

TEKNILLINEN KORKEAKOULU
Sähkö- ja tietoliikennetekniikan osasto

Pasi Suvikunnas

**Monielementtisten antennirakenteiden vertailu
WCDMA-järjestelmässä**

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-insinöörin
tutkintoa varten Espoossa 18.6.1999

Työn valvoja

Professori Pertti Vainikainen

Työn ohjaaja

Tekniikan tohtori Jorma Lilleberg

Tekijä:	Pasi Suvikunnas	
Työn nimi:	Monielementtisten antennirakenteiden vertailu WCDMA-järjestelmässä	
Päivämäärä:	18.6.1999	Sivumäärä: 93
Osasto:	Sähkö- ja tietoliikennetekniikan osasto	
Professuuri:	Radiotekniikka	Koodi: S-26
Työn valvoja:	Professori Pertti Vainikainen	
Työn ohjaaja:	Tekniikan tohtori Jorma Lilleberg	
<p>Työssä kehitettiin menetelmää monielementtisen antennirakenteen optimointiin laajakaistaisessa koodijakoisessa monikäyttömenetelmässä (WCDMA). Kanavatilojen luomiseksi erilaisissa etenemisympäristöissä käytettiin Wienin teknillisessä korkeakoulussa kehitettyä uplink-suuntamallia. Kyseisessä mallissa päätelaitteet ovat tasaisesti jakautuneita valitun kokoisessa tukiasemasolussa määrättyyn sektoriin. Lisäksi solun alueelle lisätyt sirottajat noudattavat valittua jakaamaa. Erilaisten antennirakenteiden vertailun kriteerinä käytettiin vastaanotetun signaalin eri monitiekomponenteista muodostetusta matriisista kahdella eri menetelmällä johdettua tunnuslukua. Toinen menetelmä perustuu matriisin ominaisarvoihin ja toinen menetelmä matriisin riveistä/sarakeista muodostettujen vektorien pituuksiin. Tunnusluvun määriteltiin olevan sitä pienempi mitä optimaalisempi on antenni määrättyssä etenemisympäristössä.</p> <p>Menetelmän testaamiseksi vertailtiin lineaarista ryhmää mikrosolussa elementtimäärillä 1-8. Todettiin antennin ominaisuuksien paranevan elementtimäärän kasvaessa mikä on oletettua. Seuraavaksi vertailtiin kahta erilaista antennirakennetta kahdessa erilaisessa etenemisympäristössä. Antennirakenteina käytettiin lineaarista ja ympyrän kaaren muotoista kahdeksanelementtistä antenniryhmää. Etenemisympäristöinä käytettiin makro- ja mikrosolua kaupunki/esikaupunkiympäristössä. Antenniryhmien ominaisuuksien välille ei saatu havaittavaa eroa eri etenemisympäristöissä simuloinneissa käytetyillä simuloitimäärillä. Lopuksi vertailtiin tunnusluvun laskemisessa käytettyä kahta eri menetelmää. Todettiin kummankin menetelmän soveltuvan yhtä hyvin vertailuun.</p> <p>Todettiin menetelmän soveltuvan jonkinasteiseen antennien vertailuun, joten se luo pohjan optimointimenetelmän kehittämiseksi jatkossa. Tulevaisuudessa on tarkoitus kehittää ka-Navamallista riippumaton ohjelma, jossa voidaan vaihdella eri antennirakenteita. Näin voidaan optimointiin käyttää sekä mitattua että simuloitua dataa.</p>		
Avainsanat:	WCDMA, Antenniryhmä, suuntamalli, korrelaatio, optimointi	

Author:	Pasi Suvikunnas	
Name of the thesis:	Comparison of multielement antenna arrays in WCDMA-system	
Date:	18.6.1999	Number of pages: 93
Department:	Department of Electrical and Communications Engineering	
Professorship:	Radio Engineering	Code: S-26
Supervisor:	Professor Pertti Vainikainen	
Instructor:	D. Tech Jorma Lilleberg	
<p>A new method was developed for optimization of multielement antenna array in wideband code division multiple access system (WCDMA). To optimize different antenna arrays two different figures of merit were developed based on correlation matrix formed by different multipath components. To create different channel conditions a geometry based stochastic channel model was used. In this model mobile stations are randomly placed within a cell in a certain sector. Different scatterers are placed within the cell based on some certain distribution.</p> <p>The new methods were tested by comparing linear array with different element numbers (1 to 8) in a microcell environment. Figure of merit was noticed to depend to element amount. Based on this comparison the method work properly. Two different antenna configurations were also compared in macrocell and microcell environments. Tested antenna configurations were a eight element linear and semi-circular array. Figure of merit (with both methods) seemed to be almost the same for the antennas in different propagation environments. Comparison between two different methods was also done. Correlation between these methods was good.</p> <p>The new comparison method was noticed to be useful for antenna array comparisons. There are still some unsolved problems in this method. For example antenna configuration can be separated from channel model. These problems are a subject of future work.</p>		
Keywords:	WCDMA, Antenna array, directional channel model, correlation, optimization	

Alkulause

Tämä diplomityö on tehty Teknillisen korkeakoulun Radiolaboratorion Radiotietoliikenneinstituutin (IRC) RAVE-projektissa.

Ensimmäiseksi haluan kiittää valvojaani professori Pertti Vainikaista hyvistä neuvoista työhöni liittyen. Valvojaani Jorma Lillebergiä kiitän hyvästä työn aiheesta. Wienin teknillistä korkeakoulua haluan kiittää työssä käytetystä kanavamallista ja Juha Laurilaa kanavamalliin liittyvistä neuvoista. Lisäksi haluan kiittää koko radiolaboratorion henkilökuntaa, sukulaisiani ja erityisesti tyttöystävääni Merjaa henkisestä tuesta työn aikana.

Espoon Otaniemessä 18.6.1999

Pasi Suvikunnas

Sisällysluettelo

ALKULAUSE.....	4
SISÄLLYSLUETTELO	5
SYMBOLILUETTELO.....	7
LYHENNELUETTELO	10
1 JOHDANTO	15
2 RADIOKANAVA.....	17
2.1 PERUSILMIÖT	17
2.2 MONITIE-ETENEMINEN.....	18
2.3 DETERMINISTISEN KANAVAN SYSTEEMIFUNKTIOT.....	19
2.4 SATUNNAINEN AIKAVARIANTTI KANAVA.....	20
2.5 SUUNTAMALLIT	21
2.5.1 Kanavamallit	21
2.5.2 Suuntatiedon sisältämät kanavamallit.....	21
2.5.3 Geometriaan perustuva stokastinen kanavamalli	26
3 MONIELEMENTTIRAKENTEIDEN KÄYTTÖ RADIOJÄRJESTELMISSÄ	30
3.1 ERI LAISET ANTENNIELEMENTTIRAKENTEET.....	30
3.1.1 Perinteiset antennit.....	30
3.1.2 Mikroliuska-antennit.....	30
3.2 ERI LAISET ANTENNIRAKENTEET	31
3.2.1 Antenniparametrit	31
3.2.2 Antenniryhmät.....	34
3.2.3 Antennijoukot.....	35
3.2.4 Synteesimenetelmät.....	36
3.3 TEKNISET RATKAISUT HÄIPYMÄN TORJUMISEKSI.....	40
3.3.1 Vastaanottoisto	40
3.3.2 Yhdistelymenetelmät.....	42
3.3.3 Lähetystoisto	42
3.4 ADAPTIIVISET ANTENNIT.....	43
3.4.1 Analoginen keilanmuokkaus	44
3.4.2 Digitaalinen keilanmuokkaus	44
3.4.3 Adaptiiviset keilanmuodostustavat CDMA-järjestelmässä.....	47
4 KANAVAJAKOJÄRJESTELMÄT	50
4.1 PERINTEISET MENETELMÄT.....	50
4.1.1 Taajuusjakoinen monikäyttömenetelmä FDMA	50
4.1.2 Aikajakoinen monikäyttömenetelmä TDMA	51
4.2 LAAJAKAISTAINEN KODIJAKOINEN MONIKÄYTTÖMENETELMÄ.....	52
4.2.1 Koodijakoinen monikäyttömenetelmä CDMA.....	52
4.2.2 Laajakaistainen CDMA (WCDMA).....	53
4.3 PAIKKAJAKOINEN MONIKÄYTTÖMENETELMÄ SDMA	56
4.3.1 Soluihin perustuva SDMA	56
4.3.2 Keilanmuodostukseen perustuva SDMA	57
4.4 RAKE-VASTAANOTIN.....	58
4.5 MONEN KÄYTTÄJÄN ILMAISU MUD	60
4.6 WCDMA:N JA SDMA:N YHTEISKÄYTTÖ	62

5 ANTENNIRAKENTEEN OPTIMOINTIMETELMÄ.....	63
5.1 TUTKIMUKSESSA KÄYTETYT MENETELMÄT	63
5.1.1 Tutkimuksen järjestelmäympäristö.....	63
5.1.2 Vertailukriteerit	69
5.2 ANTENNIRAKENTEET	72
5.3 ETENEMISKANAVAT.....	73
5.3.1 Makrosolu.....	73
5.3.2 Mikrosolu.....	74
6 TUTKIMUSTULOKSET	75
6.1 OPTIMOINTIMENETELMÄN TESTAUS.....	75
6.2 LINEAARISEN ANTENNIN TUTKIMINEN	76
6.3 ANTENNIRYHMIEN VERTAILU	77
6.4 TULOSTEN POHDINTA.....	82
7 JOHTOPÄÄTÖKSET	84
LÄHDELUETTELO.....	85
LIITTEET.....	90

Symboliluettelo

$2a$	apertuurin pituus
a_i	virtakerroin
a_q	koodisana
A_e	antennin sieppauspinta
A_i	kanavan vaste
A_m	säteilyamplitudi
b	kanavaan lähetetty datasiignaali
b_n	virta-amplitudi
B_s	kaistanleveys
C_i	käyttäjien signaalien amplitudit
C_r	radiokapasiteetti
d	antenniryhmän elementtien välinen etäisyys
$D(u_r)$	suuntaavuus
E_b	bittiä kohti vastaanotettu energia
\bar{E}_r	sähkökenttä
$f(u)$	säteilyfunktio
F	Fouriermuunnos
F^{-1}	käänteinen Fouriermuunnos
$F(\bar{u}_r)$	vektorifunktion normalisoitu amplitudi
G	vahvistus
G_b	prosessointivahvistus
G_r	vastaanottoantennin vahvistus
G_t	lähetysantennin vahvistus
h	antennin tehollinen pituusvektori
h_{BS}	tukiaseman läheisyydessä sijaitsevien sirottajien aiheuttama impulssivaste
h_{kauko}	kaukosirottajasta ja/tai heijastajasta aiheutuva impulssivaste
h_{LOS}	näköyhteysskomponentin aiheuttama impulssivaste
h_{MS}	päätelaitteen läheisyydessä sijaitsevan sirottajan aiheuttama impulssivaste
$h(t, \tau)$	impulssivaste
$H(f, \nu)$	siirtofunktio
I_{MUU}	viereisten solujen mobiilien aiheuttamat häiriöt
I_{OMA}	oman solun mobiilien aiheuttamat häiriöt
J	Jacobin determinantti
$\bar{J}(\bar{r}')$	virtafunktio
k	aaltoluku
k_i	vaimennuskerroin
K	käyttäjien lukumäärä
K_s	solun monikäyttökerroin
L	monitiekomponenttien lukumäärä
M	datapaketin symbolien lukumäärä

M_c	korrelaatiomatriisi
M_f	taajuuskanavien lukumäärä
n_i	kohinavektori
N	kanavatiilojen lukumäärä
N_f	samaa taajuutta käyttävien mobiilien määrä solussa
N_0	valkoinen kohina
$\bar{N}_t(\bar{u}_r)$	vektorifunktio
$p_1(r)$	vakiojakauma
$p_2(r)$	Rayleigh-jakauma
$p_3(r)$	Gaussin jakauma
P	teho
P_{far}	kaukosirottajien keskimääräinen teho
P_{local}	paikallisten sirottajien keskimääräinen teho
P_{LOS}	näköyhteysskomponentin keskimääräinen teho
P_r	vastaanotettu teho
P_{rad}	antennin säteilemä kokonaisteho
P_t	lähetetty teho
P_{total}	keskimääräinen vastaanotettu teho
\bar{P}	projektiodyadi
q	koodin pituus
r	antennien välinen etäisyys
$r(t)$	vastaanottiin saapuva signaali
r_D	samaa taajuuskanavaa edustavien solujen välinen etäisyys
\bar{r}_i	paikkavektori
R	ympyränmuotoisen solun säde
R_a	antennin resistiivinen impedanssi
R_h	antennin häviöt
$R_{max_ms_bs}$	maksimietäisyys tukiaseman ja päätelaitteen välillä
$R_{max_scatterer}$	lähi- tai kaukosirottajaympyrän tehollinen säde
R_{MS}	tukiaseman ja päätelaitteen välinen etäisyys
$R_{max_ms_bs}$	tukiasemasolun säde
$R_{min_ms_bs}$	tukiaseman ja päätelaitteen välinen minimietäisyys
R_r	säteilyhäviöt
\bar{R}	kovarianssimatriisi
s	sivukeilataso
S	tehotiheys
S_i	koodisanojen matriisi
S_n	solun sektoreiden lukumäärä
$S_n(\theta_i)$	määrätyssä kulmassa vastaanotettu signaali
S_t	viivehaje
S_φ	kulmahaje
$S(\tau, \nu)$	dopplerhajefunktio
$S(\gamma)$	antenniryhmän sivukeilataso
SF	hajoituskerroin

$T(f, t)$	aikavariantti siirtofunktio
$T_m(x)$	Tsebyshevin polynomi
$T(\gamma)$	normalisoitu ryhmävahvistus
u	suuntaparametri
\bar{u}_r	säteilysuunta
w_k	kompleksinen painokerroin
$w(t)$	ulostulon kompleksinen verhoikäyrä
$W(f)$	ulostulon spektri
$W(\bar{u}_r)$	antennin suuntaan \bar{u}_r säteilemä tehotiheys avaruuskulmaa kohti
\bar{x}_α	tunnuslukujen α keskiarvo
X_a	antennin reaktiivinen impedanssi
$z(t)$	sisäänmenon kompleksinen verhoikäyrä
Z'	RAKE-vastaanottoon saapuva kokonaisteho
Z_a	antennin impedanssi
$Z(f)$	sisäänmenon spektri
Z_m	RAKE-vastaanotton korrelaattoreiden ulostulot
α	antennin hyvyyttä kuvaava tunnusluku
β	MUD-hyötysuhde
γ	säteilykuvion nollakohta
δ	vaihesiirto
η_p	antennin hyötysuhde
λ	aallonpituus
μ	permeabiliteetti
$\Delta\nu$	taajuuden diskreetointiväli
σ_α	tunnuslukujen α keskiarvo
$\sigma_{\bar{x}_\alpha}$	tunnuslukujen α keskiarvon keskivirhe
$\sigma(\tau, \nu)$	sirontafunktio
$\Delta\tau$	ajan diskreetointiväli
τ	saaapumisviive
φ	tarkastelukulma
φ_{3dB}	antenniryhmän kolmen dB:n keilanleveys
$\Delta\theta_{3dB}$	puolen tehon keilanleveys
$\Delta\theta_0$	keilanleveys
Ω	avaruuskulma

Lyhenneluettelo

ACTS	Advanced Communication Technologies and Services Edistykselliset tietoliikenneteknologiat ja palvelut
ADC	Analog-to-Digital Converter Analogia-digitaalimuunnin
AMPS	Advanced Mobile Phone System Edistyksellinen matkapuhelinjärjestelmä
AOA	Angle-of-Arrival Tulokulma
APS	Angular Power Spectrum Kulmatehospektri
AS	Antenna Selection Antennin valinta
BCCH	Broadcast Control CHannel Lähetyksen ohjauskanava
BER	Bit Error Ratio Bittivirhesuhde
BS	Base Station Tukiasema
CDMA	Code Division Multiple Access Koodijakoinen monikäyttömenetelmä
CPCCH	Common Physical Control Channel Yhteinen fyysinen ohjauskanava
CT	Cordless Telephone Langaton puhelin
DAB	Digital Audio Broadcasting Digitaaliradio
DBF	Digital Beam Forming Digitaalinen keilanmuodostus
DL	Downlink Tukiaseman lähetyssuunta (alalinkkisuunta)
DPCCH	Dedicated Physical Control Channel Fyysinen ohjauskanava

DPCH	Dedicated Physical CHannel Fyysinen kanava
DPDCH	Dedicated Physical Data Channel Fyysinen datakanava
DS	Direct Sequence Suorahajoitus
ETSI	European Telecommunications Standards Institute Euroopan tietoliikennestandardointi-instituutti
FCH	Frame Control Header Kehyksen ohjaustunniste
FDD	Frequency Division Duplex Taajuusjakodupleksi
FDMA	Frequency Division Multiple Access Taajuusjakoinen monikäyttömenetelmä
FFT	Fast Fourier Transform Nopea Fouriermuunnos
FH	Frequency Hopping Taajuushyppely
FIR	Finite Impulse Response Äärellinen impulssivaste
FSW	Frame Synchronisation Word Kehyssynkronointisana
GSCM	Geometry based Stochastic Channel Model Geometriaan perustuva stokastinen kanavamalli
GSM	Global System of Mobile communication Toisen sukupolven matkapuhelinstandardi
HIPERLAN	High Performance Radio Local Area Standard Radiolähiverkkostandardi
LMS	Least Mean Square
LMMSE	Linear Minimum Mean Squared Error Lineaarinen minimoitu keskineliövirhe
LOS	Line Of Sight Näköyhteys

LTI	Linear Time Invariant Lineaarinen aikariippumaton
LTV	Linear Time Variant Lineaarinen aikariippuva
MAI	Multiple-Access Interference Monikäyttöhäiriö
MS	Mobile Station Päätelaite
MUD	Multi User Detection Monen käyttäjän ilmaisu
MUX	Multiplexer Multiplekseri
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access Ortogonaalinen taajuusjakoinen monikäyttömenetelmä
OTD	Orthogonal Transmit Diversity Ortogonaalinen lähetystoiste
PC	Power Control Tehonsäätö
PCCCH	Physical Common Control Channel Fyysinen yhteinen ohjauskanava
PDF	Probability Density Function Todennäköisyystiheysfunktio
PDP	Power Delay Profile Tehoviiveprofiili
PICH	Pilot CHannel Pilottikanava
PN	Pseudo Noise Valekohina
QPSK	Quadrphase-Shift Keying QPSK-modulaatio
RDBF	Receiver Digital Beam Forming Vastaanottimen digitaalinen keilanmuodostus
RF	Radio Frequency

	Radiotaajuus
RLS	Recursive Least Square
Rx	Receiver Vastaanotin
SCH	Synchronisation CHannel Synkronointikanava
SCM	Sample Covariance Matrix
SDMA	Spatial Division Multiple Access Paikkajakoinen monikäyttömenetelmä
SFIR	Spatial Filtering for Interference Reduction Tilajakoinen suodatus häiriöiden alentamiseen
SINR	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio Signaali-häiriö ja kohinasuhde
SIR	Signal-to-Interference Ratio Signaali-häiriösuhde
SMI	Sample-Matrix Inversion
SNR	Signal-to-Noise Ratio Signaali-kohinasuhde
SOHO	SOft Hand Over Pehmeä kanavanvaihto
STD	Selection Transmit Diversity Valinnainen lähetystoiste
TFI	Transport Format Indicator Lähetysmuodon indikaattori
TPC	Transport Power Control Lähetystehon säätö
Tx	Transmitter Lähetin
TDMA	Time Division Multiple Access Aikajakoinen monikäyttömenetelmä
TSTD	Time Switched Transmission Diversity Aikakytkentäinen lähetystoiste

TDBF	Transmitter Digital Beam Forming Lähettimen digitaalinen keilanmuodostus
TDD	Time Division Duplex Aikajakodupleksi
UHF	Ultra High Frequency
UL	Uplink Päätelaitteen lähetyssuunta (ylälinkkisuunta)
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System Kolmannen sukupolven matkapuhelinstandardi
UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access Kolmannen sukupolven matkapuhelinstandardin maailmanlaajuinen radiojär-jestelmä
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access Laajakaistainen Koodijakoinen monikäyttömenetelmä
WTDMA	Wideband Time Division Multiple Access Laajakaistainen Aikajakoinen monikäyttömenetelmä

1 Johdanto

Useita tutkimusohjelmia on käynnistetty viime vuosina tavoitteena matkapuhelinten tutkimus ja kehittäminen. Laajakaistaisen tiedonsiirron tarve on ilmaantunut halusta tarjota eritasoisia multimediapalveluja. Laajakaistainen tiedonsiirto mahdollistaa entistä parempitasoisen puheen, kuvan ja eritasoisten datapalvelujen lähetyksen ja vastaanoton. Eurooppalainen tutkimusohjelma ACTS (ACTS = Advanced Communication Technologies and Services) on eräs käynnistetyistä tutkimusohjelmista. Se aloitettiin vuoden 1995 lopussa. Tämän tutkimusohjelman puitteissa kehitetään uutta matkapuhelinstandardia. Kyseiseen kolmannen sukupolven matkapuhelinjärjestelmään UMTS (UMTS = Universal Mobile Telecommunications System) on ehdotettu kahta erilaista monikäyttömenetelmää. Ehdokkaat ovat laajakaistainen aikajakoinen monikäyttömenetelmä WTDMA (WTDMA = Wideband Time Division Multiple Access) ja laajakaistainen koodijakoinen monikäyttömenetelmä WCDMA (WCDMA = Wideband Code Division Multiple Access). WCDMA sai parhaan kannatuksen Joulukuussa 1997 ETSI:n (European Telecommunications Standards Institute) järjestämässä äänestyksessä. Täten WCDMA on vahvin eurooppalainen ehdokas uudeksi monikäyttömenetelmäksi [1].

Siirtyvässä tietoliikenteessä radiokanavan tila vaihtelee ajan ja paikan funktiona voimakkaasti. Radiokanavan nopea vaihtelu johtuu päätelaitteen liikkeestä ja siirtyvässä tietoliikenteessä tyypillisestä monitie-etenemisestä. Monitie-eteneminen taas aiheutuu radiotiellä olevista rakennuksista ja maaston muodoista. Suoraan Maxwellin yhtälöihin perustuva radiokanavan mallintaminen on tästä johtuen matemaattisesti vaikeaa. Erilaisia deterministisiä ja stokastisia kanavamalleja on kehitetty siirtyvän tietoliikenteen etenemisen mallintamiseksi.

