit të përafëruar me një fushë llogaritjesh të fundme, e cila më tej të çon në kosto më të lartë të llogaritjeve dhe kërkesë për më shumë memorje.

Metodat Asimptotike nuk e zgjidhin te plotë modelin e Maksuell (sikundër metodat e përmendura më lart) por më shumë jep një përafrim të tij. Interes të veçantë këtu ka pikpamja mbi aplikacionet (psh radarët) të cilët janë ato që lidhen me limitin në frekuenca të larta të ekuacioneve të Maksuell-it. Këto metoda janë shumë efiçente, dhe në kontrast me metodat e tjera që zgjidhin të plotë modelin e Maksuell, këto ekuacione nuk marin parasysh rezolucionin e fushave sipas shkallës së rrezatimit. Ato janë asimptotike në natyrë dhe prandaj gabimet janë të vështira për tu kontrolluar. Prandaj këto ekuacione mund të japin disa pasiguri në frekuencat e larta.

Si përmbledhje mund të themi që disa metoda janë më të përdorshme në disa lloje aplikacionesh se sa disa metoda të tjera, por ajo që duhet theksuar është se asnjë metodë

nuk mund të konsiderohet si më e mira nga të gjitha për çfarëdo lloj aplikacioni. Në fakt një numër i caktuar aplikacionesh vazhdon të sfidojë çdo përafrim që është bërë deri tani.

Duhet marë parasysh dhe një aspekt tjetër gjatë vlerësimit të metodave numerike. Zakonisht nuk është shumë e qartë si ti klasifikosh metodat e ndryshme sipas klasave të sipërpërmendura. Ekzistojnë dhe disa metoda hibribe, që janë kombinim i dy metodave ekzistuese, të cilat kombinojnë sëbashku strategji të përbashkëta diskretizimi në të njëjtat ekuacione. Metodat variacionale janë të bazuara në të vërtetë në formën integrale ose diferenciale të ekuacioneve që do të zgjidhen.

Në fundin e viteve 1960 metoda e elementëve të fundëm fillimisht u aplikua në elektromagnetikë. Kjo metodë është një metodë e përgjithshme për zgjidhjen e ekuacioneve diferenciale. Këtu zona e zgjidhjeve të ekuacioneve ndahet në nënfusha, të quajtura elemente, dhe merr si të mirëqenë një funksion prove mbi secilin nga elementët. Është vërtetuar se kemi nyje interpoluese në elemente dhe që ekuacioni provë të përcaktohet në termat e vlerave të panjohura të variablave të panjohura të ekuacioneve diferenciale në nyje. Si rezultat vlerat në nyje bëhen parametrat e lirë. Metoda e elementëve të fundëm konsiston në gjetjen e vlerave të parametrave të lirë duke pasur parasysh që duhet të kemi humbje minimale, duke marë parasysh ekstremumet e energjisë, ortogonalitetin funksional etj. Kjo metodë , që tashmë pranohet si një nga metodat më të fuqishme numerike të disponueshme, është ajo për të cilën inxhinierët ndihen krenarë pasi e kanë gjetur atë në mënyrë intuitive. Verifikimi matematik i tyre është studiuar shumë më vonë.

Janë shqyrtuar këto metoda llogaritjeje:

- Metoda e Diferencave të Fundme (FDM)
- Metoda e Elementëve të Fundëm (FEM)
- Metoda e Ekuacioneve Integrale (IEM)
- Metoda e Diferencave të Fundme në Rrafshin e Kohës (FDTD)

*Metoda e diferencave të fundme (FDM)*Metoda e diferencave të fundme (FDM) është një metodë përafruese për zgjidhjen e ekuacioneve diferenciale të pjesshëm ku koefiçentët diferencial zëvëndësohen nga kofiçentët diferencë. Kjo mënyrë është përdorur për të zgjidhur një rang të gjërë problemesh. Këtu përfshihen problemat lineare dhe jo lineare, të varura dhe të pavarura në kohë. Kjo metodë mund të aplikohet në problema ku format kufitare dhe kushtet kufitare janë të ndryshme, dhe për një zonë e cila përbëhet nga materiale të ndryshme. Megjithëse kjo metodë njihej mirë nga Gaus dhe Boltsman, ajo

nuk u përdor shumë nga ato për zgjidhjen e problemeve inxhinierike deri në vitet 1940. Bazat matematike të metodës njiheshin mjaft mirë nga Riçardson në 1910, dhe në atë kohë u publikuan shumë libra matematik në të cilët diskutohej metoda e diferencave të fundme. Aplikimi i FDM nuk është i vështirë duke qenë se në të përfshihet vetëm matematikë e thjeshtë në derivimin e ekuacioneve dhe shkrimin e programit korrespondues. FDM më vonë u bë metoda më e rëndësishme numerike e përdorur për zgjidhjen e problemeve praktike. Me zhvillimin e kompjuterave me shpejtësi të lartë të cilët kishin dhe aftësi më të madhe ruajtje, u shpikën dhe shumë metoda numerike për zgjidhjen e ekuacioneve diferenciale të pjesshëm. Sidoqoftë duke qenë se aplikimi i FDM është i lehtë, ai është mjaft i përdorur në zgjidhjen e problemave të ndryshme. Por nga ana tjetër duke qenë se nevojitet përdorimi i matricave të rregullta, aplikimet që përdorin këtë metodë janë të limituara. Në ngjashmëri me aplikimet e tjera numerike, qëllimi i diferencave të fundme është zëvëndësimi i problemave të fushës së vazhdueshme me numër të pafundëm shkallë lirie, nga diskretizimi i fushës me nyje të fundme të rregullta. Derivatet e pjesshme të funksioneve të panjohur përafrohen me anë të koefiçentëve të diferencës në një set të fundëm pikash ose nyjesh diskretizimi duke përdorur serine e Teilor, në mënyrë të veçantë teknikën e integrimit, përafrimet e mbetjeve të peshuara ose principet variacionale. Kështu ekuacioni diferencial i pjesshëm transformohet në një set ekuacionesh algjebrike të cilët mund të zgjidhen me mënyrën SOR. Zgjidhja e këtyre ekuacioneve është zgjidhja e përafruar e vlerës kufitare origjinale. Trajtimi i problemeve jo lineare është i mundur por për këtë rast nevojiten teknika më të sofistikuara.Për zgjidhjen e problemave të varura nga koha, ndryshimi i kohës duhet të përafrohet nga koefiçentët e diferencës. Këta koefiçentë përsëriten sëbashku me përsëritjen e pozicioneve. Por megjithëse ekzistojnë teknika përsëritje speciale, për aplikimet në frekuencat e larta preferohet metoda FDTD.

*Metoda e elementëve të fundëm (FEM)*Metoda e elementëve të fundëm u prezantua në fundin e viteve 1950, fillimisht në strukturat mekanike. Ndryshimi kryesor ndërmjet metodës së diferencave të fundme dhe metodës së elemtentëve të fundëm është që në këtë mënyrë fusha diskretizohet duke përdorur disa elemente të vegjël me forma dhe madhësi të ndryshme. Me këtë përafrim është e lehtë të zgjidhësh një problem që ka gjeometri komplekse. Kjo është një nga metodat më efiçente për zgjidhjen e problemeve të fushës elektromagnetike. Meqë të dyja metodat si ajo e diferencave të fundme dhe ajo e elemntëve të fundëm bazohen në ekuacionet diferenciale dhe diskretizimin e fushës, ato quhen metodat diferenciale ose metodat e fushave.

*Metoda e ekuacioneve integrale( IEM)*Pothuajse në të njëjtën periudhë, u zhvilluan metodat e ekuacioneve integrale për zgjidhjen e ekuacioneve të fushës magnetike statike. Ekuacionet integrale të vëllimit janë bazuar  në principin e superpozimit. Së pari zona e burimit ndahet në zona më të vogla, më pas shihet zgjidhja në termat e shumës së gjithë elementëve. Kjo metodë është e thjeshtë për tu kuptuar dhe e thjeshtë për tu zgjidhur në rastin e problemeve dy-dimensionale. Sidoqoftë ajo është e limituar për përdorim vetëm në problemet lineare. Në mënyrë që të reduktohet zona e diskretizimit kufitar, metodat e ekuacioneve integrale u zhvilluan shumë shpejt. Më tipikja nga këto bazohet në ekuacionet integrale kufitare që quhet metoda e elementëve kufitar. Avantazhi i elementëve kufitar është që trajtohen vetëm vlerat kufitare duke qenë të panjohura, dhe vetëm kufiri i zgjidhjes diskretizohet. Për rrjedhojë procesimi i të dhënave është më i thjeshtë se sa në metodën e elementëve të fundëm, sidomos në rastin e problemave 3-D.

*Metoda e diferencave të fundme në rrafshin e kohës (FDTD)*është ajo që jep zgjidhjen më direkte të ekuacioneve të Maksuell-it. Ajo është e plotë, "valë e plotë", që do të thotë, nuk ka përafrime që të pengojnë një zgjidhje të saktë të plotë. Nuk ekziston një parazgjedhje e mënyrave apo formave të zgjidhjes. Kushtet kufitare  kënaqen automatikisht. Nëse ekziston një fenomen fizik, metoda FDTD do ta përfshijë atë në zgjidhje. Metoda FDTD bazohet në trajtën matricore për zgjidhjen, dhe kjo matricë është e ndryshme nga ato që përdoren nga metodat e tjera. Matrica FDTD ndërtohet nga kuti katrore. Çdo cep i kutisë përfaqëson vendodhjen e një fushe elektrike, dhe materiali për çdo cep mund të zgjidhet i ndryshëm nga ai i cepave të tjerë. Gjeometria formohet duke i shenjuar materiale të ndryshme cepave të ndryshëm. Matrica e rregullt zgjidhet duke bërë llogaritje për çdo element të matricës, dhe koha e llogaritjes është shumë e vogël. Kjo lejon përafrime shumë të sakta me gjeometrinë fizike aktuale. Modeli FDTD u prezantua fillimisht nga Yee si një zgjidhje tri dimensionale të ekuacioneve të Maksuell-it. Në princip, një vëllim i një hapësire që përmban ndonjë objekt ose koleksion objektesh i nënshtrohet një nënshtrimi elektromagnetik. Metoda FDTD zgjidhet më pas për fushat përmes vëllimit si një funksion i kohës. Aplikacionet përfshijnë: projektimin e qarqeve mikrovalore të integruara dhe diskrete, shpërhapjen jonosferike, optikën e integruar, ndërveprimin ndërmjet trupave biologjik dhe fushave EM, projektimin e antenave etj. Të gjitha këto aplikacione mund të suportohen nga algoritmi bazë i FDTD, duke kërkuar vetëm disa ndryshime në ndërfaqe para dhe pas procesimit për të marë rezultatin final. Pavarësisht kompleksitetit të tyre, pjesë të ngjashme të ekuacioneve të Maksuell-it mund të meren të gatshme dhe kthehen me lehtësi në formën e duhur për tu implementuar në një kompjuter. Nëse kemi të bëjmë me një zonë të hapësirës ku nuk rrjedh asnjë rrymë dhe

ska ngarkesa të izoluara, pjesa e rëndësishme e ekuacioneve të Maksuell-it mund të shkruhet si më poshtë:

$$\nabla \times \boldsymbol{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad \text{dhe} \quad \nabla \times \mathbf{H} = \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \tag{4.2}$$

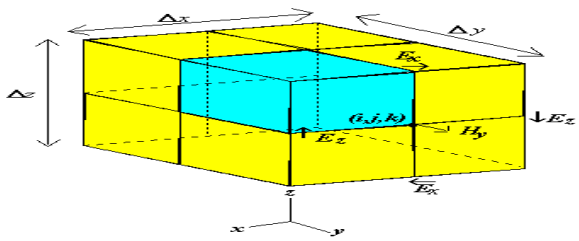



Figura 4.1 Përshkrimi i qelizës FDTD

Për të kuptuar këto proçese këshillohet që fushat të trajtohen si diskrete dhe jo si të vazhdueshme si në figurën 4.1. Kjo tregon një kuboid të vogël sipas x, y dhe z, në të cilin komponentet E dhe H të fushës ndërthuren me njëra tjetrën. Operatori $\nabla x$ ndihmon për interpretim sa më të saktë, katër komponentet E që rrethojnë Hy, të vendosura në pikat (i, j, k) ndjekin një rrugë sipas rrotullimit të akrapave të orës dhe kanë njëfarë pëkulshmërie. Nëse një Ex dhe një Ez kthehen në drejtim të kundërt, përkulshmëria do të zhdukej. Ekuacioni thotë se Hy rritet në lidhje me përkulshmërinë në këtë drejtim në mënyrë konstante me 1/μ. Kjo konstante specifikon përshkueshmërinë magnetike të materialit në vendodhjen e qelizës njesi. Një ekuacion i ngjashëm lidh shpejtësinë e ndryshimit të Es nga përkulshmëria e komponenteve H, por konstantja e proporcionalitetit në këtë rast 1/ε, ku ε është përçueshmëria e materialit.

Nëse do supozonim që koha ndahet në hapa diskret të gjatë Δt, atehërë fushat rriten ose zvogëlohen nga vlerat e llogaritura të mëparshme duke i shtuar ose zbritur një pjesë që jepet nga përkulshmëria dhe llogaritet në kohën aktuale. Vlerat e E rifreskohen në t=nΔt dhe vlerat e H në t = (n+1/2) Δt. Veprimet e përkulshmërisë reduktohen në një set prej 6 ekuacionesh të thjeshta algjebrike [17].Shikohet që të gjitha veprimet janë mbledhje të thjeshta, zbritje dhe shumëzime të thjeshta për tu llogaritur. Një problem i vërtetë është zgjidhur thjesht duke e ndarë atë në qeliza të përshtatshme, secila me një vlerë μ dhe ε, duke vendosur vlerat fillestare për të gjitha komponentet e fushës, pastaj llogarit ekuacionet e fushës në mënyrë të përsëritur derisa përgjigja të marë një vlerë që na intereson. Sjellja e komponenteve të fushës mbi problemet e hapësirës jep një karakteristikë të plotë të sjelljes së strukturës dhe më pas mund të veprohet në çfarëdolloj mënyre të përshtatshme për aplikimin, duke dhënë informacion mbi një diapazon të gjerë

frekuencash në një llogaritje të vetme. Ky algoritëm jep një kuptim të mirë të veprimeve në ekuacionet e Maksuell-it dhe gjithashtu është një metodë zgjidhjeje praktike e njohur si FDTD dhe u përshkrua në fillim nga Kane Yee në vitin 1966. Metoda FDTD është shumë e përgjithshme në analizat gjeometrike që mund të bëjë. Përcjellësit, dielektrikët dhe magnetikët me humbje, materialet jo izotropike, indet biologjike, hekuri dhe shumë probleme të tjera janë mjaft të vështira për tu realizur nga metodat e tjera por janë të thjeshta për metodën FDTD. Për më tepër, kur problemi bëhet shumë elektrik, metoda FDTD bëhet shumë efiçente për sa i përket kohës dhe llogaritjeve kompjuterike meqenëse në këtë metodë nuk kemi veprime me matricat. Metoda FDTD jep rezultate për një spektër të gjerë frekuencash me një llogaritje të vetme duke përdor eksitimin e pulsit tranzitues dhe FFT.

Në shikim të parë, përafrimi i shkallëzuar që realizohet nga FDTD e bën gjeometrinë e përkulur të duket e çrregullt. Por duhet pasur parasysh që madhësia e rrjetës FDTD është sa 1/10 deri 1/30 e gjatësisë së valës dhe ndonjëherë edhe më e vogël. Rrjeta e përafruar mund të dukët më pak e saktë se rrjeta e sheshtë që jepet nga metodat e tjera, devijimi aktual i rrjetës FDTD të shkallëzuar nga gjeometria fizike do të jetë më i vogël se sa në metodat e tjera meqenëse rrjeta FDTD është shumë më e vogël. Strategjia e metodës FDTD është të përdorë shumë elementë të vegjël rrjete të cilët mund të llogariten shpejt dhe kërkojnë memorje të vogël kompjuteri. Kur përdoret për një numër të madh qelizash, është shumë efiçente në memorje. Për shembull për FDTD kërkohen 30 MB RAM për 1 milion qeliza FDTD. Kjo do të thotë që është e mundur të bësh llogaritje FDTD për miliona qeliza në pak minuta. Kjo është e pamundur për metodat që bazohen në zgjidhjet matricore. Me pak fjalë kjo tregon fuqinë e metodës FDTD..

## 4.2 Metoda e Diferencave të Fundme në Rrafshin e Kohës (FDTD)

FDTD (Finite-difference time-domain) është një metodë numerike për zgjidhjen e problemave elektromagnetike. Hapësira në këtë metodë ndahet në qeliza të vogla drejtkëndore. Me këtë metodë zgjidhja e ekuacioneve nuk kërkon algjebër lineare për të llogaritur rezultatet, duke e bërë që të përdoret gjerësisht në llogaritje elektrike. FDTD është provuar që është e përshtatshme për një gamë të gjerë aplikacionesh.

Modelimi i materialeve dielektrike ose i strukturave të antenave në stacionet e transmetimit është i thjesht me këtë metodë. Si pasojë FDTD është një zgjedhje e përshtatshme për vlerësimin e ekspozimit njerëzor ndaj rrezatimit elektromagnetik në prani të stacioneve të transmetimit.

FDTD përdoret për analizimin dhe projektimin e antenave, studimin e përhapjes së sinjaleve në pajisjet me gjysmëpërcjellës dhe analizimin e problemeve të shpërhapjes dhe përthithjes.

Metoda numerike FDTD për zgjidhjen e ekuacioneve të Makswell-it kalon në këto faza:

- Diskretizimi i hapësirës së analizës, përcaktimi i qelizës elementare
- Diskretizimi i ekuacioneve të Makswell-it në rrafshin e kohës, skema shpjeguese e zgjidhjes
- Zgjidhja e ekuacionit të diskretizuar dhe zgjedhja e hapit kalimtar
- Fundi i analizës

Ky paragraf do të japë një shpjegim të thjesht të modelit matematik të kësaj metodë dhe elementeve mbi të cilat kjo metodë bazohet. Modelimi i materialeve dielektrike dhe i antenave të stacioneve të transmetimit është shpjeguar në përgjithësi, do të jepen aspekte të përgjithshme të këtyre modeleve pa u futur në detaje.

### 4.2.1 Algoritmi Yee

Baza e metodës FDTD është algoritmi Yee, i cili është një skemë diferenciale për fushat elektrike dhe magnetike. Siç e përmendëm dhe më lart hapësira ndahet në qeliza të vogla drejtkëndore. Shohim një qelizë të vetme Yee. Supozojmë një drejtkëndësh me volum D është i rrethuar nga PEC (perfect electric conductor) dhe i mbushur me material izotropik. Ekuacionet e Maxwell-it janë:

$$\frac{\partial}{\partial t}\mathrm{B} = -J_m - \nabla * E \quad \frac{\partial}{\partial t}\mathrm{D} = -\mathrm{J} + \nabla * H \tag{4.3}$$

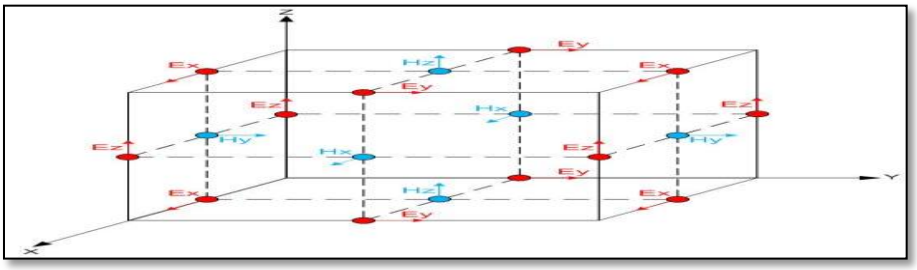



Figura 4.2 Komponentët e fushave në një qelizë të vetme Yee.

Në qoftë se materiali është jodispersive, për shembull parametrat e materialit nuk janë të varura nga frekuenca, ekuacionet mund të shkruhen si më poshtë [17]:

$$\frac{\partial}{\partial t}H = -\frac{\sigma_m}{\mu}H - \frac{1}{\mu}\nabla * E \qquad \frac{\partial}{\partial t}E = -\frac{\sigma}{\epsilon}E + \frac{1}{\epsilon}\nabla * H \tag{4.4}$$

Shkruani një përafrim diferencial në kohën t = t $_{n+1/2}$ = (n+1/2) Δt:

$$\frac{E^{n+1}-E^{n}}{\Delta t} \approx -\frac{\sigma}{\epsilon}E^{n+1/2} + \frac{1}{\epsilon}\nabla * H^{n+1/2} \tag{4.5}$$

Në anën tjetër:

$$E^{n+1/2} \approx \frac{E^{n+1}+E^{n}}{2} \tag{4.6}$$

Duke ndërlidhur ekuacionin (4.6) në ekuacionin (4.5) dhe duke bërë rregullimet e nevojshme të termave marrim:

$$E^{n+1} \approx \frac{2\epsilon-\sigma\Delta t}{2\epsilon+\sigma\Delta t}E^{n} + \frac{2\Delta t}{2\epsilon+\sigma\Delta t}\nabla * H^{n+1/2} \tag{4.7}$$

Duke shënuar komponentët si më poshtë:

$$C_a = \frac{2\epsilon-\sigma\Delta t}{2\epsilon+\sigma\Delta t} dheC_b = \frac{2\Delta t}{2\epsilon+\sigma\Delta t}, \tag{4.8}$$

Ekuacioni(4.7) bëhet:

$$E^{n+1} \approx C_a E^{n} + C_b \nabla * H^{n+1/2}. \tag{4.9}$$

Në mënyrë të ngjashme për fushën magnetike, duke filluar nga ekuacioni (i Makswell-it) dhe duke ndjekur të njëjtat hapa do të marrim. Në kohën t = $t_n$= nΔt kemi:

$$H^{n+1/2} \approx D_a H^{n-1/2} - D_b \nabla * E^{n}, \tag{4.10}$$

$$\text{Ku,} D_a = \frac{2\mu-\sigma_m\Delta t}{2\mu+\sigma_m\Delta t} dheD_b = \frac{2\Delta t}{2\mu+\sigma_m\Delta t}. \tag{4.11}$$

Ekuacionet (4.9) dhe (4.10) janë ekuacionet e përditësuar për fushën elektrike dhe magnetike në një hapësirë të vazhdueshme në një kohë të caktuar. Ndajmë [$x_{min}$, $x_{max}$], [$y_{min}$, $y_{max}$] dhe [$z_{min}$, $z_{max}$] në pjesët $K_x$, $K_y$ dhe $K_z$ respektivisht dhe shënojmë [17].

$$x_{min} = x(0) < x(1) < \cdots < x(K_x - 1) < x(K_x) = x_{max}$$

$$y_{min} = y(0) < y(1) < \cdots < y(K_y - 1) < y(K_y) = y_{max}$$

$$z_{min} = z(0) < z(1) < \cdots < z(K_z - 1) < z(K_z) = z_{max}. \tag{4.12}$$

Si rezultat, është ndarë në $K_x$, $K_y$, $K_z$ qeliza drejtkëndore. Përcaktojmë përpjesët të cilat përcaktojnë pikën qëndrore të qelizës nga,

$$u\,(l-\tfrac{1}{2}) = \frac{u(l-1)+u(l)}{2}, \quad l \in \{1,2,\cdots,K_u\}, \qquad u \in \{x,y,z\}. \tag{4.13}$$

Përmasat e qelizës Δx, Δy dhe Δz janë përcaktuar si më poshtë:

$$\Delta u(l) = u\left(l+\tfrac{1}{2}\right) - u\left(l-\tfrac{1}{2}\right), \;\; l \in \left\{\tfrac{1}{2},1,\cdots,K_u-1,K_u-\tfrac{1}{2}\right\}, \;\; u \in \{x,y,z\}. \tag{4.14}$$

Vendet në hapësirën e komponentëve të diskretizuar të fushës janë zgjedhur në hapësirë, siç tregohet në Figurën 4.2. Kjo zgjedhje për vendodhjen e komponentëve të fushës është pika kyçe e ekuacionit (e Makswell-it). Çdo komponent i fushës elektrike është i rrethuar nga komponentë të fushës magnetike dhe anasjelltas, dhe në të njëjtën pikë të rrjetës nuk kemi dy komponentë fushe. Përcaktojmë një grup, fushat janë përcaktuar nga $I_{Ex}$ për $E_x$, $I_{Ey}$ për $E_y$ dhe kështu me rradhë. Atëherë do të kemi grupet si më poshtë [17]:

$$I_{E_x} = \left\{(i-\frac{1}{2},j,k) : i=1,\cdots,K_x;\; j=0,\cdots,K_y;\;\; k=0,\cdots,K_z\right\}$$

$$I_{E_y} = \left\{(i,j-\frac{1}{2},k) : i=0,\cdots,K_x;\; j=1,\cdots,K_y;\;\; k=0,\cdots,K_z\right\}$$

$$I_{E_z} = \left\{(i,j,k-\frac{1}{2}) : i=0,\cdots,K_x;\; j=0,\cdots,K_y;\;\; k=1,\cdots,K_z\right\}$$

$$I_{H_x} = \left\{(i,j-\tfrac{1}{2},k-\tfrac{1}{2}) : i=0,\cdots,K_x;\; j=1,\cdots,K_y;\;\; k=1,\cdots,K_z\right\} \tag{4.15}$$

$$I_{H_y} = \left\{(i-\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}) : i=1,\cdots,K_x;\; j=0,\cdots,K_y;\;\; k=1,\cdots,K_z\right\}$$

$$I_{H_z} = \left\{(i-\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k) : i=1,\cdots,K_x;\; j=1,\cdots,K_y;\;\; k=0,\cdots,K_z\right\}$$

Këtu treguesi p = (i, j, k) i korrespondon pikave r(p) = (x(i), y(j), z(k)) € D, ku x(i), y(j), z(k) janë përcaktuar në ekuacionin (4.12). Kemi parasysh që grupi i treguesve është marrë nga:

$$I_X \cap I_Y = \begin{cases} \emptyset, & X \neq Y \\ I_X, & X = Y \end{cases} \qquad \text{X, Y} \in \{E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z\}.$$

$$\text{Ku, } I = \left\{(i,j,k): i=0,\tfrac{1}{2},\cdots,K_x;\;\; j=0,\tfrac{1}{2},\cdots,K_y;\;\; k=0,\tfrac{1}{2},\cdots,K_z\right\}, \tag{4.16}$$

është grupi i të gjithë treguesve të mundshëm, përfshirë dhe gjysmën e treguesit.

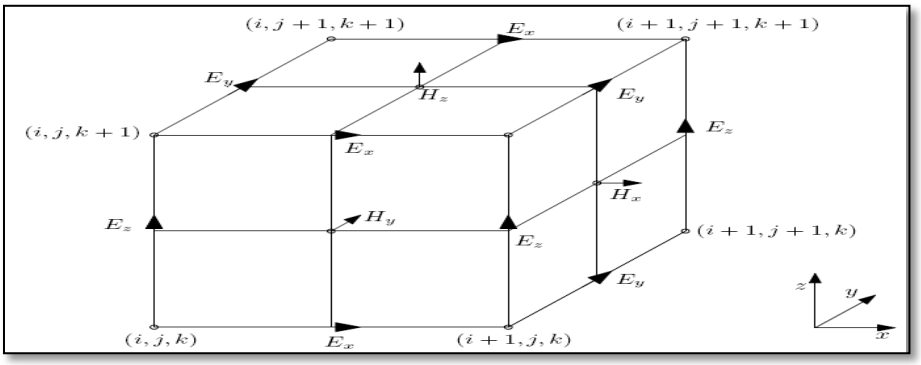



Figura 4.3 Vendodhja e komponentëve të fushës

Përcaktimi$I_0 = \{(i,j,k) \in I : i \in \{0, K_x\} V k \in \{0, K_z\}\}$, (4.17)

I cili tregon të gjithë grupin e treguesve të cilët janë të vendosur në kufirin e jashtëm të PEC. Më tej do të diskretizojmë operatorin, i cili mund të shkruhet si:

$$\nabla x = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\partial}{\partial z} & \frac{\partial}{\partial y} \\ \frac{\partial}{\partial z} & 0 & -\frac{\partial}{\partial x} \\ -\frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial x} & 0 \end{bmatrix}. \tag{4.18}$$

Derivatet hapësinorë tek (4.10) janë zëvendësuar me përafrimet e tyre diferenciale

$$\frac{\partial}{\partial x} F(i,j,k) \approx \frac{F\left(i+\frac{1}{2},j,k\right) - F(i-\frac{1}{2},j,k)}{\Delta x(i)} \tag{4.19}$$

$$\frac{\partial}{\partial y} F(i,j,k) \approx \frac{F\left(i,j+\frac{1}{2},k\right) - F(i,j-\frac{1}{2},k)}{\Delta y(j)} \tag{4.20}$$

$$\frac{\partial}{\partial z} F(i,j,k) \approx \frac{F\left(i,j,k+\frac{1}{2}\right) - F(i,j,k-\frac{1}{2})}{\Delta z(k)} \tag{4.21}$$

Në qoftë se rrjeta është uniformë (Δx, Δy, Δz janë konstante) këto përafrime të sakta janë të rendit të dytë. Në rrjetat jouniforme ato janë të sakta vetëm në rendin e parë tek disa tregues. Duke shënuar rezultatin e diskretizimit të operatorit curl me $\nabla\otimes$ ekuacionet bëhen

$$\begin{bmatrix}\tilde{E}_x^{n+1}(p_x)\\ \tilde{E}_y^{n+1}(p_y)\\ \tilde{E}_z^{n+1}(p_z)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}C_a(p_x)\tilde{E}_x^{n}(p_x)\\ C_a(p_y)\tilde{E}_y^{n}(p_y)\\ C_a(p_z)\tilde{E}_z^{n}(p_z)\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}C_b(p_x) & 0 & 0\\ 0 & C_b(p_y) & 0\\ 0 & 0 & C_b(p_z)\end{bmatrix}\nabla\begin{bmatrix}\tilde{E}_x^{n+1/2}(p_x)\\ \tilde{E}_y^{n+1/2}(p_y)\\ \tilde{E}_z^{n+1/2}(p_z)\end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Ku, $p_x \in I_{Ex}\backslash I_0$, $p_y \in I_{Ey}\backslash I_0$ dhe $p_z \in I_{Ez}\backslash I_0$. Për shkurt ne kemi shënuar $C_a(p) = C_a(r(p))$ dhe $C_b(p) = C_b(r(p))$. Ekuacionet (4.15) bëhen:

$$\begin{bmatrix}\tilde{H}_x^{n+\frac{1}{2}}(p_x)\\ \tilde{H}_y^{n+\frac{1}{2}}(p_y)\\ \tilde{H}_z^{n+\frac{1}{2}}(p_z)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}D_a(p_x)\tilde{H}_x^{n-\frac{1}{2}}(p_x)\\ D_a(p_y)\tilde{H}_y^{n-\frac{1}{2}}(p_y)\\ D_a(p_z)\tilde{H}_z^{n-\frac{1}{2}}(p_z)\end{bmatrix} - \begin{bmatrix}D_b(p_x) & 0 & 0\\ 0 & D_b(p_y) & 0\\ 0 & 0 & D_b(p_z)\end{bmatrix}\nabla\otimes\begin{bmatrix}\tilde{E}_x^{n}(p_x)\\ \tilde{E}_y^{n}(p_y)\\ \tilde{E}_z^{n}(p_z)\end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Tek ekuacionet nuk është marrë parasysh kufirin e materialeve dielektrik apo magentik. Përbërësit e fushës dhe parametrat e materialeve në ato kufi kanë nevojë për një trajtim veçmas. Ekuacionet (4.22) dhe (4.23) [17] janë ekuacione të update-uar të algoritmit Yee në një mjedis izotropik. Shikohet që të gjitha veprimet janë mbledhje të thjeshta, zbritje dhe shumëzime të thjeshta për tu llogaritur. Një problem i vërtetë është zgjidhur thjesht duke e ndarë atë në qeliza të përshtatshme, secila me një vlerë μ dhe ε, duke vendosur vlerat fillestare për të gjitha komponentet e fushës, pastaj llogarit ekuacionet e fushës në mënyrë të përsëritur derisa përgjigja të marë një vlerë që na intereson.

***Ekuacionet e Fushës Magnetike***

$$H_{x(i,j,k)}^{n+1/2} = H_{x(i,j,k)}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu\Delta z}\left(E_{y(i,j,k)}^{n} - E_{y(i,j,k-1)}^{n}\right) - -\frac{\Delta t}{\mu\Delta y}\left(E_{z(i,j,k)}^{n} - E_{z(i,j-1,k)}^{n}\right)$$

$$H_{y(i,j,k)}^{n+1/2} = H_{y(i,j,k)}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu\Delta x}\left(E_{z(i,j,k)}^{n} - E_{z(i-1,j,k)}^{n}\right) - -\frac{\Delta t}{\mu\Delta z}\left(E_{x(i,j,k)}^{n} - E_{x(i,j,k-1)}^{n}\right)$$

$$H_{z(i,j,k)}^{n+1/2} = H_{z(i,j,k)}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu\Delta y}\left(E_{x(i,j,k)}^{n} - E_{x(i,j-1,k)}^{n}\right) - -\frac{\Delta t}{\mu\Delta x}\left(E_{y(i,j,k)}^{n} - E_{y(i-1,j,k)}^{n}\right)$$

***Ekuacionet e Fushës Elektrike***

$$E_{x(i,j,k)}^{n+1} = E_{x(i,j,k)}^{n} + \frac{\Delta t}{\varepsilon\Delta y}\left(H_{z(i,j+1,k)}^{n+1/2} - H_{z(i,j,k)}^{n+1/2}\right) - -\frac{\Delta t}{\varepsilon\Delta z}\left(H_{y(i,j,k+1)}^{n+1/2} - H_{y(i,j,k)}^{n+1/2}\right)$$

$$E_{y(i,j,k)}^{n+1} = E_{y(i,j,k)}^{n} + \frac{\Delta t}{\varepsilon\Delta z}\left(H_{x(i,j,k+1)}^{n+1/2} - H_{x(i,j,k)}^{n+1/2}\right) - -\frac{\Delta t}{\varepsilon\Delta x}\left(H_{z(i+1,j,k)}^{n+1/2} - H_{z(i,j,k)}^{n+1/2}\right)$$

$$E_{z(i,j,k)}^{n+1} = E_{z(i,j,k)}^{n} + \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta x}\left(H_{y(i+1,j,k)}^{n+1/2} - H_{y(i,j,k)}^{n+1/2}\right) - -\frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta y}\left(H_{x(i,j+1,k)}^{n+1/2} - H_{x(i,j,k)}^{n+1/2}\right)$$

### 4.2.2 Saktësia dhe Qëndrueshmëria

Në rastin e një rrjete jouniforme përafrimet e bëra nga ekuacionet (4.19) dhe (4.21) janë të sakta vetëm në rendin e parë [18]. Për shëmbull duke zëvendësuar shprehjet (4.13) dhe (4.14) tek (4.19), kur $i \in \{1,2\cdots,K_x-1\}$, jep

$$\frac{F\left(i+\frac{1}{2}\right)-F\left(i-\frac{1}{2}\right)}{\Delta_x(i)} = \frac{F(i+1)-F(i-1)}{\Delta_x\left(i+\frac{1}{2}\right)+\Delta_x\left(i-\frac{1}{2}\right)}$$
$$= \frac{\partial}{\partial x}F(i) + O(\Delta x\left(i+\frac{1}{2}\right) - \Delta x\left(i-\frac{1}{2}\right)) \tag{4.24}$$

Në qoftë se $i \in \{1/2, 3/2\ldots, K_x\text{-}1/2\}$, ky përafrim do të jetë i rendit të dytë. Megjithatë siç u provua saktësia globale është akoma e rendit të dytë, pavarësisht saktësisë lokale të rendit të parë. Kështu kur koefiçienti $\Delta t/h$ ku, $h=\max(\Delta)$ hapi më i madh hapësinorë, mbahet konstant, gabimi i diskretizimit është:

$$error \leq C(t_n+1)h^2, \tag{4.25}$$

Ku C është një konstante dhe $t_n = n\Delta t$. Një rregull fiks për rezolucionin e rrjetës është "$\lambda/10$", madhësia e qelizës nuk duhet të jetë më e madhe se një e dhjeta e gjatësisë së valës. Gjatësia e valës është më e vogël në materiale dielektrike, rrjedhimisht rrjeta do të jetë më e imët tek ato. Algoritmi Yee është një metodë diferenciale e fundme dhe qëndrueshmëria e saj është e kushtëzuar. Një kusht i nevojshëm për qëndrueshmëri është që hapi i kohës $\Delta t$ duhet të kënaqë kushtin CFL (Courant-Fridrichs-Lewy).

$$\Delta t \leq \frac{1}{c_0\sqrt{\frac{1}{\min(\Delta x^2)}+\frac{1}{\min(\Delta y^2)}+\frac{1}{\min(\Delta z^2)}}} = CFL. \tag{4.26}$$

Zakonisht hapi i kohës $\Delta t$ zgjidhet që të jetë koefiçent i kushtit CFL. Psh në këtë punim hapi do të merret, $\Delta t = 0.99$ CFL

### 4.2.3 Përafrim shkallë dhe vlerësimi i gabimit

Në algoritmin Yee hapësira është e ndarë në një numër të fundëm drejtkëndëshash. Është e qartë që modelimi i strukturave të rrumbullakëta nuk mund të bëhet i saktë duke

përdorur algoritmin standard. Përafrimi më i thjesht është ai përafrim shkallë i cili thjesht diskretizon objektin në mënyrë që të përputhen me grilën FDTD. Do të shohim disa metoda të cilat përmirësojnë këtë përafrim për objektet e rrumbullakosura. Gjithsesi ne do të fokusohemi te përafrimi shkallë. Përafrim shkallë është mënyra më e thjesht e përafrimit të materialeve me kontur të lakuar. Në këtë punim përafrimi shkallë është realizuar si në vijim. Supozojmë që një objekt $A \subset D$ është i përbërë nga një material në zonën e llogaritjes. Vektori diskret i vendodhjes përcaktohet nga[19].

$$r : (i, j, k) \rightarrow (x(i), y(j), z(k)), \qquad (i, j, k) \in I, \tag{4.27}$$

ku $x$, $y$ dhe $z$ janë të përcaktura në (3.18) dhe (3.19). Duke supozuar që materiali i qelizave është X, ku X ∈ {E, H}, ne marrim përafrimin shkallë $I_A \subset I_X$ të objektit A nga,

$$I_A = \{p \in I_x : r(p) \in A\}. \tag{4.28}$$

Kjo do të thotë se qeliza i përket objektit në rast se pika qendrore e qelizës ndodhet brenda objektit. Ne tani mund të përcaktojmë parametrat e materialit të qelizës. Për shembull, përafrim shkallë për një sferë me qendër në $\mathbf{r_0} \in \boldsymbol{D}$ me rreze **a** bëhet si në vazhdim. Për një qelizë p∈IX, X∈{E,H} pabarazimi,

$$|r(p) - r_0| < a \tag{4.29}$$

është i vërtetë, atëherë qeliza i përket sferës. Kjo është e ilustruar në figurën 4.4, në të cilën jepet përafrimi shkallë i dy sferave me të njëjtën qendër dhe rreze të ndryshme. Rrjeta në figurë mund të jetë si rrjetë qelizash E apo rrjetë qelizazh H.