Siirtyvä tietoliikenne on lisännyt antenniryhmien kehittämisen tarvetta. Adaptiivisilla antenneilla saavutetaan solukkoradiojärjestelmään lisää kapasiteettia ja parempi erottelu käyttäjien välille. Adaptiivisten antennien myötä on tullut tarve suuntatiedon sisältävien kanavamallien eli suuntamallien kehittämiseen. Kyseisten mallien avulla voidaan testata erilaisten antenniryhmien toimivuutta erilaisissa kanavaympäristöissä. Näin säästyään osittain hankalien mittausjärjestelyiden rakentamiselta. Tosin mittauksia tarvitaan mallien kehittämisessä ja luotettavuuden testaamisessa.

Tämän tutkimuksen tarkoituksena oli monielementtisen antennirakenteen optimointiin soveltuvan testimenetelmän kehittäminen WCDMA-järjestelmään. Eri kanavatilojen luomiseen käytetään Wienin teknillisessä korkeakoulussa kehitettyä uplink-suuntamallia. Antennien vertailun kriteerinä käytetään vastaanotetun signaalin eri monitiekomponenteista muodostettua korrelaatiomatriisia. Menetelmän testaamiseksi vertaillaan lineaarista ja ympyrän kaaren muotoista antenniryhmää. Etenemisympäristöinä käytetään kaupunkialueella sijaitsevaa makrosolua ja mikrosolua.

Työn jaottelu on seuraava. Kolmessa ensimmäisessä luvussa käsitellään teoriaa. Toisessa luvussa käsitellään radiosignaalin etenemistä ja suuntamalleja. Kolmannessa luvussa keskitytään monielementtisiin antenneihin. Neljännen luvun aiheena ovat erilaiset monikäyttömenetelmät, joissa keskitytään lähinnä koodijakoiseen monikäyttömenetelmään CDMA (CDMA = Code Division Multiple Access) ja paikkajakoiseen monikäyttömenetelmään SDMA (SDMA = Spatial Division Multiple Access). Viidennessä luvussa kuvataan työssä käytetty suuntamalli. Kuudes luku koostuu tuloksista ja seitsemännessä luvussa on tuloksista tehdyt johtopäätökset.

2 Radiokanava

Radiokanavalla tarkoitetaan tässä tapauksessa tukiaseman ja päätelaitteen välistä radiotietä. Radiokanavan mallintaminen on matemaattisesti hankalaa, koska se on useamman eri tekijän funktio. Radiokanava muuttuu taajuuden, ajan ja paikan funktiona. Tässä luvussa käsitellään aluksi signaalin etenemiseen vaikuttavia perusilmiöitä. Tämän jälkeen käsitellään monitie-etenemistä ja determinististä kanavaa kuvaavia systeemi-funktioita. Lopuksi keskitytään suuntamalleihin, joita tarvitaan adaptiivisten antennien yhteydessä.

2.1 Perusilmiöt

Lähettimen ja vastaanottimen välinen radioyhteys noudattaa ideaalitapauksessa Friisin kaavaa [2]

$$P_r = G_r G_t \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 P_t, \quad (2.1)$$

jossa P_t on lähetetty teho
 P_r on vastaanotettu teho
 G_t on lähetysantennin vahvistus
 G_r on vastaanottoantennin vahvistus
 λ on aallonpituus
 r on antennien välinen etäisyys.

Kaavasta (2.1) voidaan havaita signaalin vaimennuksen olevan etäisyyden ja aallonpituuden funktio. Mitä pienempi aallonpituus ja mitä suurempi etäisyys, sitä enemmän signaali vaimenee määrättyllä yhteysvälillä. Todellisuudessa tilanne ei kuitenkaan ole näin yksinkertainen johtuen eri tekijöistä. Yhteysvaimennus on matkapuhelinliikenteessä huomattavasti suurempi kuin Friisin kaavassa esiintyvä vapaan tilan vaimennus. Yleensä keskimääräinen vaimennus lasketaan jonkun empiirisen kaavan perusteella, jonka parametrit riippuvat taajuudesta, antennien korkeuksista ja käyttöympäristöstä. Tilanne on erilainen kaupunki-, esikaupunki- ja maaseutu ympäristössä. Tämä on karkea jako erilaisille etenemisympäristöille, ja luonnollisesti ympäristö voi olla myös näiden sekoitus. Etenemisympäristön mukaan erilaiset rakennukset ja maaston muodot vaikuttavat tilanteeseen. Ilmakehän olosuhteilla ei ole suurta vaikutusta siirtyvään tietoliikenteeseen toisin kuin esimerkiksi satelliittitietoliikenteeseen.

Ensimmäiseksi kuvataan muutamia ilmiöitä, jotka vaikuttavat radiosignaalin etenemiseen radiotiellä. Signaalin kohdatessa epätasaisen pinnan tai radiotiellä olevia aallonpituuteen nähden pieniä partikkeleita tapahtuu sirontaa, eli signaali hajoaa eri suuntiin. Vesipisaraa voidaan esimerkiksi pitää pienenä antennina, joka säteilee tehoa eri suuntiin. Usean sironnan johdosta osa signaalin tehosta menetetään epäkoherenttiin muotoon. Epäkoherentti signaali joko sisältää monta taajuutta tai sen polarisaatio muuttuu jatkuvasti[2]. Koherentilla kentällä tarkoitetaan vastaavasti yhtä taajuutta sisältävää eli monokromaattista aaltoa, jolla on joka pisteessä määrätty polarisaatio.

Radiosignaalin taipumista tapahtuu useasta eri syystä. Epähomogeenisessa avaruudessa radiosignaali taipuu määrätyn lain mukaisesti. Signaalin kohdatessa esimerkiksi terävän reunan tai kaarevan mäen, joka on Fresnelin ellipsoidin sisäpuolella, puhutaan veitsenterädiffraktiosta tai vastaavasti pyöreän esteen diffraktiosta[2].

Signaalin kohdatessa tasaisen pinnan tapahtuu taittuminen. Toisin sanoen materiaalin permittiivisyyden vaihtuessa toiseksi signaali taittuu Snellin lain mukaan kahden aineen rajapintaan saapuessaan joko pinnan normaalista poispäin tai pinnan normaaliin päin. Tasaisesta pinnasta tapahtuu myös heijastuminen, jossa tulokulma on sama kuin heijastuskulma. Signaalin törmätessä esteeseen se siis osittain heijastuu ja osittain läpäisee rajapinnan. Signaalin läpäistessä kyseisen materiaalin se luovuttaa osan energiastaan siihen. Tätä ilmiötä kutsutaan absorboitumiseksi.

2.2 Monitie-eteneminen

Siirtyvän liikenteen kanava on luonteeltaan monitiekanava erilaisten esteiden aiheuttamien heijastusten vaikutuksesta johtuen. Yhdessä heijastuksessa heijastimen paikka voidaan määrittää jos tiedetään Dopplertaajuus, signaalin viive, päätelaitteen nopeusvektori ja signaalin tulokulma. Dopplertaajuus riippuu signaalin taajuudesta, lähettimen ja vastaanottimen välisestä suhteellisesta nopeudesta sekä nopeusvektorin ja tulevan aallon välisestä kulmasta. Signaalia kutsutaan laajakaistaiseksi, jos signaalin monitiekomponenttien viiveet ovat paljon suurempia kuin kaistanleveyden käänteisluku. Siirtyvässä tietoliikenteessä, jossa näköyhteyksikomponentti saattaa puuttua kokonaan, tarvitaan keinoja monitiekomponenttien havaitsemiseksi ja keräämiseksi.

Signaalin häipyminen on jaettu eri luokkiin johtuen signaalin kaistanleveydestä ja radio- tiellä sijaitsevista esteistä. Tasaisessa häipymässä kanavan vaimennus on vakio, ja vaihesiirto on lineaarinen funktio taajuudesta koko kaistanleveydellä [3]. Toisin sanoen eri taajuudet häipyvät melkein samalla tavalla kun tarkastellaan kapeaa taajuuskaistaa. Tasainen häipymä on ominaista kapeakaistaisella signaalilla [4].

Taajuusselektiivinen häipymä on tasaisen häipymän vastakohta. Kanavan vaimennus on taajuuden funktio, ja vaihesiirto on epälineaarinen funktio taajuudesta[5]. Taajuusselektiivinen häipymä on ominaista laajakaistaiselle signaalille. Tätä ominaisuutta voidaan käyttää hyödyksi hajaspektrimenetelmissä SS (SS = Spread Spectrum) käyttämällä RAKE-vastaanotinta[6]. RAKE-vastaanotin sisältää eri monitiekomponenteille sovitettuja suodattimia. Vastaanotin voi olla sovitettu signaaliin ainoastaan jos sillä on täydellinen tieto kanavan impulssivasteesta. Vastaanottimen sijaitessa nopeasti liikkuvassa ajoneuvossa on erittäin vaikeaa saada tarkkaa tietoa impulssivasteesta. Lisäksi ajoneuvon liikkeessä nopeasti kanavan häipymän taso lisää ongelmia. Mitä nopeampaa häipymä on sitä vaikeampaa on vastaanottimen sovittaminen kanavaan[4].

Hitaassa häipymässä kanavan amplitudi sekä vaihe pysyvät melkein vakioina eri taajuuksilla signaalin lähetyksen ajan. Häipymä voi olla joko tasaista tai taajuusselektiivistä riippuen signaalin kaistanleveydestä. Hidas häipymä aiheutuu rakennuksien ja muiden esteiden aiheuttamasta varjostuksesta. Ilmiö esiintyy tyypillisesti päätelaitteen liikkeessä kaupunkiympäristössä missä talojen aiheuttama varjostus muuttuu jatkuvasti[7].

Nopea häipymä on vastakohta hitaalle häipymälle. Kanavan vaimennus sekä vaihesiirto muuttuvat signaalin lähetyksen aikana[8]. Nopea häipymä aiheutuu signaalin eri moni-tiekomponenttien summautumisesta eri vaiheissa.

Laajakaistainen signaali häipyy taajuusselektiivisesti. Toisin sanoen eri taajuuksilla olevat signaalit vaimenevat eri tavalla. Häipymä voi olla joko hidasta tai nopeaa johtuen erilaisista etenemisolosuhteista. Lisäksi signaalin viive- ja kulmahaje vaihtelevat etenemisympäristön mukaan. Päätelaitteen liikkeessa kanavan siirtofunktio saattaa muuttua erittäin nopeasti ajan funktiona. Päätelaitteiden nopeudet ovat keskimäärin erilaisia kaupunkien välisillä tieosuuksilla, kaupungeissa ja erilaisissa rakennuksissa. Dopplerhaje vaihtelee päätelaitteiden nopeudesta johtuen. Tukiasemasolut jaetaan makro-, mikro- ja pikosoluiksi niissä käytetyn tehon sekä solun koon mukaan. Makrosoluja käytetään tyypillisesti maaseudulla ja esikaupungeissa, mikrosoluja kaupungeissa ja pikosoluja erilaisissa rakennuksissa. Tästä johtuen myös eri solutyypeillä on keskimäärin erilaiset etenemisolosuhteet, koska niitä käytetään erilaisissa etenemisympäristöissä.

2.3 Deterministisen kanavan systeemifunktiot

Radiokanava jaetaan lineaariseksi aikariippuvaksi LTV (LTV = Linear Time Variant) ja lineaariseksi aikariippumattomaksi LTI (LTI = Linear Time Invariant) kanavaksi stabiiliisuuden mukaan[9]. Radiokanavaa voidaan ajatella suodattimena johon syötetään signaali ja sieltä saadaan ulos muuntunut signaali. Siirtyvässä tietoliikenteessä kanava tosin vaihtelee datan lähetyksaikana, eli "suodattimen" olosuhteet muuttuvat ajan funktiona. Siirtyvän tietoliikenteen kanava on siis LTV-tyyppinen. Lineaarinen suodatin voidaan kuvata sekä aika- että taajuusalueessa. Konvoluutio $w(t)$ voidaan lausua diskreetissä muodossa[9]

$$w(t) = \Delta\tau \sum_{m=1}^n z(t - m\Delta\tau)h(t, m\Delta\tau), \quad (2.2)$$

jossa	τ	impulssin lähetyksaika suhteessa t :hen
	$\Delta\tau$	on ajan diskreetointiväli
	$z(t - m\Delta\tau)$	on sisäänmenon kompleksinen verhoikäyrä
	$h(t, m\Delta\tau)$	on impulssivaste.

Impulssivaste voidaan määrittellä fysikaalisesti kanavan vasteena ajanhetkellä t ajanhetkeä $m\Delta\tau$ aikaisemmin lähetetylle impulssille. Taajuusalueessa voidaan kanavan ulostulon spektri $W(f)$ vastaavasti lausua sarjana[9]

$$W(f) = \Delta\nu \sum_{m=1}^n Z(f - m\Delta\nu)H(f - m\Delta\nu, m\Delta\nu), \quad (2.3)$$

jossa	$\Delta\nu$	on taajuuden diskreetointiväli
	$Z(f - m\Delta\nu)$	on sisäänmenon spektri
	$H(f - m\Delta\nu, m\Delta\nu)$	on siirtofunktio.

Tämä on duaalinen esitys yhtälölle (2.2). Kanavan ulostulon kompleksiselle verhoikäyrälle on myös kaksi muuta esitystapaa. Aikavariantti siirtofunktio $T(f, t)$ määritellään

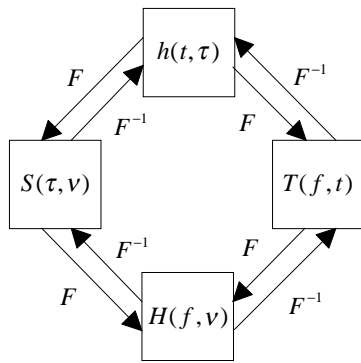
impulssivasteen Fouriermuunnoksena viivemuuttujan suhteen. Tällöin kanavan ulostulo voidaan lausua

$$w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f)T(f, t)e^{j2\pi ft} df. \quad (2.4)$$

Toisessa esitystavassa käytetään Dopplerhajontafunktiota $S(\tau, \nu)$ ja kanavan ulostulo voidaan lausua

$$w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau)S(\tau, \nu)e^{j2\pi \nu t} d\nu d\tau. \quad (2.5)$$

Tämä esitystapa kuvaa ulostulon sarjana viivästettyjä ja Dopplersiirtyneitä signaaleja. Edelläkuvatuissa neljässä yhtälössä esiintyy neljä systeemifunktiota $h(t, \tau)$, $H(f, \nu)$, $T(f, t)$ ja $S(\tau, \nu)$ joilla on yhteys toisiinsa Fourier- ja käänteisen Fouriermuunnoksen kautta kuvan 2.1 mukaisesti



Kuva 2.1 Systeemifunktioiden yhteys toisiinsa Fourier- ja käänteisen Fouriermuunnoksen kautta[9]

2.4 Satunnainen aikavariantti kanava

Todellinen radiokanava muuttuu satunnaisesti ajan funktiona eli puhutaan satunnaisesta aikariippuvasta kanavasta. Tällöin systeemifunktiot ovat stokastisia prosesseja. Tilastolliseen tarkkaan kuvaukseen kanavasta tarvittaisiin tieto kaikkien systeemifunktioiden monidimensioisista todennäköisyysfunktioista. Tätä vaatimusta ei todellisuudessa voida saavuttaa muuttujien määrän ollessa erittäin suuri. Realistisempi, mutta epätarkempi lähestymistapa perustuu edellä esitettyjen systeemifunktioiden korrelaatiofunktioiden käyttöön[9].

Siirtyvässä tietoliikenteessä, erityisesti laajakaistaisen signaalin ollessa kyseessä, radiokanava ei ole stabiili, vaan se muuttuu ajan suhteen. Kanavan kuvaus käy kuitenkin matemaattisesti hankalaksi, jos ei tehdä määrättyjä yksinkertaistuksia. Kanava jaetaan pieniin aikaväleihin tai pieniin maantieteellisiin alueisiin. Näiden aikavälien aikana kanavan ei oleteta muuttuvan huomattavasti, joten vastaanotetun signaalin voimakkuus pysyy melkein vakiona. Lisäksi oletetaan ympäristön pysyvän vakiona, eli sirottajien paikat eivät muutu lyhyen aikavälin aikana. Eri signaaliviiveet oletetaan olevan korreloimattomia keskenään. Kanavaa voidaan kuvata sirontafunktiolla $\sigma(\tau, \nu)$, joka on

aikaviiveen ja dopplerhajeen funktio. Pitkän aikavälin käyttäytyminen saadaan yhdistämällä lyhyiltä aikaväleiltä kerätty informaatio yhteen[9].

2.5 Suuntamallit

2.5.1 Kanavamallit

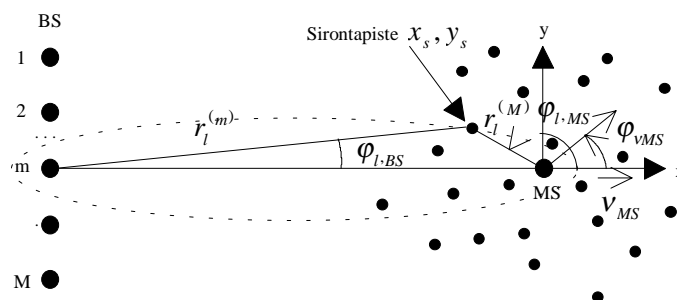
Etenemiskanavan mallintaminen on tärkeää siirtyvässä tietoliikenteessä. Kanavamallit antavat informaatiota kentän voimakkuudesta, tehoviiveprofiilista PDP (PDP = Power Delay Profile) sekä Doppler-spektristä. Nämä tekijät otetaan huomioon käytettäessä ympärisäteileviä antenneja. Esimerkkinä mainittakoon COST 207 laajakaistamalli[10]. Adaptiivisten antennien myötä on tullut tarve kehittää suuntamalleja, jotka ottavat huomioon edellämainittujen lisäksi signaalin tulokulman AOA (AOA = Angle Of Arrival). Lisäksi tarvitaan tieto päätelaitteen sekä häiritsijöiden suunnasta ja vauhdista [11].

Kanavamallit jaetaan perinteisesti kahteen eri luokkaan eli deterministisiin ja stokastisiin kanavamalleihin[10]. Kumpikin lähestymistapa sellaisenaan on erittäin työläs suuntamallien toteuttamiseen. Deterministinen lähestymistapa tukeutuu voimakkaasti etenemisympäristön kuvaukseen, eli rakennuksien ja muiden esteiden paikat määritetään tarkasti. Kun etenemisympäristö muuttuu ajan funktiona päätelaitteen liikuessa, tarvitaan paljon dataa todenmukaisen käsityksen saamiseksi kanavan olosuhteista. Impulssivasheet lasketaan esimerkiksi säteenseuranta-algoritmin avulla.

Stokastisessa lähestymistavassa käytetään tilastollisia jakaumia etenemisympäristön kuvaamiseen. Useiden tilastollisten jakaumien määrittämisessä tarvitaan suuri määrä erilaisia muuttujia. Näiden muuttujien määrittämiseen tarvitaan vastaavasti paljon mitaustuloksia. Keskiarvoistamalla saadaan vähennettyä parametrien määrää, mutta menetetään myös informaatiota. Lisäksi eri jakaumien kuten monitiekomponenttien saapumisaikojen ja etenemissuuntien jakaumat korreloivat keskenään[12].

2.5.2 Suuntatiedon sisältämät kanavamallit

Viitteessä [11] on ehdotettu käytettäväksi seuraavanlaista menetelmää suuntatiedon sisältämien kanavamallin luomiseksi. Kyseistä menetelmää on käytetty tässä työssä, joten sitä tarkastellaan lähemmin. Tarkastellaan suuntamallia tukiasemalta päin katsottuna. Päätelaitteet toimivat lähettäjinä ja tukiasema vastaanottajana (uplink). Tukiasema-antennin oletetaan olevan monielementtinen kuvan 2.2 mukaisesti.



Kuva 2.2 Etenemisympäristö, johon kuvattu lineaarinen tukiasema-antenni, sirottajat ja päätelaite

Menetelmässä käytetään kahta eri sirottajatyyppeä. Paikalliset sirottajat sijaitsevat päätelaitteen ympärillä ja kaukosirottajaklusteri kauempana päätelaitteesta. Kompleksinen impulssivaste voidaan jakaa siirtyvän tietoliikenteen radiokanavassa tyypillisesti neljään eri osaan seuraavasti[11].

$$h(t, \tau, \varphi) = h_{LOS}(t, \tau, \varphi) + h_{MS}(t, \tau, \varphi) + h_{kauko}(t, \tau, \varphi) + h_{BS}(t, \tau, \varphi), \quad (2.6)$$

missä

t	on aika
τ	on saapumisviive
φ	on saapumiskulma
h_{LOS}	on näköyhteyskomponentista aiheutuva impulssivaste
h_{MS}	on päätelaitteen läheisyydessä sijaitsevien sirottajien aiheuttama impulssivaste
h_{kauko}	on kaukosirottajista ja/tai heijastajista aiheutuva impulssivaste
h_{BS}	on tukiaseman läheisyydessä sijaitsevien sirottajien aiheuttama impulssivaste.

Jos tiedetään sirottajien sijainti, voidaan laskea kompleksinen impulssivaste[11]

$$h(t, \tau, \varphi) = \sum_{l=1}^L g_l(t, \varphi) \delta(\tau - \tau_l), \quad (2.7)$$

jossa δ on Diracin deltafunktio. Komponenttien amplitudit saadaan kaavasta[11]

$$g_l(t, \varphi) = (r_l^{(m)} \otimes r_l^{(M)})^{-k_i/2} a_l e^{j\phi_l} \delta(\varphi - \varphi_{l,BS}) e^{(-j\frac{2\pi}{\lambda} v_{MS} \cos(\varphi_{l,MS} - \varphi_{vMS})t)} e^{(-j\frac{2\pi}{\lambda} (r_l^{(m)} + r_l^{(M)}))}, \quad (2.8)$$

jossa suureet kuten kuvassa 2.2, eli

$r_l^{(M)}$	on päätelaitteen ja M :nnen sirottajan välinen etäisyys
$r_l^{(m)}$	on sirottajan ja m :nnen antennielementin välinen etäisyys
$\varphi_{l,BS}$	on l :nnen monitiekomponentin ja päätelaitteen välinen kulma tukiasemalta katsottuna
$\varphi_{l,MS}$	on l :nnen monitiekomponentin ja tukiaseman välisen kulman komponenttikulma
v_{MS}	on päätelaitteen nopeusvektori
φ_{vMS}	on päätelaitteen etenemissuunta tukiasemalta katsottuna
$a_l e^{j\phi_l}$	on sirontakerroin
k_i	on vaimennuskerroin.

$r_l^{(m)} \otimes r_l^{(M)}$ tarkoittaa tuloa $r_l^{(m)} \cdot r_l^{(M)}$ sirottajille ja summaa $r_l^{(m)} + r_l^{(M)}$ heijastajille. Tarkasti ottaen kulma $\varphi_{l,BS}$ riippuu myös antennielementin sijainnista. Olettaen että sirontapiste on kaukokentässä, tästä aiheutuva virhe muodostuu kuitenkin pieneksi.

Tasaisesti häipyvän sekä taajuusselektiivisesti häipyvän kanavan käsitteitä voidaan laajentaa matalan tason (low rank) ja korkean tason (high rank) kanaviksi. Korkean tason kanavamalli huomioi myös signaalin tulosuunnan. Edelleen suuntamallit voidaan erottaa kahteen eri luokkaan, matalan tason kanavamalleihin (low-rank channel model) ja korkean tason kanavamalleihin (high-rank channel model)[11]. Ero näiden kahden välillä muodostuu kulma- ja viivehajeen perusteella. Tämän perusteella nämä kaksi eri mallia voidaan yhdistää yleiseksi malliksi käyttämällä erilaisia parametriarvoja kussakin tapauksessa. Malli soveltuu makro, mikro-, sekä pikosoluihin joko näköyhteyskomponentin LOS (LOS = Line Of Sight) kanssa tai ilman. Kulmahaje ei ole sama päätelaitteen ja tukiaseman päässä. Mallissa voidaan ottaa tämä huomioon käyttämällä uplink-suunnassa korkean tason ja downlink-suunnassa matalan tason mallia tai päinvastoin.

Korkean tason ja matalan tason kanavamalli voidaan määritellä seuraavasti[11]. Jos viivehaje S_t on pieni verrattuna vastaanottimen suodattimen kaistanleveyden B_s käänteisarvoon, ja kulmahaje S_φ on pieni verrattuna antenniryhmän 3 dB:n keilanleveyteen φ_{3dB} on kyse matalan tason kanavasta:

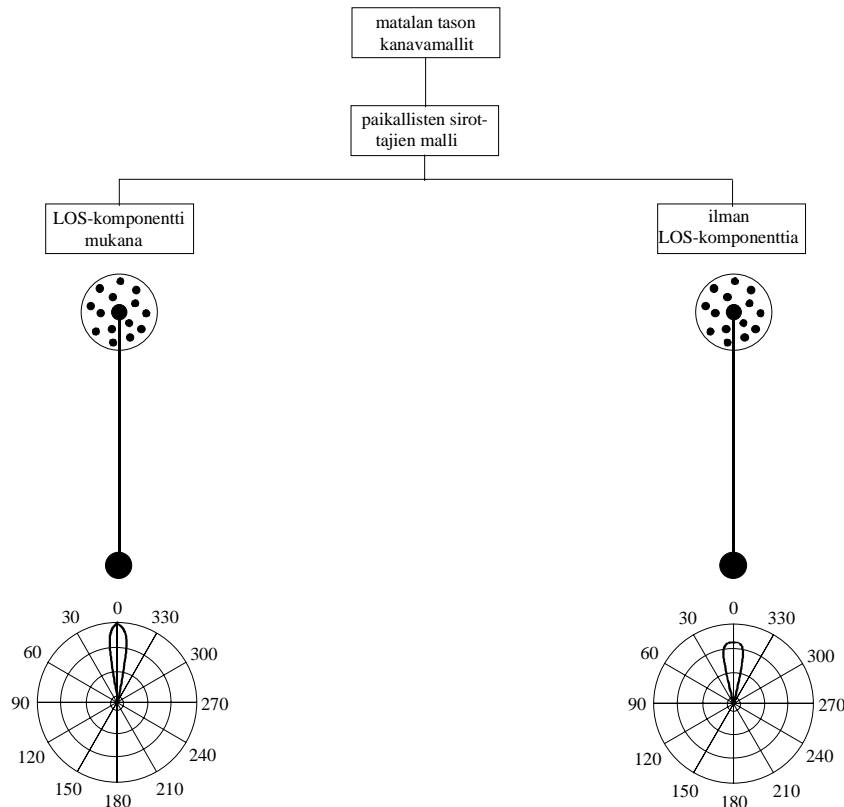
$$S_t \ll \frac{1}{B_s} \quad \text{ja} \quad S_\varphi \ll \varphi_{3dB}. \quad (2.9)$$

Jos viivehaje S_t on yhtäsuuri tai suurempi kuin vastaanottimen suodattimen kaistanleveyden B_s käänteisarvo tai kulmahaje S_φ on yhtäsuuri tai suurempi kuin antenniryhmän 3 dB:n keilanleveys φ_{3dB} on kyse korkean tason kanavasta:

$$S_t \geq \frac{1}{B_s} \quad \text{tai} \quad S_\varphi \geq \varphi_{3dB}. \quad (2.10)$$

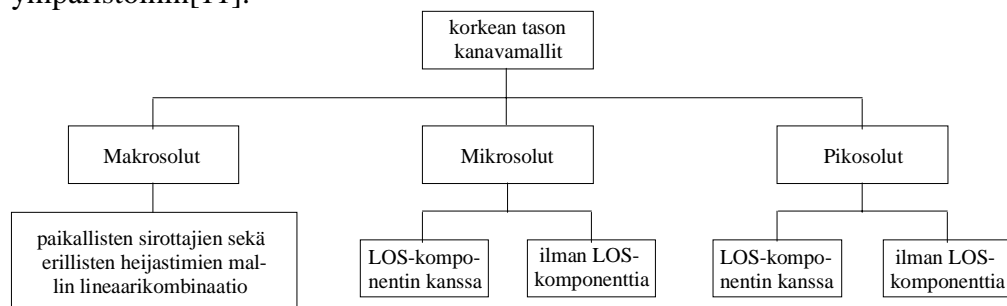
Tarkasti ottaen antenniin tulevan aallon suuntahaje riippuu sekä atsimuuttikulmasta φ että elevaatiokulmasta θ . Jotta laskentamäärä pysyisi äärellisenä kanavamallinnuksessa, huomioidaan usein ainoastaan atsimuuttitaso. Laskentatehon kasvaessa pystytään tulevaisuudessa ottamaan huomioon myös elevaatiokulma.

Matalan tason kanavamallissa oletetaan tukiaseman ympärillä sijaitsevien sirottajien sekä kaukosirottajien olevan merkityksettömiä. Tästä johtuen kulmahaje sekä viivehaje ovat melko pieniä. LOS-komponentti joko esiintyy tai ei kuvan 2.3 mukaisesti.



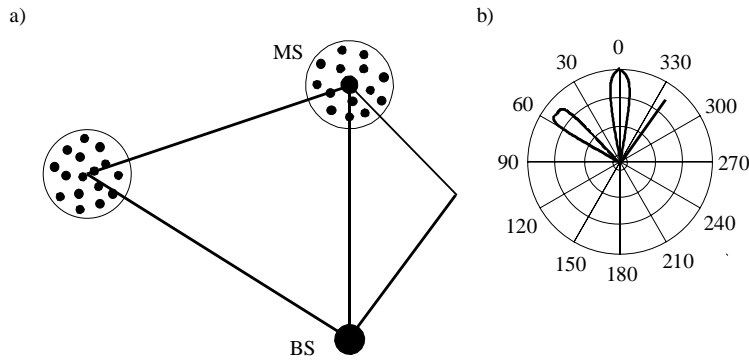
Kuva 2.3 Matalan tason kanavamallin kuvaus [11]

Ympäristöissä, jossa on suuri viivehaje ja/tai suuri kulmahaje, ei voida käyttää matalan tason kanavamalleja. Korkean tason kanavamalleissa tulee simuloida paikallisten sirottajien lisäksi suurentunutta kulmahajetta. On kaksi tapaa mallintaa tätä. Joko lisätään sirottajaympyrä tukiaseman ympärille tai käytetään kaukosirottajaklustereita. Valinta näiden kahden välillä tehdään sen mukaan, onko kyseessä makro-, mikro- tai pikosolu. Kuvassa 2.4 esitetään korkean tason kanavamallin jakaantuminen erilaisiin ympäristöihin[11].



Kuva 2.4 Korkean tason kanavamallit [11]

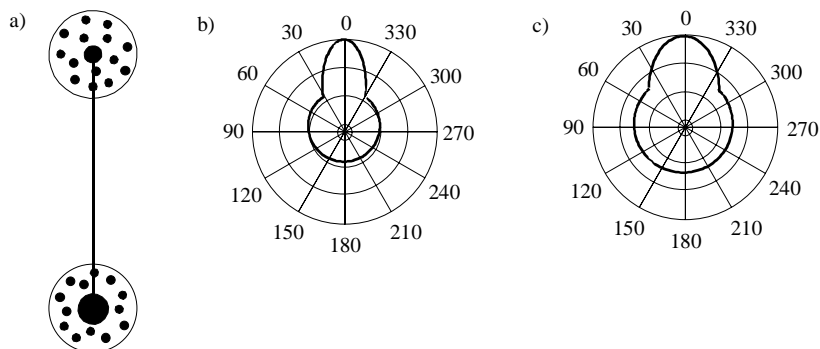
Makrosolumalli sisältää paikallisen sirottajaympyrän päätelaitteen ympärillä ja kaukosirottajaympyrän ja/tai heijastajan kuvan 2.5 mukaisesti. Atsimuuttitason tehospektistä voidaan havaita tehon saapuvan määrätystä suunnista. Makrosolumalli antaa yhteneviä tuloksia COST 207-mallin kanssa, jos tarkastellaan atsimuuttitason tehospektrin Dopperspektriä[11].



Kuva 2.5 Korkean tason kanavamalli makrosolulle

- a) kuvaus makrosolusta
b) atsimuuttitason tehospektri.

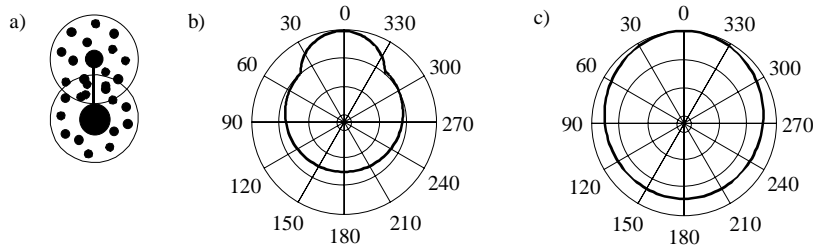
Mikrosolussa tukiasema-antenni sijaitsee yleisesti kattotason alapuolella. Tämän johdosta sirontaa tukiaseman ympärillä ei voi jättää huomiotta kuten edellä, vaan tilanne on kuvan 2.6 a)-kohdan mukainen. Signaalin saapumissuunnat noudattavat mikrosolussa katujen suuntia katukanjoniefektin takia. Paikalliset sirottajaympyrät määritetään katujen leveyden mukaan. Atsimuuttitason tehospektri on leveämpi kuin makrosolussa tehon saapuessa melko ympärisäteilevästi tukiasemalle.



Kuva 2.6 Korkean tason kanavamalli mikrosolulle

- a) kuvaus mikrosolusta
b) atsimuuttitason tehospektri, LOS-komponentti esiintyy
c) atsimuuttitason tehospektri ilman LOS-komponenttia.

Pikosolussa atsimuuttitason tehospektri voi olla lähes isotrooppinen jos LOS-komponenttia ei esiinny kuvan 2.7 mukaisesti. Sirontaympyrät menevät päällekkäin tukiaseman ja päätelaitteen välisen etäisyyden ollessa pienempi kuin mikrosolussa. Adaptiivisten antennien käytöllä ei pikosolussa ole niin suurta merkitystä kuin makro- tai mikrosolussa signaalien saapuessa tukiasemalle joka suunnasta. Tosin pikosolun etenemisympäristö riippuu oleellisesti rakennuksen muodoista (käytävät, huoneiden muodot jne.), joten atsimuuttitason tehospektri voi olla hyvinkin erilainen tässä esitettyyn verrattuna. Rakennusten käytävät saattavat esimerkiksi aiheuttaa signaalin ohjautumista siinä määrin, että suuntaavia antennia kannattaa harkita.



Kuva 2.7 Korkean tason kanavamalli pikosolulle

a) kuvaus pikosolusta

b) atsimuuttitasen tehospektri, LOS-komponentti esiintyy

c) atsimuuttitasen tehospektri ilman LOS-komponenttia.

2.5.3 Geometriaan perustuva stokastinen kanavamalli

Geometriaan perustuva stokastinen kanavamalli GSCM (GSCM = Geometry based Stochastic Channel Model) on tavallaan sekoitus deterministisestä ja stokastisesta kanavamallista. Mallin perusidea on määrittää sirontapisteet käyttämällä jotain tilastollista jakaumaa, kuten esimerkiksi kaavoissa (2.11), (2.12) tai (2.13), ja laskea kanavan vaste sirottajien geometrian sekä etenemislakien perusteella. Etenemisen kuvaamiseen säteiden saapumiskulmineen ja saapumisviiveineen käytetään yksinkertaista säteenseuranta-algoritmia. Jokaisen sirottajan kautta oletetaan kulkevan yhden monitiekomponentin. Monitiekomponenttien summautuessa eri vaiheissa on mahdollista mallittaa pienen mittakaavan häipymää [12].

Mallissa on kahdenlaisia sirottajia, paikallisia sirottajia sekä kaukosirottajia. Kaukosirottajat mallintavat esimerkiksi kaupunkiolosuhteissa korkeista rakennuksista aiheutuvaa sirontaa. Paikallisten sirottajien oletetaan olevan näköyhteydessä päätelaitteeseen. Päätelaite sijaitsee sirottajaympyrän sisällä kuvan 2.9 mukaisesti.

Geometriaan perustuvassa stokastisessa kanavamallissa otetaan huomioon pienen mittakaavan ja suuren mittakaavan häipymä [13]. Lisäksi se kuvaa tarkasti kanavaa eri aikapisteissä. Malli voidaan laajentaa kattamaan olosuhteita jotka ovat tavallisia kaupunkiympäristössä. Tällaisia seikkoja ovat esimerkiksi katujen muodostamat aaltoputket (katukanjoniefekti) sekä katonharjojen aiheuttama diffraktio. Katukanjoni saadaan aikaiseksi asettamalla paikalliset sirottajat ellipsin muotoon ja kaukosirottajat ellipsin isoakseleiden suuntaisesti. Paikalliset sirottajat kuvaavat tällöin rakennusten seiniä. Diffraktio huomioidaan vaimennuskertoimen avulla.

Paikallisten sirottajien sijoittuminen etäisyysuunnassa päätelaitteeseen nähden määrätään käyttäen sopivaa todennäköisyystiheysfunktioita pdf (pdf = probability density function). Tämä täytyy määrätä mittaustuloksiin perustuen jotta PDP- sekä kulmatehospektrin APS (APS = Angular Power Spectrum) arvot noudattavat mitattuja arvoja. Viiteessä [12] ehdotetaan käytettäväksi kolmea erilaista jakaumaa:

1) Vakiojakauma $p_1(r)$

$$p_1(r) = \begin{cases} \frac{2r}{R^2} & : r \leq R \\ 0 & : \text{muualla} \end{cases} \quad (2.11)$$

Vakiojakaumalla tarkoitetaan tässä tapauksessa sirottajien tasaista jakautumista sirottajaympyrän sisälle.

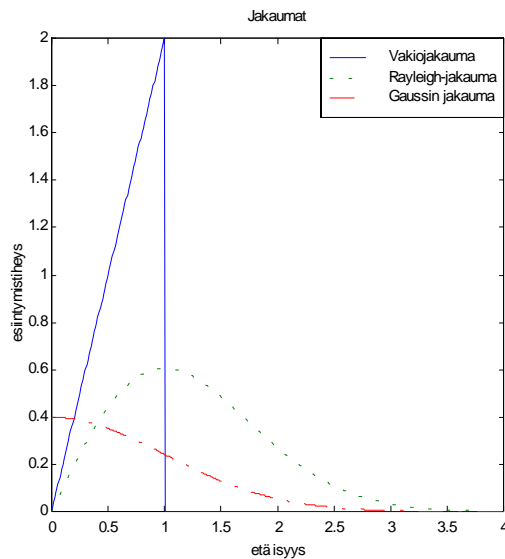
2) Rayleigh-jakaumaa $p_2(r)$

$$p_2(r) = \frac{r}{R} \exp\left[-\frac{r^2}{2R^2}\right]. \quad (2.12)$$

3) Gaussin jakaumaa $p_3(r)$

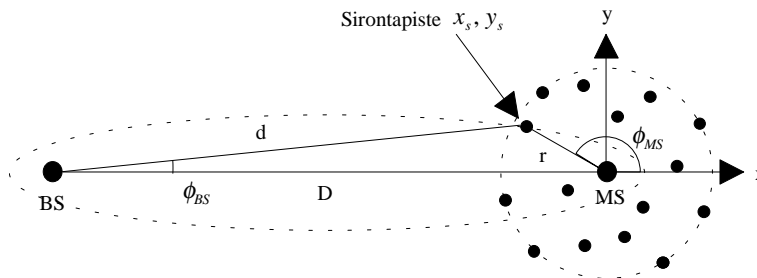
$$p_3(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}R} \exp\left[-\frac{r^2}{2R^2}\right]. \quad (2.13)$$

Jakaumat esitetään kuvassa 2.8, jossa vakiojakauma kuvataan yhtenäisellä viivalla, Rayleigh-jakauma katkoviivalla ja Gaussin jakauma pisteviivalla.



Kuva 2.8 Jakaumat 1), 2) ja 3) joissa sirottajaympyrän säde R normalisoituna ykköseksi

Edellä mainituissa jakaumissa r on päätelaitteen etäisyys sirottajista ja R on sirottajaympyrän tehollinen säde.



Kuva 2.9 Geometriaan perustuvan stokastisen kanavamallin peruseriaate

Kuten aikaisemmin mainittiin, todennäköisyystiheysjakauma tulee määrätä mittaustuloksiin perustuen. Mittausdatan, joka sisältää viive- sekä kulmatiedon, perusteella voidaan selvittää sirottajien sijainti kaavojen (2.16) ja (2.17) mukaan. Vastaavasti kuvan 2.9 perusteella voidaan johtaa kaavat (2.14) ja (2.15) joista selviää monitiekomponenttien viiveet sekä saapumiskulmat. Kaavoissa käytetyt suureet selviävät kuvasta 2.9.

$$\theta(x_s, y_s) = a \tan\left(\frac{y_s}{D + x_s}\right). \quad (2.14)$$

$$\tau(x_s, y_s) = \frac{\sqrt{x_s^2 + y_s^2} + \sqrt{(D + x_s)^2 + y_s^2}}{c}. \quad (2.15)$$

$$x_s(\tau, \phi_{BS}) = \frac{(D^2 - (\tau c)^2)}{2D - 2\tau c \sqrt{1 + \tan^2(\phi_{BS})}} - D. \quad (2.16)$$

$$y_s(\tau, \phi_{BS}) = \frac{(D^2 - (\tau c)^2) \cdot \tan(\phi_{BS})}{2D - 2\tau c \sqrt{1 + \tan^2(\phi_{BS})}}. \quad (2.17)$$

Sirottajien sijainti saadaan johdettua matemaattisella kuvauksella viiveiden ja saapumiskulmien perusteella (2.14), (2.15) \rightarrow (2.16), (2.17). Vastaavasti viiveet sekä saapumiskulmat saadaan sirottajien sijainnin perusteella (2.16), (2.17) \rightarrow (2.14), (2.15).

Todennäköisyystiheysfunktiona $pdf_1(x_s, y_s)$ voidaan käyttää edellä mainittua vakiojakaumaa, Rayleigh-jakaumaa tai Gaussin jakaumaa. Käyttäen kaavassa (2.19) esitettyä Jacobin determinanttia voidaan laskea saapumiskulman sekä viiveen todennäköisyystiheysfunktio $pdf_2(\tau, \phi_{BS})$ kaavan (2.18) mukaisesti[12].

$$pdf_2(\tau, \phi_{BS}) = pdf_1(x_s(\tau, \phi_{BS}), y_s(\tau, \phi_{BS})) \cdot J(\tau, \phi_{BS}). \quad (2.18)$$

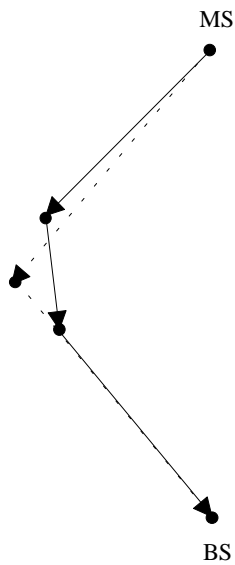
$$J(\tau, \phi_{BS}) = \begin{vmatrix} \frac{d}{d\tau} x_s(\tau, \phi_{BS}) & \frac{d}{d\tau} y_s(\tau, \phi_{BS}) \\ \frac{d}{d\phi_{BS}} x_s(\tau, \phi_{BS}) & \frac{d}{d\phi_{BS}} y_s(\tau, \phi_{BS}) \end{vmatrix}. \quad (2.19)$$

Mittausdatan, joka sisältää kulmatiedon sekä viivetiedon, perusteella voidaan kyseinen laskenta tehdä päinvastaisessa järjestyksessä eli saada selville sirottajien sijainnin todennäköisyystiheysfunktio $pdf_1(x_s, y_s)$. Toisin sanoen voidaan määrätä mittaustuloksiin sopiva jakauma.

$$pdf_1(x_s, y_s) = pdf_2(\tau(x_s, y_s), \phi_{BS}(x_s, y_s)) \cdot J(x_s, y_s) \quad (2.20)$$

$$J(x_s, y_s) = \begin{vmatrix} \frac{d}{dx_s} \phi_{BS}(x_s, y_s) & \frac{d}{dx_s} \tau(x_s, y_s) \\ \frac{d}{dy_s} \phi_{BS}(x_s, y_s) & \frac{d}{dy_s} \tau(x_s, y_s) \end{vmatrix} \quad (2.21)$$

Geometriaan perustuvassa stokastisessa kanavamallissa oletetaan sironnan tapahtuvan vain yhdestä sirottajasta. Varsinkin kaupunkiympäristössä tämä ei todellisuudessa pidä paikkansa. Tämä ei aiheuta ongelmia, koska ollaan kiinnostuneita ainoastaan monitiekomponenttien saapumiskulmista ja saapumisviiveistä. Kanavamallin mukainen sirottajajakauma antaa siis samat saapumiskulmat ja saapumisviiveet kuin todellinen sirottajajakauma. Toisin sanoen todelliset sirottajien paikat eroavat mallitetuista saapumiskulmien sekä viiveiden noudattaessa tästä huolimatta samanlaista jakaumaa. Kuvassa 2.10 havainnollistetaan tilannetta. Yhtenäisellä viivalla kuvataan todellista signaalin kulkutietä. Tässä esimerkissä signaali siis heijastuu kahdesta eri kohteesta. Kanavamallin mukainen signaalin kulkureitti on esitetty katkoviivalla. Tässä esiintyy ainoastaan yksi sirottaja. Oletetaan yhtenäistä viivaa ja katkoviivaa kulkevan reitin olevan yhtä pitkiä (samat saapumisviiveet) ja lisäksi signaalin saapumiskulman tukiasemalle olevan sama kummassakin tapauksessa. Näin saadaan saapumiskulma ja saapumisviive samoiksi.