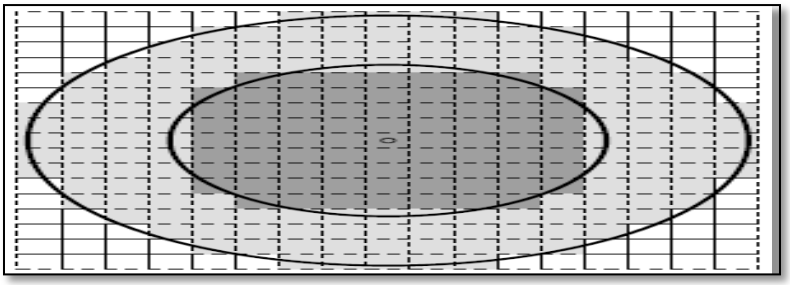


Figura 4.4 Përafrimi shkallë për dy sfera bashkëqendrorë me rreze të ndryshme

Gabimi i diskretizimit, madhësia e të cilit varet nga tipi i materialit të qelizës dhe gabimi i pashmangshëm që lindë nga përafrimi shkallë, të dy këto gabime kanë efektet në rezultatet e simulimit të FDTD-së. Një përfitim i rëndësishëm i përdorimit të modelit sferë është zgjidhja analitike që vjen nga teoria Mie, e cila mund të përdoret si referencë

për rezultatet e FDTD-së. Për këtë simulimet me metodën sferë shpesh herë përdoren për testimin dhe verifikimin e kodeve FDTD. Rezultatet e bëra do na ndihmojnë të analizojmë faktorët të cilët ndikojnë në saktësinë e testeve të bëra. Gjithashtu një objekt i vogël në hapësirën e lirë jo gjithmonë është pa ndikim. Metodat e mëposhtme janë përdorur në të gjithë simulimet e mëtejshme.

- Kjo situatë përfshin një model sferë homogjen Frekuencat e studiura janë 1GHz dhe 2GHz.
- Sfera është ekspozuar kundrejt një valë sinusoidale planare me amplitude (vlerë piku) 1V/m.
- Përafrimi shkallë është bërë me metodën e përshkuar.
- Janë përdorur parametra të mirë të CPML-së dhe distanca CPML-sferë është 3 qeliza.

Algoritmi shkallë i prezantuar më lartë na jep sfera me ndryshime të vogla nga njëra-tjetra, në varësi të vendndodhjes së qendrës së sferës në rrjetën FDTD. Figura 4.5. jep një shembull të kësaj. Në figurë qendra e sferës është e zhvendosur pak nga njëra vendndodhje në tjetrën duke prodhuar kështu dy përafrime shkallë të ndryshme të së njëjtës sferë.

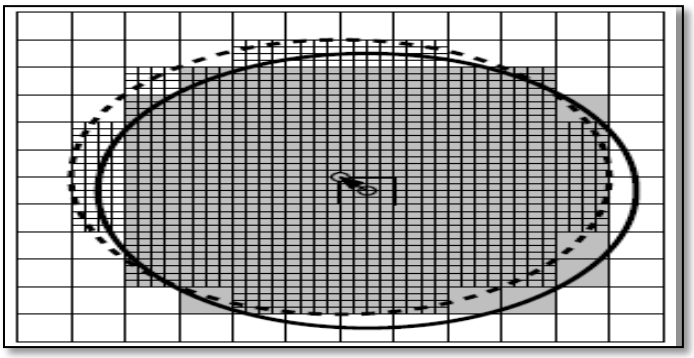


Figura 4.5 Shkallëzime të ndryshme të së njëjtës sferë

Këtu ne do aplikojmë dy mundësi që kemi për përafrimin shkallë [18]:

- Qoshe: Qendra e sferës është vendosur në qoshe të qelizës
- Qendër: Qendra e sferës është qendra e qelizës

### 4.2.4 Përcjellsit ideal elektrik dhe magnetik (PEC dhe MEC)

Strukturat të cilat konsistojnë në përcjellës perfekt magnetik apo elektrik mund të modelohen lehtë në FDTD. Për shembull në qoftë se duam të modelojmë një strukturë PEC (Perfect Electric Conductor), siç mund të jetë një antenë ose një strukturë PMC (Perfect Magnetic Conductor) mjafton që në ekuacionet përkatëse ku janë paraqitur treguesit e rrymës të cilat janë tangjent me fushën elektrike apo pingul me atë magnetike në kufijtë e PEC. Ne kemi supozuar që materialet janë të pavarur nga frekuenca, por në të vërtetë kjo nuk qëndron kur flasim për indet trupore. Ka një model të caktuar i cili i merr parasysh ndryshimet e parametrave në materiale të tilla. Por në rastin tonë kjo nuk është e nevojshme pasi ne jemi të interesuar në rezultatet e një frekuence të caktuar.

**Materiale te varura nga frekuenca**

Kemi supozuar në ekuacionet e mësipërme që parametrat e materialeve janë të pavarur nga frekuenca. Në këtë pjesë do të përshkruajmë shkurtimisht se si materiale të tilla dispersive mund të përshihen në simulimet FDTD. Do të shikojmë gjithashtu që modelimi i dispersonit zakonisht nuk është i nevojshëm. Një varësi nga koha $e^{jwt}$ do supozohet në vijim.Në një mjedis dispersiv linear, lejueshmëria (ϵ) mund të shkruhet në fushën e frekuencës si [20] :

$$\hat{\epsilon} = \hat{\epsilon}(\omega) = \epsilon_0\big(\epsilon_\infty + x_e(\omega)\big) = \epsilon'(\omega) - j\epsilon''(\omega), \tag{4.30}$$

Ku $x_e$ është funksion i ndjeshmërisë elektrike, dhe $\epsilon_\infty$ është lejueshmëria kur ω → ∞. Fluksi elektrik në fushën e frekuencës është kështu:

$$D(\omega) = \epsilon_0\big(\epsilon_\infty + x_e(\omega)\big)E(\omega). \tag{4.31}$$

Ndërsa në rastin kur e kalojmë në fushën e kohës ai bëhet:

$$D(t) = \epsilon_0[\epsilon_\infty E(t) + (x_e * E)(t)], \tag{4.32}$$

*Në këtë ekuacion shënja * paraqet veprimin e konvolucionit.*

Rasti special për materiale jodispersive siç e supozuam në seksionet më lartë është:

$$\epsilon_\infty = \epsilon_r$$

$$x_e(\omega) = \frac{\sigma}{j\omega\epsilon_0}. \tag{4.33}$$

Në këtë rast llogaritja e konvolucionit shmanget, pasi 1/jω do të thotë integrim në fushën e kohës. Përfshirja e konvolucionit në ekuacionet FDTD[21] mund të bëhet duke përdorur disa teknika. Por duke qënë se ne jemi të interesuar për fushat në një frekuencë të caktuar fikse atëherë nuk është e nevojshme të zbatojmë teknika të tilla. Në qoftë se materialet supozohen të jenë linear, zgjidhjet e ekuacioneve të Maxwell-it në një frekuencë fikse $\omega_0$ nuk varen nga zgjidhjet në frekuenca të tjera. Përcaktimi i materialit si jodispersiv

$$\epsilon \equiv \epsilon^{'}(\omega_0) = Re\{\hat{\epsilon}(\omega_0)\},(4.34) \tag{4.34}$$

dhe

$$\sigma \equiv \omega_0 \epsilon^{''}(\omega_0) = -\omega_0 Im\{\hat{\epsilon}(\omega_0)\}, \tag{4.35}$$

Do të na japë zgjidhjen e saktë në frekuencën $\omega = \omega_0$. Zgjidhja në frekuencat e tjera mund të mos jetë e saktë. Kjo deri kur varësia nga koha e fushës të jetë sinusoidale (frekuenca $\omega_0$). Kjo deri diku justifikon supozimin fillestar për materiale jodispersive

**Modelimi i materialeve të objekteve**

Një nga karakteristikat më të rëndësishme të metodës FDTD, është lehtësia me të cilën mund të përfshihen në llogaritje materiale përçues dhe jopërçues. Ka dy mënyra se si materialet dielektrike mund të përfshihen në këto llogaritje. Materiali mund të pozicionohet në një qelizë E ose në një qelizë H. Qelizat janë indeksuar nga pika qendrore e tyre, duke rezultuar në grupe treguesish

$$I_E = \left\{\left(i-\frac{1}{2}, j-\frac{1}{2}, k-\frac{1}{2}\right) : i = 1,\cdots,K_x;\quad j = 1,\cdots,K_y;\quad k = 1,\cdots,K_z\right\} \tag{4.36}$$

për qelizat e tipit E, dhe për qelizat e tipit H.

$$I_H = \left\{(i,j,k) : i = 0,\cdots,K_x;\quad j = 0,\cdots,K_y;\quad k = 0,\cdots,K_z\right\} \tag{4.37}$$

Çdo qelizë $p \in I_E$ ose $p \in I_H$ i janë përcaktuar parametrat e materialit $\epsilon(p)$ dhe $\sigma(p)$. Kemi supozuar që parametrat e materialeve janë konstant brenda një qelize. Kur përdorim qeliza të tipit E, komponentët e fushës elektrike janë të vendosura në anët e qelizës, tangencial me kufirin e materialit. Ndërsa kur përdorim qeliza të tipit H, komponentët e fushës magnetike ndodhen në anë të qelizës, duke bërë komponentët e fushës elektike të jenë të vendosura në faqet e qelizës pingul me kufirin e materialit. Në kufirin e materialeve të ndryshme duhen përdorur parametra efektive për të llogaritur koefiçientët. Gjthashtu dhe komponentët e fushave në këto kufi ndarës duhet të interpretohen të ndarë.

Në ngjashmëri me simboliken e përdorur më sipër dhe këtu do të shënojmë me ($\hat{\epsilon}$ ) për lejushmërinë komplekse (4.30) dhe me ($\epsilon$) lejueshmërinë (4.34) dhe përcjellshmërinë (4.35) jodispërsive. Kushtet kufitare të fushës elektrike dhe densitetit të fluksit në kufi të materialeve janë [22] :

$$n \times E_1 = n \times E_2 \tag{4.38}$$

$$n \cdot D_1 = n \cdot D_2 \tag{4.39}$$

ku n është vektori pingul në kufi. Këto kushte rezultojnë për komponenten tangenciale të densitetit të fluksit elektrik të mos jetë e vazhdueshme përgjatë kufirit. Në ngjashmëri dhe komponentja pingule e fushës elektrike nuk do jetë e vazhduar. Komponentja tangenciale elektrike dhe ajo pingule e densitetit të fluksit janë të përcaktuara mirë fizikisht. Komponente të tjera janë të përcaktuara efektivisht në natyrë. Përgjatë kufirit ato janë përcaktuar një mesatare e fushave në të dy anët e kufirit. Parametrat e materialit efektive janë përcaktuar si më poshtë:

$$D = \hat{\epsilon}_{eff} E, \qquad \text{në } I_{E_x} \cup I_{E_y} \cup I_{E_z}, \tag{4.40}$$

Kjo lidh fushën efektive me atë fizike. Parametrat efektive në pozicion çfarëdo p$\epsilon$($I_{Ex}$∪$I_{Ey}$∪$I_{Ez}$) mund të përcaktohen si në vazhdim. Figura 4.6 tregon vendodhjet e komponentëve të fushës elektrike kur materiali është vendosur në një qelizë E. Fusha elektrike është tangenciale me kufirin e materialit. Kështu që fusha elektrike është aktualisht fusha fizike, dhe densiteti i fluksit është një fushë efektive. Në figurë lejueshmëritë komplekse të katër qelizave janë $\hat{\epsilon}1$, $\hat{\epsilon}2$, $\hat{\epsilon}3$ dhe $\hat{\epsilon}4$. Fusha elektrike *E* është tangenciale me materialin dhe e vazhdueshme në të katër qelizat. Komponentja fizike tangenciale e densitetit të fluksit elektrik $D_l$ në çdo qelizë *l* është $D_l = \hat{\epsilon}_l E$ dhe fluksi elektrik D në anët e markuara është mesatarja e këtyre.

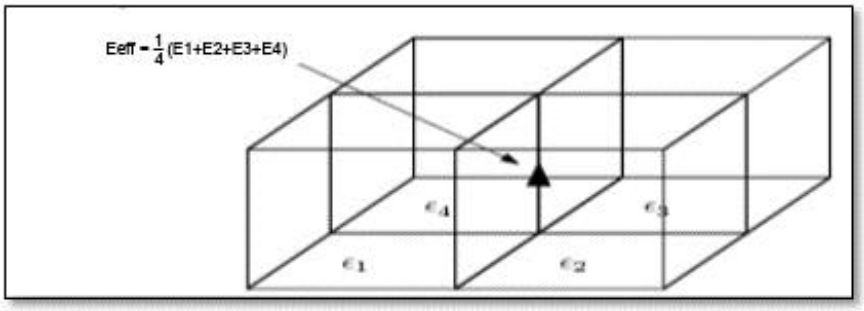



Figura 4.6 Vendodhja e një komponenteje të fushes elektrike në një qelize E

Lejueshmëria efektive në anët e qelizës mund të llogaritet

$$\hat{\epsilon}_{eff}E = D = \frac{1}{4}(D_1 + D_2 + D_3 + D_4) = \frac{1}{4}(\hat{\epsilon}_1 E + \hat{\epsilon}_2 E + \hat{\epsilon}_3 E + \hat{\epsilon}_4 E)$$

$$=> \hat{\epsilon}_{eff} = \frac{1}{4}(\hat{\epsilon}_1 + \hat{\epsilon}_2 + \hat{\epsilon}_3 + \hat{\epsilon}_4). \quad (4.41)$$

Në rastin e një mjedisi jodispersive parametrat e materialit në anët e qelizës janë këto

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{4}(\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3 + \epsilon_4)\ ,\ \sigma_{eff} = \frac{1}{4}(\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3 + \sigma_4) \quad (4.42)$$

Ku $\{\epsilon_u\}$ dhe $\{\sigma_u\}$ janë respektivisht parametrat e materialeve jodispersivë për katër qelizat.

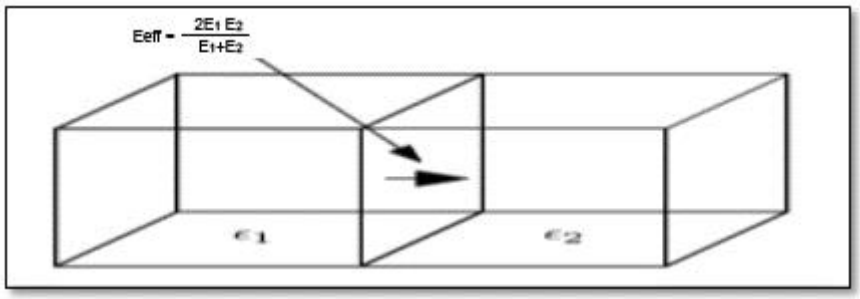



Figura 4.7 Vendndodhja e nje komponenti të fushës elektrike në një qelize H

Rasti në të cilin materialet janë vendosur në qeliza H është ilustruar në figurën 4.7 Komponenti e fushës elektrike është pingul, kështu që densiteti i fluksit është aktualisht fusha fizike dhe ajo elektrike është fusha efektive. Fusha efektive elektrike *E* në anët e qelizës është mesatarja e fushave elektrike $E_1$ dhe $E_2$ të dy qelizave fqinje. Nga vazhdueshmëria komponenti pingule i densitetit të fluksit elektrik *D* është e njëjtë në të dy qelizat, kështu që $\hat{\epsilon}_1 E_1 = \hat{\epsilon}_2 E_2 = D$. Lejueshmëria efektive atëherë llogaritet të jetë,

$$D = \hat{\epsilon}_{eff}E = \hat{\epsilon}_{eff}\frac{1}{2}(E_1 + E_2) = \hat{\epsilon}_{eff}\frac{1}{2}\left(\frac{D}{\hat{\epsilon}_1} + \frac{D}{\hat{\epsilon}_2}\right) \ => \hat{\epsilon}_{eff} = \frac{2\hat{\epsilon}_1\hat{\epsilon}_2}{\hat{\epsilon}_1 + \hat{\epsilon}_2}. \quad (4.43)$$

Rasti në një mjedis jodispersiv është pak më i komplikuar se në qelizën E. Përgjithësisht lejueshmëria efektive në kufi do të bëhet dispersive edhe në qoftë se dy materialet janë jodispersiv. Atëherë parametrat e materialit jodispersiv janë,

$$\epsilon_{eff} = Re\{\hat{\epsilon}_{eff}\} \approx \frac{2\epsilon_1\epsilon_2}{\epsilon_1 + \epsilon_2}, \quad \sigma_{eff} = -\omega_0 Im\{\hat{\epsilon}_{eff}\} \approx \frac{2\sigma_1\sigma_2}{\sigma_1 + \sigma_2}. \quad (4.44)$$

Përafrimet zakonisht duket që japin rezultate shumë të afërta me vlerat e sakta, dhe janë ato që do të përdoren në vazhdim në vend të atyre të sakta. Në qelizat H fusha elektrike në algoritmin FDTD është një fushë efektive. Për të nxjerrë rezultatet si për shembull llogaritjen e densitetit të fuqisë, është e nevojshme fusha fizike elektrike, e cila mund të llogaritet si në vijim. Supozojmë se ne njohim komponentin normale të fushës elektrike (fusha efektive) $E=\epsilon^{-1}_{eff} D$ në anë si në figurën 4.8, atëherë komponenti normale i fushës elektrike (fizike) $E_1$ dhe $E_2$ në qelizat respektive janë,

$$E_1 = \frac{1}{\epsilon_1} D = \frac{\epsilon_{eff}}{\epsilon_1} E \qquad\qquad E_2 = \frac{1}{\epsilon_2} D = \frac{\epsilon_{eff}}{\epsilon_2} E. \tag{4.45}$$

Në qoftë se atje do të kishim materiale të depërtueshëm, lejueshmëria efektive $\mu_{eff}$ do të përdorej. Në analogji ajo do llogaritej si lejueshmëria efektive e mësipërme duke zëvendësuar $E \leftrightarrow H$, $D \leftrightarrow B$ dhe $\epsilon \leftrightarrow \mu$. Në rastin e qelizave E fusha magnetike në simulimin FDTD do të ishte fushë efektive, dhe në qelizat H kjo fushë do të ishte fushë fizike. Në përmbledhje, në rastin e qelizës H të pa njohurat aktuale janë fusha magnetike dhe fusha efektive elektrike e cila është e lidhur ngushtë me fushën fizike të densitetit të fushës. Në rastin e qelizës E të pa njohura janë madhësitë fizike të fushës elektrike dhe densiteti i fluksit të fushës magnetike. Në qoftë se materialet janë të padepërtueshëm, atëherë densiteti i fluksit magnetik B është një tip i rëndësishëm si fusha magnetike H ($B=\mu_0 H$), dhe të dy si fusha magnetike dhe elektrike janë madhësi fizike në simulimet FDTD. Dy mënyrat, qelizat E dhe qelizat H në përgjithësi japin rezultate me ndryshime të vogla . Analiza me anë të qelizës H duket pak më e vështirë se sa ajo e qelizës E, por s'mund të themi gjithmonë që rruga me qelizën E është më sakta. Sikurse do të vërejmë më vonë të dy metodat japin vlera të sakta dhe të gabuara në varësi të situatës. Gjithashtu n.q.s material magnetik përshihen në simulim të dy metodat japin rezultate të mira.

### Kushtet kufi të përthithjes

Diskutime të shumta janë bërë për aplikimin e PML të kushteve kufi të përthithjes për llogaritjen e FDTD [23]. Nga provat e bëra rezulton që përdorimi i UPML mund të sjellë në rezultate të gabuara gjatë llogaritjes së vlerave. Në këtë punim PML spirale për kushtet kufitare të përthithjes janë aplikuar për llogaritjet. Si objektiv kemi verifikimin e performancës të CPML dhe gjithashtu të përcaktojmë parametra të mirë për CMPL për llogaritje të SAR-it.

Metoda e mëposhtme është përdorur për të testuar performancën e CMPL.

- Një qelizë (sferë, kuadratike) ekspozohet përkundrejt një vale plan. Vala e përplasur polarizohet në drejtim paralel me koordinatat e boshtit të X.
- Distanca nga qeliza tek CMPL është e variushme, dhe SAR llogaritet për secilën distancë.
- Në qoftë se ABC janë ideale, ndryshimi i distancave nuk do ndikojë në rezultate. Kështu që për variacione të vogla të SAR i bie të kemi ABC tepër të mirë.

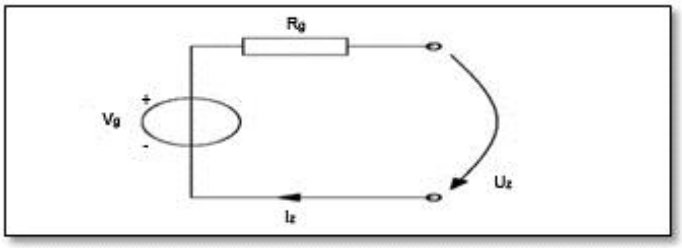
Distanca minimale e mundshme ndërmjet qelizës dhe CMPL ishte dy qeliza. Nga simulimet e shumta është arritur të merren disa parametra efektive. Këto citohen si parametra të mirë të CPML.

### 4.2.5 Burimet dhe sinjalet ngacmuese

Në paragrafët e mësipërme, përshkruam algoritmin FDTD, materialet model në FDTD, dhe kushtet e kufijve përthithës. E vetmja pjesë që mungon është modelimi i burimeve që ngacmon fushat. Në këto paragrafë, do të trajtojmë burimet e veçanta dhe burimin e planit valë, si dhe sinjale të ndryshme ngacmimi: ngacmim sinusoidal dhe ngacmim impulsi (kalimtare). Valët e planit janë më të lehtat për të implementuar burimet e fushës në FDTD, dhe ka vetëm pak variabla të karakterizueshme, si drejtimi dhe polarizimi. Rezultatet mund të jenë shumë të ndjeshme ndaj ndryshimeve të vogla në modelimin e antenave dhe pozicionimin e tyre duke respektuar modelin e tyre. Për modelimin e strukturave të imta metalike kërkohet një masë qelizë shumë e imët ose teknikë speciale për modelimin e strukturave të holla. Strukturat metalike janë më të ndjeshme ndaj efektit shkallë në krahasim me modelet e humbjes dielektike të trupit.

#### Burime diskrete

Një portë e veçantë është një nga mënyrat më të thjeshta për të ngacmuar fushat në një simulim FDTD. Kjo është në thelb një burim i tensionit $V_g$ me një rezistencë të brendshme $R_g$, siç tregohet në figurën 4.8.



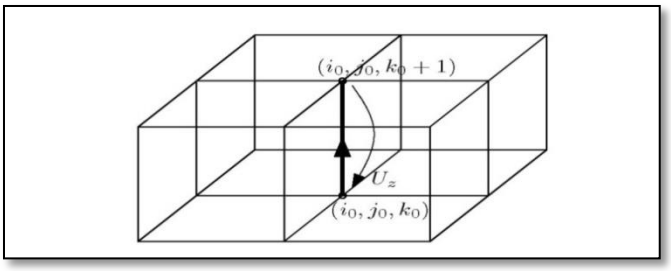



Figura 4.8 Burim tensioni në grilën FDTD**.**

Supozojmë se burimi është pozicionuar në drejtimin Z të skajit të shënuar në Figurën 4.8

Kështu tensioni $U_z$mbi skajin e $t = n\Delta t$është dhënë nga

$$U_z^n \approx -E_z^n \Delta z \tag{4.46}$$

ku indeksi hapësinor i fushës elektrike është $\left(i_0, j_0, k_0 + \frac{1}{2}\right)$. Aktualisht $I_z^n$nëpërmjet burimit është

$$I_z^n = \frac{-U_z^n + V_g^n}{R_g} \tag{4.47}$$

Pra, burimi i densitetit aktua $J_s^n$1 është dhënë nga

$$(J_s^n)_z \approx \frac{I_z^n}{\Delta x \Delta y} \approx \frac{\Delta z}{R\,\Delta x \Delta y} E_z^n + \frac{V_g^n}{R\,\Delta x \Delta y} \tag{4.48}$$

Në anën e djathtë, termi i parë është forma e përcjellshmërisë në fushën elektrike. Ligji për një domein i cili përfshin burimin e densitetit aktual $J_s$është

$$\frac{\partial}{\partial_t} E = -\frac{\sigma}{\epsilon} E + \frac{1}{\epsilon} \nabla \times H - \frac{1}{\epsilon} J_s. \tag{4.49}$$

Diskretizimi i këtij jep një ekuacion paksa të ndryshëm përditësimi për $E_z$ në $\left(i_0, j_0, k_0 + \frac{1}{2}\right)$.

Për të llogaritur fuqinë mesatare të dhënë neto nga burimi diskret, duhen amplitudat dhe fazat (komplekse) të deritanishme $I_z$si dhe tensioni $U_z$. Metoda për marrjen e këtyre që nga vlerat është paraqitur në [18] për rastin e ngacmimit sinusoidal. Pastaj fuqia e dhënë neto (rms) nga burimi diskret mund të llogaritet nga

$$P_{neto}(\omega) = \frac{1}{2} Re\{U_z I_z^*\} \tag{4.50}$$

ku $*$ do të thotë çift kompleks. Fuqia e dhënë neto do të thotë se fuqia është ushqyer nëpërmjet simulimit nga burimi diskret. Kjo mundet madje të përhapet larg (përthithur në kufijtë e thithjes), ose të absorbohet në zhvillimin e medias ose nga burime të tjera të veçanta.

Fuqia e dhënë bruto — fuqia totale e ushqyer nga burim tensioni $V_g$ që përfshin humbjen në rezistencën e brendshme $R_g$ — mund të llogaritet nga

$$P_{bruto}(\omega) = -\frac{1}{2} Re\{V_g I_z^*\}. \tag{4.51}$$

**Burime planare**

Një burim valë plani mund të implementohet fare lehtë në FDTD duke përdorur të ashtu quajturën teknikë fushë totale/fushë e shpërndarë (TF/SF) [18].Supozojmë se objekti i studiuar është ekspozuar në një fushë kryesore arbitrare $E^p$ (këtu: plan vale). Më pas fusha elektrike totale E mund të zbërthehet në të njohurën fushë kryesore $E^p$ dhe në të panjohurën fushë e shpërndarë $E^s$.

$$E = E^s + E^p \tag{4.52}$$

Ku, fusha kryesore përmbushi ekuacionet homogjene të Maxwellit në hapësirë të lirë. Ideja bazë është të ndajë rajonin e llogaritjes në dy rajone.Në rajonin TF, fusha totale është llogaritur, dhe në rajonin SF vetëm fusha e shpërndarë është zgjidhur.

$$E_1 = E^s + E^p \tag{4.53}$$

$$E_2 = E^s \tag{4.54}$$

Pra, në kufirin TF/SF

$$E_1 = E_2 + E^p \tag{4.55}$$

Rasti në të cilin fusha fillestare është një homogjen plan valë (ose një kombinim i atyre) është shumë e thjesht të implementohet. Vlerat e fushës fillestare në kufirin TF/SF mund të llogariten nga kryerja e një simulimi 1D-FDTD krahas simulimit aktual. Simulimi 1D është ngacmuar nga një "burim i dallueshëm", parametrat materiale janë konstante (ajër), dhe domeni llogaritës është ndërprerë me kufijtë e thithjes. Zgjidhja 1D është më tej lehtësisht e shtrirë në 3D sepse (nga homogjeniteti) fushat janë konstante në avionët pingul me drejtimin e përhapjes.Nëse fushat janë sinusoidale me frekuencën $\omega_0$, fusha elektrike e një valë plan linear të polarizuar për shumim në drejtimin k do të jetë e formës

$$E(r;t) = uE_0 \sin(k \cdot r - \omega_0 t) \tag{4.56}$$

(Rms) dendësia fuqia $S\ [W/m^2]$ e një valë plan të tillë është

$$S = \frac{1}{2\eta}|E_0|^2 \tag{4.57}$$

Ku, $\eta$ është rezistencë e plotë valë të mesme (në ajër $= \eta_0 \approx 376.73$ )

**Sinjale sinusoidale**

Të gjitha burimet (planare, burime diskrete) janë supozuar se kanë një varësi kohe sinusoidale me të njëjtën frekuencë $\omega_0$. Për shembull, duke aplikuar ngacmim sinusoidale për një burim të dallueshëm, i jep varësi në kohë për tension

$$V_g(t) = V_{g^0}\sin(\omega_0 t + \varphi), \qquad t \in R. \tag{4.58}$$

Kur të gjitha burimet janë sinusoidale dhe kanë të njëjtën frekuencë$\omega_0 = 2\pi f_0$, të gjitha sasitë fushë X do të jenë gjithashtu sinusoidale për të gjithë $r \in D$ [18].

$$X(r,t) = X_0(r)\sin\left(\frac{2\pi}{T}t + \varphi(r)\right), \tag{4.59}$$

ku $T = 1/f_0$është perioda. Sikurse mund të verifikohet thjesht, amplituda $X_o(r)$mund të paraqitet në formën:

$$X_0(r) = \sqrt{X(r,t)^2 + X\left(r, t - \frac{T}{4}\right)^2}\ . \tag{4.60}$$

Ekuacioni (4.60) mund të nevojitet për të nxjerr amplitudat e fushave nga simulimet FDTD.

Supozimi fillestar i parametrave material jopërcjellës u realizua duke pasur parasysh këtë fakt.Në simulimet, fushat janë përafruar për zero. Kjo do të thotë që burimet janë ndezur në t = 0, dhe ato janë të gjitha 0 para kësaj. Kështu, burimet nuk janë rreptësisht sinusoidale, dhe fushat nuk do të jenë në përgjithësi të formës (4.59). Megjithatë, kur simulimi ka afat të gjatë mjaftueshëm, fushat mund të(zakonisht/do të) konvergojnë përfundimisht në (4.59). Për të përcaktuar një "kohë të mjaftueshme" kohe simulimi, është përdorur *"kriteri gjendje e qëndrueshme"*, që mat sa mirë zgjidhja ka konvergjuar. Për të përdorur (4.59) dhe (4.60) në FDTD kërkohet të plotësohen dy kushtet e mëposhtme:

- Së pari, hapat e kohës për periudhë duhet të jenë një numër i plotë dhe i plotpjesëtueshëm me katër.
- Së dyti, kriteri i gjendjes së qendrueshme duhet të ketë qenë i arritshëm.

Në mënyrë të veçantë, varësia kohë e fushave duhet të jetë e formës (4.59). Kushti i parë mund të jetë lehtësisht i arritshëm nga zgjedhja korrekte e gjatësisë së hapit kohë para simulimit. Kushti i dytë mund të arrihet kur simulacioni ka afat të gjatë mjaftueshëm, kështu që, qëndron kriteri i gjendjes së qëndrueshme. Konvergjenca ndaj gjendjes së qëndrueshme mund të bëhet shpejt nga pakësimi i sinjalit të dhënë sinus, që do të thotë fillimin e sinjalit të dhënë në amplitudë zero dhe rritjen e amplitudës në vlerën e saj përfundimtare gradualisht mbi disa periudha.

**Sinjale impulsive**

Ngacmimi i impulsit është një alternativë për ngacmimin sinusoidal. Sinjali ngacmues nuk është një sinjal sinusoidalë "infinit" por një ngacmim që ka një kohëzgjatje të përcaktuar.

Për ta thjeshtuar përqasja mund të shkruhet si në vijim:

- Ngacmo burimet duke përdorur një ngacmim (zakonisht një impuls i përshtatur i Gausit)
- Në intervalet 1⁄F, rregjistrohen sasitë e dëshiruara. F është frekuenca e zgjedhur për transformimin diskret Furie dhe zakonisht është më i vogël se 1⁄Δt.
- Përsëritet derisa energjia shuhet nga sistemi. "Kriteri i energjisë" është analog më kriterin gjendje-e qëndrueshme e ngacmimit sinusoidal.
- Llogaritet transformimi diskret Furie për sasitë e dëshiruara.

Në teori rezultatet për banda më të gjëra frekuencash mund të përftohen me anë të një simulimi të vetëm. Megjithatë frekuencat me shtrirje të gjerë i kanë limituar përfitimet praktike në përllogaritjet SAR dhe fushën në largësi.Nëse nuk do të merret parasysh varësia e materialeve nga frekuenca, por parametrat material do të mbahen fiks, pra ata janë të rregullt në një frekuencë të caktuar, atëherë ngacmimi i impulsit do të japë rezultat të saktë në këtë frekuencë të vetme. Komponentët e tjerë të frekuencave të spektrit do të jenë jo të sakta. Në këtë kuptim ngacmimi i impulsit nuk është i ndryshëm nga ngacmimi sinusoidal; të dyja e japin zgjidhjen në një frekuencë të vetme.

Ngacmimi i impulsit është diçka më e komplikuar për t'u implementuar sesa ngacmimi sinusoidal. Si rezultat nuk ka shumë kuptim të përdoret ngacmimi i impulsit në vend të ngacmimit sinusoidal përveçse kur është e modeluar varësia e materialeve nga frekuenca**.**

### 4.2.6 Aspekte të përgjithshme mbi FDTD

Zinxhiri, nga rasti i ekspozimit të botës reale në vlerat e llogaritjes përmban shumë modelime dhe faza përafrimi,të cilat mund të prezantojnë gabime dhe pasiguri. Në këtë punim, faktorët e pasigurisë janë grupuar me afërsi në tri kategori:

- Gabimi nga përllogaritja
- Pasiguria e modelit
- Varianti i botës reale.

Në çdo rast fizik sipas ekuacioneve të Maksuellit ekziston gjithmonë një zgjidhje unike, dhe *gabimi nga përllogaritja* është devijimi i zgjidhjes numerike nga zgjidhja e saktë. Nga ana tjetër, *pasiguria e modelimit* përshkruan në mënyrë tepër realiste se si modelet e përdorura përfaqësojnë një rast të vërtet fizikë, pra, pasiguria e rastit të simuluar është i lidhur me skenarin aktual të ekspozimit në botën reale. Në fund, varianti i botës reale përshkruan se sa pritet të ndryshojnë rezultatet kur skenari aktual i ekspozimit është ndryshuar. Një përmbledhje e shkurtër e faktorëve kryesorë që ndikojnë në këto tri kategori të pasigurisë është paraqitur në tabelën 4.1 .

Tabela 4.1. Faktorët e pasigurisë për vlerat e llogaritur të FDTD.

| Faktori | Tipi | Shënime |
|---|---|---|
| Gabim Diskretizimi | C | Varet nga raporti, madhësi qelizë me gjatësi valë. Përdorim rezolucion mjaftueshëm të larte. |
| Gabim i Shkallëzuar | C/M | Ka të bëjëme madhësinëe qelizës dhe saktësinë |
| Gabim pasqyrimi ABC | C | ABC-të duhet të testohen dhe të përshtaten me rrethanat. |
| Gabim Trunkimi | C | Është e nevojshme, koha e mjaftueshme e simulimit. |
| Algoritmi FDTD | C | Kalkulime të ndryshme logaritmike FDTD mund të prodhojnë rezultate të ndryshme. |
| Vetitë Materiale | M/V | Vetitë material dielektrike mund të jenë të papërcaktuara, mund të kenë variacione individuale. |
| Modelimi Antena | M | Modeli numerik i antenës mund të ketë efekt të madh |
| Mesatarja hapësinore | M | Kanë qenë përdorur metoda të ndryshme mesataresh hapësinore. |

Lloji i pasigurisë:

- C = Gabimi nga përllogaritja,
- M = Pasiguria nga modeli,
- V = Variante të botës reale

*Gabimi i diskretizimit*Burimi kryesor i gabimit nga përllogaritja në FDTD është gabim diskretizimi, i cili varet nga raporti midis madhësisë qelizore dhe gjatësisë së valës. Zvogëlimi i madhësisë së qelizës përmirëson saktësinë, por gjithashtu rrit kërkesat llogaritëse në mënyrë të konsiderueshme. Rregulli i përgjithshëm i pranuar për simulimet FDTD është, maksimumi i madhësisë së qelizës duhet të jetë më i vogël se një e dhjeta e gjatësisë së valës **('λ/10 ')**. Vlera e gabimit të diskretizimit në llogaritjet e RF mund të jenë hulumtuar nga paraqitja e llogaritjeve të njëjta me rezolucione të shumëfishta të rrjetit. Nëse vlerat e resultatit të ndryshojnë, kjo mund të sjellë që gabimi i diskretizimit është i rëndësishëm dhe patjetër për t'u konsideruar

*Gabimi shkallë*Baza FDTD është kufizuar në qelizat drejtkëndore të cilat shkaktojnë gabimin e përafruar të shkallës. Ky gabim është një lloj pasigurie e modelimit shkaktuar nga kufizimët e metodës së përllogaritjes. Gabimi i përafruar i shkallës është i rëndësishëm kur simulohen strukturat prej metali por rëndësia e gabimit akoma nuk është njohur plotësisht për rastet e modeleve të trupave heterogjenë. Përveçse shkaktojnë gabimin e shkallës rrjetat drejtkëndëshe FDTD komplikojnë gjithashtu modelimin e burimeve në terren të tilla si incidentet në valët plane nga kënde të pjerrtë ose antenat që nuk janë drejtuar me rrjeta kompjuterike.

*Pasiguria e modelimit*Pasiguria e modelimit përshkruan se si modelet e përdorura kompjuterike devijojnë nga skenari real fizik. Pasiguria e modelimit është futur në rastet kur parametrat fizik ose modelet janë të pasaktë ose ka pasiguri në vlerat e matura të hedhura. Pasiguria e modelimit përfshin gjithashtu dhe variacionin në rezultate të shkaktuara nga alternativat e ndryshme, thjeshtimet dhe përafrimet e bëra nga gjykimet e përdoruesve të ndryshëm, ose nga programet e ndryshme. Në ndryshim nga gabimet kompjuterike, pasiguria e modelimit zakonisht nuk mund të minimizohet lehtësisht, madje dhe vlerësimi i madhësisë së saj mund të jetë i vështirë.

*Ndryshimet në botën reale*Ndryshimet në botën reale nënkuptojnë ndryshime rezultatesh për shkak të ndryshimeve të kushteve fizike, siç është ndryshimi individual morfologjik, dhe gjithashtu ndryshimi i ekspozimit elektromagnetik në skenë. Ndryshe nga llogaritja e gabimit dhe paqartësia e modelit, ndryshimi në botën reale nuk është një gabim, sepse ai realisht ekziston. Ndryshimi është i rëndësishëm kur zhvillohen standarde dhe udhëzime për kufizimin e ekspozimit, sepse kufizimet duhet të jenë të vlefshme për të gjithë individët në të gjithë skenarët e mundshëm të ekspozimit.

Gabimet e llogaritjesFaktorët të cilët ndikojnë negativisht në saktësinë e llogaritjes:

- Gabimi i diskretizimit: Kur rezolucioni kënaq kushtin $\Delta<\lambda/10$, rezultatet e vlerave të SAR janë të sakta në një nivel të kënaqshëm. Saktësia mund të ndikohet pak nga tipi i qelizës H apo E, Me rritjen e rezolucionit rritet dhe saktësia e rezultateve.
- Kushtet e përthithjes përgjatë kufirit të materialit: Gabimi gjatë përafrimit të hapësirës së lirë nga ABC u pa që mund të neglizhohet.
- Përafrimi Shkallë: Për objekte relativisht të mëdha, përafrimi shkallë i sipërfaqeve të lakuara mund të supozohet i vogël.
- Saktësia: Saktësia e modelit mendohet të ketë ndikim në saktësinë e vlerave të SAR. Nga rezultatet shohim se për një rezolucion të mirë te rrjetës ky gabim konsiderohet më i vogël se gabimi i diskretizimit.
- Metodat e llogaritjes së humbjes së densitetit të fuqisë: Kur rezolucioni kënaq kushtin $\Delta<\lambda/10$, diferenca ndërmjet dy metodave të llogaritjes mund të shkojë deri ne 5%. Me rritjen e rezolucionit kjo diference zvogëlohet.
- Modeli i qarkut të antenës: Në rastin tonë modeli i qarkut të antenës u përafrua nga burime diskrete me rezistencë të tyre të brendshme. Bazuar në rezultatet e simulimeve shohim se gabimi në modelim mund të shkoje deri në disa përqind.

Vihet re se me rritjen e rezolucionit gabimi në llogaritjen e  e fushës zvogëlohet. Por sa më i madh të jetë rezolucioni aq më komplekse bëhen llogaritjet si rrjedhoje nevoja per memorie dhe fuqi llogaritëse rritet, kështu që duhet të mbajmë një balance mes rritjes së rezolucionit dhe madhësisë së pranueshme të gabimit. Ne shumicën e rasteve mjafton dhe ndryshimi i pozicionit të modelit kundrejt burimit të rrezatimit që këto diferenca të rriten. Natyrisht këto pasiguri nga zgjedhja e modelit merren në konsiderate për shembull gjatë vlerësimit të distancës optimal nga antena. Gjithësesi në asnjë pozicion ekspozimi dhe në asnjë tip modeli këto vlera nuk duhet të kalojnë limitet e rekomanduara të ekspozimit. Modeli dhe tipi i antenës gjithashtu kanë një ndikim të madhe në vlerat e llogaritura. Analiza ndaj eksopozimit gjithmonë bëhet kundrejt një antene specifike

### 4.3 Metoda e Momenteve

Metoda e momenteve (MoM) është një teknikë numerike e përdorur për të konvertuar ekuacionet integrale në një sistem linear që mund të zgjidhet numerikisht me anë të kompjuterit. Fillimisht do të analizohen disa probleme të thjeshta elektrostatike

duke konvertuar ekuacionet integrale të tyre në një sistem linear. Më pas do të përcaktohet MoM-ja, do të diskutohet zgjerimi i një funksioni të panjohur si shumë e disa funksioneve bazë, si dhe do të krahasohen pikat e përbashkëta dhe metoda Galerkin.Metoda e Momenteve (MoM) është një teknikë e cila përdoret për të zgjidhur ekuacionet integrale të kufijëvë elektromagnetikë ose ekuacionet integrale të volumit në rrafshin e frekuencave. Metoda MoM është shumë e dobishme në zgjidhjen e problemeve të rrezatimit dhe të shpërndarjes

### 4.3.1 Përcjellësi i ngarkuar dhe vlerësimi i elementëve matricorë

Kujtojmë se potenciali elektrik në një pikë *r*, për shkak të densitetit elektrik të ngarkesës $q_e$ , jepet me anë të integralit:

$$\phi_e(r) = \iiint_V \frac{q_e(r')}{4\pi \in |r - r'|} dr' \tag{4.61}$$

Nëse njihet $q_e(r')$, atëherë potenciali elektrik mund të përftohet kudo. Por në qoftë se ne njohim potencialin elektrik dhe jo densitetin e ngarkesës, atëherë ekuacioni (4.61) shndërrohet në një ekuacion integral për një densitet të panjohur të ngarkesës.

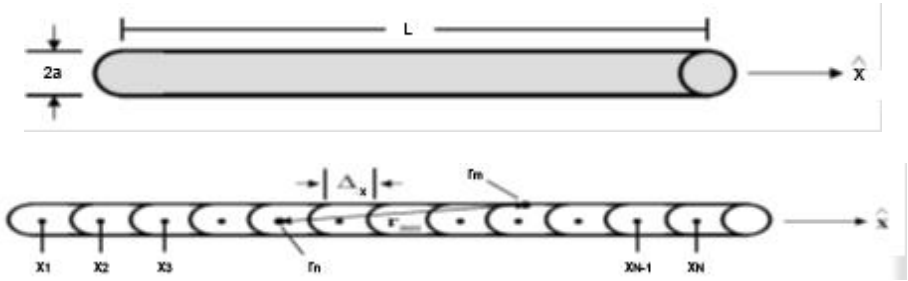



Figura 4.9 Segmentimi i një përcjellësi të hollë

Marrim në konsideratë një tel të hollë përçues me gjatësi *L* dhe me rreze *a*, të orientuar sipas boshtit *x*, siç tregohet në Figurën 4.9. Nëse rrezja e telit do të jetë shumë e vogël krahsuar me gjatësinë e tij *(a << L)*, potenciali elektrik në këtë përcjellës mund të shprehet nëpërmjet integralit [24]:

$$\phi_e(r) = \int_0^L \frac{q_e(x')}{4\pi \in |r - r'|} dx' \tag{4.62}$$

Ku $$|r - r'| = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2} \tag{4.63}$$

Me qëllim që ekuacioni (4.61) të kthehet në një sistem linear ekuacionesh, atëherë e ndajmë përcjellësin në $N$ segmente më të vogla, secila me gjatësi $\Delta_x$, siç edhe tregohet në Figurën 4.9. Brenda çdo segmenti të vogël, supozohet se densiteti i ngarkesës do të ketë një vlerë konstante, kështu që edhe $q_e(x')$ do të jetë konstante përgjatë gjatësisë së telit. Matematikisht kjo mund të shkruhet:

$$q_e(x') = \sum_{n=1}^{N} a_n f_n(x') \tag{4.64}$$

ku $a_n$ janë koefiçentë të panjohur, dhe $f_n(x')$ janë një grup funksionesh impulsive të cilat janë konstante në një segment por janë zero në segmentet e tjera, domethënë:

$$f_n(x') = \begin{cases} 0 & x' < (n-1)\Delta_x \\ 1 & (n-1)\Delta_x \le x' \le n\Delta_x \\ 0 & x' > n\Delta_x \end{cases} \tag{4.65}$$

Le ti caktojmë tani potencialit të përcjellësit një vlerë $\phi_e = 1V$. Nga zëvëndësimi i ekuacionit (4.64) në ekuacionin (4.62) marrim:

$$1 = \int_0^L \sum_{n=1}^{N} a_n f_n(x') \frac{1}{4\pi \in |r - r'|} dx' \tag{4.66}$$

Duke përdorur përcaktimin e mësipërm të funksionit të impulseve, tani mund ta rishkruajmë atë si:

$$1 = \frac{1}{4\pi \in} \sum_{n=1}^{N} a_n \int_{(n-1)\Delta_x}^{n\Delta_x} \frac{1}{|r - r'|} dx' \tag{4.67}$$

ku tani kemi një shumë integralesh, secila mbi hapsirën e një funksioni të vetëm impulsesh. Le të rregullojmë tani pikat e burimeve në mënyrë që ato të shtrihen në aksin e përcjellësit dhe pikat e observimit të jenë në sipërfaqen e përcjellësit. Kjo zgjedhje bën të mundur që të mos ketë singularitet në integral. Emëruesi i integralit tani mund të shkruhet:

$$|r - r'| = \sqrt{(x - x') + a^2} \tag{4.68}$$

dhe ekuacioni (4.67) mund të shkruhet në këtë formë [24] :

$$
\begin{aligned}
4\pi \in = a_1 \int_0^{\Delta_x} \frac{1}{\sqrt{(x-x')+a^2}} dx' + a_2 \int_{\Delta_x}^{2\Delta_x} \frac{1}{\sqrt{(x-x')+a^2}} dx' + \cdots \\
+ a_{\mathrm{N}-1} \int_{(\mathrm{N}-2)\Delta_x}^{(\mathrm{N}-1)\Delta_x} \frac{1}{\sqrt{(x-x')+a^2}} dx' + a_{\mathrm{N}} \int_{(\mathrm{N}-1)\Delta_x}^{\mathrm{N}\Delta_x} \frac{1}{\sqrt{(x-x')+a^2}} dx'
\end{aligned}
\tag{4.69}
$$

i cili shndërrohet në një ekuacion me $N$ të panjohura. Ky ekuacion mund të zgjidhet duke përdorur një matricë ku mund të marrim $N$ ekuacione me $N$ të panjohura. Për të bërë këtë,zgjidhen përgjatë sipërfaqes së përcjellësit $N$ pika të pavarura vrojtimi $x_m$, secila prej tyre në qëndër të segmentit të përcjellësit. Kjo na çon në ekuacionin:

$$
\begin{aligned}
4\pi \in = a_1 \int_0^{\Delta_x} \frac{1}{\sqrt{(x_1-x')+a^2}} dx' + \cdots + a_{\mathrm{N}} \int_{(\mathrm{N}-1)\Delta_x}^{\mathrm{N}\Delta_x} \frac{1}{\sqrt{(x_1-x')+a^2}} dx' \\
\vdots \\
4\pi \in = a_1 \int_0^{\Delta_x} \frac{1}{\sqrt{(x_{\mathrm{N}}-x')+a^2}} dx' + \cdots + a_{\mathrm{N}} \int_{(\mathrm{N}-1)\Delta_x}^{\mathrm{N}\Delta_x} \frac{1}{\sqrt{(x_{\mathrm{N}}-x')+a^2}} dx'
\end{aligned}
\tag{4.70}
$$

e cila përfshin sistemin matricor **Za = b** :

$$
\begin{bmatrix}
z_{11} & z_{12} & z_{13} & \cdots & z_{1\mathrm{N}} \\
z_{21} & z_{22} & z_{23} & \cdots & z_{2\mathrm{N}} \\
z_{31} & z_{32} & z_{33} & \cdots & z_{3\mathrm{N}} \\
\vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
z_{\mathrm{N}1} & z_{\mathrm{N}2} & z_{\mathrm{N}3} & \cdots & z_{\mathrm{N}\,\mathrm{N}}
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \vdots \\ a_{\mathrm{N}} \end{bmatrix}
=
\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ \vdots \\ b_{\mathrm{N}} \end{bmatrix}
\tag{4.71}
$$

Elementët matricor individual $z_{mn}$ janë:

$$
z_{mn} = \int_{(n-1)\Delta_x}^{n\Delta_x} \frac{1}{\sqrt{(x_m-x')+a^2}} dx'
\tag{4.72}
$$

dhe elementët vektorial $b_m$ të anës së djathtë (RHS) janë: $b_m = 4\pi \in$ (4.73)

Integrali i elementëve matricorë të këtij problemi mund të llogaritet në një mënyrë tjetër [25]. Kryerja e këtij integrali na jep :

$$
z_{mn} = \log\left[ \frac{(x_b - x_m) + \sqrt{(x_b - x_m)^2 - a^2}}{(x_a - x_m) + \sqrt{(x_a - x_m)^2 - a^2}} \right]
\tag{4.74}
$$

ku $x_b = n\Delta_x$ dhe $x_a = (n-1)\ \Delta_x$. Vihet re se gjeometria lineare e këtij problemi na jep një matricë simetrike:

$$Z = \begin{bmatrix} z_1 & z_2 & z_3 & \cdots & z_N \\ z_2 & z_1 & z_2 & \cdots & z_{N-1} \\ z_3 & z_2 & z_1 & \cdots & z_{N-2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_N & z_{N-1} & z_{N-2} & \cdots & z_1 \end{bmatrix} \tag{4.75}$$

ku kërkohet që të llogaritet vetëm rreshti i parë i saj.

### 4.3.2 Pllaka e ngarkuar dhe vlerësimi i elementëve matricorë

Marrim në konsideratë një problem të njëjtë me atë të një pllake të hollë përcjellëse të ngarkuar. Kjo pllakë ka një formë katrore dhe gjatësi anësore të barabartë me $L$, siç tregohet në Figurën 4.10. Potenciali i pllakës jepet nëpërmjet integralit:

$$\phi_e(r) = \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \frac{q_e(x', y')}{4\pi \in |r - r'|} dx'dy' \tag{4.76}$$

Duke e bërë potencialin e pllakës të barabartë me 1V, ekuacioni (3.87) shndërrohet në:

$$4\pi \in = \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \frac{q_e(x', y')}{\sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2}} dx'dy' \tag{4.77}$$

Ndajmë pllakën në $N$ kuadrate të vegjël me sipërfaqe $\Delta_S = 4a^2$, gjithashtu supozojmë se secila pjesë ka një ngarkesë me vlerë konstante. Më pas zgjedhim $N$ pika të pavarura vëzhgimi, në mënyrë që secila prej tyre të jetë në qendër të çdo pjese. Të gjitha këto na japin një ekuacion matricor me elementë $z_{mn}$:

$$z_{mn} = \iint_{S_n} \frac{1}{\sqrt{(x_m - x')^2 + (y_m - y')^2}} dx'dy' \tag{4.78}$$

ku $S_n$ përfaqëson sipërfaqen e pjesëve $n$. Ndërsa elementët matricor të anës së djathtë mbeten po të njëjtë me ato të ekuacionit (4.73).

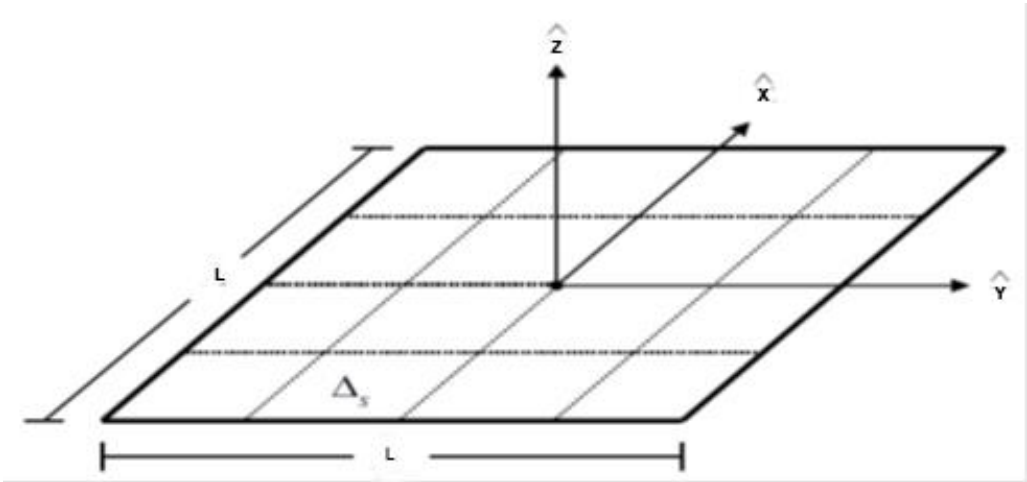



Figura 4.10 Dimensionet e pllakës së hollë të ngarkuar

Kur pjesët e burimit dhe të vëzhgimit janë të njëjta *(m = n)*, integrali ka një singularitet dhe duhet të vlerësohet analitikisht. Këto elementë matricor quhen *vetë-terma* dhe përfaqësojnë bashkëveprimin më dominues midis elementëve. Integrali vetë-term për pllakën e ngarkuar është:

$$z_{mm} = \int_{-a}^{a} \int_{-a}^{a} \frac{1}{\sqrt{(x')^2 + (y')^2}} dx'dy' \tag{4.79}$$

Pasi kryhet integrimi më i thellë merret ekuacioni

$$z_{mm} = \int_{-a}^{a} \log\left[\frac{\sqrt{a^2 + (y')^2} + a}{\sqrt{a^2 + (y')^2} - a}\right] dy' \tag{4.80}$$

dhe akoma pas integrimit të dytë merret [25]:

$$z_{mm} = 2a \log\left[y + \sqrt{a^2 + y^2}\right] + y \log\left[\frac{y^2 + 2a\left(a + \sqrt{a^2 + y^2}\right)}{y^2}\right]\Bigg|_{-a}^{a} \tag{4.81}$$

e cila reduktohet në: $$z_{mm} = \frac{2a}{\pi \in} \log\left(1 + \sqrt{2}\right) \tag{4.82}$$

Për pjesët të cilat nuk mbivendosen *(m ≠ n)*, do të përdorim një përafrim tek integrali, i cili rezulton në:

$$z_{mn} = \frac{\Delta_s}{\sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2}} \tag{4.83}$$

Ku $x_n$ dhe $y_n$ janë zgjedhur që të qëndrojnë në qendër të burimeve. Ky përafrim nuk është shumë i saktë për elementët të cilët janë shumë afër fizikisht, megjithatë shërben për të ilustruar problemin. Në këtë rast, është më mirë që të përdoret një integrim numerik ose analitik. Këto elementë njihen si *termat e afërt*.

### 4.3.3 Metoda e kombinimit pikësor dhe Galerkin

Në paragrafet e mësipërme u shpjegua si llogaritej problemi i përhapjes së një ngarkese të panjohur në një përcjellës të hollë apo pllakë, potenciali i së cilës njihej. Përqasja kryesore ishte që të shpërndahej sasia e panjohur duke përdorur një grup funksionesh të njohura me koefiçentë të panjohur. Ekuacionet e marra u konvertuan në një sistem linear ekuacionesh duke forcuar kushtet kufitare. Në këtë rast, potenciali elektrik u konvertua në një numër pikash në objekt. Më pas, sistemi linear u zgjidh numerikisht për koefiçentët e panjohur. Për ti dhënë një formë të caktuar këtij procesi, futet në lojë një metodë embetjeve të ponderuara e njohur ndryshe edhe si metoda e momenteve (MoM). Marrim në konsiderate problemin e përgjithshëm[25].

$$L(f) = g \tag{4.84}$$

ku $L$ është një operator linear, $g$ është një funksion i njohur dhe $f$ është e panjohura. Në problemet elektromagnetike, $L$ është një operator integro-diferencial, $f$ është funksioni i panjohur (ngarkesë, rrymë) dhe $g$ është burimi i njohur ekzistues. Le të zgjerojmë tani $f$ në një shumë $N$ funksionesh bazë:

$$f = \sum_{n=1}^{N} a_n f_n \tag{4.85}$$

ku $a_n$ janë koefiçentë të panjohur të ponderuar. Duke qënë se $L$ është lineare, zëvendësimi i ekuacionit më sipër me ekuacionin (4.84) na jep:

$$\sum_{n=1}^{N} a_n L(f_n) \approx g \tag{4.86}$$

ku mbetja është:

$$R = g - \sum_{n=1}^{N} a_n L(f_n) \tag{4.87}$$

Funksionet bazë zgjidhen të tilla që të rregullojnë sjelljet e parashikuara të funksioneve të panjohura nëpërmjet hapësirave të tyre. Në varësi të problemit, këto funksione mund të jenë skalare ose vektoriale. Nëse funksionet bazë kanë suport lokal në hapësirat e tyre, atëherë ato quhen funksione bazë lokale ose nën-sektoriale. Ndërsa nëse suporti i tyre përfshin të gjithë hapësirën e problemit, atëherë ato quhen funksione bazë globale ose të të *gjithë hapësirës.*Le të përgjithësojmë tani metodën në të cilën u forcuan më parë kushtet kufitare. Fillimisht përcaktohet një produkt i brendshëm ose një moment midis një funksioni bazë $f_n(r')$ dhe një funksioni testues $f_m(r)$, si më poshtë:

$$< f_m, f_n >= \int_{f_m} f_m(r) \cdot \int_{f_n} f_n(r') dr' dr \tag{4.88}$$

ku tipi i integraleve (linear, sipërfaqsor, vëllimor) do të varet nga funksionet bazë dhe ato testues. Kërkimi i produkteve të brendshme të çdo funksioni testimi me funksionet e mbetura, do të na japi ekuacionin:

$$\sum_{n=1}^{N} a_n < f_m, L(f_n) > =< f_m, g > \tag{4.89}$$

i cili konsiston në një matricë $N \times N$, me ekuacion matricor $\mathbf{Z_a} = \mathbf{b}$, me element matricorë:

$$z_{mn} =< f_m, L(f_n) > \tag{4.90}$$

dhe me elementët vektorial të krahut të djathtë: $b_m =< f_m, g >$ (4.91)

Në metodën e momenteve, secili funksion bazë ndërvepron me të gjithë të tjerët nëpërmjet funksionit të Green-it dhe nga ky ndërveprim përftohet një sistem i plotë matricor. Të gjithë elementët e matricës duhet të ruhen në memorje. Kjo gjë bëhet në mënyrë që të krahasohet me algoritme të tjerë si p.sh. metoda e elementëve të fundit, ku matrica zakonisht është simetrike, e kufizuar dhe shumë elementë në rreshtat e saj janë zero [26].

***Kombinimi pikësor***në paragrafet e mësipërme u zbatuan kushtet kufitare duke testuar ekuacionin integral si një grup pikash diskrete në një objekt. Kjo është ekuivalente me përdorimin e një funksioni delta të ngjashëm me funksionin (3.99):

$$w_m(r) = \delta(r) \tag{4.92}$$

Kjo metodë njihet si *kombinim pikësor* ose *renditje pikësore*. Ashtu si metodat e tjera, edhe kjo metodë ka avantazhet dhe disavantazhet e saj. Një e mirë e kësaj metode është se në llogaritjen e elementëve të matricës nuk kërkohet integral në zonën e funksionit të testimit, por vetëm në atë të funksionit burim. Disavantazhi kryesor që ka kjo metodë është se kushtet kufitare përputhen vetëm në vendodhje diskrete përgjatë hapsirës së zgjidhjeve, duke marrë kështu pika me vlera të ndryshme nga ato që përdoren për testim. Megjithatë, pavarësisht disa disavantazheve, rezultatet e kësaj metode janë plotësisht të mira.

***Metoda Galerkin***Për të kryer testime jemi të lirë që të zgjedhim çfarëdo funksioni që ne dëshirojmë. Megjithatë për probleme të ndryshme, zgjedhja e funksionit të testimit lidhet shumë me kërkesën për të arritur zgjidhje të mira. Një prej funksioneve më të përdorshme është *metoda Galerkin*, ku vetë funksionet bazë përdoren edhe si funksione testimi. Kjo ka avantazhin se kushtet kufitare zbatohen përgjatë hapësirës së zgjidhjeve dhe jo në pika diskrete ashtu si te metoda e kombinimit pikësor

### 4.3.4 Funksionet bazë dy-dimensionale

Karakteristika më e rëndësishme e funksioneve bazë është se ato paraqesin në mënyrë të arsyeshme sjelljen e funksioneve të panjohura përgjatë hapsirës së tyre. Zgjedhja e funksioneve bazë përcakton dhe kompleksitetin e hasur në llogaritjen e elementëve të matricës së MoM, e cila në disa raste mund të jetë shumë e vështirë. Më poshtë do të diskutohen disa funksione bazë dy-dimensionale që përdoren përgjithësisht në problemet e metodës së momenteve.

**Funksionet impulsive**

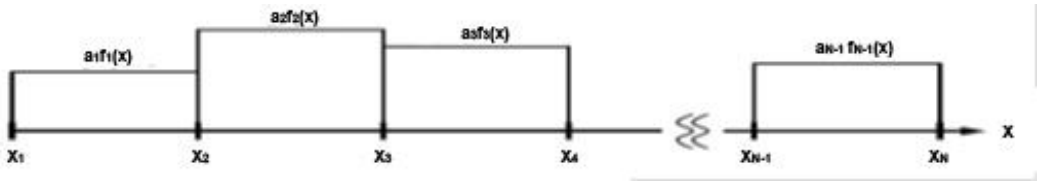



Figure 4.11 Funksionet impulsive.

Në figurën e mësipërme tregohen një grup funksionesh bazë impulsive, ku hapsira është e ndarë në *N* pika me nga *N-1* nën-segmente/impulse. Pavarësisht se nuk kërkohet, segmentet e figurës sonë kanë gjatësi të njëjtë. Funksioni impulsiv përcaktohet si:

$$f_n(x) = 1 \qquad x_n \le x \le x_n + 1 \tag{4.93}$$

$$f_n(x) = 0 \qquad \text{të tjera} \tag{4.94}$$

Funksionet impulsive përmbajnë një përafrim të thjeshtë të zgjidhjes së çdo segmenti, por në të njëjtën kohë ato shumë mirë mund dhe të thjeshtësojnë llogaritjen e elementëve matricor të MoM. Duke qënë se derivati i këtyre funksioneve është implusivë, ato nuk mund të përdoren kur *L* ka një derivat në lidhje me *x*[27].

**Funksionet trekëndore**

Kur funksionet impulsive janë konstante në një segment të vetëm, funksioni trekëndor përfshin dy segmente dhe varjon nga zero në pikat e jashtme, në 1 njësi që është në qendër. Një grup funksionesh trekëndore paraqiten në Figurën 4.12. Hapësira është ndarë në *N* pika dhe *N-1* nën-segmente, të cilat rezultojnë në *N-2* funksione bazë. Edhe në këtë rast segmentet kanë gjatësi të njëjtë, pavarësisht se kjo gjë nuk kërkohet.

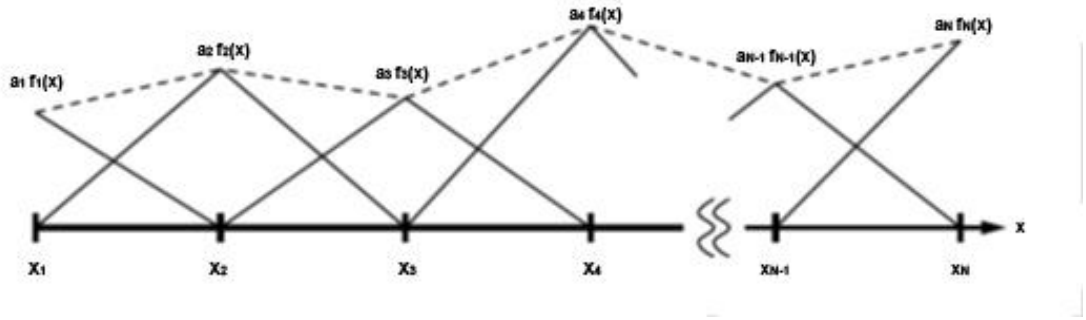



Figura 4.12 Funksionet trekëndore.

Duke qënë se funksionet e afërt mbulohen me nga një segment, trekëdëshat sigurojnë një variacion linear të zgjidhjeve ndërmjet segmenteve. Një funksion trekëndor është i përcaktuar si më poshtë:

$$f_n(x) = \frac{x - x_{n-1}}{x_n - x_{n-1}} \qquad x_{n-1} \le x \le x_n \tag{4.95}$$

$$f_n(x) = \frac{x_{n+1} - x}{x_{n+1} - x_n} \qquad x_n \le x \le x_{n+1} \tag{4.96}$$

Këto funksione mund të përdoren kur *L* ka një derivat në lidhje me *x* [27]. Kjo veçori është e rëndësishme kur merret në konsideratë rishpërndarja e operatorëve diferencial, siç

është manipulimi i EFIE (ekuacioni integral i fushës elektrike).Konfigurimi i figurës 4.12 detyron zgjidhjen në zero te$x_1$ dhe te$x_N$. Ky lloj konfigurimi është i përdorshëm atëherë kur vlera e zgjidhjes në fund të hapësirës njihen apriori që do të jenë zero, në rast të kundërt ky konfigurim nuk duhet të përdoret.

**Funksionet sinusoidale**

Funksionet sinusoidale janë të ngjashme me funksionet trekëndore, siç tregohet dhe në Figurën 4.13. Për shkak të aftësisë së tyre për të paraqitur shpërndarjen e rrymës sinusoidale, këto funksione përgjithësisht përdoren në analizën e antenave me tela. Këto funksione përcaktohen si [27]:

$$f_n(x) = \frac{\sin k(x - x_{n-1})}{\sin k(x_n - x_{n-1})} \qquad x_{n-1} \le x \le x_n \tag{4.97}$$

$$f_n(x) = \frac{\sin k(x_{n+1} - x)}{\sin k(x_{n+1} - x_n)} \qquad x_n \le x \le x_{n+1} \tag{4.98}$$

ku $k$ është numri i valëve dhe gjatësia e segmentit është përgjithësisht më e vogël se perioda e sinusoidës.

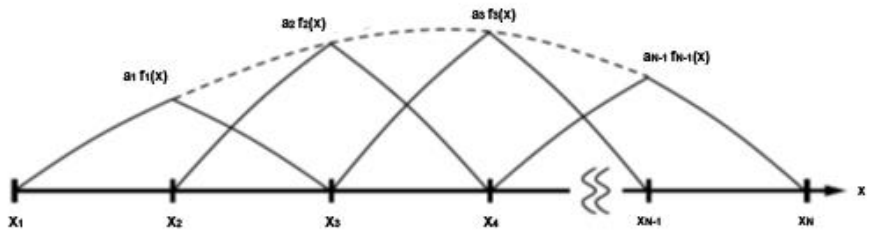



Figura 4.13 Funksionet sinusoidale

**Numri i funksioneve bazë**

Për një problem të dhënë, numri i funksioneve bazë duhet të zgjidhet në mënyrë të tillë që ato të përfaqësojnë zgjidhjen. Për shkak se jemi më tepër të fokusuar në problemet harmonike në kohë, duhet të modelojmë si sjelljen e zgjidhjeve, ashtu edhe sjelljen e fazës së saj. Për funksione bazë lineare siç janë funksionet bazë trekëndore, përdoret një rregull i cili thotë se duhen dhjetë të panjohura për gjatësi vale në mënyrë që ato të përfaqësojnë një sinusoidë. Në ato zona ku amplituda mund të variojë dukshëm, numri i

të panjohurave duhet të rritet. Përdorimi i funksioneve bazë me rend të lartë mund të ul numrin e të panjohurave dhe të rrisë kompleksitetin e formulave të MoM.

Numri i të panjohurave rritet gjithmonë me madhësinë e problemeve. Raporti i rritjes varet nga hapësira e problemit, nëse ai është linjë, sipërfaqe apo vëllim. Në metodën e momenteve, *N* rritet linearisht për problemet një-dimensionale dhe eksponencialisht për problemet sipërfaqësore. Ky numër mund të rezultojë në disa qindra, dhe për probleme edhe më të mëdha mund të shkojë dhe mijëra apo miliona. Një rritje e tillë shoqërohet me pasoja në sistemin e memorjes i cili duhet të ruajë një sistem matricor *N x N* si dhe kërkon një kohë më të madhe për tu zgjidhur.

### 4.3.5 Aspekte të përgjithshme mbi MoM

Marrim në konsideratë ekuacionin johomogjen [25]:

$$L(f) = g \tag{4.99}$$

ku $L$ është një operator linear, $g$ është e njohur, dhe $f$ duhet të gjëndet. Tani duhet të kryhen dy hapat e përmendura më sipër.

1. Lejojmë që $f$ të zgjerohet në një seri funksionesh:

$$f = \sum_n \alpha_n f_n \tag{4.100}$$

   ku $\alpha_n$ janë konstante. Grupi i $f_n$ quhet *funksioni zgjerues* ose *funksionet bazë*.

   Shënojmë se për një zgjidhje ekzakte, shumatorja duhet të merret deri në $\infty$, por në praktikë merret e shkurtuar.

2. Merret në konsideratë sikur është përftuar një produkt i brendshëm i pranueshëm për problemin. Tani përcaktohet një funksion test $w_1, w_2 \ldots w_N$ në diapazonin e $L$ dhe merret prodhimi i brendshëm i ekuacionit të mëparshëm me $w_m$:

$$\sum_n \alpha_n < w_m, Lf_n > = < w_m, g > \tag{4.101}$$

Sistemi tani mund të shkruhet në një trajtë matricore:

$$[A_{mn}][\alpha_n] = [g_m] \tag{4.102}$$

ku

$$[\mathrm{A}_{mn}]=\begin{pmatrix} <w_1, Lf_1> & <w_1, Lf_2> & \dots \\ <w_2, Lf_1> & <w_2, Lf_2> & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix}, \qquad [\alpha_n]=\begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \end{pmatrix}, \quad [g_m]=\begin{pmatrix} <w_1, g> \\ <w_2, g> \\ \vdots \end{pmatrix} \tag{4.103}$$

Nëse matrica $[A_{mn}]$ nuk është singulare, atëherë të panjohurat $\alpha_n$ jepen:

$$[\alpha_n]=[\mathrm{A}_{mn}]^{-1}[g_m] \tag{4.104}$$

dhe funksioni origjinal $f$ mund të rindërtohet duke përdorur Ek. (4.100). Më pas përcaktimet mund të përgjithësohen në mënyrë të tillë:

- Funksionet bazë të përcaktuara më sipër shprehen si:

$$\text{Funksionet bazë impulsive:} \quad f_n=\begin{cases} 1 & \text{nqs } x \text{ bën pjesë në intervalin } n \\ 0 & \text{të tjera} \end{cases} \tag{4.105}$$

- Funksionet testuese (ose funksionet e peshuara).

Sigurisht që MoM mund të aplikohet edhe në rastin vektorial, siç është p.sh ekuacioni:

$$\bar{\mathrm{E}}(\bar{r})=i\omega\mu\int_S ds'\bar{\bar{G}}_e(\bar{r},\bar{r}')\cdot\bar{J}(\bar{r}') \tag{4.106}$$

Zgjerimi i përgjithshëm i rrymës do të jetë:

$$\bar{J}(\bar{r}')=\sum_n \alpha_n \bar{f}_n(\bar{r}') \tag{4.107}$$

nga ku shkohet në: $$\bar{\mathrm{E}}(\bar{r})=i\omega\mu\sum_n \alpha_n\int_{S_n} ds'\bar{\bar{G}}_e(\bar{r},\bar{r}')\cdot\bar{f}_n(\bar{r}') \tag{4.108}$$

Hapi i tretë është që të shumëzohet ekuacioni me një funksion testues $h_m$ dhe të integrohet sipërfaqja e qelizës (dmth kryhet produkti i brendshëm):

$$\int_{S_m}\bar{\mathrm{E}}(\bar{r})\cdot\bar{h}_m(\bar{r})=i\omega\mu\sum_n \alpha_n\int_{S_n} ds' \int_{S_m} ds\ \bar{h}_m(\bar{r})\cdot\bar{\bar{G}}_e(\bar{r},\bar{r}')\cdot\bar{f}_n(\bar{r}') \tag{4.109}$$

Integrali i dyfishtë në anën e djathtë të ekuacionit njihet si "termi i impendancës", duke qënë se ky sistem ekuacionesh mund të shkruhet dhe në trajtë matricore:

$$[\mathrm{E}_m]=[Z_{mn}][\alpha_n] \tag{4.110}$$

Avantazhi i MoM-it kundrejt metodave numerike të pastra është se në këtë metodë ekziston akoma një pjesë e madhe e saj e cila ka qëndruar analitike (si p.sh. funksionet e Green-it). Megjithatë, ajo mbetet një metodë numerike e bazuar në teknikën matricore dhe për këtë arsye shumë çështje të konvergimit të saj kanë nevojë që të shqyrtohen. Konvergimi i MoM është i lidhur ngushtë me zgjedhjen e funksioneve bazë dhe me zgjedhjen e funksioneve testuese. Kryesisht kemi dy familje të funksioneve bazë:

1. Hapësira e plotë e funksioneve bazë: përdorimi i kësaj metode për të zgjeruar të panjohurat është analoge me shpërhapjen Fourier apo me shpërhapjen modale. Këto funksione sjellin një konvergjencë të mire të metodës por nuk janë të gjithëanshme duke qënë se gjeometria kërkohet që të jetë e rregullt në mënyrë që të përcaktohet mënyra. Këtu vihet re që nuk ka nevojë që të përzihet gjeometria.
2. Nën-hapsira e funksioneve bazë: këto funksione kërkojnë përzerjen e gjeometrisë e cila mund të jetë katrore, trekëndore etj. Zgjedhja e funksionit këtu është shumë e gjerë, duke filluar që nga Diraku δ (si për funksionet e peshuara të treguar në këtë material), pulset (funksionet bazë të treguara në këtë material), etj.

Si përfundim mund të themi se kombinimi pikësor (point matching), i cili është i lehtë për tu implementuar, nuk sjellë një konvergjencë optimale. Në shumicën e aplikacioneve, më e mirë është teknika Galerkin, e cila konsiston në zgjedhjen e funksionit së testimit të njëjtë me funksionin bazë. Kjo aplikohet në funksionet e hapësirës së plotë dhe të nën-hapësirës.

# PJESA III

# VLERËSIMI I FUSHËS ELEKTROMAGNETIKE PRANË STACIONEVE RADIO BAZË

# KAPITULLI 5

## Modeli dhe metoda e propozuar për vlerësimin e fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë

### Hyrje

Përzgjedhja e modelit teorik për linearizimin e antenës së stacionit radio bazë, sikurse dhe metoda numerike mbi të cilën do të kryehet llogaritja teorike e nivelit të intensitetit të fushës elektrike, magnetike dhe densitetit të fuqisë janë objektivi i këtij punimi.

Për këtë qëllim, në kapitullin tre dhe katër janë analizuar disa modele teorike, metoda numerike të cilat japin zgjidhje me kompleksitete të ndryshme llogaritëse (lehtësia,shpejtësia, kapacitet kompjuterike..etj).

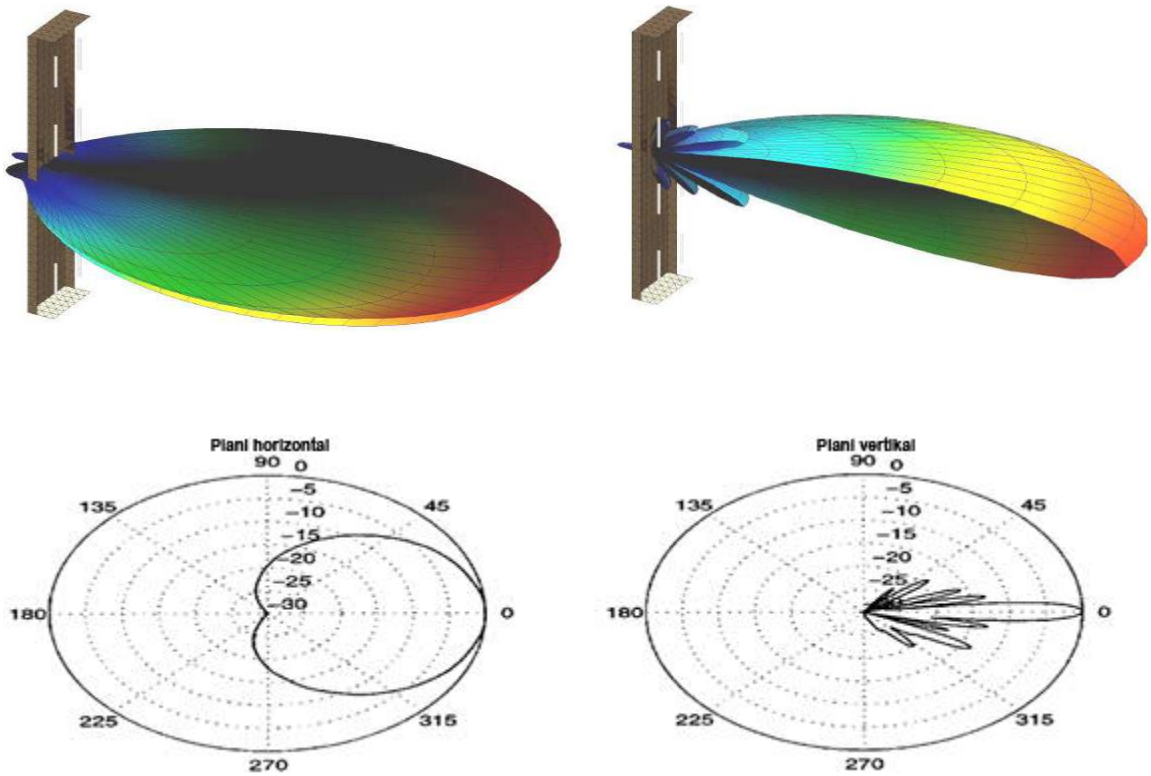
Propozimi për modelin teorik në simulimin e stacioneve radio bazë bazohet mbi modelin "Far-field Gain-based" dhe kërkon njohjen e të dhënave gjeometrike, elektrike të antenës, hapësirën e emëtimit në planin horizontal dhe vertikal të cilat janë të publikuara në fletën e të dhënave.

Metoda FDTD e propozuar është një metodë e fuqishme me nje kod burim të hapur, nuk kërkon mundim të madh në implementim/ekzekutim dhe kur të dhënat e antenës janë të disponushme aplikimi i FDTD në llogaritjen gjeometrike të antenës paraqet një zgjidhje praktike në kohë.