Kuva 2.10 *Todellinen ja kanavamallin mukainen sirottajajakauma*

3 Monielementtirakenteiden käyttö radiojärjestelmissä

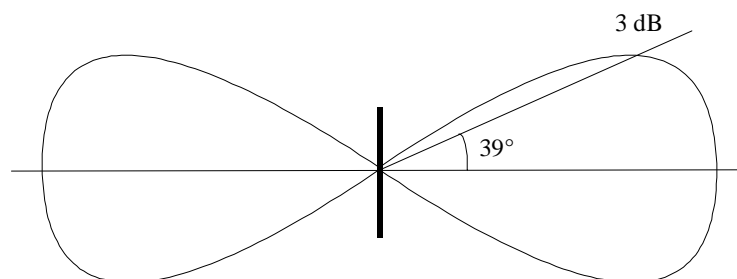
Monielementtisten antennien käyttö on tullut tarpeelliseksi adaptiivisten antennien myötä tietoliikennesovelluksissa. Tässä luvussa käsitellään antenniryhmiin ja adaptiivisuuteen liittyviä asioita. Ensin tarkastellaan erilaisia antennielementtirakenteita jonka jälkeen siirrytään antennirakenteisiin. Seuraavaksi käsitellään erilaisia diversiteettiratkaisuja ja lopuksi keskitytään adaptiivisuuteen.

3.1 Erilaiset antennielementtirakenteet

3.1.1 Perinteiset antennit

Siirtyvässä tietoliikenteessä on perinteisesti käytetty antennina $\lambda/2$ -dipoleja ja $\lambda/4$ -monopoleja UHF-alueella. Näitä on käytetty myös antenniryhmien rakentamiseen. Vertikaalisen dipolin sekä monopolin säteilykuviot ovat ympärisäteileviä horisontaalitasossa. $\lambda/2$ -dipolilla on 78° 3 dB:n E-tason keilanleveys ja 2.15 dBi:n suuntaavuus. Lisäksi sen sisäänmenoimpedanssi on keskitäajuudella melkein reaalinen arvoltaan noin 73Ω . Kuvassa 3.1 on esitetty $\lambda/2$ -dipolin säteilykuvio vertikaalitasossa. Dipolin pituuden kasvaessa sen säteilykuvio muuttuu huomattavasti [13].

Vastaavasti $\lambda/4$ -dipolilla asetettuna äärettömän suurelle maatasolle on 38° 3 dB:n keilanleveys ja 5.15 dBi:n suuntaavuus. Sisäänmenoimpedanssi on puolet pienempi kuin $\lambda/2$ -dipolilla. Käytännössä maataso ei yleensä ole ideaalinen eikä ääretön, joten keila on hieman kallistunut ylöspäin horisontaalitasossa ja sen suuntaavuus on pienempi kuin 5.15 dBi:tä [13]. Tämä tulee ottaa huomioon antennisuunnittelussa. Esimerkiksi piensolun tukiasemalla monopoli antenniryhmä on käännetty ylösalaisin, jotta keila osoittaa hieman alaspäin horisontaalitasosta [14].

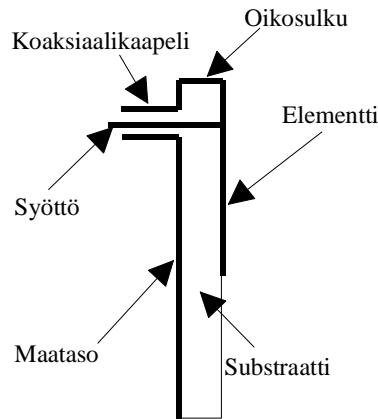


Kuva 3.1 $\lambda/2$ -dipolin säteilykuvio

3.1.2 Mikroliuska-antennit

Mikroliuska-antenneja on ehdotettu käytettäväksi radiojärjestelmissä useasta eri syystä. Viitteessä [15] on käsitelty lyhyesti mikroliuska-antenneja, niiden hyviä ja huonoja puolia. Ne ovat helppoja valmistaa ja integroida muihin piireihin. Valmistaminen on yksinkertaisuuden vuoksi halpaa. Rakenne on kevyt ja kestävä. Mikroliuska-antennin suuntaavuus on pieni, mutta sitä voidaan lisätä muodostamalla antennista lineaarisia ja planaarisia ryhmiä. Antenniryhmiä käytetään adaptiivisissa antenniratkaisuissa. Ongelmana on kapea impedanssikaistanleveys sekä huono hyötysuhde. Kapeakaistaisuudesta

on haittaa laajakaistaisissa sovelluksissa. Kaistanleveyttä voidaan hieman kasvattaa joko paksuntamalla käytettyä substraattia tai käyttämällä substraattia jolla on pienempi permittiivisyys. Eniten käytettyjä elementtimuotoja ovat pyöreä sekä suorakulmainen rakenne. Ympyräpolarisaatio toteutetaan syöttämällä elementtiä kahdesta eri kohdasta. Kuvassa 3.2 on esitetty oikosuljettu mikroliuska-antenni[16].



Kuva 3.2 Oikosuljettu mikroliuska-antenni kuvattuna sivulta[16]

Viitteessä [16] on esitetty menetelmä mikroliuska-antennien kaistanleveyden lisäämiseksi. Menetelmässä jaetaan leveämpi mikroliuska useaksi pienemmäksi liuskaksi, jotka on viritetty eri resonanssitaajuuksille. Yhtä mikroliuskaa syötetään toisten ollessa parasitiivisesti kytkettyjä. Impedanssikaistanleveys saadaan näin nousemaan yli kaksinkertaiseksi antennin pinta-alan kasvamatta merkittävästi. Viitteen tutkimus osoittaa myös parasitiivisten elementtien aiheuttavan polarisaation taajuusriippuvuutta.

3.2 Erilaiset antennirakenteet

3.2.1 Antenniparametrit

Antenniparametrit jaetaan säteilyominaisuuksia sekä piiriominaisuuksia kuvaaviin parametreihin. Kyseisiä parametreja tarvitaan antennien suunnittelussa. Näiden lisäksi suunnittelussa tulee ottaa huomioon antennin hinta, koko, paino ja muoto.

Piiriparametrit

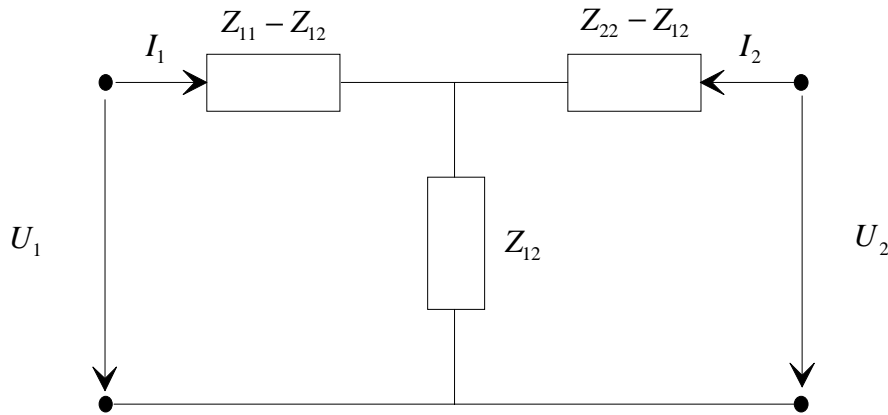
Piiriteorian kannalta antenni on syöttönavoista katsottuna impedanssi, joka muuttuu taajuuden funktiona. Antennin impedanssi Z_a koostuu resistiivisesta ja reaktiivisesta osasta kaavan

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (3.1)$$

mukaisesti. Resistanssi R_a puolestaan sisältää säteilyresistanssin R_r ja antennin häviöt R_h . Reaktanssi X_a johtuu antennin lähikentässä värahtelevästä loistehosta. Tästä saadaan edelleen määritettyä antennin hyötysuhde η_p kaavalla

$$\eta_p = \frac{R_r}{R_r + R_h} \quad (3.2)$$

Kahden antennin välistä radioyhteyttä voidaan kuvata resiprookkisena kaksiporttina kuvan 3.3 mukaan. Jos oletetaan vain yhden antennin sijaitsevan avaruudessa on antennin impedanssi $Z_a = Z_{11}$ ja antennien keskinäisvaikutusta ei esiinny. Mitä lähempänä kyseistä antenna on avaruuteen tuotu toinen antenni sitä suurempi on näiden kahden välinen kytkentä eli impedanssi Z_{12} . Tässä tapauksessa $Z_a = Z_{11} - Z_{12}$. Antennien ollessa toistensa kaukokentässä niiden välinen kytkentä on pieni. Antennien välinen kytkentä määrää myös antennien suuntakuvioiden ominaisuudet.



Kuva 3.3 Kahden antennin radioyhteyttä kuvaava vastinpiiri[17]

Säteilyparametrit

Säteilyyn liittyvät suureet saadaan antennin kaukokentän lausekkeesta, joka sähkökentälle $\vec{E}(\vec{r})$ määritellään[17]

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{N}_t(\vec{u}_r), \quad (3.3)$$

jossa $\vec{E}(\vec{r})$ on sähkökenttä
 $\vec{N}_t(\vec{u}_r)$ on säteilyvektori.

Edelleen säteilyvektorin poikittainen komponentti $\vec{N}_t(\vec{u}_r)$ määritellään[17]

$$\vec{N}_t(\vec{u}_r) = \vec{P} \cdot \vec{N}(\vec{u}_r) = \vec{P} \cdot \int_V e^{jk\vec{u}_r \cdot \vec{r}'} \vec{J}(\vec{r}') dV', \quad (3.4)$$

joissa $\vec{N}(\vec{u}_r)$ on säteilyvektori
 \vec{P} on projektiodyadi
 $\vec{J}(\vec{r}')$ on virtafunktio.

Säteilyominaisuuksia kuvaavia parametreja ovat seuraavat:

Säteilykuvio

Säteilykuvio on tietyn origon kautta kulkevan tason funktiosta $F(\bar{u}_r)$ leikkaama tasokuvio. Säteilivektorin poikittaisen komponentin $\bar{N}_t(\bar{u}_r)$ normalisoitu amplitudi $F(\bar{u}_r)$ määritellään [17]

$$F(\bar{u}_r) = \frac{|\bar{N}_t(\bar{u}_r)|}{|\bar{N}_t(\bar{u}_r)|_{\max}} = \frac{|\bar{E}(\bar{r})|}{|\bar{E}(\bar{r})|_{\max}}. \quad (3.5)$$

Keilanleveys

Keilanleveydelle on kaksi eri määritelmää. Yleisempi näistä kahdesta on 3 dB:n keilanleveys eli puolen tehon keilanleveys $\Delta\theta_{3dB}$. Toinen määritelmä on pääkeilan nol-lakohtien välinen kulma $\Delta\theta_0$.

Sivukeilatase

Antennin suuntakuviossa on yksi pääkeila sekä useita pääkeilaa pienempiä sivukeiloja. Pääkeilan kokoisia sivukeiloja kutsutaan sivumaksimeiksi. Sivukeilatase on sivukeilojen maksimin arvo pääkeilaan verrattuna [17].

Suuntaavuus

Suuntaavuus on antennin kyky keskittää säteily määrättyyn suuntaan. Ideaalisen ympärisäteilevän antennin suuntaavuus on 0 dB. Suuntaavuus $D(\bar{u}_r)$ määritellään [17]

$$D(\bar{u}_r) = 4\pi \frac{W(\bar{u}_r)}{P_{rad}} = \frac{4\pi |\bar{E}(\bar{r})|^2}{\int |\bar{E}(\bar{r})|^2 d\Omega} = \frac{4\pi F^2(\bar{u}_r)}{\int F^2(\bar{u}_r) d\Omega}, \quad (3.6)$$

jossa $W(\bar{u}_r)$ on antennin suuntaan \bar{u}_r säteilemä tehotiheys avaruuskulmaa kohti
 P_{rad} on antennin säteilemä kokonaisteho
 Ω on avaruuskulma.

Muut suureet ovat kuten kaavassa (3.3).

Antennin vahvistus

Vahvistuksen määritelmässä säteilytehon sijasta käytetään anteeniin syötettyä tehoa. Vahvistus on käytännössä pienempi kuin suuntaavuus, koska osa tehosta kuluu antennin häviöihin. Yhteys suuntaavuuden ja vahvistuksen välille määritellään

$$G = \eta_p D, \quad (3.7)$$

jossa η_p on säteilyhyötysuhde eli säteilytehon ja syötetyn tehon suhde.

Antennin sieppauspinta

Antennin sieppauspinta on sellainen efektiivinen pinta-ala A_e , jonka avulla voidaan laskea tulevan aallon tehotiheystestä S antennin sieppaama teho P eli

$$P = A_e S. \quad (3.8)$$

3.2.2 Antenniryhmät

Yleisten antennijoukkojen, joita käsitellään seuraavassa kohdassa, erikoistapaus on antenniryhmä. Yleisessä tapauksessa antenniryhmän elementit sijaitsevat kolmiulotteisessa avaruudessa kuvan 3.4 mukaisesti. Antenniryhmän elementit sekä virrat ovat translaatiosuhteessa toisiinsa nähden. Antenniryhmän ehtona on, että minkä tahansa i :n ja j :n antennielementin virtafunktioiden $\bar{J}_i(\bar{r})$ ja $\bar{J}_j(\bar{r})$ välillä on yhteys[17]

$$\bar{J}_j(\bar{r}) = a_{ij} \bar{J}_i(\bar{r}_i + \bar{r}_{ij}), \quad (3.9)$$

jossa \bar{J} on virrantiheys
 a_{ij} on amplitudin ja vaiheen määrittelevä kompleksikerroin
 \bar{r}_i on elementin paikkavektori
 \bar{r}_{ij} on kahden elementin välinen vektori.

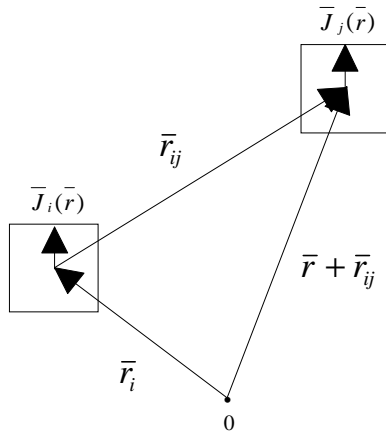
Kuvassa 3.4 olevilla lyhyillä nuolilla kuvataan virtoja ja neliöillä antennielementtejä. Antenniryhmän säteilemä kaukokenttä voidaan kirjoittaa[17]

$$\bar{E}(\bar{r}) = \sum_{i=0}^N a_i e^{jk\bar{u}_r \cdot \bar{r}_i} \bar{E}_0(\bar{u}_r), \quad (3.10)$$

jossa $\bar{E}(\bar{r})$ on antenniryhmän säteilemä kaukokenttä
 a_i on amplitudin ja vaiheen määrittelevä kompleksikerroin
 k on aaltoluku
 \bar{u}_r on säteilysuunta
 $\bar{E}_0(\bar{u}_r)$ on elementin kenttä.

Sanallisesti ilmaistuna ryhmän kaukokenttä on ryhmäkertoimen ja elementin kentän tulo.

Antenniryhmästä tulee sitä suuntaavampi mitä enemmän siinä on elementtejä. Toisin sanoen elementtien määrän kasvattaminen suurentaa apertuuria, joka aiheuttaa pääkeilan kaventumista. Tämä mahdollistaa adaptiivisilla antenniryhmillä paremman erottelun käyttäjien välillä.



Kuva 3.4 Toisiinsa translaatiosuhteessa olevat elementit sekä virrat

Tärkeä antenniryhmien erikoistapaus on lineaarinen tasavälinen ryhmä. Lineaarisuus tarkoittaa elementtien paikkavektorien yhdensuuntaisuutta, ja lisäksi tasavälisellä ryhmällä elementtien välinen etäisyys on vakio. Ryhmä voi lisäksi olla tasaisesti syötetty, jolloin syöttövirtojen amplitudit ovat yhtäsuuria mutta vaiheet saattavat olla erisuuria. Vaiheen säädöllä voidaan kääntää antennin keilaa haluttuun suuntaan. Kaksi ääritapausta tästä ovat rintamasäteilijä ja päätysäteilijä. Rintamasäteilijä säteilee kohtisuoraan antenniryhmän paikkavektoria vastaan ja päätysäteilijä paikkavektorin suuntaisesti. Progressiivisessa vaihesiirrossa vaihe muuttuu saman verran antennista toiseen. Optimaalinen elementtiväli lineaarisella ryhmällä on $\lambda/2$. Suuremmat elementtivälit aiheuttavat useampia pääkeilojen kokoisia sivukeiloja. Varsinainen pääkeila kapenee tässä tapauksessa. Tätä ilmiötä käytetään hyödyksi joissain sovelluksissa. Pienempi elementtiväli taas leventää pääkeilaa ja lisää keskinäiskytkentää.

Antenniryhmän elementtien määrän kasvattaminen kasvattaa myös sivukeilojen ja nol-lakohtien määrää. Tarkalleen ottaen $N+1$ elementtiä aiheuttaa $N-1$ sivukeilaa ja N nol-lakohtaa säteilykuvioon. Elementtien välinen vaihe-epätarkkuus nostaa sivukeilatasoa ja vähentää suuntaavuutta. Amplitudiepätarkkuudella ei ole paljon vaikutusta [17].

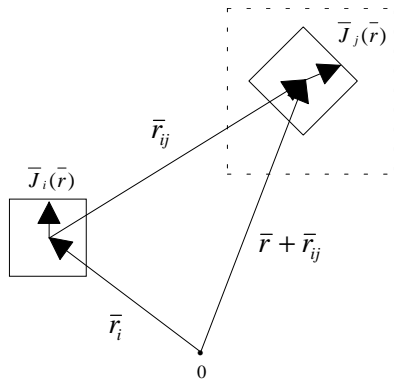
Keskinäiskytkentä on ilmiö, joka pilaa ryhmäkäsitteen, koska virrat eivät ole ilmiöstä johtuen translaatiosuhteessa toisiinsa nähden. Tarkasti ottaen antenniryhmiä ei ole olemassa keskinäiskytkennästä johtuen, mutta käsitettä voidaan käyttää likimääräisenä. Keskinäiskytkentä tarkoittaa elementtien kenttien vaikutusta toisiin elementteihin. Kyt-kentä riippuu polarisaatiosta sekä elementtien muodosta. Ilmiö on luonnollisesti sitä voimakkaampi mitä lähempänä elementit ovat toisiaan. Keskinäiskytkentää kuvaa kyt-kentämatriisi jonka elementit ovat impedanssiparametreja [18]. Keskinäiskytkennän vaikutuksesta myös elementtien resonanssitaajuudet muuttuvat.

3.2.3 Antennijoukot

Antennijoukkoja on käsitelty melko vähän kirjallisuudessa. Antennijoukoksi voidaan kutsua rakennelmaa, jossa on vähintään kaksi antennielementtiä. Elementit voivat olla satunnaisessa järjestyksessä toisiinsa nähden ja elementteihin syötetyt virrat voivat myöskin olla satunnaisia. Antennijoukon säteilemä kaukokenttä voidaan kirjoittaa

$$\bar{E}(\bar{r}) = \sum_{i=0}^N a_i e^{j\bar{u}_r \cdot \bar{r}_i} \bar{E}_0(\bar{u}_r), \quad (3.11)$$

jossa suureet ovat kuten kaavassa (3.10). Tämä eroaa vastaavasta antenniryhmän kaukokentän kaavasta yksittäisten elementtien mielivaltaisten säteilysuuntien \bar{u}_r osalta johtuen elementtien satunnaisesta sijoittelusta ja satunnaisista virroista. Kuvasta 3.5 voidaan havaita sekä elementtien että virtojen kiertyneen toisiinsa nähden. Esimerkiksi sylinterin pinnalla olevat mikroliuskat muodostavat antennijoukon koska antennielementit ovat kiertyneet $360^\circ / n$ toisiinsa nähden.



Kuva 3.5 Elementit ja virrat satunnaisessa järjestyksessä toisiinsa nähden

Antennijoukon säteilemää kaukokenttää ei voida määrittellä elementin kentän ja ryhmäkertoimen tulona kuten antenniryhmälle. Antennijoukolle ei voida esittää ryhmäkerrointa koska säteilysuunta \bar{u}_r ei ole yksikäsitteinen.

3.2.4 Synteesimenetelmät

Antennijoukoille ei ole olemassa tunnettuja synteesimenetelmiä. Sen sijaan antenniryhmän säteilykuvion muokkaamiseen on kehitetty erilaisia synteesimenetelmiä. Menetelmillä voidaan esimerkiksi alentaa sivukeilatasoa tai siirtää nollakohtia. Eri synteesimenetelmiä ovat mm. [17]

- Schelkunoffin synteesi
- Suora polynomisynteesi
- Dolphin Tsebyshhev-synteesi
- Taylorin synteesi
- Orchardin synteesi.

Schelkunoffin synteesi

Ryhmäkerroin voidaan kirjoittaa [17]

$$f(z) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i z^i = a_{n-1} (z - z_1)(z - z_2) \dots (z - z_{N-1}), \quad (3.12)$$

missä kompleksiluvut z_i ovat funktion $f(z)$ nollakohtia. Funktion $f(z)$ nollakohdat määräävät ryhmäkuvion ominaisuudet. Nollakohdat voidaan asettaa halutulla tavalla lausekkeeseen ja kehittää se tämän jälkeen polynomimuotoon.