### 5.1 Modeli teorik i propozuar në prani të një antene stacioni radio bazë

Vlerësimi numerik i fushës së rrezatuar nga antenat e stacioneve radio bazë është i një interesi thelbësor dhe përsa i përket vlerësimit dhe llogaritjes së distancës së sigurisë në përputhje me direktivat standarde. Në zonën Fraunhofer (e referuar edhe si "zona e rrezatimit të fushës në largësi" sipas termave standarde të IEEE për antenat) kjo llogaritje lehtësohet prej ekzistencës së modelit rrezatues të antenës. Në zonën Fresnel (e referuar si "zona e rrezatimit të fushës në afërsi") analiza është më e komplikuar për shkak të varësisë së modelit nga distancë. Duke qënë se frekuenca mbartëse e sinjalit radio rritet sëbashku me kompleksitetin dhe dimensionet e antenës, kufiri më i ulët i

zonës Fraunhofer bëhet gjithnjë e më i madh dhe ka më shumë mundësi që vlerësimi do të kryhet brenda kufijve të zonës Fresnel.Formula e “fushës në largësi” lejon vlerësimin e fushës shumë larg duke përdorur një relacion të vlefshëm në kushtet e fushës së largët dhe në një situatë të hapësirës së lirë e cila shmang konsiderimin e reflektimeve prej tokës, ndërtesave dhe kushteve të relievit. Në figurën 5.1 tregohet modeli i rrezatimit i simuluar, i antenës GSM900 me amplifikim afërsisht 17 dB në 950 MHz, me madhësi 2000mm x 30 mm. Modeli i rrezatimit të antenës tregohet në 2 plane – horizontal dhe vertikal. Ka një lob kryesor dhe disa lobe anësore. Për lobin kryesor , parametër vlerësues është gjerësia e rrezes së ½-fuqisë ( *half-power beam-width*) (HPBW – e përcaktuar si brezi këndor mbi të cilin fuqia maksimale përgjysmohet) në drejtimin horizontal është 65 gradë dhe HPBW në drejtimin vertikal është 6 gradë. Ka disa lobe anësore, maksimumet e të cilëve janë rreth -13 deri -20 dB nën rrezen kryesore.




(a) Horizontal (b) Modeli Vertikal i

Figura 5.1 Rrezatimi i një antene stacioni radio bazë.

Fabrikuesit e antenave paraqitjen grafike të rrezatimit së antenës e japin në hapësirat e emëtimit në planin horizontal dhe atë vertikal si në figurën e mësipërme ose në file ASCII me një strukturë 2 kolonëshe (degree, gain) në $360^0$ e rrezatimit për planet horizontal dhe verikal. Përforcimi i antenës në një drejtim jepet nga prodhuesi si në figurën 5.2.

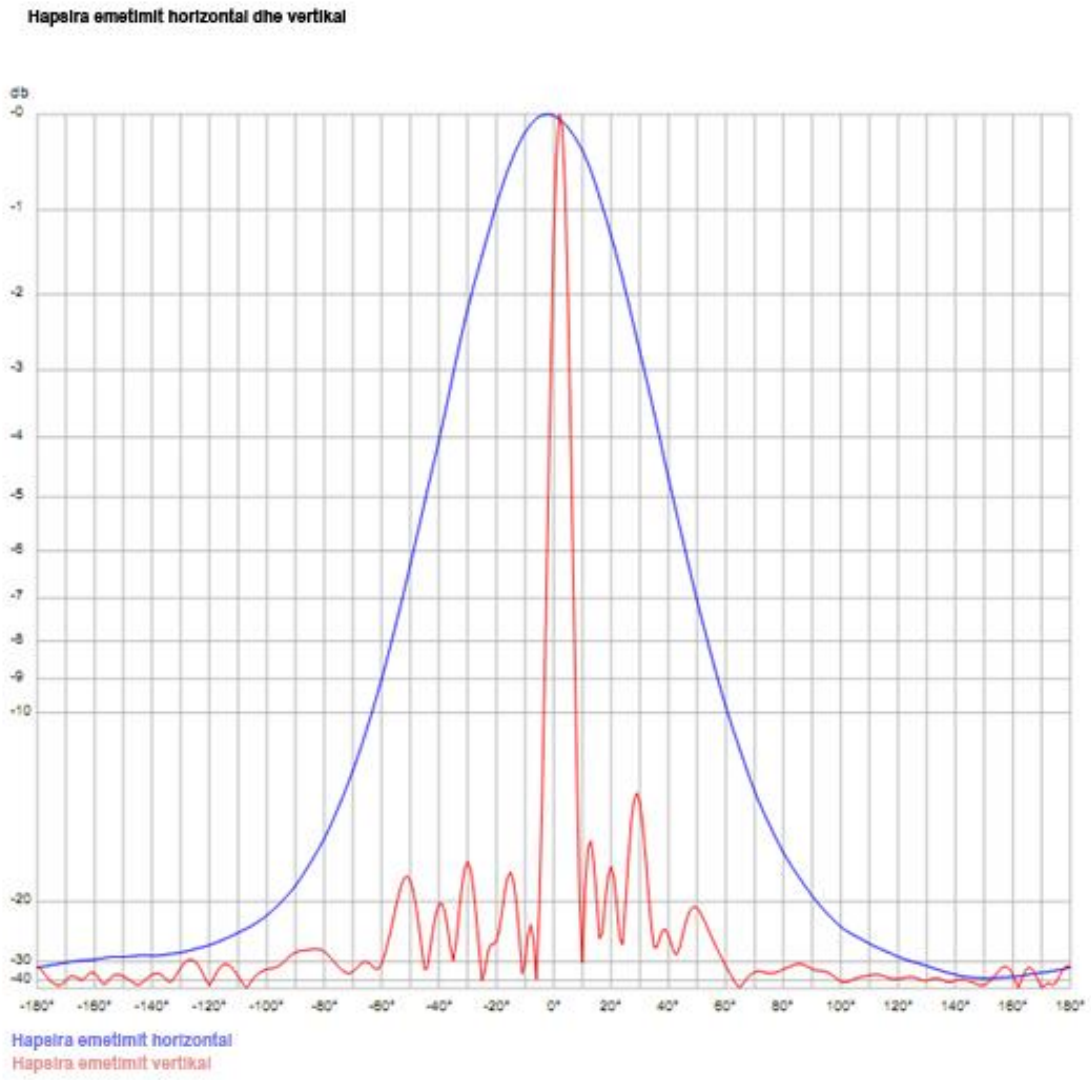



Figura 5.2 Hapësirat e emëtimittënjë antene BTS

Në kapitullin 3 u shpjegua modelimi i fushës së largët rrezatuese pranë stacioneve radio bazë. Tabela 5.1 paraqet modelet e trajtuara [11-14],[28-30]sikurse dhe ekuacionet përkatësë të çdo modeli për vlerësimin e intensitetit të fushës elektrike

Tabela 5.1 Modelet teorike dhe ekuacionet për llogaritjen e E

| Modelet teorike për një stacion radio bazë | Ekuacioni i intensitetit të fushës elektrike |
|---|---|
| Modeli i fushës së largët | $E(d,\theta,\phi)_{[V/m]} = \frac{\sqrt{30P_{in}G(\theta,\phi)}}{d},$ |
| Modeli "Far-field gain based" | $E(d,\theta,\varphi) \approx \left\lvert \sum_{i=1}^{N} \frac{\sqrt{30P_{in}G_e(\theta_i,\varphi_{i)})}}{d_i} e^{-j\phi_i} u(\theta_i,\varphi_i) \right\rvert, d > 3\lambda$ <br> $G_e(\theta_i,\varphi_i) \approx \frac{G_M D_{Ve}(\theta) D_{He}(\varphi)}{N}$ |
| Modeli "Gain-based" | $E(d,\theta,\varphi) = \sum_{i=1}^{N} \frac{\sqrt{30P_{ini} \cdot G_e(\theta_i,\varphi_i)}}{d_i} e^{j(kd_i+\psi_i)} u(\theta_i,\varphi_i), d > 2\lambda$ |
| Modeli Syntehtic | $E(d,\theta,\varphi) = \sum_{i=1}^{N} \frac{\sqrt{30P_{ini} \cdot G_e(\theta_i,\varphi_i)}}{d_i} e^{j(kd_i+\psi_i)} d > 2\lambda$ |

<u>Arsyet e zgjedhjes së modelit “Far-field Gain-Based”</u>

Modeli kryen një vlerësim të shpejtë dhe të thjeshtë të fushës së rrezatuar nga antenat e stacioneve radio bazë në zonën e Fraunhofer. Modeli përdor vlerësimin analitik direkt të fushës, duke nisur nga njohja e përmasave horizontale dhe vertikale të modelit rrezatues Fraunhofer , veçanërisht të modifikuar nga faktori i korigjimit, i cili prezanton një kombinim të varësisë analitike distancë/kënd. Zbatueshmëria e këtij modeli bazohet

në supozimin që fusha rrezaton në mënyrë të pavarur nga drejtimi i vrojtimit. Si pasojë, vlefshmëria është e kufizuar në zonën Fraunhofer ku vala është sferike dhe amplituda e fushës varet nga vetëm nga distanca e antenës.

Kjo model është zhvilluar për antenat me grupe elementësh lineare. Ai kërkon njohjen e modelit të rrezatimit Fraunhofer në drejtimin vertikal dhe horizontal si dhe dimensionet e antenës.( Jepen nga fabrikuesit e antenave)

Modeli bazohet në tri supozime:

- E para, funksioni amplifikues $G(\vartheta,\varphi)$ mund të përcaktohet nga kombinimi i duhur i drejtimit horizontal $D_H$ dhe vertikal $D_V$ të modelit rrezatues, dmth $G(\vartheta,\varphi)=G_M D_V(\vartheta)D_H(\psi)$, ku $G_M$ është amplifikimi maksimal i antenës dhe këndi $\psi(\vartheta,\varphi)$ është funksioni i përshtatshëm për drejtimin e observimit.
- E dyta, një kombinim i komponenteve horizontal dhe vertikal për llogaritjen e fushës elektrike është i vlefshëm dhe për zonën Fresnel të antenës.
- E treta, meqënëse gjerësia fizike e antenave me grupe lineare është disa herë më e vogël se lartësia e saj, varësia këndore horizontale në zonën Fresnel është përafërsisht e njëjtë me atë të Fraunhofer. Prej këtu ne mund të shkruajmë formalisht fushën elektrike si [31] :

$$E(r,\vartheta,\varphi)=\sqrt{PD_H(\psi)}F(r,\vartheta) \tag{5.1}$$

ku $P$ është fuqia e antenës dhe $F(r,\vartheta)$ është një funksion vektorial i llogaritur nga boshti vertikal imodelit rrezatues Fraunhofer të cilin e marrim të barabartë me 1. Për keto tipe llogaritjesh futet koncepti i ECD (shpërndarja ekuivalente aktuale), dmth shpërndarja aktuale e cila prodhon të njëjtat efekte rrezatuese të antenës së shqyrtuar si në zonën Fresnel dhe në zonën Fraunhofer.

Modeli i propozuar bazohet te modeli ”Far-field Gain-based” [13] Ky model jep një metodë të shpejtë dhe efiçente për vlerësimin e niveleve të fushës elektromagnetike të rrezatuar nga antenat e stacioneve radio bazë me grupe uniforme, në zonën e fushës së afërt dhe të largët. Kjo arrihet në dy hapa:

- Hapi i parë, amplifikimi i antenës nxirret nga kombinimi i rrezatimit të fushës së largët të elementëve të antenës dhe faktorit grup (*array*), duke pranuar që antenat e stacioneve radio bazë janë grup uniform qelizash dhe mund të merret një

vlerësim i mirë i fushës së afërt nga një kombinim i rrezatimit të fushës së largët nga secili element i antenës nëpërmjet:

$$E(d,\theta,\varphi) \approx \left| \sum_{i=1}^{N} \frac{\sqrt{30P_{in}G_e(\theta_i,\varphi_{i)})}}{d_i} e^{-j\phi_i} u(\theta_i,\varphi_i) \right|, d > 3\lambda \tag{5.2}$$

❖ Hapi i dytë

$$G_e(\theta_i,\varphi_i) \approx \frac{G_M D_{Ve}(\theta) D_{He}(\varphi)}{N} \quad \phi_i = (i-1)\phi + \frac{2\pi d_i}{\lambda} \tag{5.3}$$

Ku:

| | |
|---|---|
| N | numri i elementeve rrezatues. |
| ($d_i$, $\theta_I$,$\varphi_i$) | koordinatat sferike për elementin e i-të deri në N. |
| Pin | fuqia totali rrezatuese nga një grup[W]. |
| $G_e(\theta_I,\varphi_i)$ | amplifikimi i elementit rrezatues. |
| $d_i$ | distanca nga elementi i i-të. |
| $u(\theta_I,\varphi_i)$ | vektori njësi i elementit të i-të. |
| λ | gjatësia e valës së valës elektromagnetike [m]. |
| $G_M$ | amplifikimi maksimal i antenës. |
| $D_{ve}(\theta)$ | modeli i elementit rrezatues në planin vertikal. |
| $D_{He}(\varphi)$ | modeli i elementit rrezatues në planin horizintal. |
| Φi | diferenca e fazës mes koefiçentëve të elementit ushqyes. |

Intensiteti i fushës elektrike i llogaritur për secilin element ( qelizë) të antenës është një madhësi vektoriale dhe mund të projektohet sipas boshteve x,y,z dhe të zbërthehet në komponentet përkatëse të intensitetit të fushës elektrike sipas boshteve përkatese. Fushat elektrike dhe magnetike në koordinatat karteziane do kenë të tre komponentët Ex,Ey dhe Ez për secilën frekuencë sikurse dhe Hx, Hy dhe Hz [32].

$$E_{Rezultante} = \sqrt{(E_x)^2 + (E_y)^2 + (E_z)^2} \tag{5.4}$$

Në figurën 5.3 paraqitet rasti i një antene në një mjedis me koordinata karteziane për pikën e mesit me vlerat ($X_{P_1}$,$Y_{P_1}$, $Z_{P_1}$). Antena është Tri-Band  për 900/1800/2100 MHz . Si origjinë e sistemeve koordinativ merret pika P(0.0.0) ku do vlerësohet fusha elektromagnetike.Përcaktimi i koordinatave karteziane të pikë-mesit të antenave i kushtohet rëndësi  sepse ndikon në shkallën e gabimit. Në këtë punim jemi referuar antenave Kathrein me konkretisht tipeve 741344, 80010291, 80010292, 80010492, 80010670, 80010671, 80010672 ...etj). Kemi marrë në konsideratëtipin Katherine 80010671[6] brezin 900/1800/2100 MHZ.

Kalimi nga koordinatat sferike në karteziane dhe anasjelltas ekuacioni 5.5

$$\begin{bmatrix} A_r \\ A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta\cos\phi & \sin\theta\sin\phi & \cos\theta \\ \cos\theta\cos\phi & \cos\theta\sin\phi & -\sin\theta \\ -\sin\phi & \cos\phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta\cos\phi & \cos\theta\cos\phi & -\sin\phi \\ \sin\theta\sin\phi & \cos\theta\sin\phi & \cos\phi \\ \cos\theta & -\sin\theta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_r \\ A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} \tag{5.5}$$

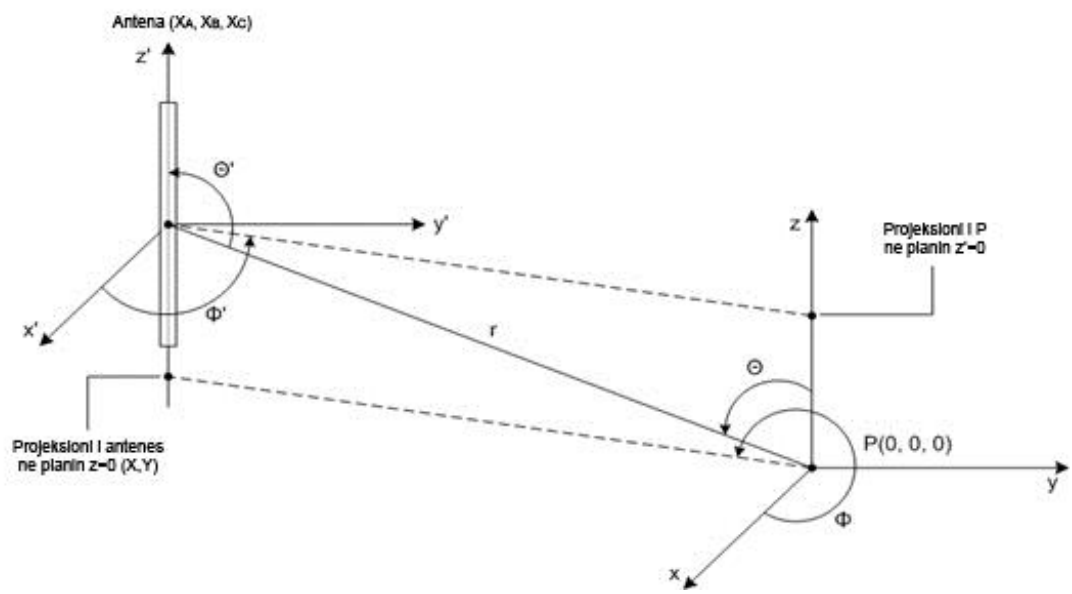



Figura 5.3 Metoda e llogaritjes për një antenë

Tabela 5.2 paraqet koordinatat sferike të P-së [31]të para nga antena me koodinatat karteziane në mesin e tyre si në figurën 5.3.

Tabela 5.2. Koordinatat sferike të P-së të para nga antena

| $\phi+\phi'=2\pi$ <br> $\theta+\theta'=\pi$ | Koordinatat sferike të pikës P nga antena |
|---|---|
| Largësia r | $r'=r=\sqrt{x_A^2+y_A^2+z_A^2}$ |
| Këndi $\theta'$ | $\theta'=-arctg\dfrac{\sqrt{x_A^2+y_A^2}}{z_A}$ |
| Këndi $\phi'$ | $\theta'=-arctg\dfrac{\sqrt{x_A^2+y_A^2}}{z_A}$ |

Propozimi për modelin e antenave të stacioneve radio bazë lidhet me dy çeshtjet e mëposhtme:

- Përdorim modelin ”Far-field Gain-based” në të cilin intensiteti i fushës elektrike llogaritet sipas ekuacionit (5.2) me përafrimin që $e^{-j\phi_i}u(\theta_i,\varphi_i)$=1 .Ky përafrim e ka ndikimin e vet në saktësinë e modelit ”Far-field Gain-based” [13] për fushat në afërsi deri 15$\lambda$. Jemi sërish brenda distancave të sigurisë përcaktuar nga standardet. Ekuacioni i përfituar është 5.6 [33]

$$E(d,\theta,\varphi)\approx\left|\sum_{i=1}^{N}\frac{\sqrt{30P_{in}G_e(\theta_i,\varphi_{i)})}}{d_i}\right| \qquad G_e(\theta_i,\varphi_i)\approx\frac{G_M D_{Ve}(\theta)D_{He}(\varphi)}{N} \tag{5.6}$$

Ku:

N numri i elementëve rrezatues.

($d_i$, $\theta_I$,$\varphi_i$) koordinatat sferike për elementin e i-të deri në N.

Pin fuqia totali rrezatuese nga një grup. [W]

$G_e(\theta_I,\varphi_i)$ amplifikimi i elementit rrezatues.

$d_i$ distanca nga elementi i i-të.

$\lambda$ gjatësia e valës së valës elektromagnetike, [m]

$G_M$ amplifikimi maksimal i antenës,

$D_{ve}(\theta)$ modeli i elementit rrezatues në planin vertikal.

$D_{He}(\varphi)$ modeli i elementit rrezatues në planin horizintal.

- Studimi statistikor i marrë në konsideratë "Rasti më i keq vektoret $E_{X1}$ $E_{X2}$,… $E_{Xn}$ në fazë të njëjtë sikurse dhe për $E_Y$ dhe $E_Z$." Ky përcaktim do sjellë një mbivlerësim të fushës elektromagnetike në pikën e kërkuar.

Intensiteti i fushës elektrike në një pikë (pesha për një frekuencë) pranë antenës së një stacioni radio bazë ku antena është Tri-Band(900/1800/2100) dhe duke marrë në konsideratë " vektoret $E_{X1}$ $E_{X2}$,… $E_{Xn}$ në fazë të njëjtë sikurse dhe për $E_Y$ dhe $E_Z$." jepet sipas ekuacionit (5.7) $\mathbf{E_{rfrekuence\text{-}i\text{-}te}}$ - fusha elektromagnetike e prodhuar nga antena për frekuencën e *i*-te në pikën e llogaritjes [34].

$$E_{Rfrekuence-i-te} = \sqrt{(\sum_{1}^{N}(E_x)^2 + \sum_{1}^{N}(E_y)^2 + \sum_{1}^{N}(E_z)^2} \tag{5.7}$$

Intensiteti i fushës elektrike në një pikë (pesha për të tre frekuencat) pranë antenës së një stacioni radio bazë ku antena është Tri-band(900/1800/2100) dhe duke marrë në konsideratë " vektoret $E_{X1}$ $E_{X2}$,… $E_{Xn}$ në fazë të njëjtë sikurse dhe për $E_Y$ dhe $E_Z$." jepet sipas ekuacionit (5.8) $\mathbf{E_{RTotale\ Frekuence}}$- fusha elektromagnetike prodhuar nga antena për të tre frekuencat në pikën e llogaritjes [34] .

$$E_{RTotaleFrekuence} = \sqrt{(E_{Frekuenca1}{}^2 + (E_{Frekuenca2})^2 + (E_{Frekuenca3})^2} \tag{5.8}$$

## 5.2 Modeli teorik i propozuar në prani të disa stacioneve radio bazë

Në pjesën më të madhe të situatave reale ne gjejmë shumë antena transmetuese të cilat punojnë në sisteme të ndryshme që mbulojnë të njëjtat fusha ose kanë diagramat e rrezatimit të mbishkruara me njëra tjetrën në lobet kryesore si në figurën 5.4.Natyrisht është e nevojshme që të vlerësojmë fushën elektrike të gjeneruar duke marrë në

konsideratë në të njëjtën kohë rrezatimin nga secila antenë. Duke konsideruar që burimet e sinjalit jo të korreluara, kontributi i fushës është shtuar në kuadraturë kështu që fusha elektrike në një pikë do të jetë si në ekuacionin 5.9 [35]

$$E = \sqrt{(\sum_{1}^{n}(E_i)^2} \tag{5.9}$$

Ku *n* është numri total i burimeve që gjenerojnë fushën totale. $E_i$ Kontributi i fushës nga antena e *i-të*

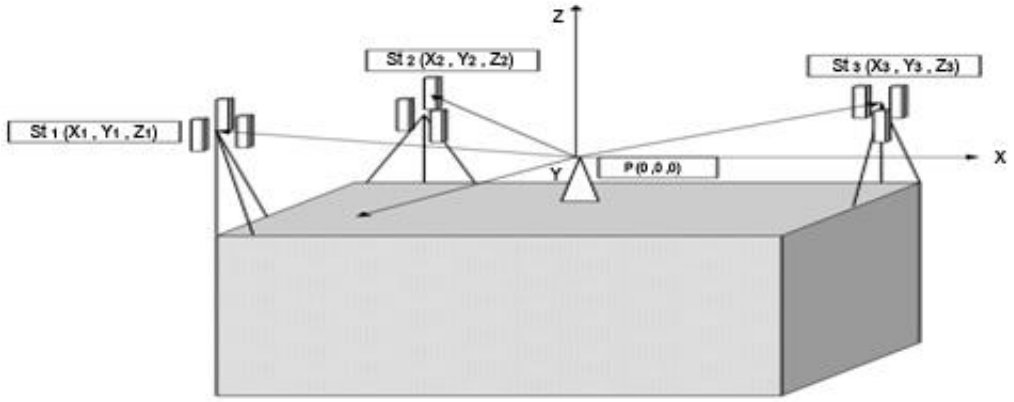



Figura 5.4 Llogaritja e fushës në prezencë të shumë burimeve

Zakonisht kriteri i zgjedhur i pikave për survejimin, dhe karakteristikat e sistemit llogaritës varen nga njohuritë parandaluese të territorit për të monitoruar. Në mënyrë të veçantë dallojmë burimet (numri, shpërndarja hapësinore, karakteristikat e rrezatimit) dhe nivelet e fushës elektromagnetike të rrezatuar (përcaktimi i vendodhjeve "të nxehta" dhe prioritetet e monitorimit). Kur ne dimë karakteristikat e burimit është e përshtatshme të bëjmë një parashikim për vlerat e pritura në fushën elektromagnetike.Ne përcaktojmë pikat e referencës për të cilat parashikimet e detajuara të fushës do të bëhen të vërteta. Të katër operatorë publikë për komunikimet mobile për ofrimin e shërbimit të zërit dhe shërbimet e të dhënave zakonisht përdorin të njëjtën antenë inteligjente si për frekuencat e brezit 2100MHZ, për të mbështetur shërbimet 3G ashtu edhe për frekuencat 900 dhe 1800MHZ. Llogaritjet numerike janë kryer për modele antene tipike të stacionit bazë. Jemi referuar antenave Kathreinmë konkretisht tipave 741344, 80010291, 80010292, 80010492, 80010670, 80010671, 80010672 ... etj. Në figurën 5.5 paraqitet rasti i tre operatorëve celular (me tri antena secili) në një mjedis me koordinata karteziane

për pikën e mesit me vlerat ($X_{P_1}$,$Y_{P_1}$,$Z_{P_1}$), ($X_{P_2}$,$Y_{P_2}$,$Z_{P_2}$) dhe ($X_{P_3}$,$Y_{P_3}$,$Z_{P_3}$). Secili operator antenat i ka për 900/1800/2100 MHz . Si origjinë e sistemeve koordinative merret pika P(0.0.0) ku do vlerësohet fusha elektromagnetike. Ekuacioni (5.5) është formula e kalimit nga koordinatat sferike në karteziane dhe anasjelltas si në figurën 5.5. Përcaktimi i koordinatave karteziane të pikë-mesit të antenave i kushtohet rëndësi sepse ndikon në shkallën e gabimit. Figura 5.5 paraqet metodën e llogaritjes për n-të antena ku fusha e përgjithshme elektomagnetike fitohet nëpërmjet mbivendosjes së intensitetit elektrik të fushave elektromagnetike të llogaritura për çdo antenë (paragrafi 5.1). Përafrimi i fushës së largët mund të rezultojë në një mbivlerësim i fushës elektromagnetike.

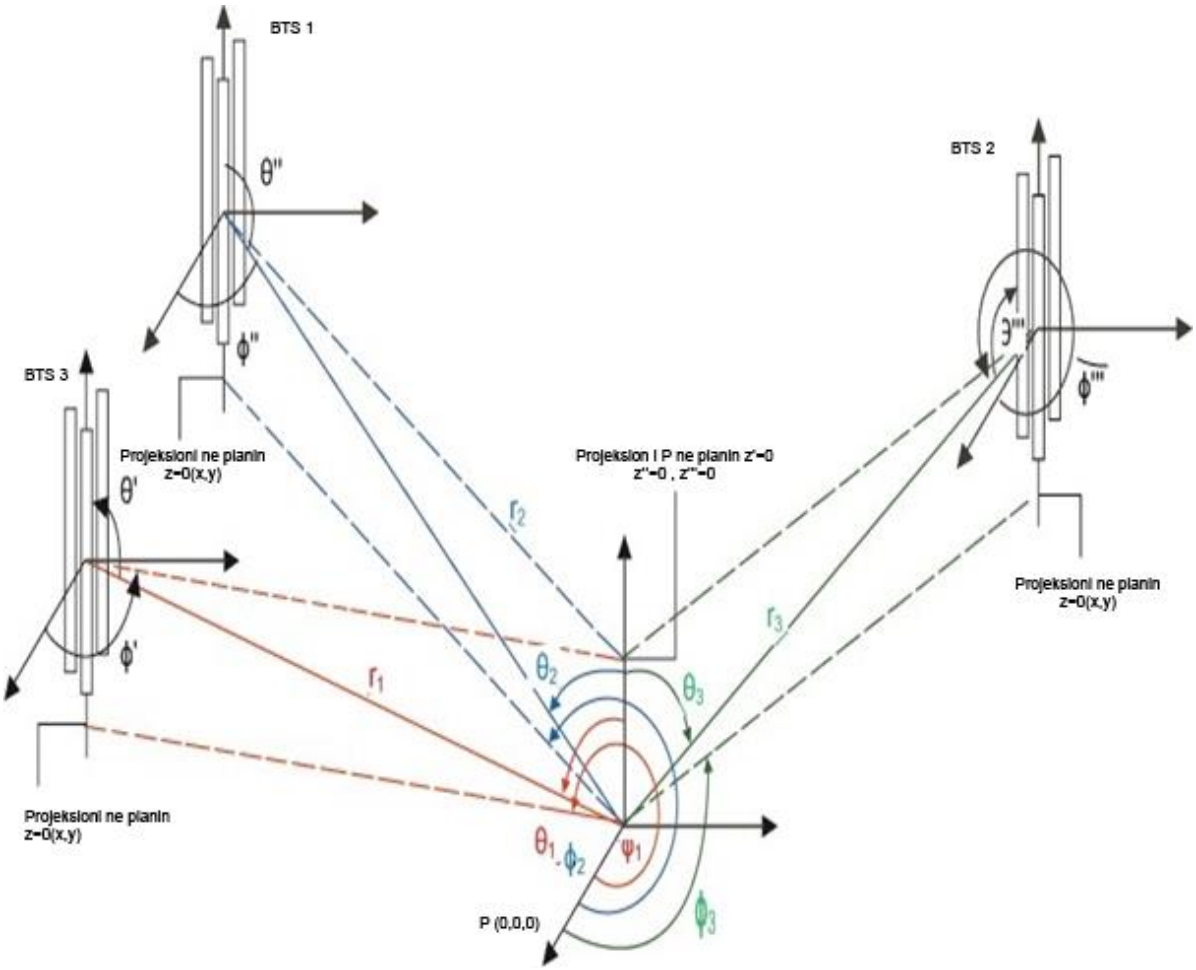



Figura 5.5 Metoda e llogaritjes në prani të shumë stacioneve BTS

Tabela 5.3 paraqet koordinatat sferike të P-së të para nga antenat e operatorëve celular me koodinatat karteziane në mesin e tyre si në figurën 5.5.

Tabela 5.3. Koordinatat sferike të pikës P(0,0,0) nga operatorët celular 1, 2 dhe 3

| | Koordinatat sferike P nga antena e 1-rë | Koordinatat sferike P nga antena e 2-të | Koordinatat sferike P nga antena e 3-të |
|---|---|---|---|
| Largësia r | $r' = r_1 = \sqrt{x_{A_1}^2 + y_{A_1}^2 + z_{A_1}^2}$ | $r'' = r_2 = \sqrt{x_{A_2}^2 + y_{A_2}^2 + z_{A_2}^2}$ | $r''' = r_3 = \sqrt{x_{A_3}^2 + y_{A_3}^2 + z_{A_3}^2}$ |
| Këndi $\theta'$ | $\theta' = -arctg \frac{\sqrt{x_{A_1}^2 + y_{A_1}^2}}{z_{A_1}}$ | $\theta'' = -arctg \frac{\sqrt{x_{A_2}^2 + y_{A_2}^2}}{z_{A_2}}$ | $\theta''' = -arctg \frac{\sqrt{x_{A_3}^2 + y_{A_3}^2}}{z_{A_3}}$ |
| Këndi $\phi$ | $\theta' = -arctg \frac{\sqrt{x_A^2 + y_A^2}}{z_A}$ | $\theta'' = -arctg \frac{\sqrt{x_{A_2}^2 + y_{A_2}^2}}{z_{A_2}}$ | $\theta''' = -arctg \frac{\sqrt{x_{A_3}^2 + y_{A_3}^2}}{z_{A_3}}$ |
| Relacionet e këndeve | $\phi + \phi' = 2\pi$<br>$\theta + \theta' = \pi$ | $\phi + \phi'' = 2\pi$<br>$\theta + \theta'' = \pi$ | $\phi + \phi''' = 2\pi$<br>$\theta + \theta''' = \pi$ |

Në pragrafin 5.1 modeli i propozuar mbeshtetej te modeli “Far-filed Gain-based” [12] ku $e^{-j\phi_i} u(\theta_i, \varphi_i)$=1 dhe te supozimi konsideratë “Rasti më i keq vektoret $E_{X1}$ $E_{X2}$,… $E_{Xn}$ në fazë të njëjtë sikurse dhe për $E_Y$ dhe $E_Z$”

Ekuacioni (5.6) është formula e propozuar për fushën në largësi për llogaritjen e fushës elektromagnetike pranë një stacioni radio bazë.Fusha e përgjithshme elektromagnetike merret përmes mbivendosjes së intensitetit elektrik të fushave elektromagnetike të llogaritura për çdo antenë si tek ekuacioni (5.10). Përafrimi i fushës së largët mund të rezultojë në një mbivlerësim i fushës elektromagnetike të matur [34].

$$E_{Rn}(d,\theta,\varphi) \approx \sqrt{\sum_{j=1}^{n}\left[\sum_{i=1}^{N}\frac{\sqrt{30P_{in}G_e(\theta_i,\varphi_i)}}{d_i}\right]^2} \tag{5.10}$$

Parametrat e llogaritjeve janë:

$P_n$- fuqia ne antenën e *n-të*,

$\Theta_n$ dhe $\Phi_n$ - këndet qe përcaktojnë drejtimin nga antena e *n-të* deri tek pika e llogaritjes, $G_e(\Theta_i, \Phi_i)$ - përforcimi i antenës së *n-te* gjatë këtij drejtimi

$d_i$ - distance ndërmjet antenës *n-te* dhe pikës së llogaritjes,

N -Numri i kampioneve nga metoda FDTD

$E_{Rn}$ - fusha elektromagnetike e prodhuar nga të gjitha antenat në pikën e

llogaritjes.

Intensiteti i fushës elektrike në një pikë (pesha për një frekuencë) pranë disa stacioneve radio bazë ku antenat janë Tri-Band(900/1800/2100) dhe duke marrë në konsideratë " vektorët $E_{X1}$ $E_{X2}$,… $E_{Xn}$ në fazë të njëjtë sikurse dhe për $E_Y$ dhe $E_Z$. " jepet sipas ekuacionit (5.11). [34]

$$E_{Rn_{Frekuence-i-te}} = \sqrt{\sum_1^n \sum_1^N (E_X)^2 + (\sum_1^n \sum_1^N (E_y) + \sum_1^n \sum_1^N (E_z)^2} \tag{5.11}$$

Intensiteti i fushës elektrike në një pikë (pesha për të tri frekuencat) pranë disa stacioneve radio bazë ku antenat janë Tri-band(900/1800/2100) dhe duke marrë në konsideratë " vektoret $E_{X1}$ $E_{X2}$,… $E_{Xn}$ në fazë të njëjtë sikurse dhe për $E_Y$ dhe $E_Z$. " jepet sipas ekuacionit (5.12). [34]

$$E_{RTotaleFrekuence} = \sqrt{(E_{Frekuenca1}{}^2 + (E_{Frekuenca2})^2 + (E_{Frekuenca3})^2} \tag{5.12}$$

Për të zbatuar ekuacionin (5.10) parametrat $\theta$ dhe $\phi$ vlerësohen nga ekuacioni (5.5) dhe $G(\theta, \phi)$ përforcimi i antenës në këtë drejtim jepet nga prodhuesi në file ASCII me një strukturë 2 kolonëshe (degree, gain) në $360^0$ e rrezatimit për planet horizontal dhe verikal.

### 5.3 Metoda numerike e propozuar

Metodat numerike të përshtatshme për të llogaritur fushën elektromagnetike në zonën Fresnel (e referuar si "zona e rrezatimit të fushës në afërsi") dhe në zonën Fraunhofer (e referuar edhe si "zona e rrezatimit të fushës në largësi" sipas termave standarte të IEEE për antenat) të rrezatuesit u trajtuan në kapitullin e katërt. Në zonën Fraunhofer kjo llogaritje lehtësohet prej ekzistencës së modelit rrezatues të antenës, ndërsa në zonën

Fresnel analiza është më e komplikuar për shkak të varësisë së modelit nga distanca. Metodat llogaritëse për fushën elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë janë bazuar mbi:

- metoda numerike FDTD (metoda e diferencave të fundme në rrafshin e kohës)
- metoda MOM (metoda e momenteve)

Metoda FDTD (Finite-difference time-domain) ishte një metodë numerike për zgjidhjen e problemave elektromagnetike. Hapësira në këtë metodë ndahej në qeliza të vogla drejtkëndore. Me këtë metodë zgjidhja e ekuacioneve nuk kërkonte algjebër lineare për të llogaritur rezultatet. Modelimi i materialeve dielektrike ose i strukturave të antenave në stacionet e transmetimit ishte i thjesht me këtë metodë. Si pasojë FDTD është një zgjedhje e përshtatshme për vlerësimin e rrezatimit elektromagnetik pranë stacioneve radio bazë.

Metoda numerike FDTD për zgjidhjen e ekuacioneve të Makswell-it kalon në këto faza:

- Diskretizimi i hapësirës së analizës, përcaktimi i qelizës elementare
- Diskretizimi i ekuacioneve të Makswell-it në rrafshin e kohës, skema shpjeguese e zgjidhjes
- Zgjidhja e ekuacionit të diskretizuar dhe zgjedhja e hapit kalimtar
- Fundi i analizës

Metoda MoM (metoda e momenteve)është një teknikë numerike e përdorur për të konvertuar ekuacionet integrale në një sistem linear që mund të zgjidheshin numerikisht me anë të kompjuterit. Përqasja kryesore e kësaj metode ishte në shpërndarjen e një sasie të panjohur në një grup funksionesh të njohura me koefiçentë të panjohur. Ekuacionet e marra u konvertuan në një sistem linear ekuacionesh duke forcuar kushtet kufitare. Në këtë rast, potenciali elektrik konvertohet në një numër pikash në objekt. Më pas ky sistem linear zgjidhet numerikisht për koefiçentët e panjohur. Funksionet bazë zgjidhen të tilla që rregullojnë sjelljet e parashikuara të funksioneve të panjohura, këto funksione mund të jenë skalare ose vektoriale. Në metodën e momenteve, secili funksion bazë ndërvepron me të gjithë të tjerët nëpërmjet funksionit të Green-it dhe nga ky ndërveprim u përfitua një sistem i plotë matricor.Të gjithë elementët matricor ruhen në memorje.

Përparësia e MoM-it kundrejt metodave numerike të pastra është se në këtë metodë ekziston akoma një pjesë e madhe e saj e cila ka qëndruar analitike (si p.sh.

funksionet e Green-it). Megjithatë, ajo mbetet një metodë numerike e bazuar në teknikën matricore dhe për këtë arsye shumë çështje të konvergjimit të saj kanë nevojë që të shqyrtohen. Konvergjimi i MoM është i lidhur ngushtë me zgjedhjen e funksioneve bazë dhe me zgjedhjen e funksioneve testuese. MoM është një teknike efikase për modelimin e antenave (sipërfaqe dhe tela metalike) duke shmangur shpërndarjen e volumit në ajër. Gjithashtu, brenda sistemit MoM ekzistojnë disa teknika për trajtimin e trupave jopërcues, si parimet e ekuivalencës së volumit apo sipërfaqes.

Të metat janë që parimi i ekuivalencës së volumit konsumon shumë memorjen (matrice e dëndur për një rrjet 3-D) dhe është mjaft jopraktike për frekuenca në GSM, UMTS, Bluetooth ose me bandë më të lartë frekuencash. Për zgjidhjen e problemave të varura nga koha, ndryshimi i kohës duhet të përafrohet nga koefiçentët e diferencës. Këta koefiçentë përsëriten sëbashku me përsëritjen e pozicioneve.

Siç është theksuar dhe më parë simulimi i valëve të plota kërkon më shumë burime kompjuterike dhe kohë. Për të përmirësuar efiçencën kompjuterike është propozuar një gjeometri antenë e thjeshtë duke përdorur një algoritëm optimizimi për të arritur specifikimet e kërkuara të antenës..

Propozimi mbështetet te metoda numerike e diferencave të fundme në rrafshin e kohës FDTD me ndryshimet e mëposhtme [34]:

- Disktretizimi i antenës së stacioneve radio bazë, përcaktimi i qelizës elementare (madhësia e qelizës kënaq kushtin $\Delta<\lambda/10$)
- Hapësira nga stacioni radio bazë  në pikën e vrojtimit konsiderohet hapësirë e lirë.
- Diskretizimi i ekuacioneve të  Makswell-it në rrafshin e kohës,skema shpjeguese e zgjidhjes sipas modelit teorik të propozuar.
- Zgjidhja e ekuacionit të diskretizuar dhe zgjedhja e hapit kalimtar (hapi i kohës $\Delta t$ duhet të kënaqë kushtin CFL).
- Interpretimi i rezultateve.

Përdorimi i metodës së diferencave të fundme me ndarje në kohë (FDTD)  për vlerësimin e fushës përreth antenës mund të bëhet një detyrë jo shum e vështirë dhe në më pak kohë

### 5.3.1 Krahasimi i metodave numerike MoM dhe FDTD

Modeli i antenës së përdorur për këtë studim është Katherine 80010671[6] nëbrezin 900/1800/2100 MHZ tregohet skematikisht në figuren 5.6. Përmasat fizike të antenës ( lartësi dhe gjerësi) 2000mm*240mm.

Modeli i antenës "Rrjetë–Teli" i përgatitur duke marrë parasysh modelin MoM konsiston në 1099 tela. Numri total i të panjohurave (modeli i rrymës) në këtë çështje është 2737.

Në figurën 5.6 është treguar gjithashtu një antenë e formuar nga shumë elementë, e përshtatshme për përafrimin FDTD. Qelizat në formë kubike janë të madhësisë Δx (= Δy = Δz) = 10mm. Saktësia e modelit "valë-cilindrik" zvogëlohet kur largohemi nga antena. Në të njëjtën kohë modeli "valë-sferik" bëhet më i saktë.

Si rezultat krahasimi midis parashikimit të marrë nga modeli "valë-cilindrik" me parashikimin e marrë nga modeli numerike "rigoroze" është shumë i rëndësishëm për të përcaktuar zonën e përdorimit dhe saktësisë së dy modeleve të sipërpërmendur.

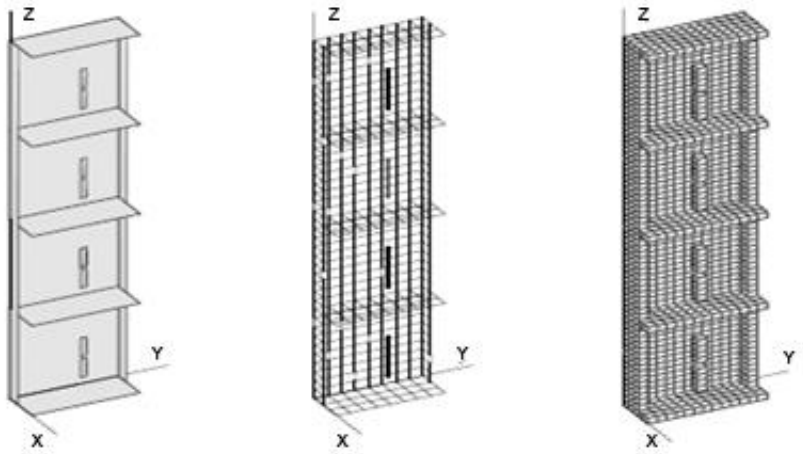



Figura 5.6 Modeli i antenës për modelin MoM si dhe për modelin FDTD.

Siç është theksuar dhe më parë simulimi i valëve të plota kërkon më shumë burime kompjuterike. Për të përmirësuar efiçencën kompjuterike një antenë sintetike e thjeshtë dhe e saktë jemi bazuar në [35]. Ideja e përgjithshme këtu nuk është që të shmangim modelin "Valë-plotë" MoM, por të reduktojmë madhësinë duke konsideruar në 4 grupe qelizash të në vend të të gjithë antenës. Gjeometria fillestare e qelizës mund të reduktohet nga të dhënat e përgjithshme që kemi në dizpozicion në katalogun e antenave dhe kjo gjë mund të arrihet duke përdorur ndonjë algoritëm optimizimi për të arritur

specifikimet e kërkuara të antenës. Qelizat njësi janë përdorur për dizenjimin e modelit të përgjithshëm të quajtur antenë sintetike.

Për të realizuar një vërtetim të pjesshëm janë përdorur dy programe në këtë eksperiment, ku llogaritje fillestare janë realizuar për të dy përafrimet e sipër përmenduara (është përdorur si MoM ashtu dhe FDTD). Rezultatet numerike për intestitetin e fushës elektrike në planin E përballë antenës janë dhënë në Figuren 5.7. Siç mund të shihet rezultatet që merren nga MoM dhe FDTD janë në marrveshje të shkëlqyer.

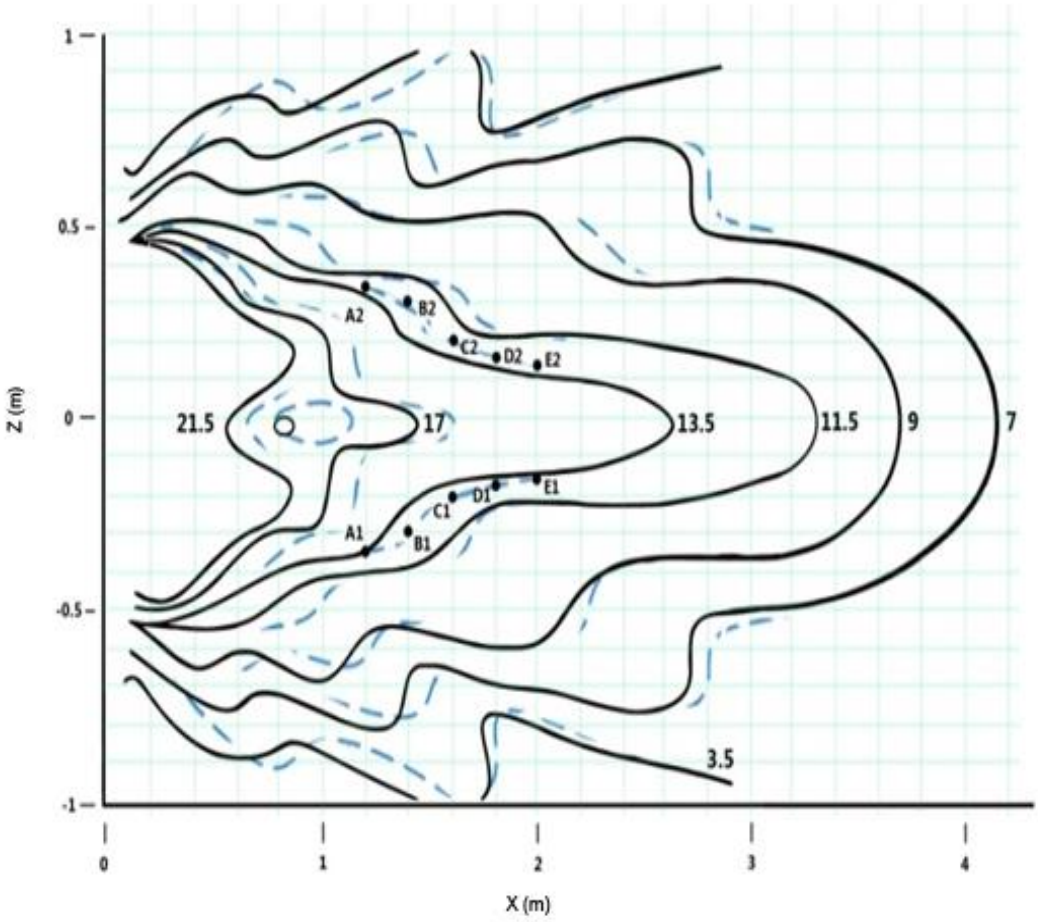



Figura 5.7 Krahasimi i metodave nga MoM dhe FDTD për intesitetin e fushës elektrike sipas planit oxz

Në figurën 5.7 pikat $A_1$,$A_2$ $B_1$,$B_2$,$C_1$,$C_2$,$D_1$,$D_2$,$E_1$,dhe $E_2$ me kordinatat përkatese në boshtin e X dhe të Z (si në tabelën 5.4) paraqesin kampionet e marra nga simulimi në Matlab sipas formulës përkatëse për llogaritjen e intensitetit të fushës elektromagnetike dhe simulimeve të kryera me programin NEC-2 (implementimi MOM) .

Krahasimi i rezultateve të marra nga MoM (vija e plotë) dhe FDTD (vija e ndërprerë) për intesitetin e fushës elektrike (V/m )në afërsi të antenës 80010671Hapi i kampionimit sipas boshtit Z është çdo 10 cm ne intervalin ±1m mesit te antenes ndërsa hapi i kampionimit sipas boshtit X është çdo 20 cm ne intervalin nga 0 deri 4m.

Në figurën 5.8 pikat $A_0$,$A_1$,$A_2$,$A_3$,$B_0$,$B_1$,$B_2$,$B_3$,$C_1$,$C_2$,$D_1$,$D_2$,$E_1$,dhe $E_2$ me koordinatat përkatëse në boshtin e X dhe të Y si në tabelën 5.5 paraqesin kampionet e marra nga simulimi në Matlab sipas formulës përkatëse për llogaritjen e intensitetit të fushës elektromagnetike dhe simulimit me metoden e MOM. Hapi i kampionimit sipas boshtit Y eshte cdo 10 cm ne intervalin ±1m para dhe mbrapa, ndersa hapi i kampionimit sipas boshtit X është çdo 20 cm ne intervalin nga 0 deri 4m.

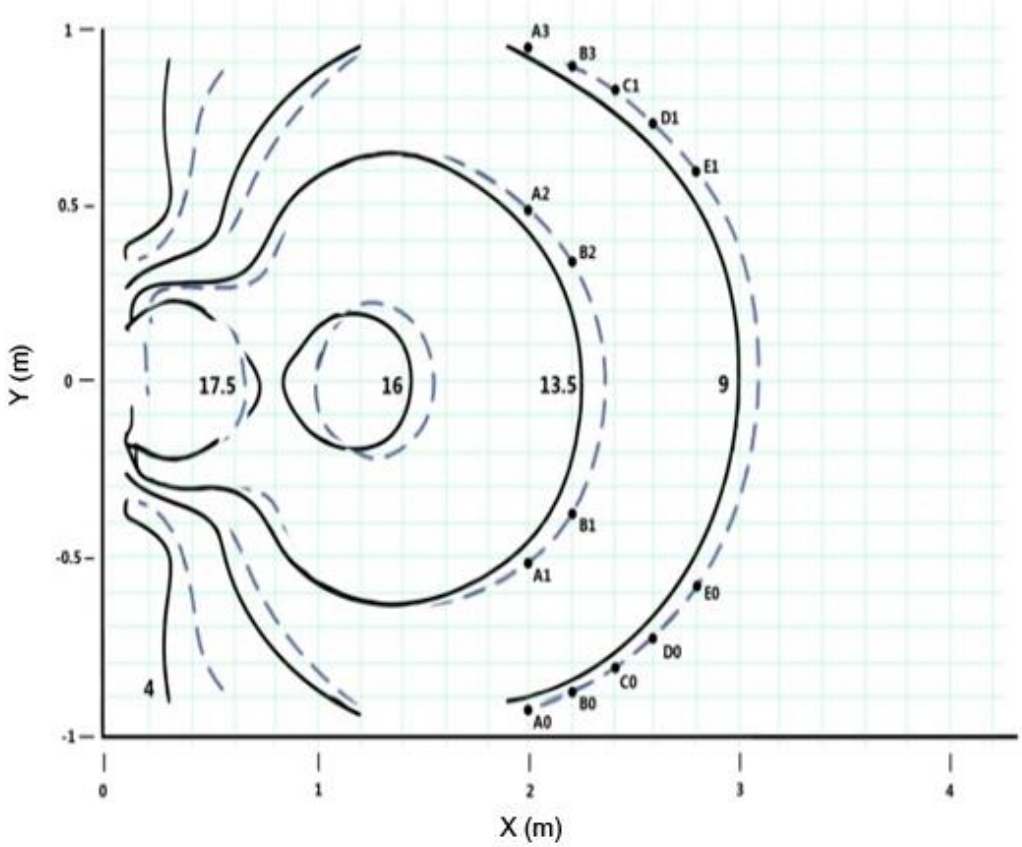



Figura 5.8 Krahasimi i metodave nga MoM dhe FDTD për intesitetin e fushës elektrike dipas planit oxy

Tabelat 5.4 dhe 5.5 paraqesin vlerat e intensitetit elektrik të fushës elektromagnetike sipas llogaritjes në Matlab dhe asaj të simulimeve të kryera me programin NEC-2 .

Tabela 5.4 Intesiteti i fushës elektrike dhe koha e simulimit për MoM dhe FDTD

| Nr Pikave | X (m) | Z (m) | $E_{MoM}$(V/m) | $T_{MoM}$(s) | $E_{FDTD}$(V/m) | $T_{FDTD}$(s) |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $A_1$ | 1.2 | -0.35 | 13.5 | 446 | 13.5 | 177 |
| $A_2$ | 1.2 | 0.35 | 13.5 | 446 | 13.227 | 177 |
| $B_1$ | 1.4 | -0.3 | 13.5 | 446 | 12.883 | 177 |
| $B_2$ | 1.4 | 0.3 | 13.5 | 446 | 12.842 | 177 |
| $C_1$ | 1.6 | -0.2 | 13.5 | 446 | 12.810 | 177 |
| $C_2$ | 1.6 | 0.2 | 13.5 | 446 | 12.810 | 177 |
| $D_1$ | 1.8 | -0.15 | 13.5 | 446 | 13.245 | 177 |
| $D_2$ | 1.8 | 0.15 | 13.5 | 446 | 13.245 | 177 |
| $E_1$ | 2 | -0.10 | 13.5 | 446 | 13.348 | 177 |
| $E_2$ | 2 | 0.10 | 13.5 | 446 | 13.270 | 177 |

Tabela 5.5 Intesiteti i fushës elektrike dhe koha e simulimit për MoM dhe FDTD

| Nr Pikave | X (m) | Y (m) | $E_{MoM}$(V/m) | $T_{MoM}$(s) | $E_{FDTD}$(V/m) | $T_{FDTD}$(s) |
|---|---|---|---|---|---|---|
| A0 | 2 | -0.95 | 9 | 483 | 8.372 | 178 |
| A1 | 2 | -0.50 | 13.5 | 483 | 13.134 | 178 |
| A2 | 2 | 0.50 | 13.5 | 483 | 13.134 | 178 |
| A3 | 2 | 0.95 | 9 | 483 | 8.372 | 178 |
| B0 | 2.2 | -0.90 | 9 | 483 | 8.372 | 178 |
| B1 | 2.2 | -0.35 | 13.5 | 483 | 13.134 | 178 |
| B2 | 2.2 | 0.35 | 13.5 | 483 | 13.134 | 178 |
| B3 | 2.2 | 0.90 | 9 | 483 | 8.372 | 178 |
| C0 | 2.4 | -0.80 | 9 | 483 | 8.372 | 178 |
| C1 | 2.4 | 0.80 | 9 | 483 | 8.370 | 178 |
| D0 | 2.6 | -0.70 | 9 | 483 | 8.370 | 178 |
| D1 | 2.6 | 0.70 | 9 | 483 | 8.370 | 178 |
| E0 | 2.8 | -0.60 | 9 | 483 | 8.370 | 178 |

Nga vlerësimi i vlerës së llogaritur me programin NEC-2 për metodçn e MOM dhe asaj me metodën FDTD që ne propozuam në pikat respektive sikurse dhe në pikat e tjera që japin mbështjellset përkatëse si në figurat 5.7 dhe figurën 5.8 shkalla e gabimit është më e vogël se 7% ndërsa koha e ekzekutimit për të njëjtën makinë e simulimit të MoM kundrejt atij të FDTD është 2.7 here më e madhe.

## 5.4 Diskutime

Metoda FDTD bazohet në trajtën matricore për zgjidhjen, dhe kjo matricë është e ndryshme nga ato që përdoren nga metodat e MoM. Matrica FDTD ndërtohet nga kuti katrore. Matrica e rregullt zgjidhet duke bërë llogaritje për çdo element të matricës, dhe koha e llogaritjes është shumë e vogël. Kjo lejon përafrime shumë të sakta me gjeometrinë fizike aktuale.Metoda FDTD zgjidhet më pas për fushat përmes vëllimit si një funksion i kohës.

Të gjitha këto aplikacione mund të suportohen nga algoritmi bazë i FDTD, duke kërkuar vetëm disa ndryshime në ndërfaqe para dhe pas procesimit për të marë rezultatin final. Pavarësisht kompleksitetit të tyre, ekuacionet Makswell-it mund të merren të gatshme dhe kthehen me lehtësi në formën e duhur për tu implementuar në një kompjuter nga Matlab-i. Veprimet e komplekse reduktohen në një set prej 6 ekuacionesh të thjeshta algjebrike. Të gjitha veprimet janë mbledhje të thjeshta, zbritje dhe shumëzime të thjeshta për tu llogaritur. Teknika e FDTD (metoda e diferencave të fundme në kohë) është e përdorur në shumë studime, kryesisht për shkak të lehtësisë së zbatimit në lidhje me shpërndarjen e fushës elektromagnetike dhe të vlerave SAR.

Metoda FDTD do ta përfshijë në zgjidhje çdo fenomen fizik. Si pasojë FDTD është një zgjedhje e përshtatshme për vlerësimin e ekspozimit njerëzor ndaj rrezatimit elektromagnetik në prani të stacioneve të transmetimit. FDTD përdoret për analizimin dhe projektimin e antenave, studimin e përhapjes së sinjaleve në pajisjet me gjysmëpërcjellës dhe analizimin e problemeve të shpërhapjes dhe përthithjes. Për FDTD diskretizimi i tepruar i hapësirës do të çojë në kërkesën e një numri të madh të qelizave që ndikojnë në memorjen e kërkuar dhe kohën e ekzekutimit.

Avantazhet e metodës FDTD:

- Strukturat të cilat konsistojnë në përcjellës perfekt magnetik apo elektrik modelohen lehtë në FDTD, modelimi i strukturave të antenave në stacionet e transmetimit është më i thjeshtë.

- Përafrimi shkallë e diskretizon objektin në mënyrë që të përputhen me grilën FDTD
- FDTD mund të japin rezultate për një spektër të gjerë të frekuencave nga vetëm një llogaritje duke përdorur ngacmimin impulsive të rastit dhe FFT
- Metoda FDTD  është më e shpejtë se sa metoda  MOM pasi nuk ka asnjë matricë për të plotësuar dhe për të zgjidhur
- Saktësia dhe qëndrueshmëria
- Hapësira është e ndarë në një numër të fundëm drejtkëndëshash.

Lehtësia me të cilën përfshihen në llogaritje materialet përçuese dhe jopërçues. Materiali pozicionohet në qelizat E ose H.

**5.5 Përfundime**

1. Modeli teorik i propozuar bazohet te modeli “Far-field Gain-based”. Vlefshmëria e të cilit është e kufizuar në zonën Fraunhofer ku vala është sferike dhe amplituda e fushës varet nga vetëm nga distanca nga antena. Modifikimi i këtij modeli me dy propozimet e kryera  bën të mundur shfrytëzimin e tij dhe në zonën Fresnel-it ku vala është cilindrike.
2. Modeli kryen një vlerësim të shpejtë dhe të thjeshtë të fushës së rrezatuar nga antenat e stacioneve radio bazë.
3. Modeli  kryen vlerësimin e fushës në  mënyrë të pavarur nga drejtimi i vrojtimit.
4. Zgjedhja e metodës numerike FDTD me propozimin përkatës (diskretizimi vetëm i antenës së stacioneve radio bazë dhe hapësira nga stacioni radio bazë deri te pika e vrojtimit hapësirë e lirë) ndikon në uljen e kohës së ekzekutimit afërsisht 3 herë krahasuar me simulimin NEC-2 për të njëjtën makinë.
5. Modeli i propozuar jep një mbivlerësim të fushës elektromagnetike. Kjo nuk duhet të interpretohet si e metë e modelit pasi qëllimi është llogaritja e fushës dhe krahasimi me vlerat referencë. Prandaj ky mbivlerësim shërben të kuptohet që vlera reale është disa % më pak se ajo që llogarisim.

# KAPITULLI 6

## Algoritmi për llogaritjen e fushës elektromagnetike pranë disa stacioneve radio bazë

### Hyrje

Aplikimi i modelit të propozuar mbi metodën FDTD me propozimet përkatëse kërkon njohjen gjeometrike së antenave të stacioneve radio bazë, pasi modeli i fushës në largësi nuk është gjë tjetër veçse spektri planar i valës. Nga rrezatimi i spektrit planar të valës fushat elektrike dhe magnetike mund të vlerësohen mund të llogariten zonat e sigurisë përqark stacioneve radio bazë ku kemi vlera të krahasushme me standarde referencë.

Në funksion të realizimit të objektivit të punimit "Vlerësimi i fushës elektromagnetike në një pikë të mjedist të dy ose më shumë stacioneve radio bazë në rrjeta celulare", në këtë kapitull janë trajtuar dy simulime me konfigurime gjeometrike të ndryshme për antenat. Llogaritjet numerike janë kryer për modele antene tipike Kathrein [6] të stacionit radio bazë.

Llogaritja e intensitetit të fushës elektrike, magnetike dhe densitetittë fuqisë realizohet me metodën e propozuar FDTD dhe MOM ( me programin NEC-2). Më pas vlerat e marra krahasohen me ato të matura në po të njëjtat pika me aparatin NARDA SRM3000 për të nxjerrë efikasitetin e algortimit të propozuar dhe për të bërë interpretimin e rezultateve.

## 6.1 Algoritmi "Emf llogaritje Alg" për llogaritjen e fushës pranë disa stacioneve radio bazë

Të katër operatorët publikë për komunikimet mobile për ofrimin e shërbimit të zërit dhe shërbimet e të dhënave zakonisht përdorin të njëjtën antenë inteligjente si për frekuencat e brezit 2100MHz, për të mbështetur shërbimet 3G ashtu edhe për frekuencat 900 dhe 1800MHz. Jemi referuar antenave Kathrein më konkretisht tipave 741344, 80010291, 80010292, 80010492, 80010670, 80010671, 80010672 ... etj. Në figurën 6.1 paraqitet rasti i tre operatorëve celular me tri antena secili) në një mjedis me koordinata

karteziane për pikën e mesit me vlerat  në (m). Secili operator antenat i ka  nga një antene për 900/1800/2100 MHz . Si origjinë e sistemeve kordinativ merret pika P(0.0.0) ku do vlerësohet fusha elektromagnetike si në figurën 6.1

Stacioni 1 (5,5,5);Stacioni 2 (2,8,6);Stacioni 3 (-4,-3,7). Vlerat janë në metra

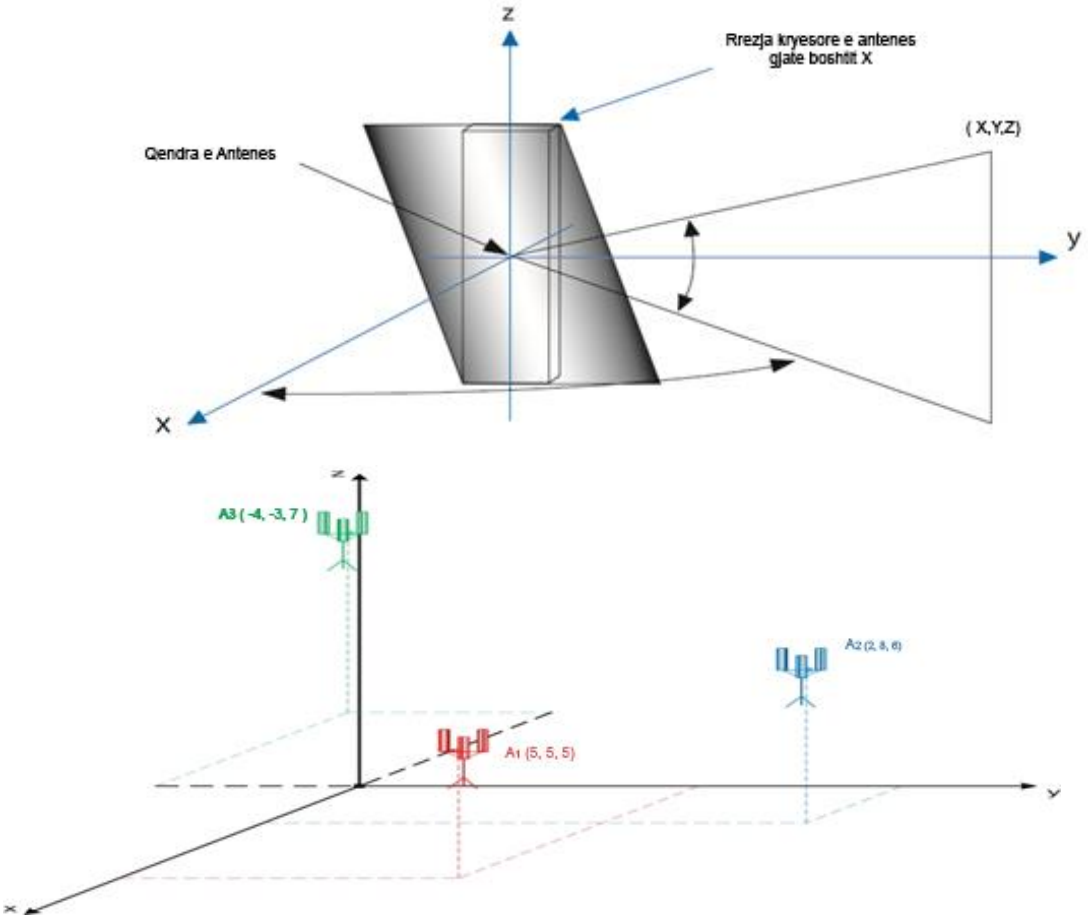



Figura 6.1 Rasti i marrë në shqyrtim

Në figurën 5.5  paraqitet kalimi nga koordinatat karteziane në ato sferike për n-të antena ku fusha e përgjithshme elektromagnetike fitohet nëpërmjet mbivendosjes së intensitetit elektrik të fushave elektromagnetike të llogaritura për çdo antenë. Përafrimi i fushës së largët mund të rezultojë në një mbivlerësim i fushës elektromagnetike të matur. Tabela 5.3 paraqet koordinatat sferike të P-së të para nga antenat e operatorëve celular me koordinatat karteziane në mesin e tyre si në figurën 5.5.

Ekuacioni 6.1 është modeli teorik i propozuar në paragrafin 5.2 për një antenë stacioni radio bazë. [33].

$$E_n(d,\theta,\varphi) \approx \left| \sum_{i=1}^{N} \frac{\sqrt{30 P_{in} G_e(\theta_i, \varphi_{i)})}}{d_i} \right| \tag{6.1}$$

Ekuacioni 6.2 është modeli teorik i propozuar në paragrafin 5.2 për disa antena stacioni radio bazë.[34].

$$E_{Rn}(d,\theta,\varphi) \approx \sqrt{\sum_{j=1}^{n} \left[ \sum_{i=1}^{N} \frac{\sqrt{30 P_{in} G_e(\theta_i, \varphi_{i)})}}{d_i} \right]^2} \tag{6.2}$$

Parametrat e llogaritjeve janë:

$P_n$- fuqia ne antenën e *n-të*.

$\Theta_n$ dhe $\Phi_n$ - këndet që përcaktojnë drejtimin nga antena e *n-të* deri tek pika e llogaritjes.

$G_e(\Theta_i , \Phi_i)$ - përforcimi i antenës së *n-te* gjatë këtij drejtimi (jepet nga fabrikuesi i antenave).

$d_i$ - distance ndërmjet antenës *n-te* dhe pikës së llogaritjes.

N -Numri i kampioneve nga metoda FDTD.

n – Numri i antenave.

$E_n$ – fusha elektromagnetike si produkt i antenës së *n*-të.

$E_{Rn}$ - fusha elektromagnetike e prodhuar nga të gjitha antenat në pikën e llogaritjes.

Fusha e përgjithshme elektromagnetike merret përmes mbivendosjes së intensitetit elektrik të fushave elektromagnetike të llogaritura për çdo antenë.

Përafrimi i fushës së largët mund të rezultojë në një mbivlerësim të fushës elektromagnetike të matur mbasi studimi statistikor i marrë në konsideratë "Rasti më i keq vektorët $E_{X1}$ $E_{X2}$,… $E_{Xn}$ në fazë të njëjtë sikurse dhe për $E_Y$ dhe $E_Z$ .

Ekuacioni 6.3 është i vlefshëm për fusha elektromagnetike e krijuar nga *n* antena në pikën e llogaritjes për frekuencën e *i*-të e indeksojmë me $E_{Rn_{Frekuence\text{-}i\text{-}te}}$[30].

$$E_{Rn_{Frekuence-i-te}} = \sqrt{\sum_{1}^{n}\sum_{1}^{N}(E_X)^2 + (\sum_{1}^{n}\sum_{1}^{N}(E_y) + \sum_{1}^{n}\sum_{1}^{N}(E_z)^2} \tag{6.3}$$

Ekuacioni 6.4 është i vlefshëm për fushën EM të krijuar nga të gjitha antenat në pikën e llogaritjes  për të tre frekuencat 900/1800/2100 MHz e indeksojmë me $E_{Rn_{TotalFrekuence}}$[34].

$$E_{Rn_{TotalFrekuence}} = \sqrt{\sum_{1}^{n}\left(E_{RnFrekuence1}\right)^{2} + \sum_{1}^{n}\left(E_{RnFrekuence2}\right)^{2} + \sum_{1}^{n}\left(E_{RnFrekuence3}\right)^{2}} \tag{6.4}$$

Për të zbatuar ekuacionin (6.1) parametrat $\theta$ dhe $\phi$ vlerësohen nga ekuacioni i kalimit të koordinatave karteziane në sferike sipas tabelës 5.3 dhe G($\theta$ , $\phi$) përforcimi i antenës në këtë drejtim jepen nga fabrikuesi i antenës  në file  ASCII me një strukturë 2 kolonësh (degree, gain) në $360^0$ e rrezatimit për planet horizontal dhe vertikal. Për secilin nivel $E_s$ izo-kurbe algoritmi e **EMF Llogaritje Alg**  zgjidhin numerikisht sipas metodës së propozuar FDTD (paragrafi 5.3) ekuacionet  (6.2), (6.3) dhe (6.4). Më pas kjo sipërfaqe projektohet në planin oxy, oxz  dhe oyz figura  6.3 (orientimi i tyre është i përfshirë në input-et  hyrëse).

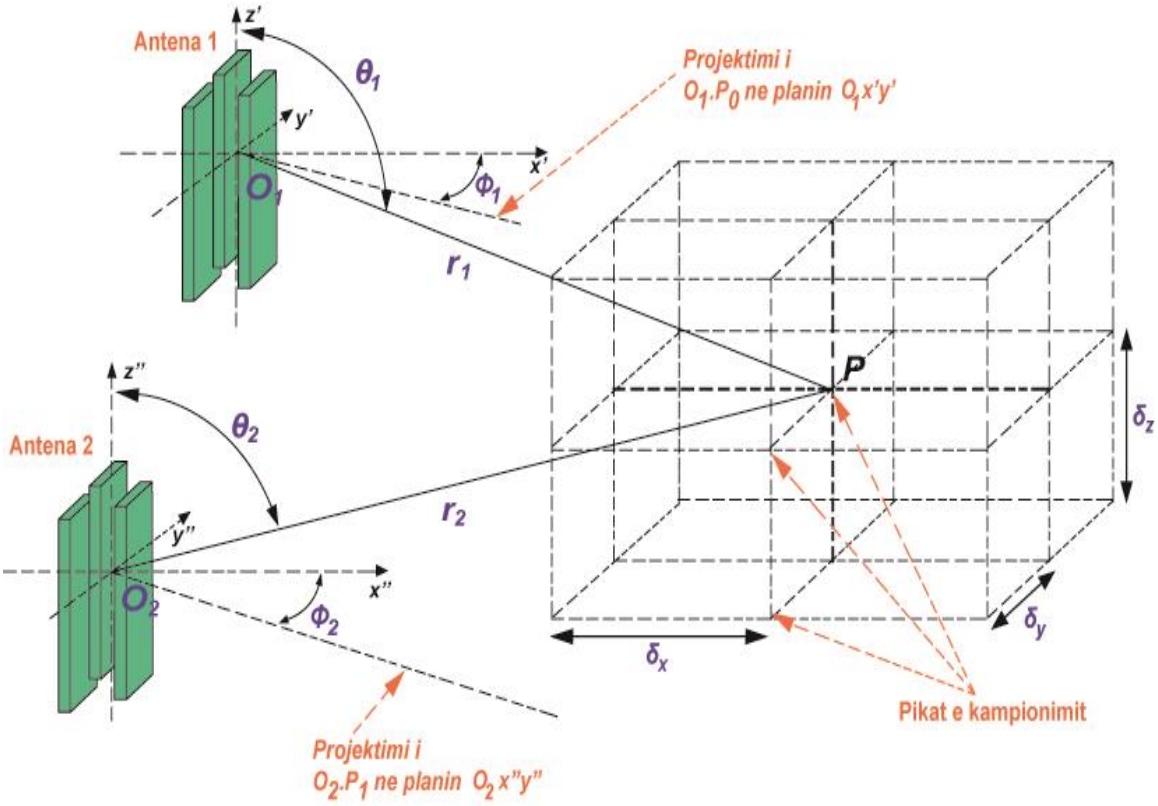



Figura 6.2 Zbërthimi i intensitetit të pikës P sipas planeve oxy,oxz dhe oyz

Projektimi kryhet duke përdorur **kriterin më të keq**, duke marrë parasysh se pika e sipërfaqes së projektuar me vlerë të intensiteti të fushës elktrike E>41V/m është më e largëta nga origjina e sistemit koordinativ. Figura 6.3 përshkruan pikat: $P_a$ dhe $P_b$ janë projektuar në planin koordinativ Oxz, Q nuk është marrë parasysh sepse distanca ndërmjet projeksionit të tij $Q'$ në Oxz dhe origjinës O është më e shkurtër se distanca ndërmjet $P'_b$ dhe O. Për rrjedhojë në Figurën 6.4 distancat e sigurisë janë O – $P'_a$ dhe O – $P'_b$.

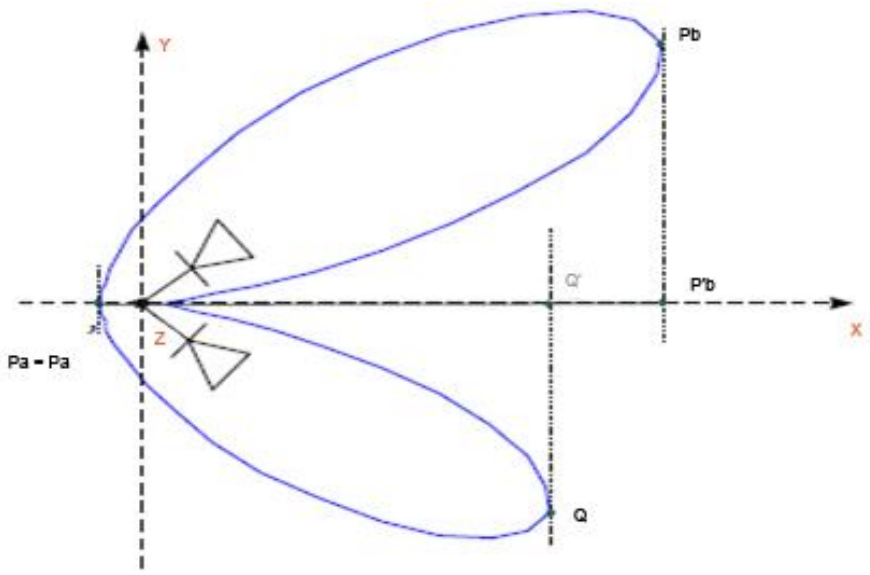



Figura 6.3 Kriteti i projektimit për distancën e sigurisë

Algoritmi i llogaritjes përshkruhet si më poshtë [36]:

Vëllimi i zonës së sigurisë është vlerësuar me një mbivlerësim të thjeshtë në mënyrë që të përcaktojë një zonë drejtkëndore S, e cila përmban volumin e sigurisë B të gjithë sistemit të antenave. (Figura 6.5) Algoritmi është projektuar në mënyrë që përmasat lineare S te jene gati 1.5 më shumë se përmasat lineare B.

Zona S përdoret si një volum kampion për llogaritjen e fushës EMF, një numër kampione pikash $N_c$ përdoret për çdo aks koordinativ. ($N_c$ = 200 në versionin aktual).

Është vënë një rregull për të identifikuar pikat në zonën S me një fushë elektromagnetike të llogaritur të barabartë me nivelin Izo-Kurbave si input-e të programit. Interpolimi i fushës elektromagnetike është kryer duke përdorur një formulë kuadratike [35].

Pikat e identifikuara janë projektuar në planet koordinative dhe është vlerësuar distancat e sigurisë

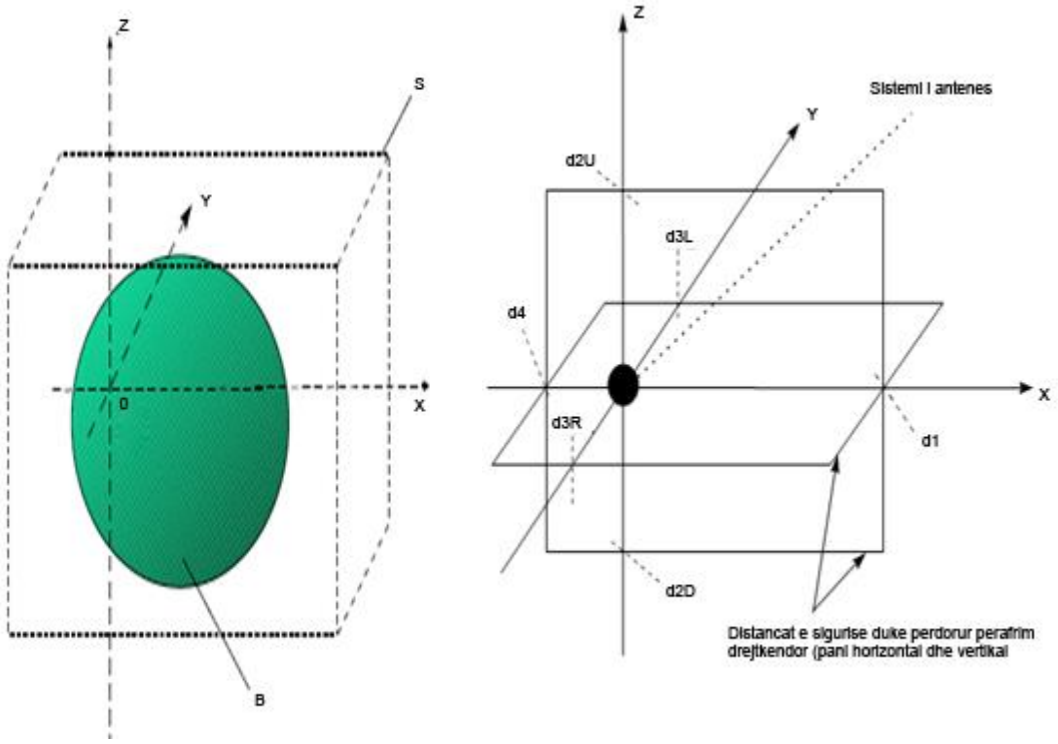



Figura 6.4 Vëllimi i zonës së sigurisë

Algoritmi i propozuar në figurën realizon llogaritjen e fushës elktromagnetike deri në 12 stacioneve radio bazë. Për secilën antenë të stacioneve radio bazë kërkohet të dihen disa karakteristika që në figurën janë paraqitur si Inputet për Antenat.Modeli teorik i propozuar shfrytëzon këto inpute dhe me propozimet përkatëse për metodën numerike të përzgjedhur vlerëson kontributin intensitetit të fushës elektrike për secilën frekuencë 900/1800/2100 MHz.Vlera totale e intensitetit të fushës elektrike për një frekuencë do merret si rezultat shumatores kuadratike të kontributi të secilës antenë në atë frekuencë. Ndërsa vlera totale e gjithë spektrit të frekuencave për intensitetit të fushës elektrike do vlerësohet me të njëjtën procedurë.