Suora polynomisynteesi

Suora polynomisynteesi soveltuu rintamasäteilijälle. Elementtien etäisyydet d toisistaan ovat myös vakioita. Jos tiedetään säteilyamplitudit A_m suunnissa φ_m voidaan virta-kertoimet a_i ratkaista kaavan (3.13) mukaan. Tämä edellyttää kompleksisten kertoimien z_m^i muodostavan matriisin kääntämistä[17].

$$f(\gamma_m) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i z_m^i = \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{ijkd \cos \varphi_m} = A_m \quad (3.13)$$

Dolphin Tsebsyshev-synteesi

Dolphin Tsebsyshev-synteesi perustuu Tsebsyshevin polynomien hyväksikäyttöön. Menetelmällä vaikutetaan kolmeen eri asiaan, pääkeilan leveyteen, sivukeilatasoon ja elementtien lukumäärään. Menetelmällä saadaan optimaalinen suuntaavuus lineaariselle tasaväliselle ryhmälle, kun valitaan elementtien lukumäärä sekä sivukeilataso. Toisaalta valitsemalla suuntaavuus saadaan optimaalinen sivukeilataso. Tsebsyshevin polynomit $T_m(x)$ määritellään [17]

$$T_m(x) = \begin{cases} \cosh(m \operatorname{arccosh}(x)), & |x| \geq 1, \\ \cos(m \operatorname{arccos}(x)), & |x| \leq 1. \end{cases} \quad (3.14)$$

Nämä voidaan lausua x :n potensseina m :n parillisella ja parittomalla arvolla seuraavasti [17]

$$T_{2M}(x) = \sum_{n=0}^M (-1)^{M-n} \frac{M}{n+M} \binom{n+M}{2n} (2x)^{2n}, \quad (3.15)$$

$$T_{2M-1}(x) = \sum_{n=1}^M (-1)^{M-n} \frac{2M-1}{2(n-1+M)} \binom{n-1+M}{2n-1} (2x)^{2n-1}. \quad (3.16)$$

Ryhmäkerroin voidaan lausua seuraavasti [17]

$$f(\gamma) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{ij\gamma} = \begin{cases} 1 + 2 \sum_{n=1}^M \frac{b_n}{b_0} \cos(2n\gamma / 2), & \text{kun } N = 2M + 1, \\ 2 \sum_{n=1}^M \frac{b_n}{b_1} \cos[(2n-1)\gamma / 2], & \text{kun } N = 2M. \end{cases} \quad (3.17)$$

Ryhmäkertoimen lausekkeissa b_n kuvaa elementtien amplitudeja. Indeksointi aloitetaan ryhmän keskeltä ja parittomassa tapauksessa keskimmäisen elementin amplitudi on b_0 . Ryhmäkerroin tulee valita Tsebsyshevin polynomiin verrannolliseksi ($f(\gamma(x)) = T_m(x)$) jossa

$$\gamma(x) = 2 \arccos\left(\frac{x}{x_1}\right). \quad (3.18)$$

Näin valitsemalla kaikki suuntakuvion sivukeilat saadaan yhtä pieniksi. Sijoittamalla $\gamma(x)$ ryhmäkertoimen lausekkeeseen saadaan Tsebsyshevin polynomi, jos elementtien amplitudit valitaan sopivasti. Tämä voidaan tehdä asettamalla joko polynomien x :n kertoimet tai nollakohtat samoiksi. Tsebsyshevin synteessissä muutetaan siis säteilykuvion nollakohtia ja elementtien virtoja. Menetelmä tulee kannattavaksi vasta suurilla ryhmillä -30 dB:n sivukeilatasolla.

Taylorin synteesi

Taylorin synteesi perustuu jatkuvan apertuurijakauman optimoimiseen säteilykuvion sivukeilataso ollessa vakio. Taylorin synteesiä on käsitelty viitteessä [19]. Taylorin synteessissä pyritään näkyvän alueen sivukeilataso saamaan likimain vakioksi. Näkyvän alueen ulkopuolella olevien sivukeilojen amplitudeja ei nosteta näkyvän alueen sivukeilojen amplitudien tasalle. Tästä johtuen pääkeila on hieman leveämpi kuin Dolphin Tsebsyshev-synteessissä. Sivukeilojen tasoa säädellään siirtämällä nollakohtia. Editoitu säteilyfunktio $\bar{f}(u)$ määritellään

$$\bar{f}(u) = f(u) \frac{\prod_{n=1}^N (1 - u^2 / u_n^2)}{\prod_{n=1}^N (1 - u^2 / n^2)}, \quad (3.19)$$

jossa $2N$ on nollakohtien lukumäärä
 u on suuntaparametri
 u_n on uuden nollakohdan paikka
 n on vanhan nollakohdan paikka.

Suuntaparametri u määritellään

$$u = \frac{2a}{\lambda} \left(\cos \theta - \frac{h}{k} \right), \quad (3.20)$$

jossa $2a$ on apertuurin pituus
 λ on aallonpituus
 θ on säteilykuvion kulma
 h on antennin tehollinen pituusvektori
 k on aaltoluku.

Uusien nollakohtien paikat u_n määritellään

$$u_n = (N + 1) \sqrt{\frac{S^2 + (n - 1/2)^2}{S^2 + (N + 1/2)^2}}. \quad (3.21)$$

Parametri S määritellään halutusta sivukeilatasosta s .

$$S = \frac{1}{\pi} \cosh^{-1}(10^{-s/20}). \quad (3.22)$$

Orchardin synteesi

Jokaisen sivukeilan taso voidaan myös määrätä suhteessa pääkeilaan. Menetelmä on nimeltään Orchardin synteesi joka on esitetty viitteessä [20]. N-elementtisen ryhmän ryhmäkerroin voidaan esittää muodossa

$$f(\gamma) = a_N \prod_{i=1}^{N-1} (e^{j\gamma} - e^{j\tilde{\gamma}_i}). \quad (3.23)$$

Edelleen parametri γ määritellään

$$\gamma = kd \cos \varphi + \delta, \quad (3.24)$$

jossa k on aaltoluku
 d on elementtien välinen etäisyys
 φ on tarkastelukulma
 δ on vaihesiirto.

Ryhmäkertoimen lausekkeessa $\tilde{\gamma}_i$:t ($\tilde{\gamma}_i = \tilde{\gamma}_{Ri} - j\tilde{\gamma}_{Ii}$) ovat $f(\gamma)$:n nollakohtia. Ryhmäkertoimen (3.23) avulla voidaan vahvistus $G(\gamma)$ esittää muodossa

$$G(\gamma) = 10 \log |f(\gamma)|^2 = \sum_{i=1}^{N-1} 10 \log [1 - 2e^{\tilde{\gamma}_i} \cos(\gamma - \tilde{\gamma}_{Ri}) + e^{2\tilde{\gamma}_i}]. \quad (3.25)$$

Ryhmän sivukeilatason antava funktio $S(\gamma)$ saadaan vähentämällä ryhmävahvistuksesta pääkeilaan suuntautuva teho $G(\hat{\gamma})$. Funktio $S(\gamma)$ voidaan esittää muodossa

$$S(\gamma) = \sum_{i=1}^{N-1} 10 \log \frac{1 - 2e^{\tilde{\gamma}_i} \cos(\gamma - \tilde{\gamma}_{Ri}) + e^{2\tilde{\gamma}_i}}{1 - 2e^{\tilde{\gamma}_i} \cos(\hat{\gamma} - \tilde{\gamma}_{Ri}) + e^{2\tilde{\gamma}_i}}. \quad (3.26)$$

Eräs nollakohdista $\tilde{\gamma}$ kiinnitetään johonkin arvoon jolloin sivukeilatase voidaan optimoida suunnissa γ_i loppujen nollakohtien reaali- ja imaginaariosien suhteen yhtälöryhmästä

$$S(\gamma_i) = T(\gamma_i), \quad i = 1..2N - 4 \quad (3.27)$$

missä $T(\gamma_i)$ on haluttu normalisoitu ryhmävahvistus. Tämän epälineaarisen yhtälöryhmän ratkaisemiseen voidaan soveltaa Newtonin menetelmää. Linearisoinnin jälkeen voidaan halutun säteilykuvion toteuttavat nollakohdat ratkaista rekursiivisesti.

3.3 Tekniset ratkaisut häipymän torjumiseksi

3.3.1 Vastaanottoistoite

Toistemenetelmien tarkoituksena on vastaanottaa mahdollisimman korreloimattomat versiot signaalista ja yhdistää ne jollain sopivalla tavalla. Toistemenetelmiä käytetään nopean ja hitaan häipymän ehkäisemiseen. Vastaanottoistomenetelmiä (RX-diversity) on kehitetty useita.

Paikkatoiste

Paikkatoisteessa käytetään useampaa antennia. Antennien tulee olla tarpeeksi etäällä toisistaan, jotta korrelaatiokerroin saadaan tarpeeksi pieneksi. Viitteen [21] mukaan korrelaation pitää olla vähemmän kuin 0.7. Tämä saavutetaan asettamalla antennit 15-20 allonpituuden etäisyydelle toisistaan horisontaalisuunnassa. Vertikaalisuunnassa vastaavat arvot ovat 70-80 allonpituutta. Tutkimus tehtiin 800 MHz:n taajuudella. Myös muita tutkimuksia on tehty aiheeseen liittyen [22]. Tästä voidaan päätellä signaalin tulokulman vaikuttavan korrelaatiokertoimeen. Se on huomattavan erilainen rintama- kuin pääty-säteilijälle samalla antennilla.

Taajuustoiste

Taajuustoisteessa käytetään kahta eri taajuuskanavaa. Kanavat ovat tavallisesti samalla taajuusalueella, mutta ne voivat sijaita myös eri taajuusalueilla. Menetelmän heikkous on kahden kanavan tarve. Lisäksi toimittaessa eri taajuusalueilla tarvitaan myös kaksi eri antennia. Radiokanavalla esiintyvä häipymä on erilaista eri taajuusalueilla. Kanavien taajuuseron tulee olla riittävä, jotta korrelaatio eri signaalien välillä on mahdollisimman pieni. Korrelaatiokaistanleveys riippuu etenemisympäristöstä[23].

Siirtyvässä tietoliikenteessä käytetään taajuushyppelyä, jossa signaalitaajuutta vaihdellaan usean eri taajuuden välillä. Esimerkiksi GSM-järjestelmään on spesifioitu kaksi erilaista menetelmää toteuttaa taajuushyppely, sykleissä toistuva ja satunnainen taajuushyppely[24]. CDMA-järjestelmässä käytetään myös taajuushyppelyä tai suorahajoitusta kuten seuraavassa luvussa ilmenee.

Polarisaatiotoiste

Polarisaatiotoisteen ideana on käyttää samaa antennia tai antenniryhmää kahdella vastakkaisella polarisaatiolla. Toistemielessä voidaan käyttää vaaka- ja pystypolarisaatiota. Kokonaan toinen asia on käyttää oikea- ja vasenkätistä ympyräpolarisaatiota eri lähetysten erottelemiseen toisistaan. Tämä on käytössä esimerkiksi satelliittitietoliikenteessä. Polarisaatiotoistetta käyttämällä voidaan ehkäistä radiotien aiheuttamien polarisaatiomuutosten aiheuttamaa epäsovutusta. Lineaarinen polarisaatio muuttuu esteiden heijastusten takia tyypillisesti elliptiseksi polarisaatioksi. Jos signaali lähetetään vaakapolarisaatiolla voidaan vastaanotossa käyttää polarisaatiotoistetta, jotta saadaan siepattua myös pystypolarisoitu signaali.

Vaihetoiste

Kolme seuraavaksi esitettävää toistemenetelmää eli vaihetoiste, kulmatoiste ja värinätoiste ovat läheistä sukua toisilleen ja soveltuvat hyvin käytettäväksi adaptiivisten antennien yhteydessä. Näissä menetelmissä pyritään vastaanottamaan eri suunnista saapuvia monitiekomponentteja tai vastaavasti valitsemaan joku näistä komponenteista.

Eriolaisten amplitudikuvioiden lisäksi adaptiiviset antennit voivat muodostaa erilaisia vaihekuvioita[14]. Signaali voi saapua antenniin useaa eri tietä. Esimerkiksi linkkien välisellä yhteydellä signaali saapuu tyypillisesti suoraan sekä maaheijastuksen kautta. Resultanttisignaali häipyä jos nämä kaksi signaalia ovat vastakkaisessa vaiheessa, ja niiden amplitudit ovat yhtäsuuret. Vaihetoisteen ideana on muodostaa useita keiloja, joilla on sama amplitudi mutta eri vaihekuviot, eri suuntiin[25]. Näin saadaan lievennettyä signaalin häipymää.

Kulmatoiste

Siirtyvässä radioliikenteessä signaalilla on useita eri reittejä tukiaseman ja päätelaitteen välillä eriolaisten esteiden vaikutuksesta. Kulmatoistetta käyttäen antenni kykenee vastaanottamaan tehoa useasta eri suunnasta. Tällöin antennissa muodostetaan useampia keiloja eri monitiekomponenttien saapumissuuntiin. Menetelmä sopii tästä johtuen SDMA:ssa käytettävälle adaptiivisille antennille, jotka muodostavat keiloja eri suuntiin.

Suuntakuviotoiste

Suuntakuviotoisteen ideana on muodostaa kaksi suuntakuvioita käyttämällä kahta heijastinta tai vastaavasti kahta antennia. Jos toinen suuntakuviotoiste tuottaa esimerkiksi kaksi yhtä voimakasta mutta vastakkaisvaiheista signaalia on toisen suuntakuvion amplitudisuhde erilainen. Näin saadaan ehkäistyä mahdollista häipymää. Kulmatoiste on tavaltaan eräs suuntakuviotoistemenetelmä.

Värinätoiste

Värinätoiste on eräs keino häipymän torjumiseksi. Menetelmää on käytetty perinteisesti tutkatekniikassa. Menetelmä vaatii älykkään antenniratkaisun käyttöä, joten se soveltuu antennikeilan muokkaukseen perustuvaan SDMA:han. Pääkeilaa heilutetaan maksimisaäteilysuunnan ympärillä antenniryhmän elementtien vaiheistusta muuttamalla. Näin saadaan häipymäolosuhteita muutettua. Värinätoiste on myös keino kulmahajeen vuoksi eri kulumista saapuvien signaalien vastaanottamiseen. Vaihtoehtoinen ratkaisu värinätoisteelle on käyttää useaa hieman eri suuntiin osoittavaa keilaa[23].

3.3.2 Yhdistelymenetelmät

Eri toistemenetelmien tehojen yhdistämiseen käytetään erilaisia yhdistelymenetelmiä. Erilaisia yhdistelymenetelmiä ovat paremmuusjärjestyksessä mm. valintayhdistely[26], tasavahvistusyhdistely ja maksimisuhdeyhdistely[27]. Valintayhdistelyssä vastaanote-

taan signaali, jolla on paras signaali-kohinasuhde. Tasavahvistusyhdistelyssä yhdistetään signaalit samassa vaiheessa. Maksimisuhdeyhdistelyssä yhdistetään signaalit samassa vaiheessa, ja lisäksi signaaleja painotetaan eri painokertoimilla riippuen eri haarojen signaali-kohinasuhteista.

3.3.3 Lähetystoiste

Tukiaseman lähetystoistetta (TX-diversity) on tutkittu vähemmän kuin vastaanottotoistetta siirtyvässä tietoliikenteessä. Viitteessä [28] on ehdotettu käytettäväksi kahta eri tekniikkaa. Kahden eri antennin välinen ortogonaalisuus saavutetaan joko koodijaolla tai aikajaolla. Aikajakoisuus voidaan edelleen toteuttaa kahdella eri tavalla. Menetelmällä on saatu noin 7 dB:n vahvistus verrattuna tilanteeseen ilman diversiteettiä päätelaitteen nopeuden ollessa pieni. Mittausympäristössä päätelaitteeseen saapui vain yksi merkittävä monitiekomponentti.

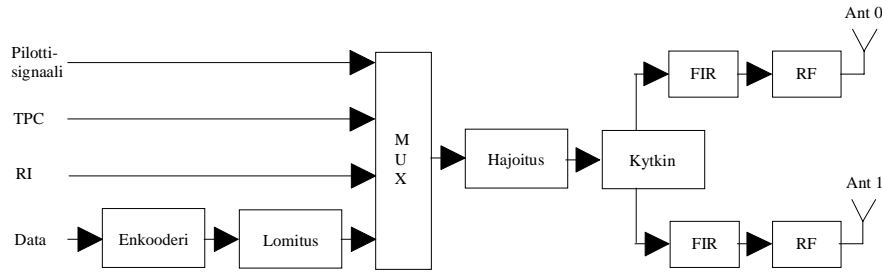
Ortogonaalinen lähetystoiste

Ortogonaalinen lähetystoiste OTD (OTD = Orthogonal Transmit Diversity) hyödyntää koodijakoista lähetystoistetta. Kaksi ortogonaalisesti koodattua signaalia lähetetään eri antennilla. Menetelmä soveltuu CDMA-järjestelmään, jossa käytetään ortogonaalisia koodeja. Menetelmä voidaan toteuttaa myös käyttämällä tukiasemalla antenniryhmää, jossa on parillinen määrä elementtejä (4,8,...). Tällöin joka toinen antenni lähettää toisella ja joka toinen toisella koodilla varustetta signaalia. Tämän takia se soveltuu SDMA-järjestelmään, jossa hyödynnetään adaptiivisia antennia.

Aikajakoinen lähetystoiste

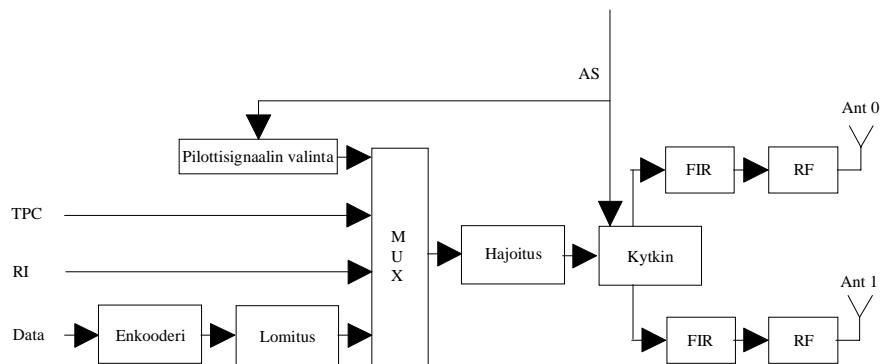
Aikajakoisesta lähetystoisteesta on kaksi eri versiota, aikakytkentäinen lähetystoiste TSTD (TSTD = Time Switched Transmission Diversity) ja valinnainen lähetystoiste STD (STD = Selection Transmit Diversity). Aikakytkentäisessä lähetystoisteesta jaetaan ja lähetetään signaali aikajakoisesti usealla eri antennilla. Valinnaisessa lähetystoisteesta valitaan antenni päätelaitteen takaisinkytkennän perusteella. Kyseisiä toistomenetelmiä on käsitelty kolmannen sukupolven matkapuhelinstandardia käsittelevässä UTRAN-do-kumentissa [28].

TSTD:ssä tarvitaan kytkentä kahdelle eri antennille suodattimiseen. Lähetysten alussa kontrollikanava BCCH (BCCH = Broadcast Control CHannel) informoi päätelaitteita tukiaseman kyvystä käyttää TSTD:tä. Tämän jälkeen lähetetään kanavat DPCH (DPCH = Dedicated Physical Channels). DPCH lähetetään kytkemällä signaali vuoronperään kummallekin antennille. Kaikki muut kanavat kuten fyysinen yleinen ohjauskanava PCCCH (PCCCH = Physical Common Control Channel) ja synkronointikanava SCH (SCH = Synchronisation CHannel) lähetetään ilman diversiteettiä. Tukiasemalähetin varustettuna TSTD:llä esitetään kuvassa 3.6.



Kuva 3.6 Tukiasemalähetin varustettuna aikajakoisella lähetystoisteella TSTD[28]

Toinen mahdollisuus on käyttää STD:tä, jossa käytetään nopeaa suljettua silmukkaohjausta lähetysdiversiteetissä. Jos pehmeää kanavanvaihtoa ei käytetä, tukiaseman lähetysantenni valitaan dynaamisesti perustuen nopeaan lähetysantennivalintaohjaussignaaliin AS (AS = Antenna Selection), jonka päätelaite lähettää. AS-bitin arvo valitaan perustuen antennikohtaisen fyysisen ohjauskanavan CPCCH (CPCCH = Common Physical Control Channel) mittauksiin. Tukiasemalähetin varustettuna STD:llä esitetään kuvassa 3.7.



Kuva 3.7 Tukiasemalähetin varustettuna valinnaisella lähetystoisteella STD[28]

3.4 Adaptiiviset antennit

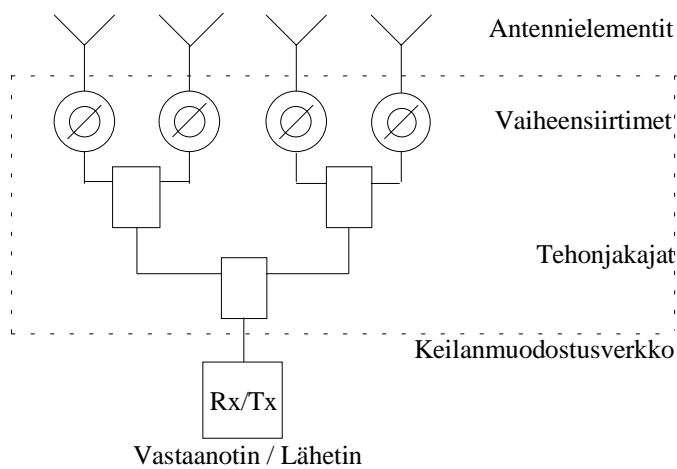
Älykkäät antenniryhmät ovat siirtyneet tutkatekniikasta langattomaan tietoliikenteeseen. Adaptiivisten antennien eduista normaaleihin antenniryhmiin verrattuna voidaan mainita seuraavat seikat [28]

- kapasiteetin kasvu
- vähemmän interferenssiä signaalien kesken
- signaalien laadun paraneminen
- viivehajeen pieneneminen
- lähetystehon pieneneminen
- sähkömagneettisen saasteen vähentyminen
- käyttäjien terveysriskin vähentyminen.

Eriasteisia älykkäitä antenniratkaisuja on kehitetty. Antenniryhmä voi olla sama jokaisessa ratkaisussa, mutta keilanmuodostukseen käytetty ohjausyksikkö on erilainen. Erilaisia antenniratkaisuja ovat kytkentäkeilainen antenni (switched-beam antenna), muokautuvakeilainen antenni (beamforming antenna) ja adaptiivinen antenniryhmä (adaptive array) järjestyksessä yksinkertaisimmasta monimutkaisimpaan [14].

3.4.1 Analoginen keilanmuokkaus

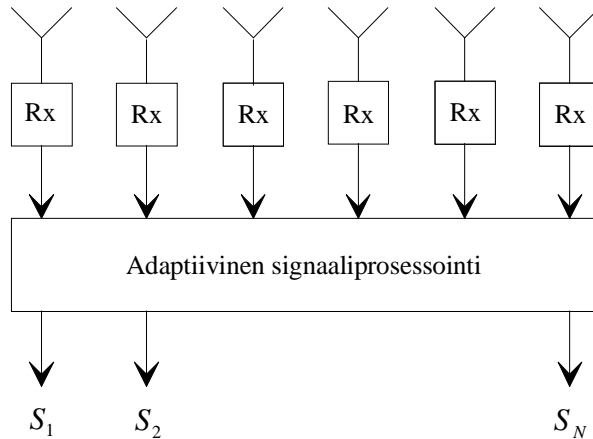
Analogisessa keilanmuokkauksessa käytetään keilanmuodostusverkkoa, joka säätelee antennielementteihin tulevan signaalin vaiheita ja amplitudeja. Lisäksi tarvitaan antenniryhmä vastaanottamaan ja lähettämään signaaleja. Keilanmuodostusverkko voidaan toteuttaa esimerkiksi aaltoputkilla, siirtojohdoilla tai hybrideillä. Keilanmuodostusverkolla voidaan kytkeä keila kiinteisiin suuntiin. Jos halutaan useampi keila, joudutaan käyttämään monikeilaista keilanmuodostusverkkoa, jota kutsutaan keilanmuodostusmatriisiksi. Eräs käytetty keilanmuodostusmatriisi on Butler-matriisi. Analoginen keilanmuokkaus vaatii vain yhden lähetinvastaanottimen. Kuvassa 3.8 on esitetty eräs analoginen adaptiivinen antenniratkaisu, jossa keilanmuodostusverkko on toteutettu vaiheensiirtimien ja tehonjakajien avulla[29].