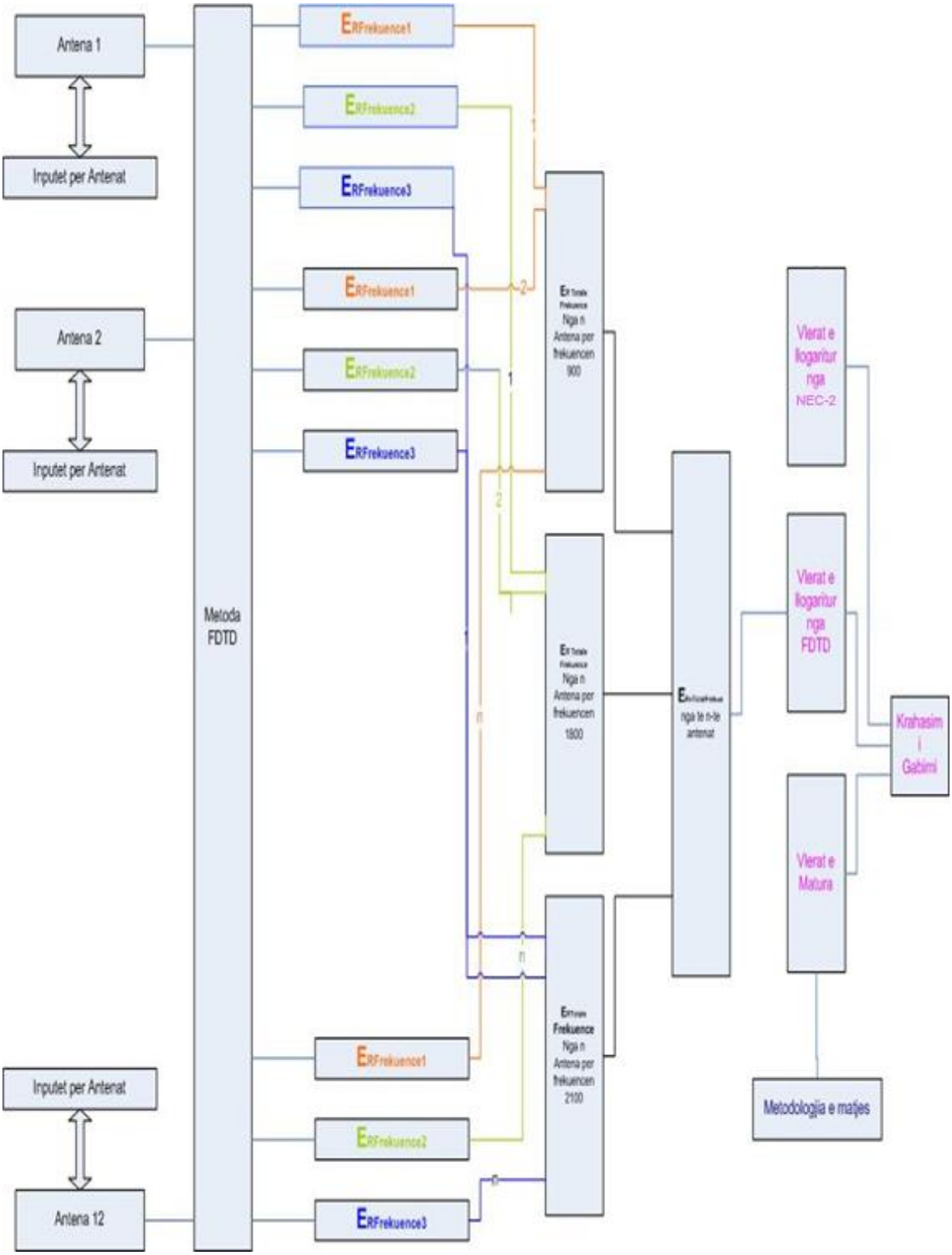



Figura 6.5 Bllokdiagrama e propozuar

### 6.1.1 Formati i të dhënave hyrëse

Të dhënat e kërkuara për llogaritjen e fushës elektromagnetike janë ruajtur në një file ASCII formati i file është si në vazhdim:

Niveli izo-kurbë i fushës elektromagnetike për secilën antenë të operatorëve të ndryshëm celular ( merren nga specifikimet teknike të fabrikuesit të antenave.Në këtë punim jemi referuar antenave Kathrein me konkretisht tipeve 80010291,80010292, 80010492, 80010670, 80010671, 80010672 ...etj)

Për secilën antenë kërkohen më përpara:

Emërtimi i çdo antene (nuk kërkohët për llogaritje, është emërtimi në grafikun final)

Përforcimi i antenes (dBi);

Down tilti mekanik i antenës (+/-),Down tilti elektrik duhet të përfshihet në modelin e rrezatimit te antenës;

Plani horizontal i këndit të rrezes kryesore të antenës

Qëndra e antenës në koordinatën X,Ydhe Z

Emri i file që përmban planin horizontal të modelit të rrezatimit;

Emri i file që përmban planin vertikal të modelit të rrezatimit;

Fuqia në hyrje të antenës (Watt)

Në fund të file një rregull kërkon një llogaritje të përpiktë të fushës elektromagnetike në disa pika që identifikohen nga koordinatat e tyre karteziane: ky rregull prodhon vlerat e llogaritura të fushës elektromagnetike, që printohen në dritaren dalëse. Formati i këtij rregulli eshtë si në vazhdim:

FIELD_EVAL_ START. Për secilën pikë: Koordinatat x;y;z të pikës ku kërkohet llogaritja e fushes elektromagnetike.FIELD_EVAL_END

Një shembull për të dhëna hyrëse është në figurën 6.6 me detaje të tjera rreth formatit të *komentit* dhe formatit të të dhënave të modelit të rrezatimit. Maksimumi i gjatësisë së një rreshti është 120 karaktere: nqs karakteri ‘$’ është i pranishem kudo në rresht, atëherë ai rresht është një koment. Karakteri ‘&’ nënkupton fundin e një rreshti, SPACE dhe TAB janë ndarëse: programi lexon në cdo rresht numrin e të dhënave të pritura.

Hapi i kampionimit në modelin e rrezatimit të antenës merret 2 gradë.

```
$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$
$$$ Simulimi me 9 antenat K80010672,K80010671,K80010670 $$$
$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$

41                              & Vlera reference
9                               & Numri i antenave

K80010672                       & Modeli i antenes K80010672 GSM
17.5                            & Amplifikimi
3                               & Tilti mekanik
0                               & Kendi i rrotullimit ne planin horizontal
6                               & Kordinata. X
6                               & Kordinata. Y
5                               & Kordinata. Z
f:\calculation\80010672\80010672_0947_pH_07t.txt /-a    & Skedari me hapesiren horizontale
f:\calculation\80010672\80010672_0947_pV_07t.txt  /-a   & Skedari me hapesiren vertikale
32                              & Fuqia ne hyrje te antenes 32W * 2 trx - 3 dB (insertion loss)

K80010672                       & Modeli i antenes K80010672 DCS
17.5                            & Amplifikimi
3                               & Tilti mekanik
0                               & Kendi i rrotullimit ne planin horizontal
6                               & Kordinata. X
6                               & Kordinata. Y
5                               & Kordinata. Z
f:\calculation\80010672\80010672_1855_pH_06t.txt /-a    & Skedari me hapesiren horizontale
f:\calculation\80010672\80010672_1855_pV_06t.txt /-a  /-a       & Skedari me hapesiren vertikale
26                              & Fuqia ne hyrje te antenes 13w * 2 trx - 3 dB (insertion loss)

K80010672                       & Modeli i antenes K80010672 UMTS
18                              & Amplifikimi
3                               & Tilti mekanik
0                               & Kendi i rrotullimit ne planin horizontal
6                               & Kordinata. X
6                               & Kordinata. Y
5                               & Kordinata. Z
f:\calculation\80010672\80010672_2140_pH_06t.txt /-a    & Skedari me hapesiren horizontale
f:\calculation\80010672\80010672_2140_pV_06t.txt  /-a   & Skedari me hapesiren vertikale
40                              & Fuqia ne hyrje te antenes 20W - 3 dB (insertion loss)

K80010671                       & Modeli i antenes K80010671 GSM
16.3                            & Amplifikimi
2                               & Tilti mekanik
0                               & Kendi i rrotullimit ne planin horizontal
-4                              & Kordinata. X
-5                              & Kordinata. Y
7                               & Kordinata. Z
f:\calculation\80010671\80010671v01_0947_pH_06t.txt /-a & Skedari me hapesiren horizontale
f:\calculation\80010671\80010671v01_0947_pV_06t.txt  /-a        & Skedari me hapesiren vertikale
16                              & Fuqia ne hyrje te antenes 32W * 2 trx - 3 dB (insertion loss)

K80010671                       & Modeli i antenes K80010671 DCS
17.5                            & Amplifikimi
2                               & Tilti mekanik
0                               & Kendi i rrotullimit ne planin horizontal
-4                              & Kordinata. X
-5                              & Kordinata. Y
7                               & Kordinata. Z
f:\calculation\80010671\80010671v01_1855_pH_06t.txt /-a & Skedari me hapesiren horizontale
f:\calculation\80010671\80010671v01_1855_pV_06t.txt /-a  /-a    & Skedari me hapesiren vertikale
13                              & Fuqia ne hyrje te antenes 13w * 2 trx - 3 dB (insertion loss)

K80010671                       & Modeli i antenes K80010671 UMTS
18                              & Amplifikimi
2                               & Tilti mekanik
0                               & Kendi i rrotullimit ne planin horizontal
-4                              & Kordinata. X
-5                              & Kordinata. Y
7                               & Kordinata. Z
f:\calculation\80010671\80010671v01_2140_pH_06t.txt /-a & Skedari me hapesiren horizontale
f:\calculation\80010671\80010671v01_2140_pV_06t.txt  /-a        & Skedari me hapesiren vertikale
20                              & Fuqia ne hyrje te antenes 20W - 3 dB (insertion loss)

K80010670                       & Modeli i antenes K80010670 GSM
15.2                            & Amplifikimi
2                               & Tilti mekanik
0                               & Kendi i rrotullimit ne planin horizontal
-8                              & Kordinata. X
4                               & Kordinata. Y
4                               & Kordinata. Z
f:\calculation\80010670\80010670_0947_pH_00t.txt /-a    & Skedari me hapesiren horizontale
f:\calculation\80010670\80010670_0947_pV_00t.txt  /-a   & Skedari me hapesiren vertikale
16                              & Fuqia ne hyrje te antenes 32W * 2 trx - 3 dB (insertion loss)

K80010670                       & Modeli i antenes K80010670 DCS
16.5                            & Amplifikimi
2                               & Tilti mekanik
0                               & Kendi i rrotullimit ne planin horizontal
-8                              & Kordinata. X
4                               & Kordinata. Y
4                               & Kordinata. Z
f:\calculation\80010670\80010670_1855_pH_00t.txt /-a    & Skedari me hapesiren horizontale
f:\calculation\80010670\80010670_1855_pV_00t.txt /-a    & Skedari me hapesiren vertikale
13                              & Fuqia ne hyrje te antenes 13w * 2 trx - 3 dB (insertion loss)

K80010670                       & Modeli i antenes K80010670 UMTS
17.2                            & Amplifikimi
2                               & Tilti mekanik
0                               & Kendi i rrotullimit ne planin horizontal
-8                              & Kordinata. X
4                               & Kordinata. Y
4                               & Kordinata. Z
f:\calculation\80010670\80010670_2140_pH_00t.txt /-a    & Skedari me hapesiren horizontale
f:\calculation\80010670\80010670_2140_pV_00t.txt /-a    & Skedari me hapesiren vertikale
20                              & Fuqia ne hyrje te antenes 20W - 3 dB (insertion loss)

FIELD_EVAL_START

0.0 0.0 .0
-0.5 0.0 0.0

FIELD_EVAL_END
```

Figura 6.6 Të dhëna hyrëse

### 6.1.2 Formati i të dhënave dalëse

Kur hapim programin një dritare e thjeshte na shfaqet duke kërkuar emrin e skedarit-it hyrës ( mund të lokalizohet me ane te komandes "*Zgjidh skedarin për të llogaritur*"). Kur shtypim butonin "*Llogarit*" fillon vlerësimi dhe dritarja dalëse na shfaq të dhënat e lexuara në skedarin-in hyrës dhe llogarit rezultatin si në figurën 6.7

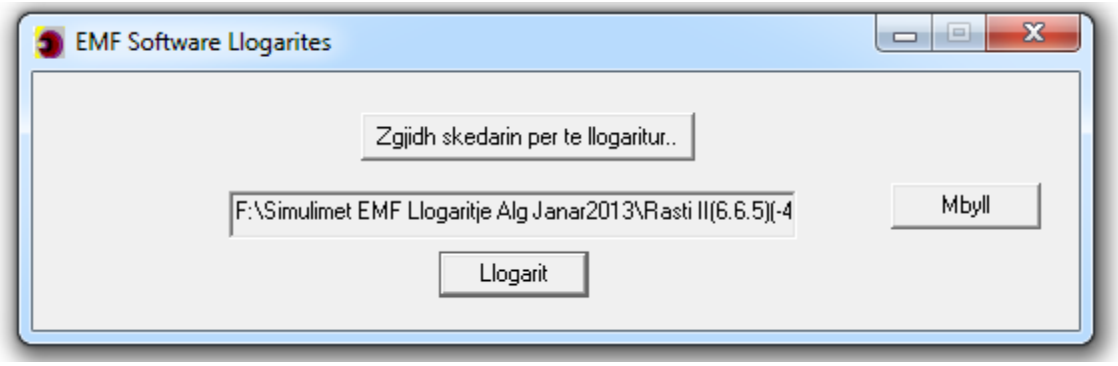



Figura 6.7 Dritarja llogaritëse e programit

Gabimet në file-in hyrës tregohen nga një mesazh paralajmerimi dhe kjo çon në ndërprerjen e programit.Përfundimet e programit janë te paraqitura nga të dhënat që vijojnë për secilin nivel izo-kurbë të futur në skedarin-in hyrës

Zonat e sigurisë Izo-kurbë (hapësira ku vlera E ≥ 41 V/m) në planin x-y (dritare grafike) përfaqësojnë kontributin total të antenave dhe zonën e vetme të sigurisë për secilën antenë

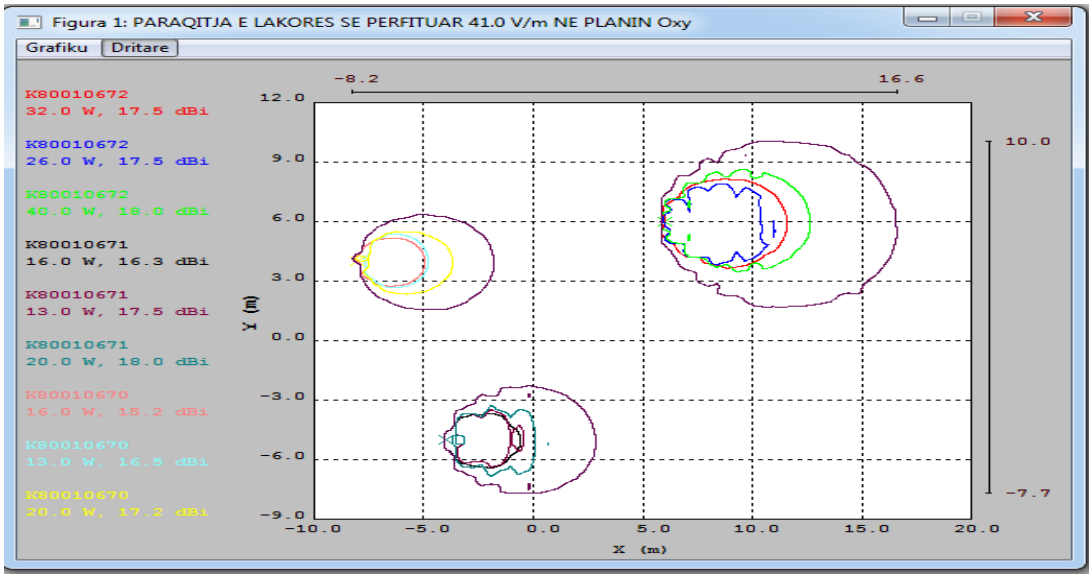



Figura 6.8 Paraqitja e lakores së përfituar në planin oxy

Zonat e sigurisë Izo-kurbë (hapësira ku vlera E ≥ 41 V/m) në planin x-z (dritare grafike) përfaqësojnë kontributin total të antenave dhe zonën e vetme të sigurisë për secilën antenë

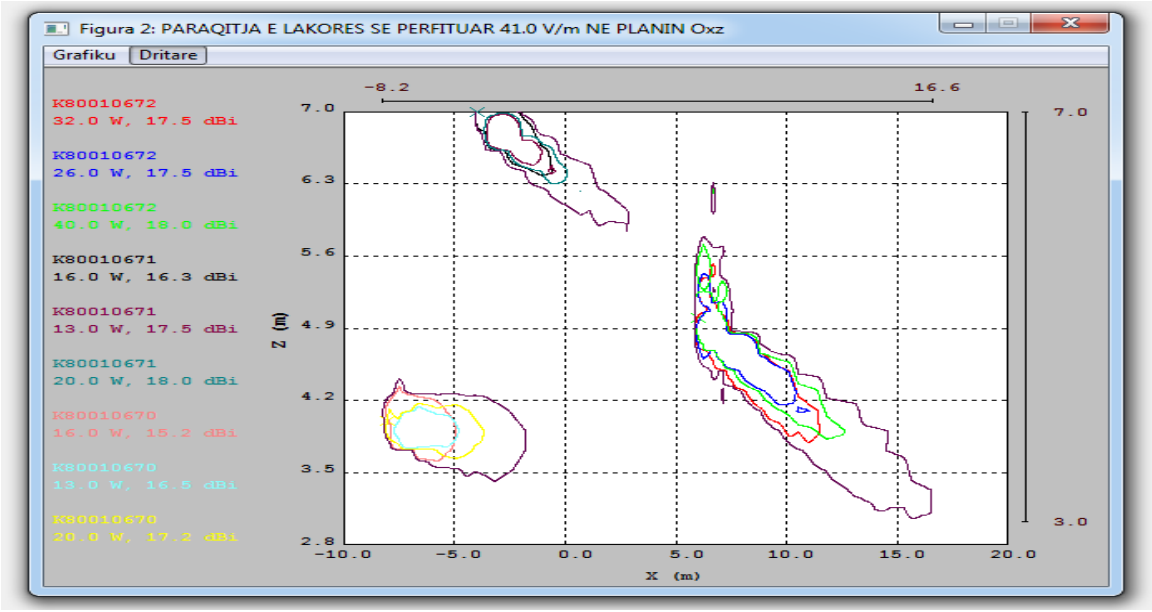



Figura 6.9 Paraqitja e lakores së përfituar në planin oxz

Zonat e sigurisë Izo-kurbë (hapësira ku vlera E ≥ 41 V/m) në planin y-z (dritare grafike) përfaqësojnë kontributin total të antenave dhe zonën e vetme të sigurisë për secilën antenë

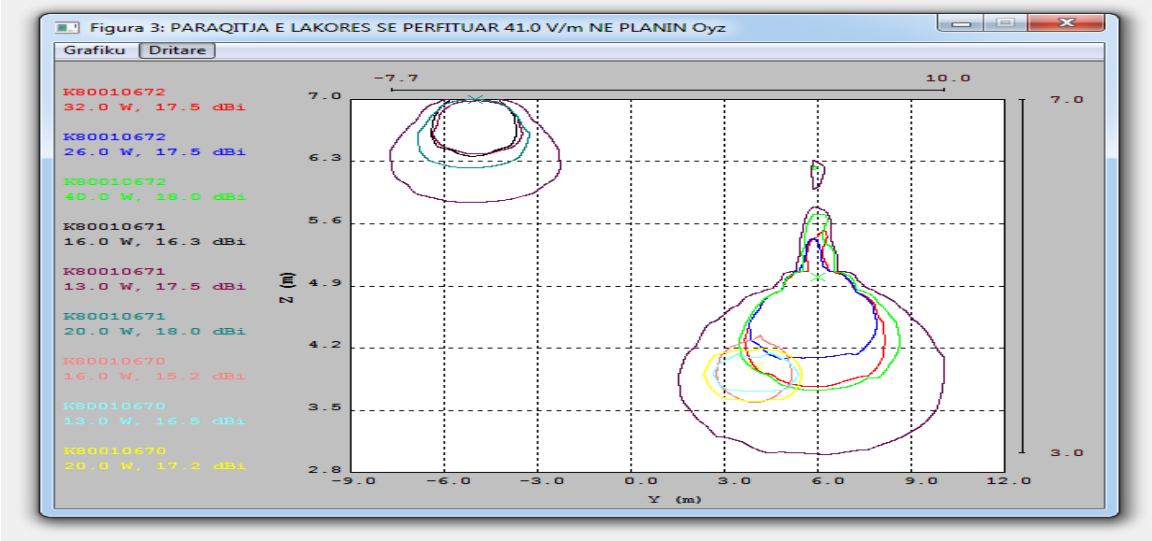
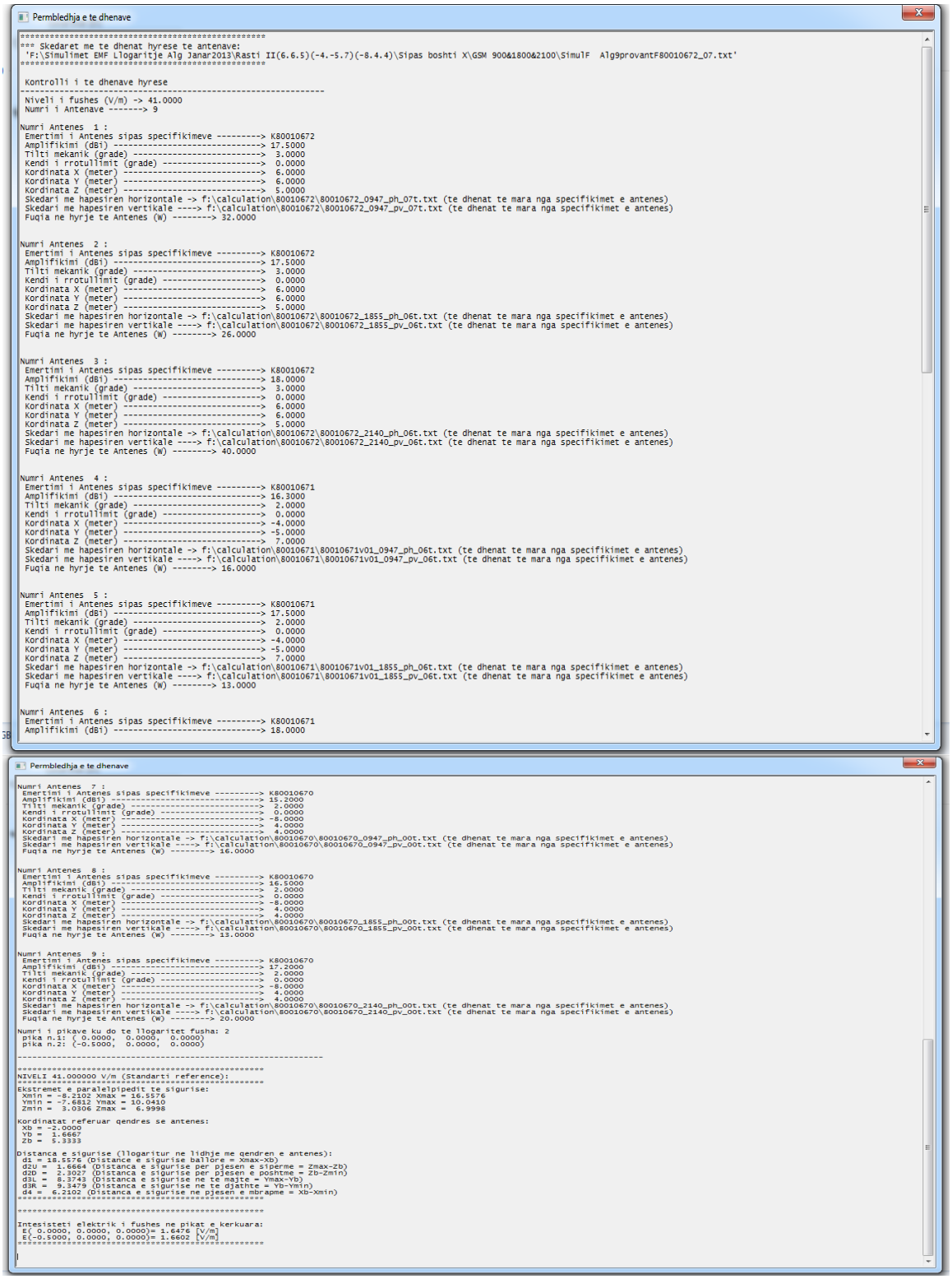



Figura 6.10 Paraqitja e lakores së përfituar në planin oyz



```
Permbledhja e te dhenave
*****************************************************
*** Skedaret me te dhenat hyrese te antenave:
 'F:\Simulimet EMF Llogaritje Alg Janar2013\Rasti II(6.6.5)(-4.-5.7)(-8.4.4)\Sipas boshti X\GSM 900&1800&2100\SimulF  Alg9provantF80010672_07.txt'
*****************************************************

 Kontrolli i te dhenave hyrese
-------------------------------------------------------------------
 Niveli i fushes (V/m) -> 41.0000
 Numri i Antenave -------> 9

Numri Antenes  1 :
 Emertimi i Antenes sipas specifikimeve ---------> K80010672
 Amplifikimi (dBi) ------------------------------> 17.5000
 Tilti mekanik (grade) -------------------------->  3.0000
 Kendi i rrotullimit (grade) -------------------->  0.0000
 Kordinata X (meter) ---------------------------->  6.0000
 Kordinata Y (meter) ---------------------------->  6.0000
 Kordinata Z (meter) ---------------------------->  5.0000
 Skedari me hapesiren horizontale -> f:\calculation\80010672\80010672_0947_ph_07t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Skedari me hapesiren vertikale ----> f:\calculation\80010672\80010672_0947_pv_07t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Fuqia ne hyrje te Antenes (W) --------> 32.0000


Numri Antenes  2 :
 Emertimi i Antenes sipas specifikimeve ---------> K80010672
 Amplifikimi (dBi) ------------------------------> 17.5000
 Tilti mekanik (grade) -------------------------->  3.0000
 Kendi i rrotullimit (grade) -------------------->  0.0000
 Kordinata X (meter) ---------------------------->  6.0000
 Kordinata Y (meter) ---------------------------->  6.0000
 Kordinata Z (meter) ---------------------------->  5.0000
 Skedari me hapesiren horizontale -> f:\calculation\80010672\80010672_1855_ph_06t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Skedari me hapesiren vertikale ----> f:\calculation\80010672\80010672_1855_pv_06t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Fuqia ne hyrje te Antenes (W) --------> 26.0000


Numri Antenes  3 :
 Emertimi i Antenes sipas specifikimeve ---------> K80010672
 Amplifikimi (dBi) ------------------------------> 18.0000
 Tilti mekanik (grade) -------------------------->  3.0000
 Kendi i rrotullimit (grade) -------------------->  0.0000
 Kordinata X (meter) ---------------------------->  6.0000
 Kordinata Y (meter) ---------------------------->  6.0000
 Kordinata Z (meter) ---------------------------->  5.0000
 Skedari me hapesiren horizontale -> f:\calculation\80010672\80010672_2140_ph_06t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Skedari me hapesiren vertikale ----> f:\calculation\80010672\80010672_2140_pv_06t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Fuqia ne hyrje te Antenes (W) --------> 40.0000


Numri Antenes  4 :
 Emertimi i Antenes sipas specifikimeve ---------> K80010671
 Amplifikimi (dBi) ------------------------------> 16.3000
 Tilti mekanik (grade) -------------------------->  2.0000
 Kendi i rrotullimit (grade) -------------------->  0.0000
 Kordinata X (meter) ----------------------------> -4.0000
 Kordinata Y (meter) ----------------------------> -5.0000
 Kordinata Z (meter) ---------------------------->  7.0000
 Skedari me hapesiren horizontale -> f:\calculation\80010671\80010671v01_0947_ph_06t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Skedari me hapesiren vertikale ----> f:\calculation\80010671\80010671v01_0947_pv_06t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Fuqia ne hyrje te Antenes (W) --------> 16.0000


Numri Antenes  5 :
 Emertimi i Antenes sipas specifikimeve ---------> K80010671
 Amplifikimi (dBi) ------------------------------> 17.5000
 Tilti mekanik (grade) -------------------------->  2.0000
 Kendi i rrotullimit (grade) -------------------->  0.0000
 Kordinata X (meter) ----------------------------> -4.0000
 Kordinata Y (meter) ----------------------------> -5.0000
 Kordinata Z (meter) ---------------------------->  7.0000
 Skedari me hapesiren horizontale -> f:\calculation\80010671\80010671v01_1855_ph_06t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Skedari me hapesiren vertikale ----> f:\calculation\80010671\80010671v01_1855_pv_06t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Fuqia ne hyrje te Antenes (W) --------> 13.0000


Numri Antenes  6 :
 Emertimi i Antenes sipas specifikimeve ---------> K80010671
 Amplifikimi (dBi) ------------------------------> 18.0000
```

```
Permbledhja e te dhenave

Numri Antenes  7 :
 Emertimi i Antenes sipas specifikimeve ---------> K80010670
 Amplifikimi (dBi) ------------------------------> 15.2000
 Tilti mekanik (grade) -------------------------->  2.0000
 Kendi i rrotullimit (grade) -------------------->  0.0000
 Kordinata X (meter) ----------------------------> -8.0000
 Kordinata Y (meter) ---------------------------->  4.0000
 Kordinata Z (meter) ---------------------------->  4.0000
 Skedari me hapesiren horizontale -> f:\calculation\80010670\80010670_0947_ph_00t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Skedari me hapesiren vertikale ----> f:\calculation\80010670\80010670_0947_pv_00t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Fuqia ne hyrje te Antenes (W) --------> 16.0000


Numri Antenes  8 :
 Emertimi i Antenes sipas specifikimeve ---------> K80010670
 Amplifikimi (dBi) ------------------------------> 16.5000
 Tilti mekanik (grade) -------------------------->  2.0000
 Kendi i rrotullimit (grade) -------------------->  0.0000
 Kordinata X (meter) ----------------------------> -8.0000
 Kordinata Y (meter) ---------------------------->  4.0000
 Kordinata Z (meter) ---------------------------->  4.0000
 Skedari me hapesiren horizontale -> f:\calculation\80010670\80010670_1855_ph_00t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Skedari me hapesiren vertikale ----> f:\calculation\80010670\80010670_1855_pv_00t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Fuqia ne hyrje te Antenes (W) --------> 13.0000


Numri Antenes  9 :
 Emertimi i Antenes sipas specifikimeve ---------> K80010670
 Amplifikimi (dBi) ------------------------------> 17.2000
 Tilti mekanik (grade) -------------------------->  2.0000
 Kendi i rrotullimit (grade) -------------------->  0.0000
 Kordinata X (meter) ----------------------------> -8.0000
 Kordinata Y (meter) ---------------------------->  4.0000
 Kordinata Z (meter) ---------------------------->  4.0000
 Skedari me hapesiren horizontale -> f:\calculation\80010670\80010670_2140_ph_00t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Skedari me hapesiren vertikale ----> f:\calculation\80010670\80010670_2140_pv_00t.txt (te dhenat te mara nga specifikimet e antenes)
 Fuqia ne hyrje te Antenes (W) --------> 20.0000

Numri i pikave ku do te llogaritet fusha: 2
 pika n.1: ( 0.0000,  0.0000,  0.0000)
 pika n.2: (-0.5000,  0.0000,  0.0000)

-------------------------------------------------------------------

*****************************************************
NIVELI 41.000000 V/m (Standarti reference):
*****************************************************
Ekstremet e paralelipipedit te sigurise:
 Xmin = -8.2102 Xmax = 16.5576
 Ymin = -7.6812 Ymax = 10.0410
 Zmin =  3.0306 Zmax =  6.9998

Kordinatat referuar qendres se antenes:
 Xb =  -2.0000
 Yb =  1.6667
 Zb =  5.3333

Distanca e sigurise (llogaritur ne lidhje me qendren e antenes):
 d1 = 18.5576 (Distance e sigurise ballore = Xmax-Xb)
 d2U =  1.6664 (Distanca e sigurise per pjesen e siperme = Zmax-Zb)
 d2D =  2.3027 (Distanca e sigurise per pjesen e poshtme = Zb-Zmin)
 d3L =  8.3743 (Distanca e sigurise ne te majte = Ymax-Yb)
 d3R =  9.3479 (Distanca e sigurise ne te djathte = Yb-Ymin)
 d4 =  6.2102 (Distanca e sigurise ne pjesen e mbrapme = Xb-Xmin)
*****************************************************

*****************************************************

Intesisteti elektrik i fushes ne pikat e kerkuara:
 E( 0.0000, 0.0000, 0.0000)= 1.6476 [V/m]
 E(-0.5000, 0.0000, 0.0000)= 1.6602 [V/m]
*****************************************************
```

Figura 6.11 Përmbledhja e të dhënave dalëse

### 6.1.3 Kushtet e metodës FDTD

Siç është theksuar dhe më parë simulimi i fushës elektromagnetike pranë stacioneve radio bazë me modele më të plota kërkon më shumë burime kompjuterike dhe kohë. Për të përmirësuar efiçencën kompjuterike është propozuar një gjeometri antenë e thjeshtë duke përdorur një algoritëm optimizimi për të arritur specifikimet e kërkuara të antenës. Përdorimi i metodës së diferencave të fundme me ndarje në kohë (FDTD) për vlerësimin e fushës përreth antenës mund të bëhet një detyrë jo shumë e vështirë dhe në më pak kohë.

Propozimi mbështetet te metoda numerike e diferencave të fundme në rrafshin e kohës FDTD me ndryshimet e mëposhtme [34]:

- Disktretizimi i antenës së stacioneve radio bazë, përcaktimi i qelizës elementare (madhësia e qelizës kënaq kushtin $\Delta<\lambda/10$)
- Hapësira nga stacioni radio bazë në pikën e vrojtimit konsiderohet hapësirë e lirë.
- Diskretizimi i ekuacioneve të Makswell-it në rrafshin e kohës, skema shpjeguese e zgjidhjes sipas modelit teorik të propozuar.
- Zgjidhja e ekuacionit të diskretizuar dhe zgjedhja e hapit kalimtar (hapi i kohës $\Delta t$ duhet të kënaqë kushtin CFL).
- Interpretimi i rezultateve.

Një nga karakteristikat më të rëndësishme të metodës FDTD, është lehtësia me të cilën mund të përfshihen në llogaritje materiale përçues dhe jopërçues. Ka dy mënyra se si materialet dielektrike mund të përfshihen në këto llogaritje. Materiali mund të pozicionohet në një qelizë E ose në një qelizë H.

Në kapitullin 3 përshkruhet algoritmin aktual FDTD, materialet model në FDTD, dhe kushtet e kufijve përthithës dhe modelimi i burimeve që ngacmon fushat. Strukturat metalike janë më të ndjeshme ndaj efektit shkallë në krahasim me modelet e humbjes dielektike të trupit.

Burimi kryesor i gabimit nga përllogaritja në FDTD është gabimdiskretizimi, i cilivaret nga raportimidismadhësisëqelizore dhegjatësisë së valës. Zvogëlimi i madhësisë së qelizës përmirëson saktësinë, por gjithashtu rrit kërkesat llogaritëse në mënyrë të konsiderueshme.

Rregulli i përgjithshëm i pranuar për simulimet FDTD është, maksimumi i madhësisë së qelizës duhet të jetë më i vogël se një e dhjeta e gjatësisë së valës **('λ/10 ')**.

Algoritmi Yee është një metodë diferenciale e fundme dhe qëndrueshmëria e saj është e kushtëzuar. Një kusht i nevojshëm për qëndrueshmëri është që hapi i kohës Δt duhet të kënaqë kushtin CFL (Courant-Fridrichs-Lewy) [37].

$$\Delta t \leq \frac{1}{c_0\sqrt{\frac{1}{\min(\Delta x^2)}+\frac{1}{\min(\Delta y^2)}+\frac{1}{\min(\Delta z^2)}}} = CFL \tag{6.5}$$

Zakonisht hapi i kohës Δt zgjidhet që të jetë koefiçent i kushtit CFL. Psh në këtë punim hapi do të merret,

$$\Delta t = 0.99\ CFL$$

Llogaritjet numerike janë bërë për modele antene BTS me polarizim vertikal të ofruar nga Kathrein për zonën e frekuencave nga 900,1800,2100 MHz. Modeli i antenës së përdorur për këtë studim është treguar skematikisht në figurën 6.13. Modeli është në formën e shume rreshtave me qeliza. Qelizat në formë kubike janë të madhësisë Δx (= Δy = Δz) = 15mm.

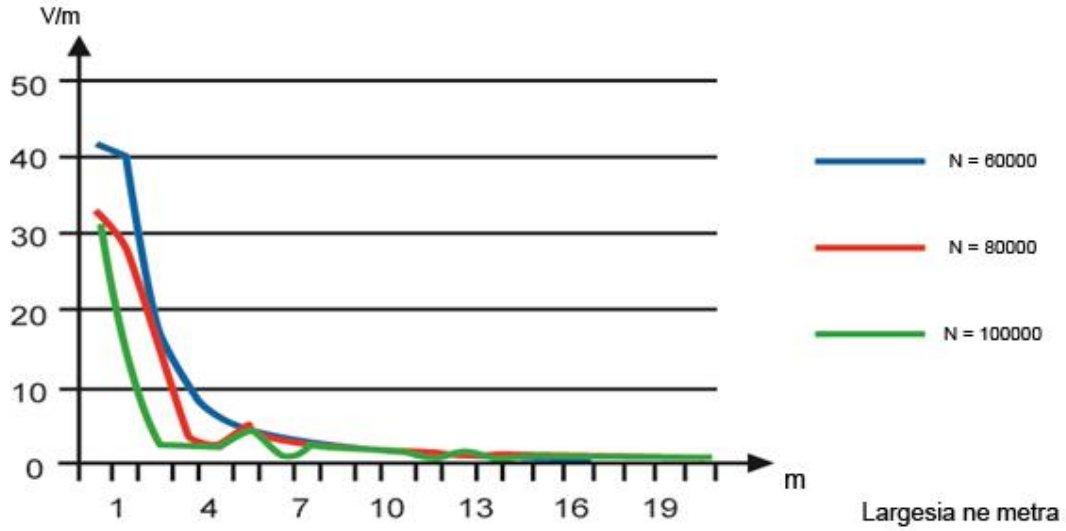



Figura 6.12 Përzgjedhja e numrit të kampioneve N sipas FDTD

Qelizat njësi janë përdorur për dizenjimin e modelit të përgjithshëm të quajtur antenë njësi. Kriteret përzgjedhëse të N kampioneve të qelizave përzgjedhëse për metodën FDTD jepen në figurën 6.12. Në studim numri i kampioneve është N=6000. Ky vlerësim është rekomanduar në [38] për llogaritjen e fushës në zonën e rrezatimit afër dhe larg saj.

Pasiguria e modelimit është futur në rastet kur parametrat fizik ose modelet janë të pasaktë ose ka pasiguri në vlerat e matura të hedhura. Pasiguria e modelimit përfshin gjithashtu dhe variacionin në rezultate të shkaktuara nga alternativat e ndryshme, thjeshtimet dhe përafrimet e bëra nga gjykimet e përdoruesve të ndryshëm, ose nga programet e ndryshme. Në ndryshim nga gabimet kompjuterike, pasiguria e modelimit zakonisht nuk mund të minimizohet lehtësisht, madje dhe vlerësimi i madhësisë së saj mund të jetë i vështirë. Ndonjëherë madhësia e pasigurisë së modelimit mund të vlerësohet me anë të analizës së variancës, duke testuar sa të ndjeshme janë rezultatet pas ndryshimeve të vogla në parametrat.

Faktoret të cilët ndikojnë negativisht në saktësinë e llogaritjes:

- Gabimi i diskretizimit: Kur rezolucioni kënaq kushtin $\Delta<\lambda/10$, rezultatet e vlerave janë të sakta në një nivel të kënaqshëm. Saktësia mund të ndikohet pak nga tipi i qelizës H apo E, Me rritjen e rezolucionit rritet dhe saktësia e rezultateve.
- Kushtet e përthithjes përgjatë kufirit të materialit: Gabimi gjatë përafrimit të hapsirës së lirë nga ABC mund të neglizhohet.
- Përafrimi Shkallë: Për objekte relativisht të mëdha,përafrimi shkallë i sipërfaqeve të lakuara mund të supozohet i vogël.
- Saktësia: Saktësia e modelit ka ndikim në saktësinë e vlerave të llogaritura. Nga rezultatet shohim se për një rezolucion të mirë te rrjetës ky gabim konsiderohet më i vogël se gabimi i diskretizimit.
- Metodat e llogaritjes së humbjes së densitetit të fuqisë: Kur rezolucioni kënaq kushtin $\Delta<\lambda/10$,diferenca ndërmjet dy metodave të llogaritjes mund të shkojë deri ne 5%.Me rritjen e rezolucionit kjo diferencë zvogëlohet.
- Modeli i antenës: Në rastin tonë modeli i qarkut të antenës u përafrua nga burime diskrete me rezistencë të tyre të brendshme.

Kodin e ekuacionit (6.1) për llogaritjen e intensitetit të fushës elektrike  për fushën në largesi  me metodën e diferencave të fundme në rrafshin e kohës (FDTD) në Matlab po e paraqesim në shtojcën A

## 6.2 Simulimet e algoritmit të propozuar Emf llogaritje Alg

Për të llogaritur intensitetin elektrik të fushës së rrezatuar nga antenat e atacioneve radio bazë ajo që propozohet lidhet me tre hapat si më poshtë:

- Mealgoritmin **EMF Llogaritje Alg**përcaktojmë vlerat e intensitetit të fushës elektrike të rrezatuar në varësi të distancës sipas boshti X ,Y ,Z dhe paraqesim grafikisht këtë varësi.
- Realizojmë simulimet në të njëjtat pika përgjatë boshteve X,Y dhe Z me programin NEC-2(Numerical Electromagnetics Code) implementim i MoM [39] .
- Duke përdorur aparatin NARDA SRM 3000 [40] matim përsëri intensitetin e fushës elektrike nga distanca dhe paraqesim grafikisht këtë varësi, në të njëjtin bosht koordinativ me grafikun e pikës një dhe dy.

Përmes kësaj metode të propozuar, realizojmë një vlerësim të shpejtë si për zonat në afërsi ashtu dhe për ato në largësi duke thjeshtuar kompleksitetin e llogaritjeve. Marrim në konsideratë dy skenare simulimi dhe për secilin skenarë kemi analizuar rastin e mëposhtëm.

Kemi tri operatorë celularë, çdo operatorë ka tre antena një një GSM900, një GSM1800 dhe një GSM2100 (në total 9 antena nga 3 për secilen bandë)

### 6.2.1 Simulim 1

Rasti i shqyrtuar kërkon llogaritjene intensitetit të fushës elektrike, magnetike dhe densitetit të fuqisë në një pikë të mjedisit. Llogaritjet numerike janë kryer për modele antene tipike të stacionit bazë. Përdorim antenat Kathrein më konkretisht tipet80010670, 80010671, 80010672. Në figurën 6.13paraqitet rasti i tre operatorëve celular( me tre antena secili) në një mjedis me koordinata karteziane për pikën e mesit me vlerat ( në metra)si më poshtë:

Antenat 1 ( 5,5,5)

Antenat 2 (2,8,6)

Antenat 3 (-4,-3,7)

Secili operator antenat i ka nga një antenë për 900/1800/2100 MHz . Si origjinë e sistemeve koordinativ merret pika P(0.0.0) ku do vlerësohet fusha elektromagnetike.

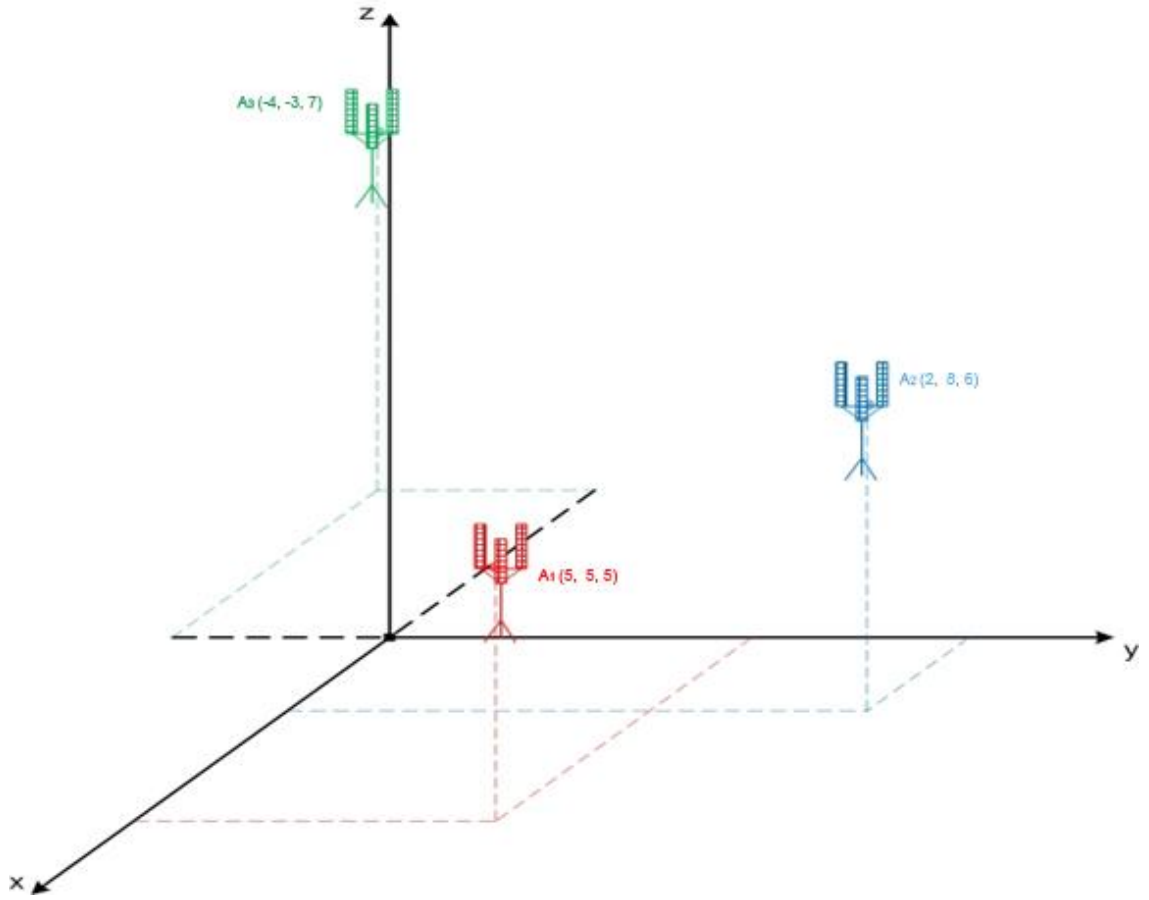



Figura 6.13 Gjeometria e simulimit 1

Pikat e marra në konsideratë janë sipas boshteve koordinative hapi i kampionimit është 0.5 m në secilin drejtim X,Y dhe Z.

Llogaritjet janë bërë për të tri frekuencat 900MHz, 1800MHz ,2100MHz së bashku për rastet e mëposhtme:

Intensiteti i fushës elektrike sipas x (ku y=0 dhe z=0)

Intensiteti i fushës elektrike sipas y (ku x=0 dhe z=0)

Intensiteti i fushës elektrike sipas z (ku x=0 dhe z=0)

Kemi tre operatorë celularë cdo operator ka tri antena një GSM900, një GSM1800 dhe një GSM2100.Vlerat e llogaritura dhe të matura janë kontribut i të gjithë antenave të pranishme dhe për të gjitha frekuencat.

Varësia e E, H dhe S sipas x (ku y=0 dhe z=0)

Në rastin në shqyrtim sipas boshtit të X është lëvizur nga vlera negative -4 m deri në 11 m (30 kampione).Figura 6.14 paraqet intensitetin e fushës elektrike,fushës magnetike dhe densitetin e fuqisë për dy metodat llogaritëse NEC-2, Emf Llogaritje Alg dhe për vlerën e matur në këto pika.

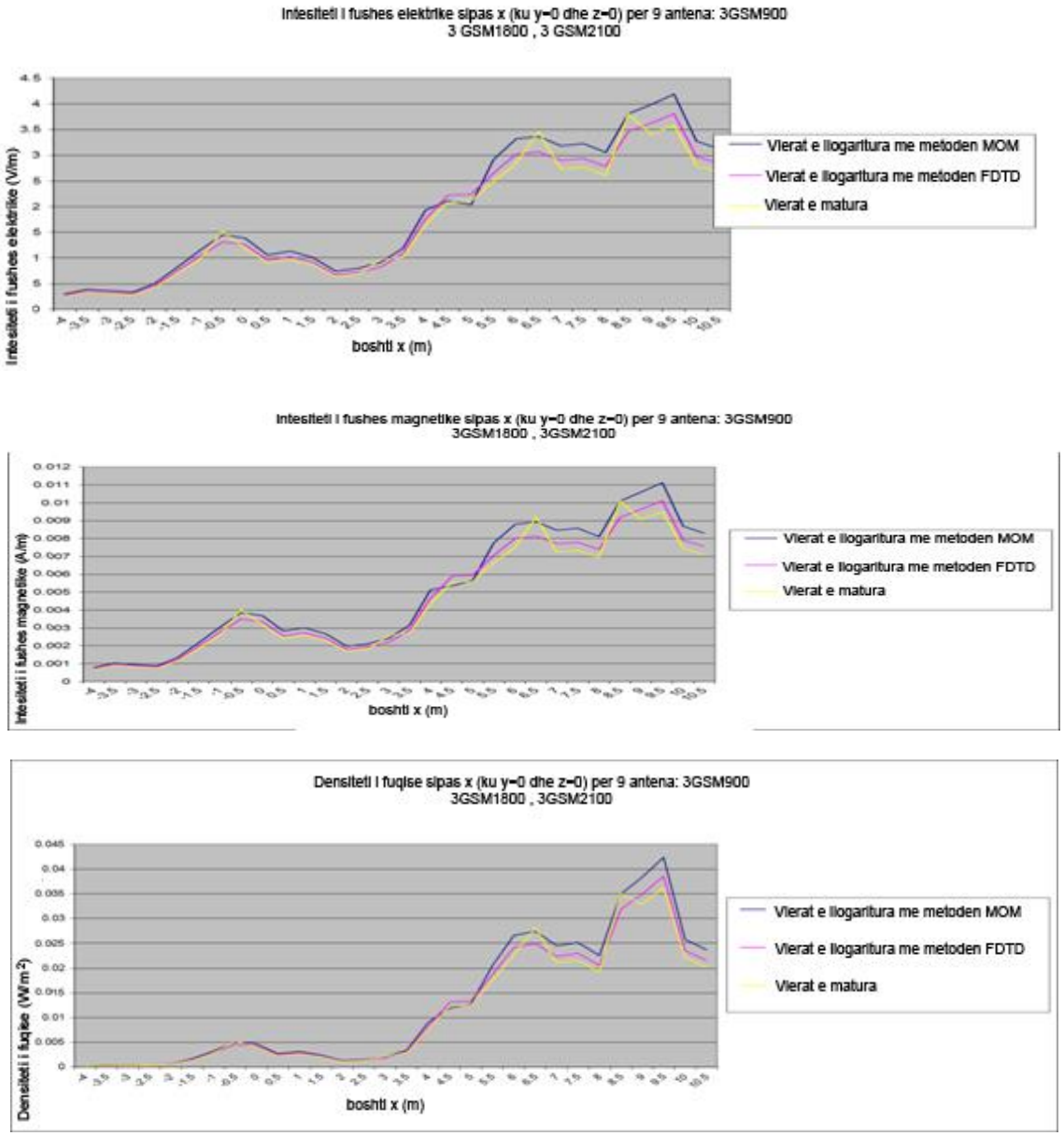



Figura 6.14 Varësia e E, H dhe S sipas boshtit x(m) (ku y=0 dhe z=0)

Tabela 6.2 paraqet vlerat intensitetin e fushës elektrike sipas boshtit x(m) (ku y=0 dhe z=0) me hap kampionimi 0.5m.

Tabela 6.2. Intensiteti i fushës elektrike sipas boshtit x(m) (ku y=0 dhe z=0)

| | Intensiteti fushes elektrike | 9 Antena 3GSM 900,3GSM1800 &3 GSM2100 | |
|---|---|---|---|
| Koordinatat (X.Y.Z) per pikat e vleresuara | Vlerat llogaritur me metoden e momenteve (MOM) (V/m) NEC-2 Koha per 1 kampion=85 s | Vlera llogaritur me metoden FDTD Emf Llogaritje Alg Koha per 1 kampion=20 s | Vlerat e matura me aparatin NARDA SRM3000 Koha per 1 kampion Taverage=360 s |
| | | | |
| 4. 0. 0 | 0.30200514 | 0.2749 | 0.258406 |
| 3.5 .0 . 0 | 0.3927495 | 0.3575 | 0.33605 |
| 3. 0. 0 | 0.36012108 | 0.3278 | 0.308132 |
| 2.5 .0 . 0 | 0.3356223 | 0.3055 | 0.28717 |
| 2. 0. 0 | 0.50579544 | 0.4604 | 0.432776 |
| 1.5 .0 . 0 | 0.82801482 | 0.7537 | 0.708478 |
| 1. 0. 0 | 1.14880602 | 1.0457 | 0.982958 |
| 0.5 .0 .0 | 1.45059144 | 1.3204 | 1.51846 |
| 0 .0 .0 | 1.3853346 | 1.261 | 1.18534 |
| 0.5 .0 .0 | 1.06157718 | 0.9663 | 0.908322 |
| 1. 0. 0 | 1.1321073 | 1.0305 | 0.96867 |
| 1.5 .0 . 0 | 1.00642746 | 0.9161 | 0.861134 |
| 2. 0. 0 | 0.74199444 | 0.6754 | 0.634876 |
| 2.5 .0 . 0 | 0.796485 | 0.725 | 0.6815 |
| 3. 0. 0 | 0.91304646 | 0.8311 | 0.972387 |
| 3.5 .0 . 0 | 1.19296974 | 1.0859 | 1.020746 |
| 4. 0. 0 | 1.93309656 | 1.7596 | 1.654024 |
| 4.5 .0 . 0 | 2.11033 | 2.2214 | 2.088116 |
| 5. 0. 0 | 2.043587 | 2.2457 | 2.110958 |
| 5.5 .0 . 0 | 2.91799146 | 2.6561 | 2.496734 |
| 6. 0. 0 | 3.31821144 | 3.0204 | 2.839176 |
| 6.5 .0 . 0 | 3.36962592 | 3.0672 | 3.465936 |
| 7. 0. 0 | 3.18835692 | 2.9022 | 2.728068 |
| 7.5 .0 . 0 | 3.23175162 | 2.9417 | 2.765198 |
| 8. 0. 0 | 3.0563052 | 2.782 | 2.61508 |
| 8.5 .0 . 0 | 3.80675886 | 3.4651 | 3.81161 |
| 9. 0. 0 | 3.98989548 | 3.6318 | 3.413892 |
| 9.5 .0 . 0 | 4.19126886 | 3.8151 | 3.586194 |
| 10. 0. 0 | 3.27196038 | 2.9783 | 2.799602 |
| 10.5. 0. 0 | 3.13243818 | 2.8513 | 2.680222 |
| Koha per 30 kampione | Koha per 30 kampione=2550 s | Koha per 30 kampione=600 s | Koha per 30 kampione=10800 s |

Vlerat e intensitetit të fushës elektrike janë përfituar në tri mënyra.

*Simulimi me anë të programit NEC-2* [39]

Vlera e një kampioni merret për një kohë të përafërt (80-85) sekonda.

Koha totale për 30 kampione 2550 sekonda.

*Simulimi me anë të algoritmit të propozuar Emf llogaritje Alg.*

Vlera e një kampioni merret për një kohë të përafërt 20 sekonda.

Koha totale për 30 kampione 600 sekonda.

*Matja me aparatin NARDA SRM 3000* [40]

Vlera e nje kampioni mesatarizues nxirret nga mesatarizimi i matjeve që zgjasin 360 sekonda.

Koha totale për 30 kampione 10800 sekonda.

Simulimet NEC-2 dhe Emf llogaritje Alg ekzekutohen në të njëjtën makine me kapacitete kompjuterike Server IBM x3650 M4, Xeon 2.0GHz/1333MHz/15MB, RAM 8GB,.etj Në simulimet në vijim do paraqesim vetëm grafikët pa tabelat sepse materiali do rëndohej së tepërmi nga ana vizuale.

Varësia e E, H dhe S sipas y (ku x=0 dhe z=0)

Në rastin në shqyrtim sipas boshtit të Y është lëvizur nga vlera negative -4 m deri në 11 m(30 kampione).Grafikët e mëposhtëm japin intensitetin e fushës elektrike, magnetike dhe densitetin e fuqisë për dy metodat llogaritëse dhe për vlerën e matur në këto pika figura 6.15

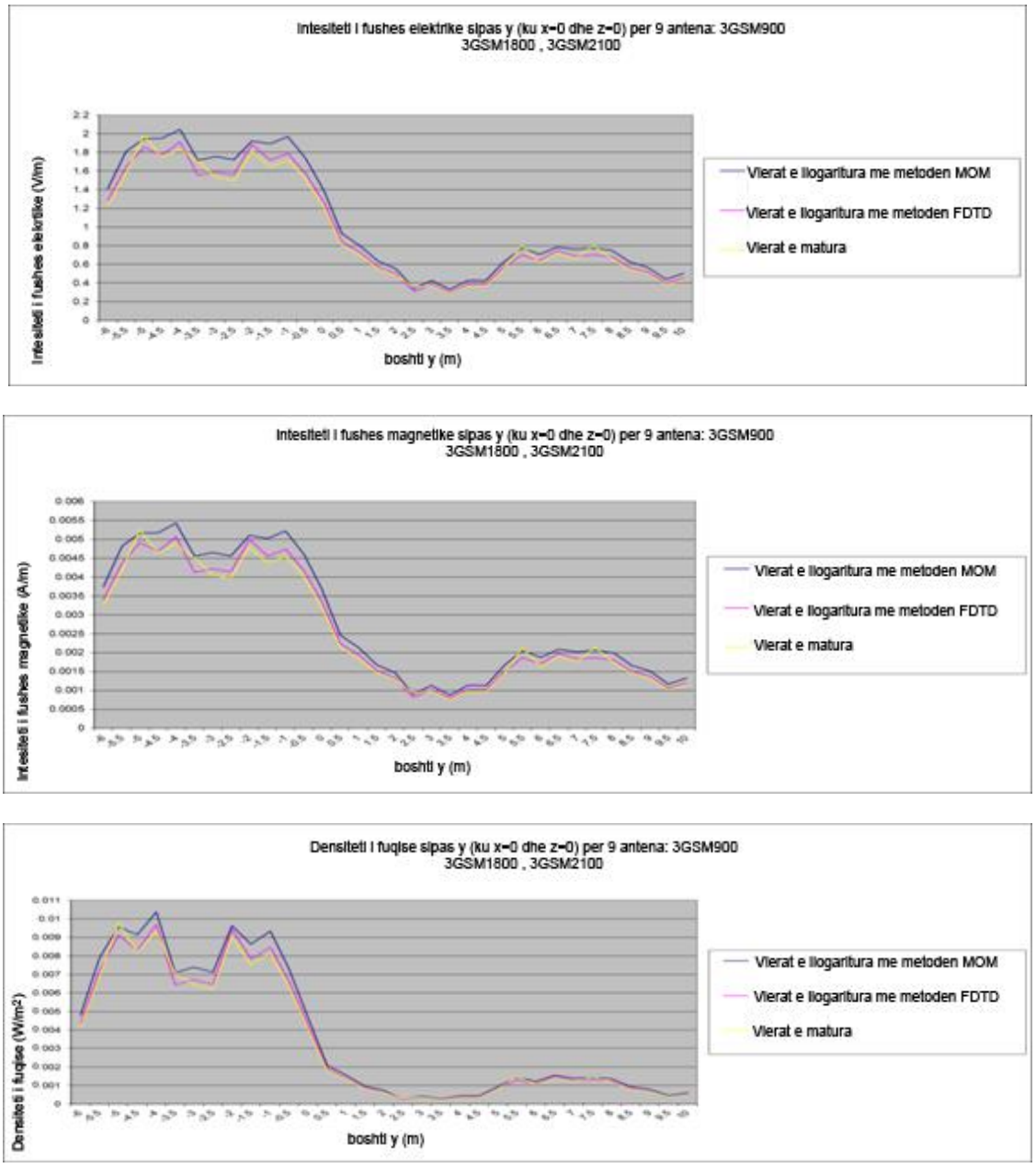



Figura 6.15 Varësia e E, H dhe S sipas boshtit y(m) (ku x=0 dhe z=0)

Varësia e E,H dhe S sipas Z (ku x=0 dhe y=0)

Në rastin në shqyrtim sipas boshtit të Z është lëvizur nga vlera negative -1.5 m deri në 4 m(12 kampione).Grafikët e mëposhtëm japin intensitetin e fushës elektrike, magnetike dhe densitetin e fuqisë për dy metodat llogarritëse dhe për vlerën e matur në këto pika figura 6.16

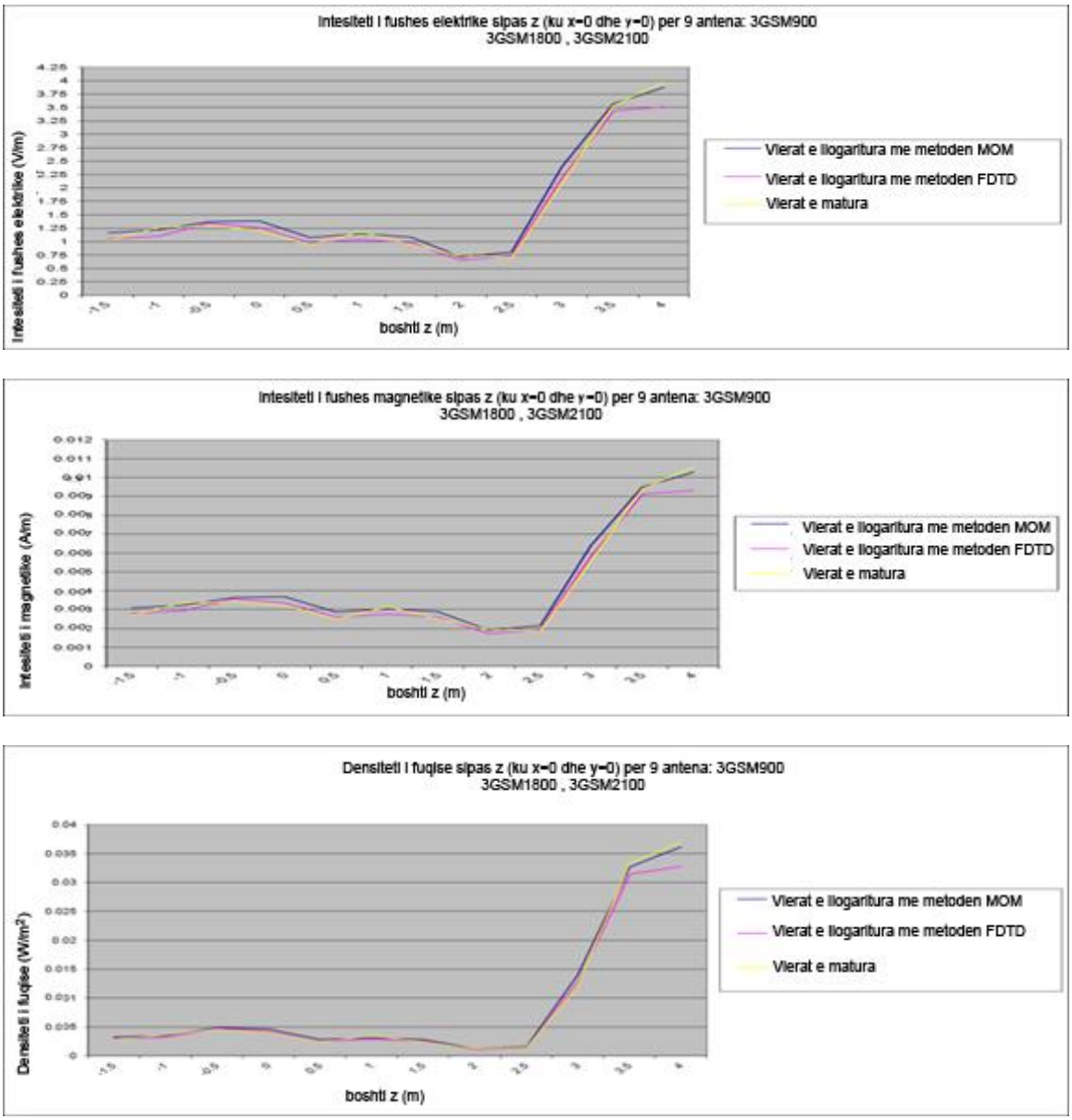



Figura 6.16 Varësia e E, H dhe S sipas boshtit z(m) (ku x=0 dhe y=0)

### 6.2.2 Simulim 2

Rasti i shqyrtuar kërkon llogaritjen e intensiteti të fushës elektrike, magnetike dhe densitetittë fuqisë  në një pikë të mjedisit. Llogaritjet numerike janë kryer për modele antene tipike të stacionit bazë. Përdorim antenat Kathrein më konkretisht tipet 80010670, 80010671, 80010672 .etj. Në figurën 6.17paraqitet rasti i tri operatorëve celular( me tri antena secili) në një mjedis me koordinata karteziane për pikën e mesit me vlerat

Antenat 1 (6, 6,5)

Antenat 2 (-4 ,-5 ,7)

Antenat 3 (-8 ,4 ,4  )

Secili operator antenat i ka  nga një antene për 900/1800/2100 MHz . Si origjinë e sistemeve kordinativ merret pika P(0.0.0) ku do vlerësohet fusha elektromagnetike

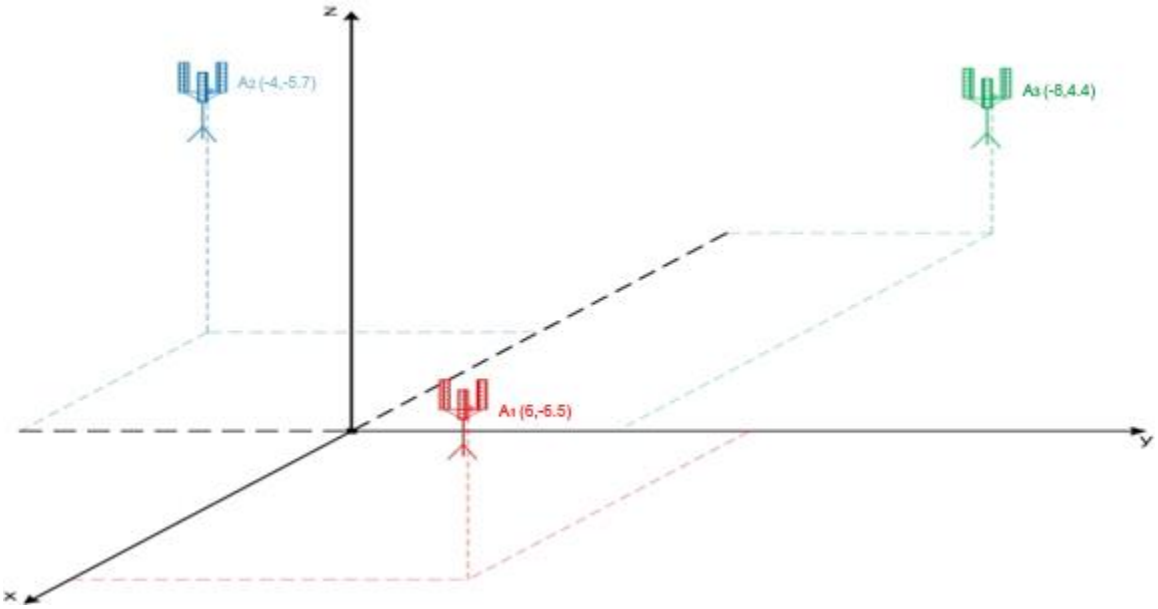



Figura 6.17 Gjeometria e simulimit 2

Pikat e marra në konsideratë janë  sipas boshteve koordinative hapi i kampionimit është 0.5m në secilin drejtim X,Y dhe Z. Llogaritjet janë bërë për të tre frekuencat 900MHz, 1800MHz ,2100MHz  së bashku për rastet e mëposhtme:

Intensiteti i fushës elektrike sipas x (ku y=0 dhe z=0)

Intensiteti i fushës elektrike sipas y (ku x=0 dhe z=0)

Intensiteti i fushës elektrike sipas z (ku x=0 dhe z=0)

Kemi 3 operatorë celularë cdo operator ka tre antena një GSM900, një GSM1800 dhe një GSM2100.Vlerat e llogarritura dhe të matura jane kontribut i të gjithë antennave të pranishme dhe për të gjitha frekuencat.

Varësia e E,H dhe S sipas x (ku y=0 dhe z=0)

Në rastin në shqyrtim sipas boshtit të X është lëvizur nga vlera negative -8.5m deri në 7m (30 kampione).Grafikët e mëposhtëm japin intensitetin e fushës elektrike, magnetike dhe densitetin e fuqisë për dy metodat llogaritëse NEC-2 ( Metoda e MoM), Emf Llogaritje Alg dhe për vlerën e matur në këto pika figura 6.18.

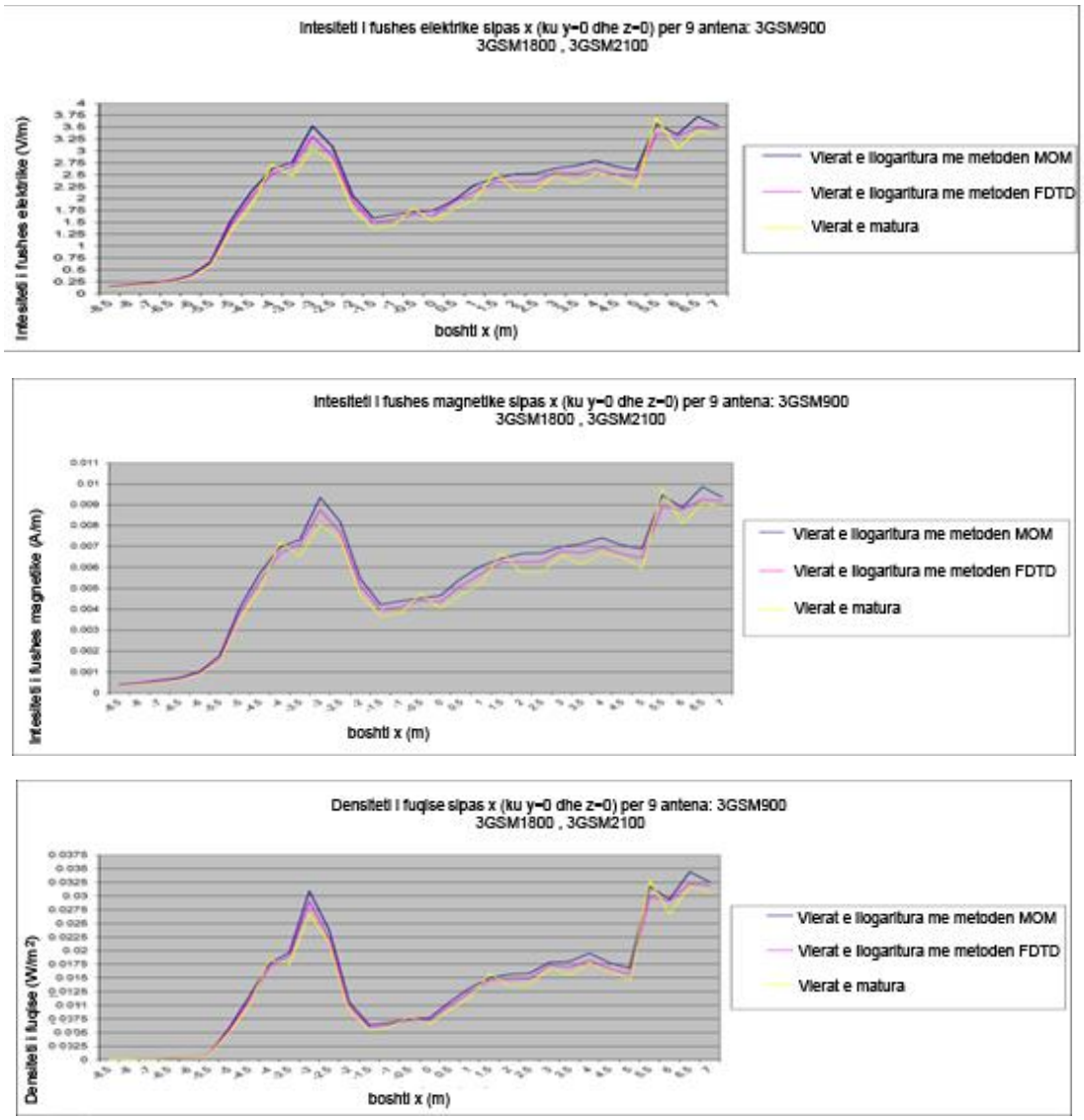



Figura 6.18 Varësia e E, H dhe S sipas boshtit x(m) (ku y=0 dhe z=0)

Tabela 6.3 paraqet vlerat intensitetin e fushës elektrike sipas boshtit x(m) (ku y=0 dhe z=0) me hap kampionimi 0.5m.

Tabela 6.3 Intensiteti i fushës elektrike sipas boshtit x(m) (ku y=0 dhe z=0)

| | Intensiteti fushes elektrike | 9 Antena 3GSM 900,3GSM1800 &3 GSM2100 | |
|---|---|---|---|
| Koordinatat (X.Y.Z) per pikat e vleresuara | Vlerat llogaritur me metoden e momenteve (MOM) (V/m) NEC-2 Koha per 1 kampion=(80-85) s | Vlera llogaritur me metoden FDTD Emf Llogaritje Alg Koha per 1 kampion=(20-25) s | Vlerat e matura me aparatin NARDA SRM3000 Koha per 1 kampion Taverage=360 s |
| | | | |
| 8.5.0.0 | 0.15373722 | 0.1443 | 0.132756 |
| 8.0.0 | 0.1875104 | 0.176 | 0.16192 |
| 7.0.0 | 0.2269302 | 0.213 | 0.19596 |
| 6.5.0.0 | 0.27721708 | 0.2602 | 0.239384 |
| 6. 0. 0 | 0.38897754 | 0.3651 | 0.335892 |
| 5.5 .0 . 0 | 0.67365242 | 0.6323 | 0.581716 |
| 5. 0. 0 | 1.54152726 | 1.4469 | 1.331148 |
| 4.5 .0 . 0 | 2.15860694 | 2.0261 | 1.864012 |
| 4. 0. 0 | 2.625584 | 2.5246 | 2.726568 |
| 3.5 .0 . 0 | 2.764726 | 2.6842 | 2.469464 |
| 3. 0. 0 | 3.52359742 | 3.3073 | 3.042716 |
| 2.5 .0 . 0 | 3.08870114 | 2.8991 | 2.783136 |
| 2. 0. 0 | 2.061549 | 1.935 | 1.7802 |
| 1.5 .0 . 0 | 1.5975673 | 1.4995 | 1.37954 |
| 1. 0. 0 | 1.65712316 | 1.5554 | 1.430968 |
| 0.5 .0 .0 | 1.710006 | 1.6602 | 1.793016 |
| 0 .0 .0 | 1.75535304 | 1.6476 | 1.515792 |
| 0.5 .0 .0 | 1.954047 | 1.9347 | 1.779924 |
| 1. 0. 0 | 2.29263426 | 2.1519 | 1.979748 |
| 1.5 .0 . 0 | 2.421221 | 2.3507 | 2.538756 |
| 2. 0. 0 | 2.51317206 | 2.3589 | 2.170188 |
| 2.5 .0 . 0 | 2.52329336 | 2.3684 | 2.178928 |
| 3. 0. 0 | 2.63474 | 2.558 | 2.48126 |
| 3.5 .0 . 0 | 2.69194618 | 2.5267 | 2.324564 |
| 4. 0. 0 | 2.7988058 | 2.627 | 2.52192 |
| 4.5 .0 . 0 | 2.66978586 | 2.5059 | 2.455782 |
| 5. 0. 0 | 2.5979779 | 2.4385 | 2.24342 |
| 5.5 .0 . 0 | 3.574417 | 3.355 | 3.6905 |
| 6. 0. 0 | 3.345524 | 3.3124 | 3.047408 |
| 6.5.0.0 | 3.71888524 | 3.4906 | 3.420788 |
| 7.0.0 | 3.536952 | 3.4676 | 3.363572 |
| Koha per 30 kampione | Koha per 30 kampione=2550 s | Koha per 30 kampione=600 s | Koha per 30 kampione=10800 s |

Vlerat e intensitetit të fushës elektrike janë përfituar në tre mënyra.

*Simulimi me anë të programit NEC-2* [39].

Vlera e një kampioni merret për një kohë të përafërt (80-85) sekonda.

Koha totale për 30 kampione 2550 sekonda.

*Simulimi me anë të algoritmit të propozuar Emf llogaritje Alg.*

Vlera e një kampioni merret për një kohë të përafërt (20-25) sekonda.

Koha totale për 30 kampione 600 sekonda.

*Matja me aparatin NARDA SRM 3000* [40].

Vlera e një kampioni mesatarizues nxirret nga mesatarizimi i matjeve që zgjasin 360 sekonda.

Koha totale për 30 kampione 10800 sekonda.

Simulimet NEC-2 dhe Emf llogaritje Alg ekzekutohen në të njëjtën makine me kapacitete kompjuterike Server IBM x3650 M4, Xeon 2.0GHz/1333MHz/15MB, RAM 8GB,...etj

Varësia e E,H dhe S sipas y (ku x=0 dhe z=0)

Në rastin në shqyrtim sipas boshtit të Y është lëvizur nga vlera negative -6 m deri në 10 m (30 kampione).Grafikët e mëposhtëm japin intensitetin e fushës elektrike, magnetike dhe densitetin e fuqisë për dy metodat llogaritëse dhe për vlerën e matur në këto pika figura 6.19.