Kuva 3.8 Analoginen adaptiivinen antenni [29]

3.4.2 Digitaalinen keilanmuokkaus

Digitaalisessa keilanmuokkauksessa DBF (DBF = Digital Beam Forming) yhdistetään antennitekniikka ja digitaalitekniikka. DBF-antennijärjestelmä koostuu kolmesta osasta: antenniryhmästä, digitaalisista lähetinvastaanottimista ja digitaalisesta signaaliprosessorista. Kuvassa 3.9 esitetään adaptiivinen antenni. Signaaliprosessori mahdollistaa ohjelmallisesti toteutettavia erilaisia keilanmuokkaustapoja kuten pyyhkäisevät keilat, moninkertaiset keilat, muotoiltavat keilat ja säädettävät nollakohdat[29].



Kuva 3.9 Digitaalinen adaptiivinen antenni [29]

Antennielementteihin saapuvilla päätelaitteiden lähettämällä signaaleilla on määrätty vaihe sekä amplitudi. Jokainen antennielementti vastaanottaa signaalit eri vaiheessa johdettujen elementtien sijaintierosta. Jokaiseen elementtiin saapuu versio mobiilin lähettämästä signaalista. Vastaanottimet muuntavat analogiset signaalit digitaalisiksi. Vastaanottimet kalibroidaan usein saapuvien signaalien amplitudeihin ja vaiheisiin ohjelmallisesti. Vastaanotin toteuttaa taajuuden alassekoituksen, suodatuksen ja signaalin vahvistuksen sopivaksi analogia-digitaalimuuntimelle ADC (ADC = Analog-to-Digital Converter). Signaali jaetaan I- ja Q-haaroihin. Tämän jälkeen signaaliprosessori painottaa eri elementeistä tulleita signaaleja sopivilla kompleksisilla painokertoimilla. Tämän takia keila kääntyy mobiilin sijaintisuuntaan. Samanaikaisesti voidaan vastaanottaa useita signaaleja käyttämällä signaaleille eri painokertoimia eli eri vastaanottosuuntia.

Digitaalinen keilanmuokkaus voidaan toteuttaa kahdella eri tavalla. Voidaan käyttää elementtikytkentäistä keilanmuokkausta (Element-Space Beamforming) ja keilakytkentäistä keilanmuokkausta (Beam-Space Beamforming). Elementtikytkentäisessä keilanmuokkauksessa määrättyssä kulmassa vastaanotettua signaalia voidaan kuvata sarjalla [29]

$$S(\theta_i) = \sum_{k=0}^{K-1} w_k^{i*} r_k, \quad (3.28)$$

jossa	$S(\theta_i)$	on määrättyssä kulmassa vastaanotettu signaali
	w_k^i	on kompleksinen painokerroin
	r_k	on tuleva signaali
	*	on kompleksikonjugaatti
	i	on keilaindeksi.

Elementteihin saapuvat signaalit $r_k(n)$ kerrotaan suoraan määrättyillä painokertoimilla. Käyttämällä erilaisia painokertoimia voidaan muodostaa sarja erilaisia keiloja määrättyihin suuntiin.

Jälkimmäisessä menetelmässä muodostetaan ensin ortogonaalisia signaaleja monikeilaisessa keilanmuokkaimessa (multiple-beam beamformer). Keilanmuokkaimena voidaan

käyttää esimerkiksi FFT-prosessoria (FFT = Fast Fourier Transform). FFT-prosessorin ulostulossa näkyviä ortogonaalisia signaaleja voidaan kuvata sarjalla [29]

$$v(\theta_l) = \sum_{k=1}^K r_k e^{-j2\pi\theta_l/K} \quad , \quad l = 1, \dots, K, \quad (3.29)$$

jossa $\theta_l = \sin^{-1}(l\lambda / Kd)$

K on ortogonaalisten signaalien lukumäärä

d on antennielementtien etäisyys toisistaan.

Haluttu keila muodostuu määrätystä määrästä ortogonaalisia signaaleja. Signaaleja voidaan kuvata sarjalla [29]

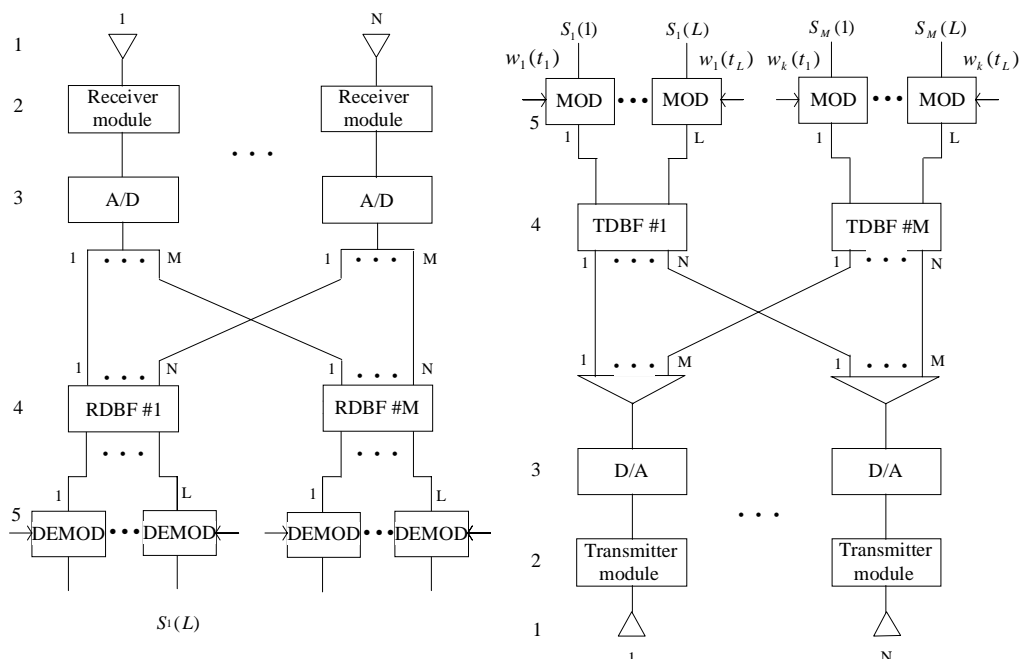
$$S(\theta_i) = \sum_{m=1}^{M_i} w_m^i v(\theta_{i(m)}), \quad (3.30)$$

jossa M_n on kyseiseen keilaan vaadittavien ortogonaalisten signaalien lukumäärä

$i(m)$ on keilaindeksi.

CDMA-järjestelmä voi olla joko synkroninen tai asynkroninen. Synkronisen CDMA-järjestelmän signaalien informaatiobitit on synkronoitu ajan suhteen. Eräs tukiasemalla sijaitseva asynkroninen DBF-järjestelmä (DBF = Digital Beam Forming) on esitetty sekä lähetys- että vastaanottosuunnassa kuvassa 3.10[29]. Vastaanottosuunnassa (lähetys-suunnassa) järjestelmä sisältää

1. N -elementtisen antenniryhmän
2. N kappaletta vastaanottimia (lähettäjiä)
3. N kappaletta analogia-digitaalimuuntimia (digitaali-analogiamuuntimia)
4. N kappaletta RDBF-yksiköitä (TDBF-yksiköitä)
5. $N \times L$ kappaletta digitaalisia demodulaattoreita (modulaattoreita) joista jokainen sisältää korrelaattorin ja näytteistykseen.



Kuva 3.10 Vastaanotto suunnan DBF-yksikkö CDMA-järjestelmässä vasemmalla ja lähetyssuunnan DBF-yksikkö CDMA-järjestelmässä oikealla. [29]

Kuvan mukaisessa DBF-järjestelmässä jokainen keilanmuodostusverkko muodostaa L keilaa eli järjestelmä voi palvella $M \times L$ käyttäjää samanaikaisesti. Modulaatio- sekä demodulaatioprosessi voi olla sekä lineaarinen että epälineaarinen ja koherentti tai epäkoherentti. Painokertoimet $w_1 \dots w_k$ toimivat keilanmuokkauksen referenssinä.

3.4.3 Adaptiiviset keilanmuodostustavat CDMA-järjestelmässä

Adaptiivinen keilanmuodostus uplink-suunnassa

Adaptiivista keilanmuokkausta uplink-suunnassa on perinteisesti käytetty kaukokartoituksessa sekä tutkatekniikassa. Tekniikka on siirtynyt näistä sovelluksista siirtyvään tietoliikenteeseen. Adaptiivinen keilanmuokkain on laite, joka erottelee häiritsevät signaalit hyötysignaalista. Adaptiivinen keilanmuokkaus on kehittyneempi versio digitaalisesta keilanmuokkauksesta siinä käytetyn optimointialgoritmin vuoksi.

Keilanmuokkaaja on adaptiivinen prosessori, joka muokkaa kompleksisia painokertoimia käyttäen jotain optimointialgoritmia. Määrätyillä painokertoimien valinnalla saadaan hyötysignaali vastaanotettua ja häiritsevien signaalien vaikutusta vaimennettua. Painokertoimien valintaan on olemassa erilaisia menetelmiä, kuten [29]

- keskineliövirheen minimointi (Minimum Mean-Square Error)
- signaalihäiriösuhteen maksimointi (Maximum Signal-to-Interference Ratio)
- varianssin minimointi (Minimum Variance).

Uplink-suunnassa kanavainformaatio on saatavilla toisin kuin downlink-suunnassa. Kyseiseen suuntaan on helpompaa kehittää keilanmuokkaustekniikoita ja algoritmeja monitiehäiriöitä sekä saman kanavan häiriöitä vastaan. Adaptiivisen algoritmin valinta ratkaisee konvergoitumisnopeuden sekä laitteiden monimutkaisuuden. Se ei vaikuta kovin paljon järjestelmän hyötysuhteeseen, koska algoritmit ovat läheistä sukua toisilleen. Käytettyjä adaptiivisia algoritmeja ovat [29]

- LMS-algoritmi (LMS = Least Mean Squares)
- SMI-algoritmi (SMI = Sample-Matrix Inversion)
- RLS-algoritmi (RLS = Recursive Least Squares).

LMS-algoritmi on näistä yleisin. LMS- ja RLS-algoritmeilla on konvergoitumisongelmia, jos kovarianssimatriisin SCM (SCM = Sample Covariance Matrix) ominaisarvot eroavat suuresti toisistaan. Kovarianssimatriisi \bar{R} määritellään [29]

$$\bar{R} = E\{\bar{r}(t)\bar{r}^H(t)\}, \quad (3.31)$$

jossa $\bar{r}(t)$ on antennielementeistä saapuva signaali. Edellä mainitut sopivat hitaasti muuttuviin kanavaolosuhteisiin konvergoitumisongelmien vuoksi. SMI-algoritmin kon-

vergoituminen taas on melkein riippumatonta ominaisarvojen hajonnasta. Tämän vuoksi kyseinen algoritmi soveltuu paremmin nopeasti muuttuviin kanavaolosuhteisiin kuin edelliset.

Adaptiivinen keilanmuodostus sopii hyvin CDMA-järjestelmään koska hajoituskoodeja voidaan käyttää keilanmuodostuksen referenssinä. Tehokas tapa vastaanottaa eri kulmissa ja erilaisilla viiveillä saapuvat signaalit on käyttää RAKE-vastaanottimen ja adaptiivisen keilanmuokkauksen yhdistelmää CDMA-järjestelmässä. Signaalit vastaanotetaan käyttäen digitaalisia koodisovitettuja suodattimia, jotka ehkäisevät saman kanavan häiriöiden syntymistä. Signaalit saapuvat keilanmuokkaimen, joka painottaa niitä eri painokertoimilla käyttäen esimerkiksi edellä mainittuja optimointialgoritmeja.

Adaptiivinen keilanmuodostus downlink-suunnassa

Adaptiivista keilanmuokkausta downlink-suunnassa on tutkittu vähemmän kuin uplink-suunnassa. Jos kanavan siirtofunktio downlink-suunnassa tunnetaan voidaan Signaali-häiriö ja kohinasuhde SINR ($\text{SINR} = \text{Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio}$) maksimoida kertomalla haluttu signaali joukolla painokertoimia. Viitteessä [29] osoitetaan painokertoimien olevan skaalattu versio uplink-suunnan painokertoimista olettaen taaajuuden olevan saman, sekä kanavan pysyvän muuttumattomana kumpaankin suuntaan.

Painokertoimien uusiokäyttöä voidaan harrastaa TDD-menetelmässä, mutta se soveltuu huonosti FDD-menetelmään, koska tässä menetelmässä lähetys- sekä vastaanottotaajuus eroavat toisistaan huomattavasti. Tämän johdosta myös siirtofunktiot ovat erilaisia. Downlink-suunnan keilanmuokkauksessa on ongelmana kanavan siirtofunktion estimointi.

Takaisinkytkentäteknikkaa on ehdotettu käytettäväksi viitteessä [30]. Tässä menetelmässä tukiasema lähettää mittasignaaleja downlink-taajuudella. Jokainen solun alueella oleva mobiili vastaanottaa mittasignaaleja ja lähettää näiden perusteella informaatiota kanavan siirtofunktiosta tukiasemalle. Tämän perusteella tukiasema voi muokata painokertoimia lähetykseen soveltuviksi. Johtuen mittasignaalien lähettämiseen käytetystä ajasta, menetelmä soveltuu ympäristöihin joissa kanavan olosuhteet muuttuvat hitaasti.

Mobiili voi myös suoraan lähettää downlink-taajuudella testisignaalia, jonka perusteella painokertoimet muokataan. Tällöin uplink-suunnan lähetys ei häiriinny. Tässä tapauksessa mobiilin tekniikka monimutkaistuu. Lisäksi tukiaseman päässä tarvitaan edelleen uudenlaista protokollaa sekä signaalinkäsittelyä.

Saapumiskulmaan AOA (AOA = Angle-of-Arrival) perustuvaa informaatiota on ehdotettu käytettäväksi viitteessä [31]. Vaikka siirtofunktiot ovat erilaisia uplink- ja downlink-suunnissa etenemistiet ovat jokseenkin samoja. Perustuen AOA-informaatioon downlink-painokertoimet toteutetaan maksimoiden SINR.

Eräs mahdollisuus on käyttää useita kiinteitä keiloja tukiasemalla sekä lähetyksessä että vastaanotossa[32]. Tukiasema havaitsee voimakkaimman uplink-vastaanottosuunnan ja kaikki teho lähetetään tähän suuntaan. Järjestelmää voidaan parantaa käyttämällä älykkäämpiä antenniratkaisuja, joita käsiteltiin aikaisemmin. Tällöin keila voidaan kääntää tarkasti parhaaseen lähetyssuuntaan. Menetelmä ei ole optimaalinen, mutta mobiilin SINR-tasoa voidaan näin parantaa[32]. Näin saadaan todennäköisyys syvän häipymän esiintymiselle pieneksi.

Tukiasemapäässä teho ei ole teknisesti kriittinen tekijä, ja tukiaseman lähetysteho voidaan tarvittaessa nostaa. Vastakohta on uplink-suunta, koska mobiili lähettää rajoitetulla teholla ja melkein ympärisäteilevällä antennilla. Teho saapuu tukiasemalle useita eri reittejä, ja nämä useita eri teitä saapuneet signaalit tulisi voida hyödyntää mahdollisimman tehokkaasti.

4 Kanavajakojärjestelmät

Tässä luvussa käsitellään eri kanavajakojärjestelmiä. Perinteiset menetelmät kuvataan melko lyhyesti. WCDMA:ta käsitellään laajemmin. Lisäksi käsitellään RAKE-vastaanotinta, monen käyttäjän ilmaisua ja lopuksi WCDMA:n ja SDMA:n yhteiskäyttöä.

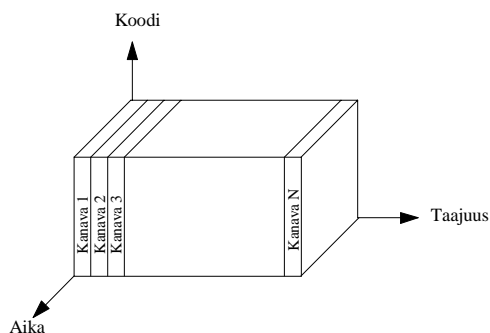
4.1 Perinteiset menetelmät

4.1.1 Taajuusjakoinen monikäyttömenetelmä FDMA

Maanpäällisessä siirtyvässä tietoliikenteessä on perinteisesti käytetty kahta erilaista kanavajakotekniikkaa. Nämä ovat taajuusjakoinen monikäyttömenetelmä FDMA (FDMA = Frequency Division Multiple Access) ja aikajakoinen monikäyttömenetelmä TDMA (TDMA = Time Division Multiple Access). Lisäksi FDMA:sta on kehittyneempi muunnelma nimeltään ortogonaalinen taajuusjakoinen monikäyttömenetelmä OFDMA (OFDMA = Orthogonal Frequency Division Multiple Access).

FDMA:ssa jokaisella kanavalla on oma kantaalto eli oma taajuus käytettävänä. Yksi käyttäjä käyttää yhtä kanavaa kerrallaan. FDMA:ta on käytetty perinteisesti kapeakaistaisissa analogisissa järjestelmissä. Kaksisuuntaisen liikenteen erottelukseen on käytetty FDMA/FDD-järjestelmää (FDD = Frequency Division Duplex), jossa käytetään eri taajuutta lähetyksessä ja vastaanotossa.

Kanavien määrän ollessa suuri, FDMA:n järjestelmäkustannukset ovat suuremmat kuin TDMA:ssa suuren kaistanpäästösuodattimien tarpeen vuoksi [3]. Lisäksi kyseinen järjestelmä tuhlaa kapasiteettia kanavan ollessa jatkuvasti käytössä hyötysignaalin katkonaisuudesta huolimatta. Toisaalta analoginen FDMA on yksinkertaisempi toteuttaa kuin TDMA. FDMA-järjestelmällä on korkeammat kustannukset solua kohti verrattuna TDMA-järjestelmään jokaisen kantaallon sisältäessä vain yhden kanavan. Esimerkkinä analogisen FDMA:n soveltamisesta mainittakoon USA:ssa aikanaan käyttöön otettu analoginen matkapuhelinjärjestelmä AMPS (AMPS = Advanced Mobile Phone System) joka perustuu FDMA/FDD-järjestelmään. FDMA-järjestelmää on käsitelty viitteessä [3]. FDMA:n kanavajako on esitetty kuvassa 4.1.



Kuva 4.1 FDMA:n kanavajako [3]

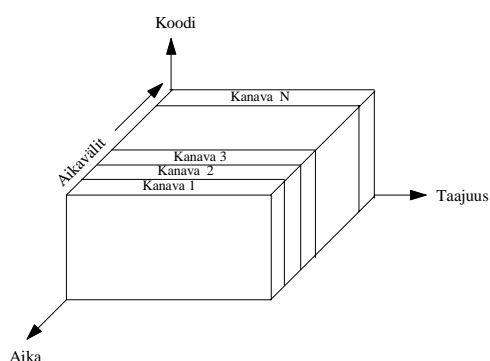
FDMA:ta käytetään myös digitaalisissa järjestelmissä. Kehittyneemmissä digitaalisissa järjestelmissä kaksisuuntaisen liikenteen erottelukseen käytetään FDMA/TDD-järjestelmää (TDD = Time Division Duplex) jossa puolet kehyksen aikaväleistä on lähe-

tyksessä ja puolet vastaanotossa. FDMA/TDD-järjestelmä on käytössä esimerkiksi CT2-standardissa (CT = Cordless Telephone)[3].

FDMA:sta on myös kehittyneempi versio nimeltään ortogonaalinen taajuusjakoinen monikäyttömenetelmä OFDMA (OFDMA = Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Tässä signaali jaetaan satojen rinnakkaisten kantaaltojen kesken yli 1 MHz:n kaistalle. Kantaaltojen väli on symbolin keston käänteisluku ja signaalit ovat keskenään ortogonaalisia. Lähettimellä on oltava laaja dynamiikka monitaajuisen signaalin vaihdella ajan funktiona erittäin voimakkaasti. OFDMA on käytössä esimerkiksi Eurooppalaisessa HIPERLAN-standardissa (HIPERLAN = High Performance Radio Local Area Network)[33].

4.1.2 Aikajakoinen monikäyttömenetelmä TDMA

TDMA:ssa signaali kulkee aikajakoisina kehyksinä, jotka ovat edelleen jakautuneet aikaväleihin. Jokaisella käyttäjällä on joku tai joitakin aikavälejä kehyksestä käytössään. Sama kantaalto on käytössä useammalla kanavalla. Kanavajako on esitetty kuvassa 4.2. Kantaalto on tehokkaammin hyödynnetty joutoajan ollessa pienempi kuin FDMA-järjestelmässä. Järjestelmä on digitaalinen, joten se vaatii digitaalisen modulaatiomenetelmän käyttöä.



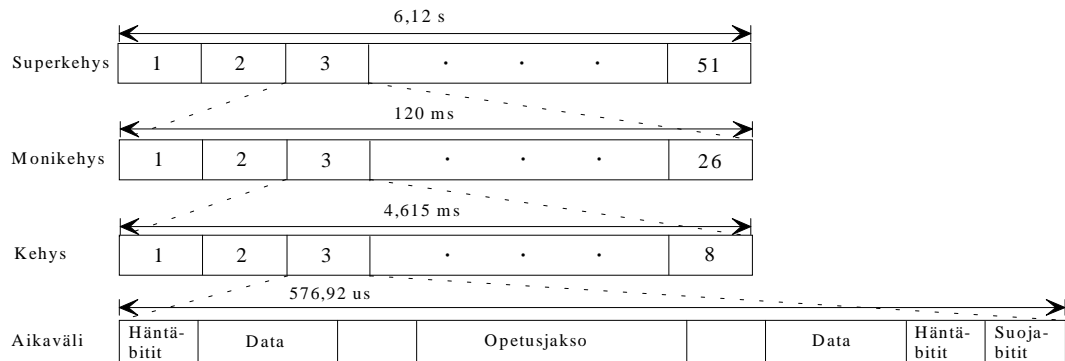
Kuva 4.2 TDMA:n kanavajako [3]

Data lähetetään aikajakoisissa purskeissa, joten lähettimen ei tarvitse olla päällä jatkuvasti. Näin säästetään tehonkulutuksessa, ja lisäksi tukiaseman vaihto on helpompaa, koska päätelaite voi kuunnella viereistä asemaa lähetysten välissä. Mukautuvaa taajuuskorjainta tarvitaan TDMA-järjestelmässä siirtonopeuden ollessa melko korkea verrattuna FDMA:han. Aikajakoisuudesta johtuen käyttäjien prioriteettitasoa voidaan säädellä kehyksien määrällä. TDMA:ssa kehyksien synkronointi on teknisesti vaativaa.

Esimerkkinä esitetään Eurooppalaisen digitaalisen GSM-järjestelmän (GSM = Global System of Mobile Communication) kehysrakenne kuvassa 4.3. Kehysrakenne koostuu hyperkehyksestä, superkehyksistä, monikehyksistä ja kehyksistä. Superkehystä ei esiinny kuvassa 4.3. Kehyksessä olevien aikavälien määrä riippuu eri tekijöistä, kuten modulaatiomenetelmästä sekä kaistanleveydestä. Jokaisella aikavälillä on myös oma kehysrakenteensa kuvan 4.3 mukaan. Eri järjestelmien kehysrakenteet saattavat erota toisistaan huomattavasti.

Kaksisuuntaisen liikenteen erottelamiseen käytetään kahta eri menetelmää kuten FDMA:ssa. TDMA/TDD-järjestelmässä (TDD = Time Division Duplex) puolet kehyksen aikaväleistä on lähetyksessä ja puolet vastaanotossa. TDMA/FDD-

järjestelmässä (FDD = Frequency Division Duplex) käytetään eri taajuutta lähetyksessä sekä vastaanotossa. TDMA-monikäyttöjärjestelmä on käytössä GSM:n lisäksi esimerkiksi Pohjoisamerikkalaisessa digitaalisessa USDC-järjestelmässä (USDC = U. S. Digital Cellular). TDMA-monikäyttöjärjestelmää on käsitelty viitteessä [3].



Kuva 4.3 GSM:n TDMA-kehysrakenne [3]

4.2 Laajakaistainen koodijakoinen monikäyttömenetelmä

4.2.1 Koodijakoinen monikäyttömenetelmä CDMA

Koodijakoinen monikäyttömenetelmä CDMA (CDMA = Code Division Multiple Access) perustuu hajaspektritekniikkaan. Käyttäjät erotellaan toisistaan ortogonaalisilla koodeilla, kuten esimerkiksi PN-koodilla (PN = Pseudo Noise). Spektri levitetään tavallisesti joko taajuushypinnällä FH (FH = Frequency Hopping) tai suoraohotusmenetelmällä DS (DS = Direct Sequence)[34]. DS on siviilikäytössä yleisempi. Kuvassa 4.4 on esitetty CDMA:n kanavajakoperiaate.

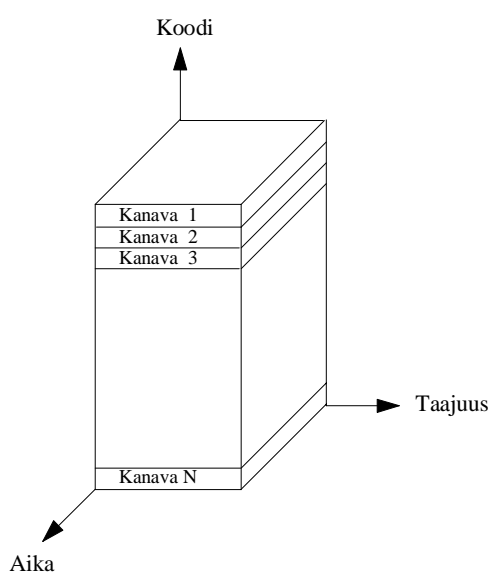
Siirtyvässä tietoliikenteessä ongelmia aiheuttaa monitie-eteneminen ja muiden päätelaitteiden aiheuttamat häiriöt. CDMA:lla on monia etuja perinteisesti käytettyihin menetelmiin verrattuna. CDMA esimerkiksi sietää muita menetelmiä paremmin monitieetenemisen aiheuttamaa selektiivistä häipymistä. Lisäksi taajuuskorjain voidaan korvata korrelaattorilla, joka on halvempi vaihtoehto[35]. Kanavanvaihto solusta toiseen on helpompaa saman taajuuskanavan ollessa käytössä jokaisessa solussa[35]. Tässä on mainittu vasta muutamia etuja FDMA:han ja TDMA:han verrattuna. Viitteessä [35] on täydellisempi luettelo aiheesta.

CDMA:n eduista huolimatta sillä on myös määrättyjä ongelmia. CDMA:n eräs haittapuoli on koodisynkronoinnin vaikeus. Lisäksi sillä on monikäytöstä aiheutuvien häiriöiden MAI (MAI = Multiple-access interference) aiheuttamia ongelmia.

CDMA:ssa kaikki päätelaitteet lähettävät signaalia yhtäaikaaisesti. Tämä aiheuttaa lähikauko-ongelmia. Ongelma aiheutuu useiden mobiilien jakaessa saman kanavan. Mobiilin lähettämän signaalin taso tukiasemalla on luonnollisesti riipuvainen mobiilin etäisyydestä tukiasemaan nähden olettaen kaikkien mobiilien lähettävän samalla tehotasolla. Ilman tehonsäätöä tukiaseman laidalla oleva mobiili on huonommassa asemassa kuin lähempänä oleva. Käytettäessä tehonsäätöä tukiasema tarkkailee mobiilien lähettämiä signaaleja lähettämisen perusteella tietojen tehonsäädöstä. Tämän perusteella

mobiili sätelee lähettämäänsä signaalia, joten tukiasemalle saapuu samantehoisia signaaleja. Näin kaikki mobiilit ovat samassa asemassa. Tehonsäätö ehkäisee toisin sanoen lähikauko-ongelmia. Solun ulkopuolelta tuleviin häiriöihin tehonsäätö ei vaikuta, koska tukiasema ei pysty vaikuttamaan solun ulkopuolisten mobiilien tehotasoihin[3]. Lähikauko-ongelmista johtuen CDMA:ssa tarvitaan nopeaa tehonsäätöä päätelaitteen läheyyssuunnassa.

CDMA-järjestelmän kannalta muut käyttäjät edustavat kohinaa. Käyttäjien määrän lisääntyessä kohinataso kasvaa ja signaalin laatu huononee. Käytettävyys siis huononee tai paranee lineaarisesti käyttäjien määrän vaihdellessa[3]. Monen käyttäjän ilmaisun MUD (MUD = Multi User Detection) vaikutuksesta käytettävyys huononee vähemmän kuin käytettäessä yhden käyttäjän ilmaisua. Lisäksi MUD lievittää edellä kuvattua lähikauko-ongelmaa[5]. Monen käyttäjän ilmaisua on käsitelty kohdassa 4.5.



Kuva 4.4 CDMA:n kanavajako [3]

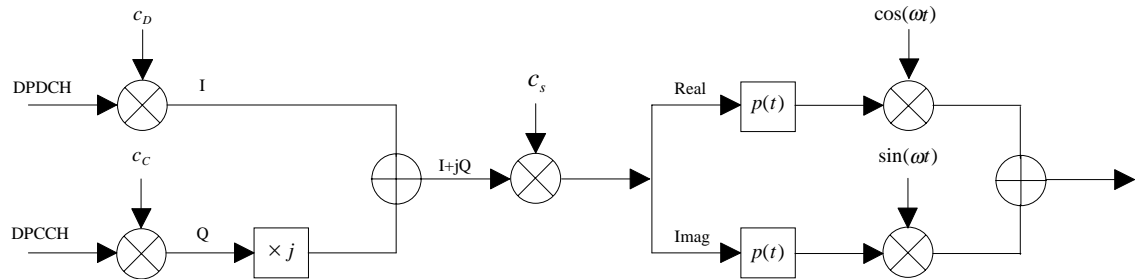
4.2.2 Laajakaistainen CDMA (WCDMA)

Kolmannen sukupolven matkapuhelinjärjestelmässä UMTS (UMTS = Universal Mobile Telecommunications Service) on mahdollista puheen lisäksi siirtää eritasoisia multimediapalveluja. Laajakaistaista koodijakoista monikäyttömenetelmää WCDMA (WCDMA = Wideband Code Division multiple Access) on ehdotettu käytettäväksi kyseisessä matkapuhelinjärjestelmässä. Laajakaistaisessa koodijakoisessa monikäyttömenetelmässä datan siirtonopeutta on nostettu IS-95-standardin mukaiseen DS-CDMA-järjestelmään verrattuna. Tällöin signaalin kaistanleveys on kasvanut. Signaalin laatu pysyy stabiilimpana suuremmasta siirtonopeudesta johtuen. Suuremman siirtonopeuden ansiosta WCDMA soveltuu paremmin multimediapalvelujen lähetykseen päätelaitteiden määrän vaihdellessa[36].

Moninopeuksinen tiedonsiirto on WCDMA:ssa toteutettu erilaisilla hajoituskertoimilla sekä useilla erilaisilla koodeilla sekä uplink- että downlink-suunnassa. Dupleksointimenetelmänä on ehdotettu käytettäväksi taajuusjakoista dupleksointia FDD[1].

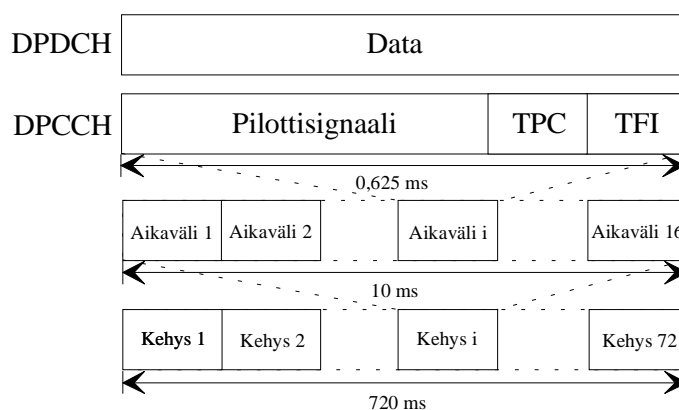
Uplink-suunnassa lähetetään ortogonaalisesti koodatut fyysinen datakanava DPDCH (DPDCH = Dedicated Physical Data CHannel) ja fyysinen kontrollikanava DPCCCH

(DPCCH = Dedicated Physical Control CHannel). Data hajoitetaan kanavointikoodilla (c_D , c_C) leveämmälle kaistalle. Eri pituiset kanavointikoodit mahdollistavat eritasoisten palvelujen lähetyksen. Tämän jälkeen I ja Q -haarat yhdistetään ja yhdistetty data sekoitetaan päätelaitekohtaisella sekoituskoodilla (c_S). Suodatuksen ($p(t)$) ja kantaaltoon sekoituksen jälkeen signaali lähetetään radiokanavaan. Datan hajoitus ja modulaatio on esitetty kuvassa 4.5.



Kuva 4.5 Datan hajoitus ja modulaatio uplink-suunnassa[5]

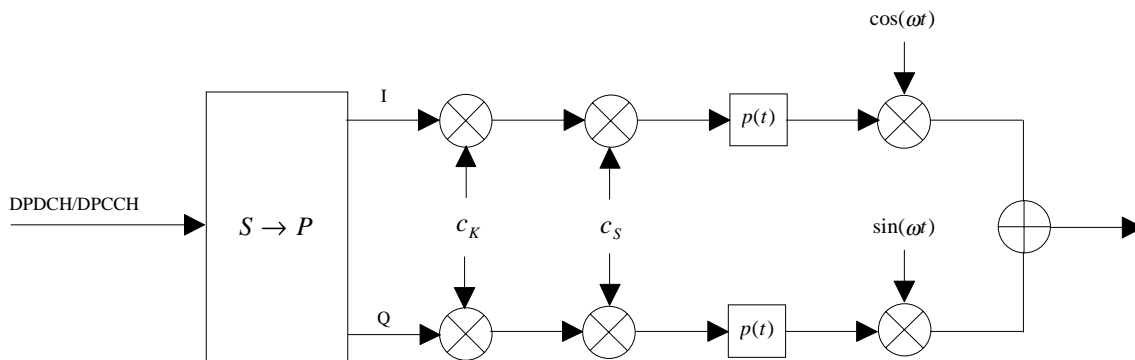
Uplink-suunnan kehysrakenne on esitetty kuvassa 4.6. Kehysrakenne on jaettu superkehyksiin, kehyksiin ja edelleen pienempiin aikaväleihin. Superkehysten pituus uplink-suunnassa on 720 ms sisältäen 72 kehystä. Kehys on 10 ms pitkä sisältäen 16 0,625 ms pituisia aikaväliä, joilla on edelleen oma rakenteensa. Aikavälin pituus on yhden tehonsäätöperiodin pituinen. Jokaisessa aikavälissä kulkevat ortogonaalisesti koodilla erotellut data- ja kontrollikanavat. Aikavälissä siirrettyjen bittien määrä noudattaa kaavaa 10×2^k , jossa k ($k = 0, 1, \dots, 6$) määrää lähetettyjen bittien lukumäärän. Bittinopeus vaihtelee siis välillä 16 kbit/s–1,024 Mbit/s. Kanavointikoodauksen, eli leveämmälle kaistalle sekoituksen, jälkeen siirtonopeudeksi saadaan 4,096 Mchip/s. Siirtonopeus muodostuu hajoituskertoimen SF perusteella, joka määrittellään $SF = 256/2^k$. Kontrollikanava on edelleen jaettu aikajakoisesti sisältäen pilottisignaalin, lähetyksen tehonsäädön TPC (TPC = Transport Power Control) ja lähetyksen muodon indikaattorin TFI (TFI = Transport Format Indicator).



Kuva 4.6 Kehysrakenne uplink-suunnassa[5]

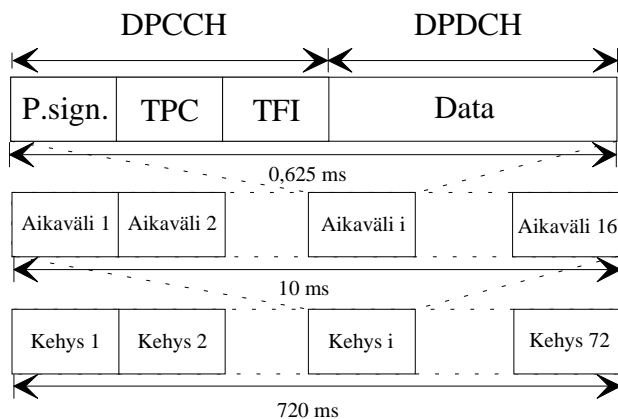
Downlink-suunnassa datalle tehdään ensin sarja/rinnakkaismuunnos ($S \rightarrow P$). Jokaisessa aikavälissä lähetettyjen bittien määrä noudattaa kaavaa 20×2^k , jossa k määrittellään kunkin downlink-suunnassa. Data hajoitetaan kanavointikoodilla (c_K) leveämmälle kaistalle. Hajoituksen jälkeen datan siirtonopeus on 4,096 Mchip/s. I ja Q -haaroissa käytetään samaa kanavointikoodia toisin kuin uplink-suunnassa. Tämän jälkeen data sekoitetaan päätelaitekohtaisella sekoituskoodilla (c_S) kuten tehtiin myös uplink-suunnassa.

Suodatuksen ja kantoaaltoon sekoituksen jälkeen signaali lähetetään radiokanavaan. Datan hajoitus ja modulaatio on esitetty kuvassa 4.7.



Kuva 4.7 Datan hajoitus ja modulaatio downlink-suunnassa[5]

Downlink-suunnassa lähetetään fyysinen datakanava DPDCH ja fyysinen kontrollikanava DPCCH eroteltuina aikajakoisesti toisistaan. Kehyksien pituus on sama kuin uplink-suunnassa kuvan 4.8 mukaisesti.



Kuva 4.8 Kehysrakenne downlink-suunnassa[5]

Saadakseen täyden hyödyn WCDMA-järjestelmän kapasiteetista samaa kantoaaltotaajuutta tulee käyttää uudelleen jokaisessa solussa. Tämä vaatii pehmeää kanavanvaihtoa (SOHO = SOft Hand-Over) solujen rajoilla, jotta vältytään solujen välisiltä häiriöiltä[37]. Taulukkoon 4.1 on kerätty WCDMA:n keskeiset ominaisuudet.

Taulukko 4.1 WCDMA:n keskeiset ominaisuudet (UL = uplink, DL = downlink)[1]

TEKNISET TIEDOT	
Monikäyttömenetelmä	DS-CDMA
Kahdennusmenetelmä	FDD
Chippinopeus	4,096 Mchip/s
Kehyksen pituus	10 ms
Kantoaaltojen väli	5, 10, 20 MHz
Käyttäjien erottelu	Erilaiset hajoituskoodit ja monikoodaus
Hajoituskertoimet	4-256
Hajoitusmodulaatio	QPSK
Hajoituskoodit	Gold-koodit
Datan modulaatiomenetelmä	UL: BPSK , DL: QPSK
Chippisuodatus	Kohokosini, roll-of = 0,2
Kanavanvaihto	Pehmeä kanavanvaihto, taajuuksien välinen kanavanvaihto
Ilmaisu	Koherentti ilmaisu (UL ja DL)
Dynaaminen alue	UL: 80 dB, DL: 30 dB
Tehon säätö	Avoin silmukka ja suljettu silmukka (UL ja DL)
Diversiteetti	RAKE, UL antennidiversiteetti
Tukiasemasynkronointi	Asynkroninen

4.3 Paikkajakoinen monikäyttömenetelmä SDMA

4.3.1 Soluihin perustuva SDMA

Soluihin perustuva paikkajakoinen monikäyttömenetelmä SDMA on perinteisesti käytetty menetelmä siirtyvässä radioliikenteessä. Alue on jaettu soluihin joiden kantaalto-taajuus toistuu määrätyn väliajoin. Suurta käyttäjämäärää voidaan näin palvella tehokkaasti. Samaa taajuutta käyttävien solujen tulee olla riittävän etäällä toisistaan, jotta ne eivät häiritse toisiaan[38]. Radiokapasiteetti C_r määritellään[39]

$$C_r = \frac{M_f}{K_s} \quad [\text{kanavaa/solu}], \quad (4.1)$$

jossa M_f on eri taajuuskanavien lukumäärä
 K_s on solun monikäyttökerroin.

Edelleen solun monikäyttökerroin K_s määritellään [39]

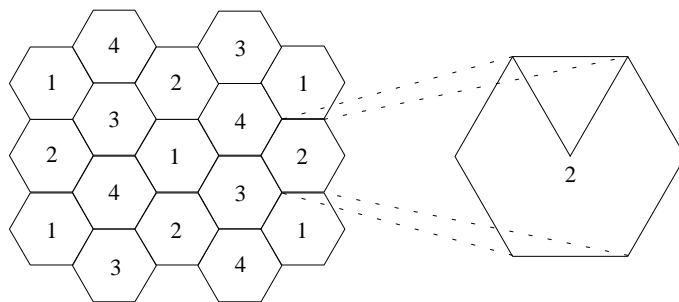
$$K_s = \frac{1}{3} \left(\frac{r_D}{R} \right)^2, \quad (4.2)$$

jossa r_D on samaa taajuuskanavaa edustavien solujen välinen etäisyys
 R on ympyränmuotoisen solun säde.

Kehittyneempi versio soluihin perustuvasta SDMA:sta saadaan jakamalla solu sektoreihin käyttämällä suuntaavia antennoja. Radiokapasiteetti C_r määritellään tässä tapauksessa [39]

$$C_r = \frac{M_f}{K_s S_n} \quad [\text{kanavaa/sektori}], \quad (4.3)$$

jossa S_n on solun sektoreiden lukumäärä. Kuvassa 4.9 on esitettyä solukko-SDMA:n eräs solurakenne, sekä kuvaus sektorista eräässä solussa. Tässä tapauksessa käytetään nelisolurakennetta, jossa solu on jaettu kuuteen 60° sektoriin. Toinen esiintyvä solurakenne on seitsemän solun rakenne, jossa solu on jaettu kolmeen 120° sektoriin[29]. Käytettäessä solun sektorointia saadaan vähennettyä interferenssiä eli SIR kasvaa sektoreiden määrän kasvaessa. Soluihin perustuvasta SDMA:sta on kuvaus viiteessä[29].



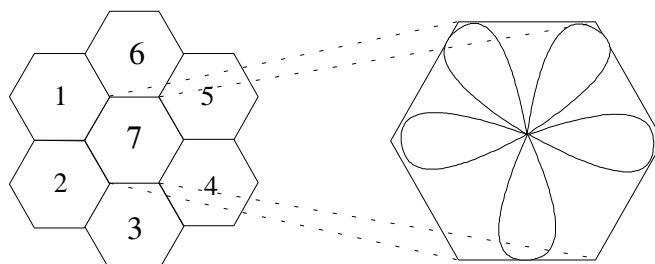
Kuva 4.9 Solukko-SDMA:n eräs solurakenne sekä kuvaus sektorista eräässä solussa [29]

4.3.2 Keilanmuodostukseen perustuva SDMA

Kehittyneempi versio SDMA:sta on käyttää säädettäviä kapeakeilaisia antenniryhmiä eli adaptiivista keilanmuokkausta jota käsiteltiin edellisessä luvussa. Samaa taajuutta käytetään koko solun alueella, joten kapasiteetti kasvaa äskeiseen verrattuna. Kapasiteetiksi voidaan määrittellä[39]

$$C_r = \frac{N_f M_f}{K_s} \quad [\text{kanavaa/solu}], \quad (4.4)$$

jossa N_f on samaa taajuutta käyttävien mobiilien määrä solussa ja muut suureet määritellään kuten kaavassa 4.1. Kuvassa 4.10 on esitetty seitsemän solun rakenne, jossa jokainen solu palvelee viittä eri käyttäjää.



Kuva 4.10 Adaptiiviseen keilanmuokkaukseen perustuva SDMA [29]

Pahimmassa tapauksessa SIR voi nousta yhtä suureksi kuin ympärisäteilevässä tapauksessa. Pahin tilanne syntyy, jos kaikki saman kanavan solut häiritsevät yhtäaikaisesti. Toisin sanoen, jos kuvan 4.10 solussa 1 on päätelaite ja muissa samaa taajuutta käytävissä soluissa (muut ykkössolut) sattuu joku keiloista olemaan suunnattu kyseisen päätelaitteen suuntaan. Tämä on erittäin epätodennäköistä kapeiden keilojen ollessa kyseessä. Toisin sanoen mukautuva keilanmuodostus tuottaa hyvän isolaation saman kanavan käyttäjien välille, koska antenniryhmä voi asettaa nollakohdan häiritsevään suuntaan. Adaptiivisesta antennikeilan muokkaukseen perustuvasta SDMA:sta on kuvaus liitteessä [29].