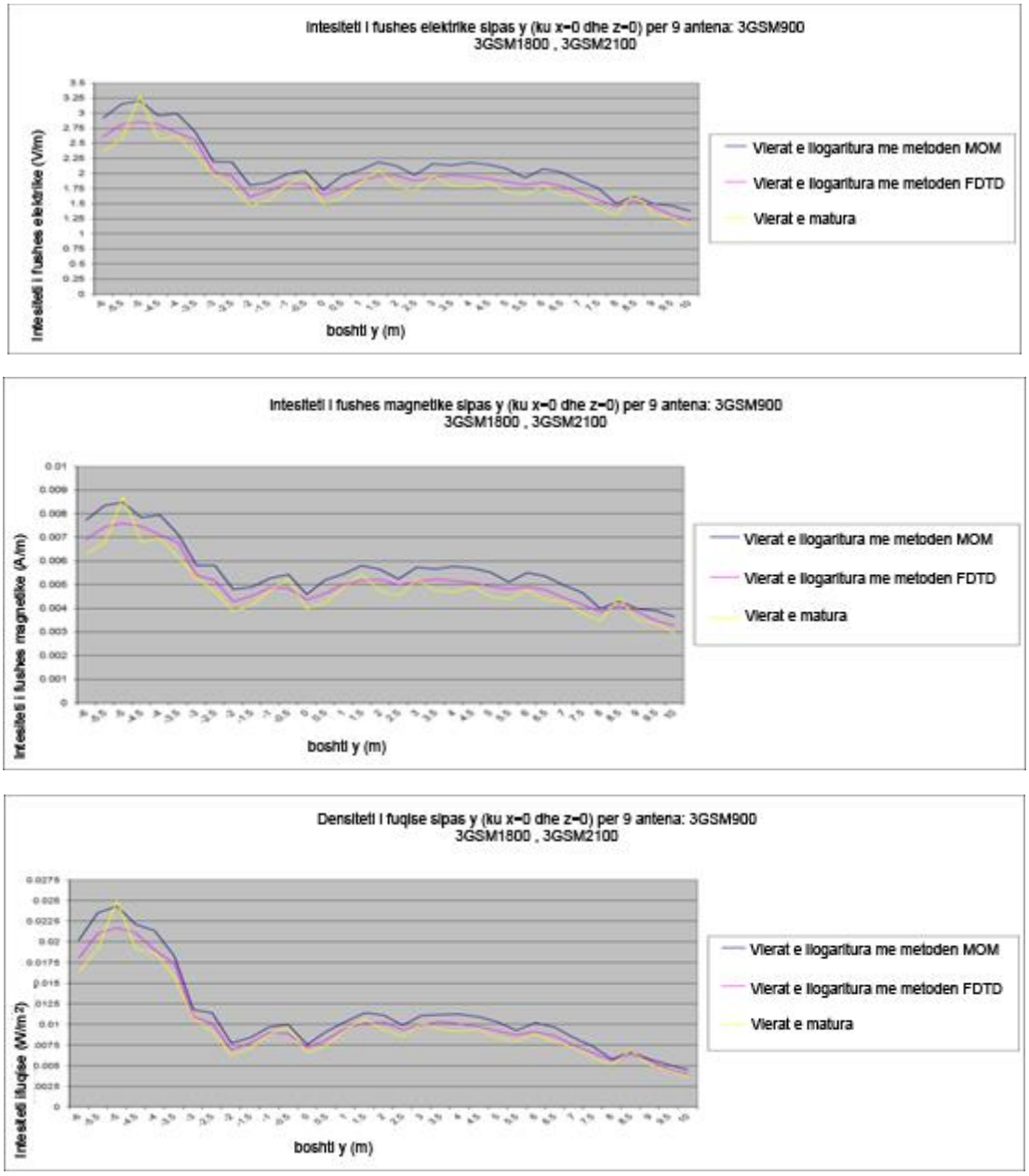
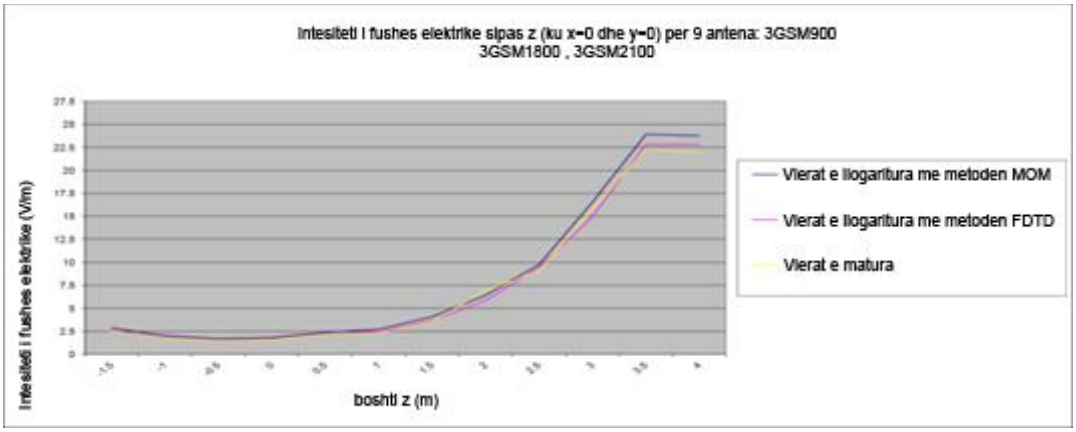
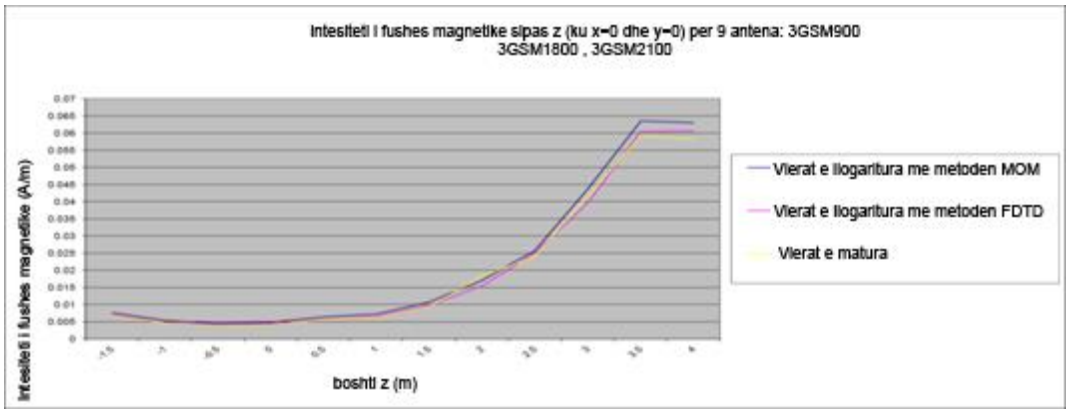



Figura 6.19 Varësia e E, H dhe S sipas boshtit y(m) (ku x=0 dhe z=0)

Varësia e E,H dhe S sipas Z (ku x=0 dhe y=0)

Në rastin në shqyrtim sipas boshtit të Y është lëvizur nga vlera negative -1.5m deri në 4m(12 kampione).Grafikët e mëposhtëm japin intensitetin e fushës elektrike, magnetike dhe densitetin e fuqisë për dy metodat llogaritëse dhe për vlerën e matur në këto pika figura 6.20



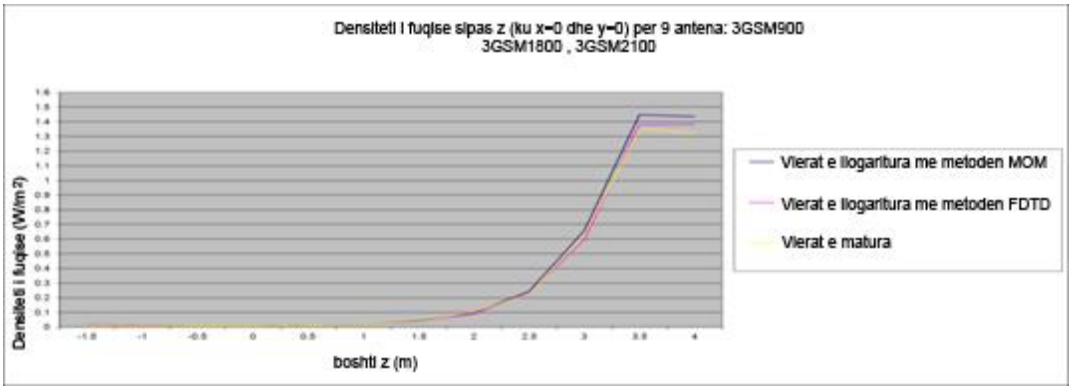




Figura 6.20 Varësia e E, H dhe S sipas boshtit z(m) (ku x=0 dhe y=0)

## 6.3 Interpretimi i rezultateve

Rezultatet e simulimeve të paraqitura në paragrafin 6.2.1 dhe 6.2.2 tregojnë parametrat e llogaritura me algoritmin "Emf Llogaritje Alg" ( vija me ngjyrë rozë), metodën e momenteve MOM nga programi NEC-2 (vija me ngjyrë blu) dhe vlerat e matura me aparatin NARDA SRM 3000 (vija me ngjyrë të verdhë) në distanca të ndryshme të boshteve x,y dhe z sipas rastit përkatës kundrejt qëndrave të antenave me koordinata të pa ndryshuara.

*Metoda e momenteve MoM nga programi NEC-2*

- Metoda llogaritëse e bazuar mbi algortimin e metodës së momenteve analizuar nga programi NEC-2 për fushën në largësi paraqet një mbivlerësim të pastër afërsisht 15% ,veçanërisht përgjatë drejtimeve të boshteve X dhe Y, e më pak përgjatë drejtimit të boshtit Z.
- Kjo metodë është përherë konservative, me një mbivlerësim të pranuar.
- Metoda MoM është një teknikë efikase në modelimin e antenave për llogaritjen e fushës elektromagnetike në prani të disa stacioneve radio bazë por me një të metë, kërkon kapacitete të larta kompjuterike (modeli referencë është një matricë e ndërlikuar për një rrjet 3D) dhe është mjaft jopraktike për frekuenca në GSM,UMTS.
- Metoda e momenteve MoM si vecori të saj ka dhe kohën e përpunimit është përgjithësisht e lartë.
- Karakterizimi i antenave komplekse kërkon kapacitete përpunuese të mëdhaja dhe kohë.

*Metoda e propozuar "Emf Llogaritje Alg"*

- Kjo metodë lejon një karakterizim të thjeshtë të mjedisit elektromagnetik, duke filluar nga modeli i antenës. Thelbi i kësaj meode është llogaritja në të ashtuquajturën " hapësirë e lirë", e bazuar në modelin rrezatues të propozuar për fushën në largësi. Modeli 2D rindërtohet nga kriteri i projeksionit të vendosur në algoritëm. Zbatueshmëria e kësaj metode bazohet në supozimin që fusha rrezaton në mënyrë të pavarur nga drejtimi i vrojtimit.

- Metoda e propozuar “Emf Llogaritje Alg” për fushën në largësi paraqet vlera referencë të llogaritura më të ulta se metoda e momenteve MoM , vlera të cilat konvergojnë me vlerat e matura.
- Metoda e propozuar “Emf Llogaritje Alg” paraqet një mbivlerësim të vlerës së matur jo vetëm në drejtim ku rrezatohet pjesa më e madhe e fuqisë (lobi kryesor dhe lobet e para sekondare), por gjithashtu dhe në drejtimet e lobeve anësore. Kjo si rezultat i kriterit të rastit më të keq në algoritmin e përdorur. Mbivlerësim i cili shkon afërsisht 10%.
- Është një metodë e fuqishme për këtë skenar dhe nuk kërkon shumë kohë ( 4-6 herë më pak kohë se MoM pasi nuk ka asnjë matricë për të plotësuar dhe për të zgjidhur).
- Nuk kërkon kapacitete të larta kompjuterike mund të ekzekutohet në një kompjuter me kapacitete normale pa ndonjë ndryshim të madh kohor sesa kur ekzekutohet në një server.
- Kërkon “ rigorozisht” plotësimin e kushteve fillestare sepse diskretizimi i tepruar i hapësirës do të cojë në kërkesën e një numri të madh të qelizave Yee që ndikojnë në kapacitet e përpunimit dhe kohën e ekzekutimit.

## 6.4 Përfundime

1. Analiza e krahasimit midis vlerave të llogaritura dhe ato të maturat përcakton që algoritmi i propozuar llogarit me saktësi fushën afër dhe larg stacioneve radio bazë (deri në 12 antena BTS) në mjedisin urban me një shkallë gabimi më të vogël se 10%
2. Analiza e krahasimit midis vlerave të llogaritura me algoritmin e propozuar dhe me simulatorin NEC-2 përcakton vlera konverguese te njëra-tjetra duke na e konfirmuar saktësinë e algoritmit të propozuar.
3. Analiza e krahasimit midis kohës së ekzekutimit të algoritmit të propozuar dhe simulimit me NEC-2 na konfirmon shpejtësinë e algoritmit të propozuar dhe aftësinë e tij për tu ekzekutuar në makina me kapacitete kompjuterike të ulta.

4. Për stacionet radio bazë të mara në studim, të cilat operojnë njëkohësisht në 900/1800/2100MHZ algoritmi “Emf Llogaritje Alg” llogarit zonat e sigurisë Iso-kurbat (hapësira ku vlera $E \geq 41$ V/m) në planet x-y, x-z dhe y-z.
5. Në një mjedis, në prani të disa stacioneve radio bazë, llogarisim intensitetin e fushës elektrike, magnetike dhe densitetin e fuqisë në distanca të ndryshme nga antena në një kohë të shkurtër dhe me një procedurë të besueshme.

# PJESA IV

# PËRFUNDIME

# PËRFUNDIME

## 1. Përfundime

Objektivi që u shtrua për tu realizuar në këtë punim ishte llogaritja teorike e intensitetit të fushës elektrike, magnetike dhe densitetit të fuqisë nga antenat e stacioneve radio bazë duke marrë në konsideratë ndikimin e përbashkët të tyre.

Për këtë u propozuan:

- Modeli teorik mbi të cilin u simulua antena e stacionit radio bazë.
- Metoda numerike mbështetur te FDTD me propozimet përkatëse.
- Algoritmi i "Emf Llogaritje Alg"
- Krahasimi i simulimeve të algoritmit "Emf Llogaritje Alg" me simulimin NEC-2 dhe me matjet praktike.

Krahasimi i rezultateve jep këto përfundime:

1. Modeli teorik i propozuar bazohet te modeli "Far-field Gain-based". Vlefshmëria e të cilit është e kufizuar në zonën Fraunhofer ku vala është sferike dhe amplituda e fushës varet vetëm nga distanca nga antena. Modifikimi i këtij modeli me dy propozimet e kryera bën të mundur shfrytëzimin e tij dhe në zonën Fresnel-it ku vala është cilindrike.
2. Modeli kryen një vlerësim të shpejtë dhe të thjeshtë të fushës së rrezatuar nga antenat e stacioneve radio bazë.
3. Modeli kryen vlerësimin e fushës në mënyrë të pavarur nga drejtimi i vrojtimit.
4. Modeli i propozuar jep një mbivlerësim të fushës elektromagnetike. Kjo nuk duhet të interpretohet si e metë e modelit pasi qëllimi është llogaritja e fushës dhe krahasimi me vlerat referencë. Prandaj ky mbivlerësim na shërben të kuptohet që vlera reale është më ulët se ajo që llogarisim.
5. Zgjedhja e metodës numerike FDTD me propozimin përkatës (diskretizimi vetëm i antenës së stacioneve radio bazë dhe hapësira nga stacioni radio bazë deri tek

pika e vrojtimit hapësirë e lirë) ndikon në uljen e kohës së ekzekutimit. Analiza e krahasimit midis kohës së ekzekutimit të algoritmit të propozuar dhe simulimit me NEC-2, konfirmon shpejtësinë e algoritmit të propozuar ( koha e ekzekutimit ulet afërsisht tre herë krahasuar me simulimin NEC-2) dhe aftësinë e tij për tu ekzekutuar në makina me kapacitete kompjuterike të ulta.

6. Krahasimi midis vlerave të llogaritura dhe ato të maturat përcakton që algoritmi i propozuar llogarit me saktësi fushën afër dhe larg stacioneve radio bazë (deri në 12 antena BTS) në mjedisin urban me një shkallë gabimi më të vogël se 10%
7. Krahasimi midis vlerave të llogaritura me algoritmin e propozuar "EMF Llogaritje Alg" dhe me simulatorin NEC-2 përcakton vlera konverguese te njëra-tjetra duke na e konfirmuar saktësinë e algoritmit të propozuar.
8. Për stacionet radio bazë të mara në studim, të cilat operojnë njëkohësisht në 900/1800/2100MHZ algoritmi "Emf Llogaritje Alg" llogarit zonat e sigurisë Iso-kurbat (hapësira ku vlera $E \geq 41$ V/m) në planet x-y, x-z dhe y-z.
9. Në një mjedis, në prani të disa stacioneve radio bazë, llogarisim intensitetin e fushës elektrike, magnetike dhe densitetin e fuqisë në distanca të ndryshme nga antena në një kohë të shkurtër dhe me një procedurë të besueshme.

## 2. Puna në të ardhmen

1. Llogaritja e fushës elektromagnetike pranë dy ose më shumë stacioneve radio bazë, shërben si një bazë e mirë për studimin e mëtejshëm të vlerësimit të fushës edhe atëherë kur numri i stacioneve radio bazë do të jetë më shumë se 12 stacione.
2. Marrja në konsideratë e pranisë në ambjentin vlerësues jo vetëm të stacioneve radio bazë por dhe të transmetuesve të ndryshëm (radiofonik, televiziv,radioura dhe transmetuesa wireless).
3. Përmisimi i algoritmit me module të reja të cilat do të jenë të afta të përcaktojnë kontributin e secilit stacion transmetues në frekuenca të ndryshme

# SHTOJCA A

## Kodi në matlab i FDTD

### Kodi në MATLAB për zgjidhjen e ekuacioneve të fushës në largësi sipas FDTD

```
function mit18086_farfield
%     Zgjidh ekuacionin e fushes ne largesi
%     metoda e zgjidhjes eshte FDTD.
%     Percaktoni hapin e qelizes Yee dhe kushtin e qendrushmerise
% ---------------------------------------------------------------------------

FDTD MATLAB far field solver

% Copyright SNM/GN 2011

Js = PortM(m)/d^4*(IG(m, kt)+IG(m, kt+1))/2; % volumetric current density at n+1/2 -
tested

i_e = PortIndX(m); % port location grid nodes

j_e = PortIndY(m); % port location grid nodes

k_e = PortIndZ(m); % port location grid nodes

Jx = d*Js/2*PortNX(m);

Jy = d*Js/2*PortNY(m);

Jz = d*Js/2*PortNZ(m);

% coil/loop along the x-axis

% Update equations (simple addition - right-hand rule exactly)

EzN(i_e, j_e, k_e) = EzN(i_e, j_e, k_e) + Ez2(i_e-1, j_e-1, k_e)*Jx;

EzN(i_e, j_e+1, k_e) = EzN(i_e, j_e+1, k_e) - Ez2(i_e-1, j_e, k_e)*Jx;

EyN(i_e, j_e, k_e) = EyN(i_e, j_e, k_e) - Ey2(i_e-1, j_e, k_e-1)*Jx;

EyN(i_e, j_e, k_e+1) = EyN(i_e, j_e, k_e+1) + Ey2(i_e-1, j_e, k_e)*Jx;

EzN(i_e+1, j_e, k_e) = EzN(i_e+1, j_e, k_e) + Ez2(i_e, j_e-1, k_e)*Jx;

EzN(i_e+1, j_e+1, k_e) = EzN(i_e+1, j_e+1, k_e) - Ez2(i_e, j_e, k_e)*Jx;

EyN(i_e+1, j_e, k_e) = EyN(i_e+1, j_e, k_e) - Ey2(i_e, j_e, k_e-1)*Jx;
```

```
EyN(i_e+1, j_e, k_e+1) = EyN(i_e+1, j_e, k_e+1) + Ey2(i_e, j_e, k_e)*Jx;
% step n
AntEx = 1/4*(ExP(i_e, j_e, k_e)+...
ExP(i_e, j_e+1, k_e)+...
ExP(i_e, j_e, k_e+1)+...
ExP(i_e, j_e+1, k_e+1));
% E-fields for all ports -step n
AntHx = 0.5*(HxN(i_e, j_e, k_e) + HxN(i_e+1, j_e, k_e));
% H-fields for all ports -step n+1/2
% coil/loop along the y-axis
% Update equations (simple addition - right-hand rule exactly)
EzN(i_e, j_e, k_e) = EzN(i_e, j_e, k_e) - Ez2(i_e-1, j_e-1, k_e)*Jy;
EzN(i_e+1, j_e, k_e) = EzN(i_e+1, j_e, k_e) + Ez2(i_e, j_e-1, k_e)*Jy;
ExN(i_e, j_e, k_e) = ExN(i_e, j_e, k_e) + Ex2(i_e, j_e-1, k_e-1)*Jy;
ExN(i_e, j_e, k_e+1) = ExN(i_e, j_e, k_e+1) - Ex2(i_e, j_e-1, k_e)*Jy;
EzN(i_e, j_e+1, k_e) = EzN(i_e, j_e+1, k_e) - Ez2(i_e-1, j_e, k_e)*Jy;
EzN(i_e+1, j_e+1, k_e) = EzN(i_e+1, j_e+1, k_e) + Ez2(i_e, j_e, k_e)*Jy;
ExN(i_e, j_e+1, k_e) = ExN(i_e, j_e+1, k_e) + Ex2(i_e, j_e, k_e-1)*Jy;
ExN(i_e, j_e+1, k_e+1) = ExN(i_e, j_e+1, k_e+1) - Ex2(i_e, j_e, k_e)*Jy;
% step n
AntEy = 1/4*(EyP(i_e, j_e, k_e)+...
EyP(i_e+1, j_e, k_e)+...
EyP(i_e, j_e, k_e+1)+...
EyP(i_e+1, j_e, k_e+1));
% E-fields for all ports -step n
AntHy = 0.5*(HyN(i_e, j_e, k_e) + HyN(i_e, j_e+1, k_e));
% H-fields for all ports -step n+1/2
```

```
% coil/loop along the z-axis

% Update equations (simple addition - right-hand rule exactly)

ExN(i_e, j_e, k_e) = ExN(i_e, j_e, k_e) - Ex2(i_e, j_e-1, k_e-1)*Jz;

% ---------------------------------------------------------------------------
Re = 1e2;      % Reynolds number
dt = le-2;      % time step
tf = 4e-0;      % final time
1x = 1;         % width of box
ly = 1;         % height of box
nx  =  90;      % number of x-gridpoints
ny = 90;        % number of y-crridpoints
nsteps = 10; % number of steps with graphic output
% ---------------------------------------------------------------------------
nt = ceil(tf/dt); dt = tf/nt;
x = linspace(0,1x,nx+1); hx = lx/nx;
y = linspace(0,1y,ny+1); hy = ly/ny;
[X,Y] = meshgrid(y,x);
% ---------------------------------------------------------------------------
% initial conditions
U = zeros(nx-1,ny); V = zeros(nx,ny-1);
% boundary conditions
uN = x*0+1;      vN = avg(x)*0;
uS =  7 . 0 ;      vS = avg(x)*0;
uW = avg(y)*0; vW = y*0;
uE = avg(y)*0; vE = y*0;
% ---------------------------------------------------------------------
%     Jepni parametrat e antenave
%     metoda e zgjidhjes eshte FDTD.
% ---------------------------------------------------------------------
% setting up parameters

Js = PortM(m)/d^3*(IG(m, kt)+IG(m, kt+1))/2;% volum. current density at n+1/2

i_e = PortIndX(m); % port location grid nodes

j_e = PortIndY(m); % port location grid nodes

k_e = PortIndZ(m); % port location grid nodes

Jx = d*Js/2*PortNX(m);

Jy = d*Js/2*PortNY(m);

Jz = d*Js/2*PortNZ(m);
```

```
ExN(i_e, j_e, k_e) = ExN(i_e, j_e, k_e) - Ex2(i_e, j_e-1, k_e-1)*Jx;

ExN(i_e-1, j_e, k_e) = ExN(i_e-1, j_e, k_e) - Ex2(i_e-1, j_e-1, k_e-1)*Jx;

EyN(i_e, j_e, k_e) = EyN(i_e, j_e, k_e) - Ey2(i_e-1, j_e, k_e-1)*Jy;

EyN(i_e, j_e-1, k_e) = EyN(i_e, j_e-1, k_e) - Ey2(i_e-1, j_e-1, k_e-1)*Jy;

EzN(i_e, j_e, k_e) = EzN(i_e, j_e, k_e) - Ez2(i_e-1, j_e-1, k_e)*Jz;

EzN(i_e, j_e, k_e-1) = EzN(i_e, j_e, k_e-1) - Ez2(i_e-1, j_e-1, k_e-1)*Jz;

AntI(m, kt) = IG(m, kt);

AntE(m, kt) = PortNX(m)*(ExP(i_e, j_e, k_e) + ExP(i_e-1, j_e, k_e)) + ...

PortNY(m)*(EyP(i_e, j_e, k_e) + EyP(i_e, j_e-1, k_e)) + ...

PortNZ(m)*(EzP(i_e, j_e, k_e) + EzP(i_e, j_e, k_e-1));

AntE(m, kt) = AntE(m, kt)/2;

% at step n - tested

AntH(m, kt) = PortNX(m)*(HxN(i_e, j_e, k_e) + HxN(i_e, j_e-1, k_e) + HxN(i_e, j_e, k_e-
1) + HxN(i_e, j_e-1, k_e-1)) + ...

PortNY(m)*(HyN(i_e, j_e, k_e) + HyN(i_e-1, j_e, k_e) + HyN(i_e, j_e, k_e-1) + HyN(i_e-
1, j_e, k_e-1)) + ...

PortNZ(m)*(HzN(i_e, j_e, k_e) + HzN(i_e-1, j_e, k_e) + HzN(i_e, j_e-1, k_e) + HzN(i_e-
1, j_e-1, k_e)) + ...

PortNX(m)*(HxP(i_e, j_e, k_e) + HxP(i_e, j_e-1, k_e) + HxP(i_e, j_e, k_e-1) + HxP(i_e,
j_e-1, k_e-1)) + ...

PortNY(m)*(HyP(i_e, j_e, k_e) + HyP(i_e-1, j_e, k_e) + HyP(i_e, j_e, k_e-1) + HyP(i_e-
1, j_e, k_e-1)) + ...

PortNZ(m)*(HzP(i_e, j_e, k_e) + HzP(i_e-1, j_e, k_e) + HzP(i_e, j_e-1, k_e) + HzP(i_e-
1, j_e-1, k_e));

AntH(m, kt) = AntH(m, kt)/8;

% ---------------------------------------------------------------------

Ubc = dt/Res*([2*uS(2:end-1)' zeros(nx-1,ny-2) 2*uN(2:end-1)']/hx^2+...
      [uW;zeros(nx-3,ny);uE]/hy^2);
Vbc = dt/Re*((vS' zeros(nx,ny-3) vN']/hx^2+...
      (2.vW(2:end-1);zeros(nx-2,ny-1);24,vE(2:end-1)]/hy-2);

fprintf('initialization')
Lp = kron(speye(ny),K1(nx,hx,1))+kron(K1(ny,hy,1),speye(nx));
```

```
Lp(1,1) = 3/2*Lp(1,1);
perp = symamd(Lp); Rp = chol(Lp(perp,perp)); Rpt = Rp';
Lu = speye((nx-1),*ny)+dt/Re*(kron(speye(ny),K1(nx-1.hx,2))+...
     kron(K1(ny,hy,3),speye(nx-1)));
peru = symamd(Lu); Ru = chol(Lu(peru,peru)); Rut - Ru';
Lv = speye(nx*(ny-1))+dt/Re*(kron(speye(ny-1),K1(nx,hx,3))+...
     kron(K1(ny-1,hy,2),speye(nx)));
perv = symamd(Lv); Rv = chol(Lv(perv,perv)); Rvt = Rv';
Lq = kron(speye(ny-1),K1(nx-1,hx,2))+kron(Kl(ny-1,hy,2),speye(nx-1));
perq = symamd(Lq); Rq = chol(Lq(perq,perq)); Rqt = Rq';

fprintf(', time loop\n--20%%--40%%--60%%--80%%-100%%\n')
for k = 1:nt
% treat nonlinear terms
gamma = min(1.2*dt*max(max(max(abs(U)))/hx,max(max(abs(V)))/hy),1);
Ue = [uW;U;uE]; Ue = (2*uS’-Ue(:,1) Ue 2*uN'-Ue(:,eud)];
Ve = [vS' V vN']; Ve = (2*vW-Ve(1,:);Ve;2*vE-Ve(end,:)];
Ua = avg(Ue')'; Ud = diff(Ue')'/2;
Va = avg(Ve);  Vd = diff(Ve)/2;
UVx = diff(Ua.*Va-gamma*abs(Ua).*Vd)/hx;
UVy = diff(Ua.*Va-gamma*Ud.*abs(Va))’)’/hy;
Ua = avg(Ue(:,2:end-1));         Ud = diff(Ue(:,2:end-1))/2;
Va = avg(Ve(2:end-1,:)')'; Vd = diff(Ve(2:end-1,:)')'/2;
U2x = diff(Ua.^2-gamma*abs(Ua).*Ud)/hx;
V2y = diff((Va.^2-gamma*abs(Va).*Vd)'P/hy;
U = U-dt*(UVy(2:end-1,:)+U2x);
V = V-dt*(UVx(: ,2:end-1)+V2y);

% implicit viscosity
rhs = reshape(U+Ubc,[],1);
u(peru) = Ru\(Rut\rhs(peru));
U = reshape(u,nx-1,ny);
rhs = reshape(V+Vbc,[],1);
v(perv) = Rv\(Rvt\rhs(perv));
V = reshape(v,nx,ny-1);

% pressure correction
rhs = reshape(diff([uW;U;uE])/hx+diff([vS' V vN']’)’/hy,[],1);
P(PerP)-Rp\(Rpt\rhs(perp));
P = reshape(p,nx,ny);
U = U-diff(P)/hx;
V = V-diff(P')'/hy;

% visualization
if floor(25*k/nt)>floor(25*(k-1)/nt), fprintf('.'), end
if k==1Ifloor(nstep*k/nt)>floor(nsteps*(k-1)/nt)
      % stream function
```

```
        rhs = reshape(diff(U’)'/hy-diff(V)/hx,[],1);
        q(perq) = Rq\(Rqt\rhs(perq));
        Q = zeros(nx+1,ny+1);
        Q(2:end-1,2:end-1) = reshape(q,nx-1,ny-1);
        clf, contourf(avg(x),avg(y),P',20,'w-'), hold on
        contour(x,y,Q',20,'k-');
       Ue = [uS' avg([uW;U;uE]')'uN’];
       Ve = [vW;avg([vS' V vN]);vE];
       Len = sqrt(Ue.^2+Ve.^2+eps);
       quiver(x,y,(Ue./Len)',(Ve./Len)',.4,'k-')
       hold off, axis equal, axis([0 lx 0 ly])
       p = sort(p); caxis(p([8 end-7]))

         title(sprintf('Re = %0.1g    t = %0.2g',Re,k*dt))

drawnow

end

end

fprintf('\n’)

%==============================================================================

function B = avg(A,k)

if nargin<2, k = 1; end

if size(A,1)==1, A = A'; end

if k<2, B = (A(2:end,:)+A(1:end-1,:))/2; else, B = avg(A,k-1); end

if size(A,2)==1, B = B'; end

function A = K1(n,h,a11)

% all: Neumann=1, Dirichlet=2, Dirichlet mid=3;

A = spdiags([-1 all 0;ones(n-2,1)*[-1 2 -1];0 all -1],-1:1,n,n)'/h-2;
```

## LITERATURA

[1] IEEE International Committee on Electromagnetic Safety, "IEEE recommended practice for measurements and computations of radio frequency electromagnetic fields with respect to human exposure to such fields, 100 kHz–300 GHz," IEEE Std C95.3-2002.

[2] Basic standard for the calculation and measurement of electromagnetic field strength and SAR related to human exposure from base stations and fixed terminal stations for Wireless telecommunication systems (110MHz – 40GHz)" [EN 50383, 2002]. Rekomandim ICNIR&CENELEC (ComitéEuropéen de Normalisation Electrotechnique).

[3]Basic standard to demonstrate the compliance offixed equipment for radio transmission (110 MHz - 40 GHz) intended for use inwireless telecommunication networks with the basic restrictions or the referencelevels related to general public exposure to radio frequency electromagneticfields,'', European Committeefor Electrotechnical Standardization (CENELEC), 2010. http://www.cenelec.org

[4] M.González, F.Pascual, ,E.Reyes, W .Van Loock "Practical procedure for verificationof compliance of digital mobile radio base stations to limitations of exposureof the general public to electromagnetic fields", in IEEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation, Vol. 149, No. 4, Aug. 2008, pp.218-228

[5] M. Martínez, L. Nonídez, A. Martín, and R. Villar, "On thecalculation of safety distances for human exposure to electromagnetic fieldsfrom base-station antennas", Microwave and Optical Technology Letters,Vol. 43, No. 5, Sep. 2008, pp. 364-367.

[6] KATHREIN-Werke KG, "Technical Information and New Products: 790 –2500 MHz Base Station Antennas for Mobile Communications" Catalogue Issue 04/08/10

[7]C. Oliveira ,G. Carpinteiro, "Exposure to electromagnetic radiation ofGSM and UMTS base stations " InstitutoSuperior Técnico, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[8] L. Correia, C. Fernandes, G. Carpinteiro, C.Oliveira "A procedure for estimation and measurement of Electromagnetic Radiation in the Presence of Multiple Base Stations" 2010

[9] C.Oliveira,C. Fernandes,C. Reis, G. Carpinteiro, L. Ferreira "Definition of Exclusion Zones around typical Installations of Base Station Antennas", InstitutoSuperior Técnico, Lisbon, Portugal, 2005

[10]J.E.Hansen, "Spherical Near-Field Antenna Measurements" U.K. Peregrinus, 1998.

[11] M.Barbiroli, C.Carciofi, V.Degli-Esposti, G.Faciasecca, "Evaluation of exposure levels generated by cellular systems: methodology and results", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 51, No. 6, 2009, pp.1322-1329.

[12] M.Martínez, A. Fernández-Pascual, E. Reyes.V. Van Loock, "Practical procedure for verification of compliance of digital mobile radio base stations to limitations of exposure of the general public to electromagnetic fields", në IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation, Vol. 149, No. 4, Gusht. 2009, pp.218-228

[13] M.Bizzi, PGianola, "Electromagnetic fields radiated by GSM antennas, Electronic Letters", Electronic Letters, Vol. 35, No. 11, Maj 1999, pp. 855-857

[14] Z. Altman, B. Begasse, C. Dale, A. Karwowski, J. Wiart, M.F. Wong, andL. Gattoufi, "Efficient Models for Base Station Antennas for Human ExposureAssessment", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 44,No. 4, Nov. 2002, pp. 588-592.

[15] A. Faraone,R. Cicchetti T.Yew-Siow, K. H. Joyner, Q. Balzano, "Estimation of the Average Power Density in the Vicinity of Cellular Base-Station Collinear Array Antennas", IEEE TransVehicular Technology, vol 49, no. 3, pp. 984–996, May 2000.

[16] R. Cicchetti, A. Faraone, "Estimation of the Peak Power Density in the Vicinity of Cellular and Radio Base Station Antennas", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. 46, no. 2,pp. 275–290, May 2004.

[17] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 14, pp. 302–307, 1966.

[18] A. Taflove and S. C. Hagness, "Computational Electromagnetics The Finite- Dif erence Time-Domain Method". Artech House, 3rd ed., 2005.

[19] P. Monk and E. Suli, "Error estimates for Yee's method on non-uniform grids," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 30, pp. 3200–3203, 1994.

[20] J. A. Roden and S. D. Gedney, “Convolutional PML (CPML): An efcient FDTD implementation of the CFS-PML for arbitrary media,” Microwave and Optical Technology Letters, vol. 27, pp. 334–339, 2000.

[21] S. Ilvonen, K. Klark.,I.Laakso, and K. Nikoskinen, “Studying the accuracy of FDTD analysis for human exposure evaluations in the vicinity of a base station antenna,” Presentation in Progress In Electromagnetics Research Symposium 2007, Beijing, China.

[22] Z. S. Sacks, D. M. Kingsland, R. Lee, and J.-F. Lee, “A perfectly matched anisotropic absorber for use as an absorbing boundary condition,” IEEE Trans- actions on Antennas and Propagation, vol. 43, pp. 1460–1463, 1995.

[23] J.-P. Berenger, “Numerical rejection from FDTD-PMLs: A comparison of the split PML with the unsplit and CFS PMLs,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 50, pp. 258–265, 2002.

[24] R. F. Harrington, “Time-harmonic Electromagnetic Fields”. New York (NY): McGraw-Hill, 1961.

[25] R. F. Harrington, “Field Computation by Moment Methods”, Macmillan seriesin "Electrical science". New York (NY): MacMillan, 1968.

[26] J. Jin, “The Finite Element Method in Electromagnetics.”John Wiley and Sons,1993.

[27]N.Morita, N.Kumagai, and J. R. Mautz,“Integral Equation Methods forElectromagnetics”. Artech House, 1990.

[28] A.Karwowski, Z.Altman “Comparision of simple models for predicting radiofiquency fields in vicinity of base station antennas”, Electronic Letters, Vol. 36,pp. 851-861 “Evaluating Exposure to Radio-Frequency Emission from Base Station Antennas”, IEEE PIMRC, 2002

[29] Z. Altman, A. Karwowski, M. Wong, J. Wiart, L. Gattoufi, “Dosimetric analysis of base station antennas via simulation and measurements” , 15th International Wroclaw Symposium of Electromagnetic Compability EMC’2004, Part-1, pp. 240-244.(2004)

[30] P.Russer “Electromagnetic ,microwave circuit and engineeering antenna deign for communication” 2003, Artech House

[31] A. Balanis, “Antenna Theoy Analysis and Design” Third Edition, John Wiley & Sons, 2005.

[32] A.W.Scott “Radio frequency measurements for cellular phones andwireless data systems”2008, John Wiley&Sons

[33] A.Lala, B. Kamo, S.Cela, O. Shurdi "Modelimi i antenave GSM të stacionit bazë për vlerësimin e fushës të ekspozuar në afërsi të antenës", Buletini i Shkencave Teknike, Maj 2011

[34] A.Lala, S.Cela, O.Shurdi, " Modelimi i stacioneve radio bazë me metodën numerike FDTD për vlerësimin e fushës elektromagnetike" Buletini i Shkencave Teknike, Mars 2013.

[35] V.Prasad "Engineering electromagnetic compatibility: principles, measurements, technologies, and computer models" 2008, John Wiley&Sons

[36] K. Caputa, M. Okoniewski, and M. A. Stuchly, "An algorithm for computations of the power deposition in human tissue," IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 41, pp. 102–107, 2009.

[37] J. Wang, O. Fujiwara, S. Kodera, and S. Watanabe, "FDTD calculation of whole-body average SAR for frequencies from 30 MHz to 3 GHz," Physics in Medicine and Biology, vol. 51, pp. 4119–4127,2006.

[38] I.Laakso, T. Uusitupa and S. Ilvonen, "Comparison of SAR calculation algorithms for finite-difference time-domain method", Physics in Medicine and Biology, Vol. 55, pp. N421–431, 2010.

[39] Numerical Electromagnics Code 2 (Method of Moments).http://www.nec2.org/

[40] NARDA SRM 3000, http://www.narda-sts.de/en/products/emc/meters/elt-400.html,