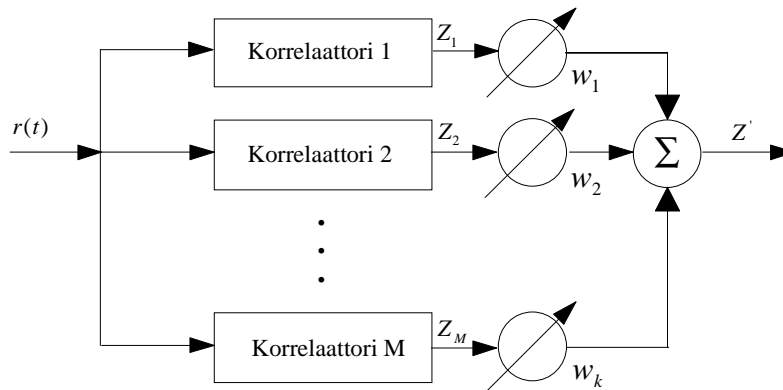
Keilanmuokkaukseen perustuvassa SDMA:ssa etenemisympäristön vaikutusten tuntemus on tärkeämpää kuin aikaisemmissa järjestelmissä, koska käyttäjät erotellaan toisistaan signaalin suunnan perusteella. Tärkeitä tekijöitä kyseisessä järjestelmässä ovat[23]:

- Kulmahaje
- Tehollinen sivukeilataso
- Suuntaavien antennien vaikutus viivehajeeseen
- Korreloimattomien monitiekomponenttien määrä
- Tehollinen vahvistus

Antennikeilan muokkaukseen perustuvassa SDMA:ssa on kulmahaje pienempi kuin soluihin perustuvassa SDMA:ssa, koska edellisessä vastaanottoantennin pääkeila on kapeampi kuin jälkimmäisessä järjestelmässä. Tästä voi päätellä soluihin perustuvalla SDMA:lla olevan suurempi häipymän vaara kuin keilan muokkaukseen perustuvalla SDMA:lla, koska samaan keilaan tulee enemmän monitiekomponentteja jotka interferoivat keskenään. Kapeammalla keilalla saadaan eroteltua eri monitiekomponentteja. Tällöin signaalin kulmahajeen tuntemus on tärkeää. Eri monitiekomponenttien yhdistämiseksi voidaan käyttää edellisessä luvussa esitettyjä toistemenetelmiä tai CDMA:han hyvin soveltuvaa RAKE-vastaanotinta, jota tarkastellaan seuraavaksi.

4.4 RAKE-vastaanotin

Monitie-etenemisen vuoksi radiokanavalla esiintyy useita viivästyneitä monitiekomponentteja lähetetystä signaalista, kuten edellä mainittiin. RAKE-vastaanotin kykenee erottelemaan määrättyillä viiveillä saapuneet signaalit käytettäessä hyvät autokorrelaatio-ominaisuudet omaavia koodeja. Tällöin RAKE-vastaanotin kykenee erottelemaan vähintään yhden chipin verran viivästyneet signaalit toisistaan. Tästä johtuen RAKE-vastaanottimen monitiekomponenttien erottelukykyyyn vaikuttaakin käytetty siirtonopeus eli chipin pituus. WCDMA:n suuren siirtonopeuden ansiosta RAKE-vastaanotin soveltuu hyvin kyseiseen järjestelmään. RAKE-vastaanotin on esitetty kuvassa 4.11.



Kuva 4.11 RAKE-vastaanotin[3]

Jokainen monitiekomponentti on synkronoitu omalle korrelaattorilleen kuvan 4.11 mukaisesti. Korrelaattorit vastaanottavat M voimakkainta monitiekomponenttia suuruusjärjestyksessä suurimmasta pienimpään. Korrelaattoreiden ulostuloja merkitään Z_1, Z_2, \dots, Z_M . Ulostulot on painotettu kertoimilla w_1, w_2, \dots, w_M . Painotuskertoimia säädetään joko vastaanotetun tehon tai signaalikohinasuhteen SNR (SNR = Signal-to-Noise Ratio) mukaan. Vastaanotettu jännite on monitiekomponenttien summa [3], eli

$$Z' = \sum_{m=1}^M w_m Z_m \quad (4.5)$$

jossa

- Z' on kokonaisjännite
- w_m on painokerroin
- Z_m on korrelaattorin ulostulojännite.

Adaptiivisten tehonsäätäjien sekä diversiteettiyhdistäjien tapauksessa on monia tapoja asettaa painokertoimet. RAKE-vastaanotinta on käsitelty viitteessä [3].

RAKE-vastaanottimella on parempi käytettävyys yksihaaraiseen hajaspektrivastaanottimeen verrattuna johtuen moniediversiteetistä[4], joten RAKE-vastaanotinta voidaankin pitää eräänä diversiteettimenetelmänä. Kyseisellä vastaanottimella saadaan kerättyä enemmän hyötytehoa, koska vastaanotetaan useampia monitiekomponentteja.

Viitteessä [40] vertaillaan 2D-RAKE-vastaanotinratkaisuja perustuen korrelaatiomatriisin kokoon. 2D-RAKE-vastaanottimessa käytetään suuntaavaa antennia, joten signaaleja pystytään erottelemaan sekä ajan että suunnan funktiona. Mitä pienempi korrelaatiomatriisin koko, sitä vähemmän tarvitaan laskentatehoa ja konvergoituminen on nopeampaa. Korrelaatiomatriisin kokoa voidaan pienentää vähentämällä vastaanotettuja monitiekomponentteja. Yksinkertaistamisen hinta maksetaan pienempänä SINR-arvona.

4.5 Monen käyttäjän ilmaisu MUD

Monen käyttäjän ilmaisussa MUD (MUD = Multi User Detection) eri käyttäjien signaalit ilmaistaan yhtäaikaaisesti. Kuvassa 4.12 esitetään monen käyttäjän ilmaisun idea. CDMA-monikäyttömenetelmässä datavektori

$$\bar{b} = [b_1, b_2, \dots, b_N] \quad (4.6)$$

hajoitetaan leveämmälle taajuuskaistalle ortogonaalisilla koodeilla S . Monen käyttäjän ilmaisuun soveltuvat parhaiten koodit, joiden ristikorrelaatio-ominaisuudet ovat mahdollisimman hyvät. Näillä saavutetaan mahdollisimman hyvä erottelu eri käyttäjien välille. Radiotiellä signaaliin summautuu kohinaa n . Kanavan olosuhteet ja päätelaitteiden paikat tukiasemasolussa vaikuttavat vastaanotettuun signaaliin ja näiden vaikutusta kuvataan matriisilla A . Vastaanotin vastaanottaa signaalin, joka on summa eri käyttäjien signaaleista ja summautuneesta kohinasta. Eri käyttäjien signaalit erotellaan toisistaan joukolla korrelaattoreita[41]. Monen käyttäjän ilmaisimelle saapuu korrelaattoreilta signaali

$$\bar{y} = RA\bar{b} + \bar{n} \quad (4.7)$$

jossa

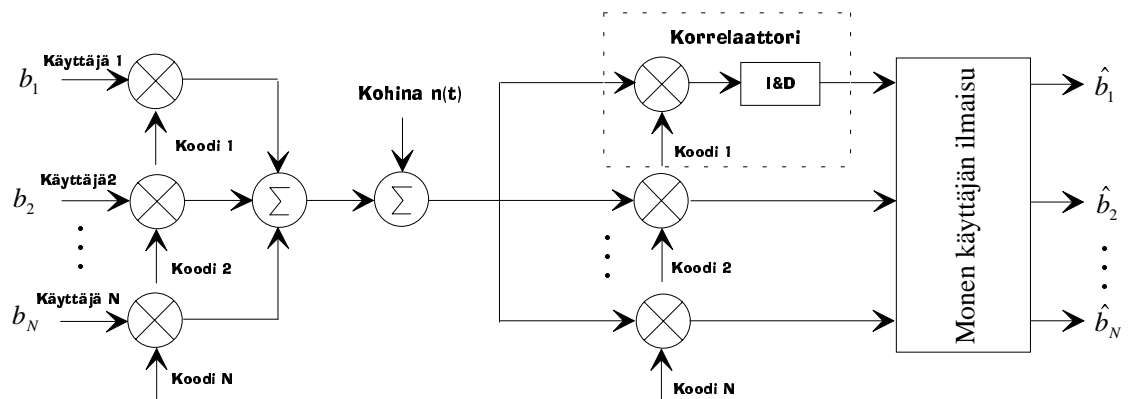
$$R = S^T S. \quad (4.8)$$

Monen käyttäjän ilmaisuun on kehitetty useita erilaisia algoritmeja. Ilmisin voi olla joko optimaalinen tai alioptimaalinen. Myös muita jakoja on esitetty perustuen käytettyyn ilmaisualgoritmiin[5]. Eräs datan ilmaisukeino on kertoa signaali korrelaatiomatriisin R käänteismatriisilla, jolloin saadaan estimaatti

$$R^{-1}\bar{b} = A\bar{b} + \bar{n}R^{-1}, \quad (4.9)$$

signaalista[42], jossa

$$R^{-1}\bar{b} = [\hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_N]. \quad (4.10)$$



Kuva 4.12 Monen käyttäjän ilmaisu[5]

MUD:in käytöstä on tiettyä etua solukkoradiojärjestelmissä. Seuraavassa tarkastellaan yhtälöiden muodossa MUD:in vaikutusta uplink-suunnassa. Merkitään MUD-hyötysuhdetta symbolilla β . MUD on tarkoitettu uplink-käyttöön, mutta sitä suunnitellaan käytettäväksi myös downlink-suunnassa [43]. Tämä tosin lisää päätelaitteen kompleksisuutta.

Kuormittamattomassa verkossa häiriötä aiheuttaa ainoastaan valkoinen kohina. Kuormitetussa verkossa oman sekä viereisten solujen päätelaitteet aiheuttavat häiriötä, joten signaali-häiriö ja -kohinasuhde SINR määritellään [44]

$$SINR = \frac{E_b}{I_{OMA} + I_{MUU} + N_0}, \quad (4.11)$$

jossa E_b on bittiä kohti vastaanotettu energia
 I_{OMA} on oman solun mobiilien aiheuttamat häiriöt
 I_{MUU} on viereisten solujen mobiilien aiheuttamat häiriöt
 N_0 on valkoinen kohina.

Oman solun häiriön suhde kokonaishäiriöön F täytyy määritellä jokaiselle solulle erikseen. Kuormitetussa verkossa F määritellään[45]

$$F = \frac{I_{OMA} + S}{I_{OMA} + S + I_{MUU}}, \quad (4.12)$$

jossa $S = E_b / G_b$ on yhden käyttäjän vastaanottama teho
 G_b on prosessointivahvistus.

Vaadittu E_b / N_0 määritellään kuormitetussa verkossa ilman MUD:ia kaavan (4.13) mukaisesti ja MUD:in kanssa kaavan (4.14) mukaisesti.

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_K = \frac{1}{\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{EK}^{-1} - \left(\frac{N}{F} \right) \frac{1}{G_b}}, \quad (4.13)$$

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{K,MUD} = \frac{1}{\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{EK}^{-1} - \left(\frac{N(1-\beta) + \beta}{F} \right) \frac{1}{G_b}}, \quad (4.14)$$

joissa $\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_K$ on kuormitettu signaali-kohinasuhde
 $\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{EK}$ on kuormittamaton signaali-kohinasuhde.
 $\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{K,MUD}$ on kuormitettu signaali-kohinasuhde MUD:in kanssa.

Käytännössä MUD-hyötysuhde riippuu kanavan estimointialgoitmista, häiriönpoistoalgoitmista, mobiilin nopeudesta jne. Kaavojen (4.13) ja (4.14) suhteesta voidaan päätellä tarvittavan signaali-kohinasuhteen pienenevän käytettäessä MUD:ia. MUD

vähentää solun sisäisiä häiriöitä, joten se lisää spektrihyötysuhdetta ja lisää kuormitetun solun peittoaluetta tai vastaavasti lisää kapasiteettia[45].

MUD:in ja RAKE-vastaanottimen yhteiskäyttöä on myös tutkittu [46]. CDMA-järjestelmässä käytetyllä tavanomaisella RAKE-vastaanottimella on havaittu lähikauko-ongelmia. Viitteessä [46] on yhdistetty tavanomainen RAKE-vastaanotin ja LMMSE-vastaanotin tämän asian korjaamiseksi. LMMSE-algoritmi (LMMSE = Linear Minimum Mean Squared Error) kuuluu alioptimaalisiin monen käyttäjän ilmaisu-algoritmeihin[5]. Simulointitulosten mukaan tämä yhdistetty vastaanotin parantaa huomattavasti tavanomaisen RAKE-vastaanottimen hyötysuhdetta erilaisissa kanavaolosuhteissa[46].

4.6 WCDMA:n ja SDMA:n yhteiskäyttö

TDMA/FDMA:n ja SDMA:n yhteiskäytössä käyttäjällä on rajoitettu määrä häiritsijöitä. Tällöin häiritsevien käyttäjien vaikutusta voidaan vähentää säätämällä nollakohta häiritsevän päätelaitteen suuntaan[47]. Yhtä kantoaaltoa käyttävässä CDMA:ssa kaikki käyttäjät jakavat saman taajuuskaistan. Tällöin kaikki verkossa olevat käyttäjät vaikuttavat häiriötasoon. Häiritsijöitä on tässä tapauksessa niin paljon, että nollansäätöä ei voida käyttää. Nollansäädön sijasta käytetään keilansäätöä, eli antennin keila suunnataan kohti haluttua käyttäjää[48]. Tällöin muiden päätelaitteiden häiriö voidaan poistaa vain osittain. Keilansäätöön soveltuu adaptiivinen antenni, jonka keilansäätöalgoritmissa voidaan käyttää hyödyksi eri käyttäjien ortogonaalisia koodeja[49].

CDMA-järjestelmässä käytetyt hajoituskoodit mahdollistavat edistyksellisten vastaanottimien käytön solukkoradiojärjestelmässä. Yhdistetty MUD/RAKE-tyyppinen vastaanotin varustettuna adaptiivisella antennilla lisää kapasiteettia ja parantaa signaalin laatua vähentämällä häiriöitä solukkoradiojärjestelmässä. Vastaavasti käytettyä vastaanotinta voidaan ehkä yksinkertaistaa löytämällä parempi antenniratkaisu.

Signaalin vastaanottamiseen tarvitaan mahdollisimman optimaalinen antennirakenne. Toisin sanoen korrelaation antenniryhmän eri elementtien välillä tulee olla mahdollisimman pieni. Etenemisympäristöjen vaikutuksen tuntemus on tärkeää antennivalintaa tehtäessä. Erilaisten antennirakenteiden vertailuun eri etenemisympäristöissä on tarvetta edellisistä seikoista johtuen. Seuraavaksi käsitellään erästä mahdollista menetelmää antennirakenteiden vertailemiseen.

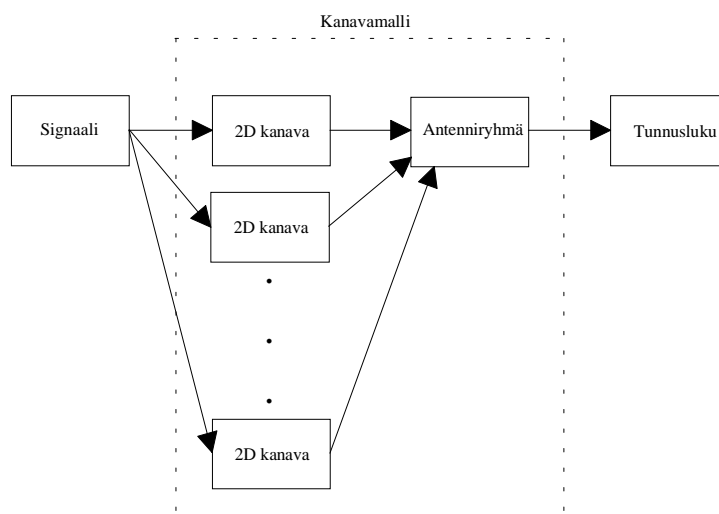
5 Antennirakenteen optimointimenetelmä

Tässä luvussa käsitellään työssä käytettyjä menetelmiä. Aluksi käsitellään käytettyä kanavamallia, syötettyä dataa ja signaalin ilmaisua. Seuraavaksi esitellään eri antennirakenteiden vertailukriteerejä. Lopuksi esitellään käytetyt antennirakenteet ja etenemisympäristöt.

5.1 Tutkimuksessa käytetyt menetelmät

5.1.1 Tutkimuksen järjestelmäympäristö

Tämän työn tarkoitus oli kehittää menetelmä erilaisten antennirakenteiden vertailemiseen. Vertailun kriteerinä käytettiin vastaanotetusta signaalista muodostetusta matriisista johdettua tunnuslukua, joka kertoo antennien korrelaatio-ominaisuuksista. Mitä pienempi on korrelaatio antennin eri elementtien välillä sitä optimaalisemmasta antennirakenteesta on kysymys. Työssä käytettiin Alexander Kucharin Wienin teknillisessä korkeakoulussa kehittämää geometriaan perustuvaa stokastista uplink-kanavamallia[50] antenniryhmän optimointiin. Kanavamalli on toteutettu Matlab-ohjelmointikielellä. Menetelmän testaamiseksi vertailtiin kahta erilaista antennirakennetta. Signaali syötettiin kanavan ja antenniryhmän läpi. Kanavamalli on alunperin suunniteltu lineaariselle antenniryhmälle, joka sisältyy kyseiseen malliin. Tämän työn puitteissa vertailtiin lineaarista ja puoliympyrän kaaren muotoista antenniryhmää. Puoliympyrän kaaren muotoisen antenniryhmän osalta malliin tehtiin muutoksia ohjelmatasolla, eli muutettiin lineaarinen ryhmä puoliympyrän kaareksi. Kummassakin antennissa oli kahdeksan elementtiä. Lisäksi tutkittiin lineaarista ryhmää eri elementtimäärillä. Kuvan 5.1 kaaviossa on esitetty tutkimuksen järjestelmäympäristö, jonka eri osatekijöitä käsitellään seuraavaksi. Ensin tutustutaan käytettyyn kanavamalliin. Seuraavaksi käsitellään kanavaan lähetettyä signaalia ja lopuksi keskitytään korrelaatio-ominaisuuksien vertailuun.



Kuva 5.1 Tutkimuksen järjestelmäympäristö, jossa kanavamalli on erotettu katkoviivalla

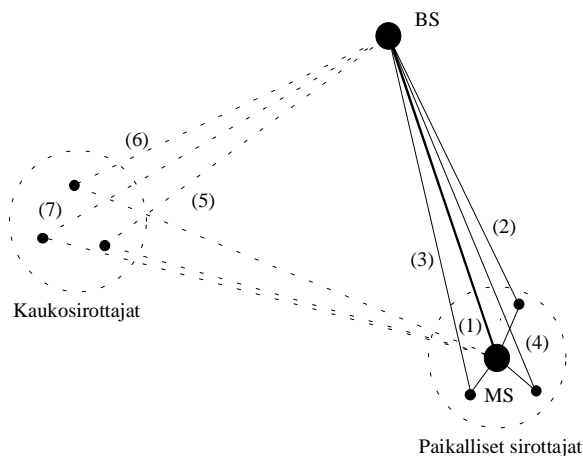
Kanavamalli

Kanavamalli koostuu kolmesta eri funktiosta (*chan_con*, *channel*, *sig_deci*). Lisäksi se sisältää *parameter*-tiedoston, joka sisältää erilaisia alkuarvoja. Kanavamalli huomioi perinteisistä malleista poiketen myös suuntatiedon AOA (AOA = Angle Of Arrival). Malli sisältää kahdenlaisia sirottajia. Paikalliset sirottajat (local scatterers) sijaitsevat päätelaitteen ympärillä. Kaukosirottajat (far scatterers) sijaitsevat nimensä mukaisesti kaukana päätelaitteesta. Simulaattori laskee kanavan vasteen eri käyttäjien lähettämille kompleksisille amplitudi- ja vaihetiedon sisältäville signaaleille. Yhden käyttäjän lähettämä signaali on hyötysignaali muiden käyttäjien lähettämien signaalien ollessa häiriöitä.

Funktio *channel* laskee jokaiselle etenemistielle häviön, viiveen ja Dopplertaajuuden käyttämällä funktion *chan_con* ulostuloparametreja. Funktion *chan_con* sisään- ja ulostuloparametrit on kuvattu liitteessä 1. Malli ottaa huomioon jokaiselta päätelaitteelta näköyhteyskomponentin LOS (LOS = Line Of Sight), paikallisista sirottajista sironneet signaalit ja kaukosirottajista sironneet signaalit kuvan 5.2 mukaisesti. Kaikki signaali-komponentit vaimenevat kääntäen verrannollisena etäisyyden neliöön. LOS-komponentissa ei esiinny erillistä häipymää. Eri sirottajille arvotaan satunnaiset kompleksiset heijastuskertoimet, joiden amplitudit vaihtelevat välillä 0-1 ja vaiheet välillä 0- 2π .

Paikallisten sirottajien summasignaali normalisoidaan sirottajien määrän mukaan. Parametrin K_{rice} avulla voidaan säätää LOS-komponentin ja paikallisten sirottajien tehojen suhdetta. Lisäksi paikallisille sirottajille on määritelty parametri *diffraction_attn*, joka huomioi katon reunoista aiheutuvan diffraktiovaimennuksen. Kaukosirottajat muodostavat klusterin lähisirottajia kauemmaksi päätelaitteesta. Kaukosirottajista saapuvilla komponenteilla on keskimääräistä pienempi teho kuin paikallisilla sirottajilla/LOS-komponentilla. Kaukosirottajille ei ole määritelty parametria *diffraction_attn*.

Kuvan 5.2 esimerkissä on kolme paikallista sirottajaa ja kolme kaukosirottajaa. Eri monitiekomponentit on kuvattu vastaanottojärjestyksessä LOS-komponentista (1) viimeiseen kaukosirottajasta saapuvaan komponenttiin (7). Kaukosirottajista sironneet komponentit on kuvattu katkoviivoilla ja paikallisista sirottajista sironneet komponentit yhtenäisillä viivoilla.



Kuva 5.2 Signaalin etenemistiet päätelaitteelta tukiasemalle

Mallissa signaalin verhoikäyrä on Rayleigh-jakautunut näköyhteyden puuttuessa. Tällöin toinen etenemistie koostuu pelkästään paikallisista sirottajista. Näköyhteyden vallitessa eteneminen on Rice-jakautunutta, eli jakaumasta voidaan erottaa LOS-komponentti.

Päätelaitteet ovat tasaisesti jakautuneet kulma-alueessa parametrin doa_range määrittämään sektoriin tukiasemalta katsottuna. Tosin kaksi eri päätelaitetta ei joudu samaan linjaan ohjelman asettaman rajoituksen takia. Tukiasemansolun alueelle arvotut päätelaitteiden paikat noudattavat todennäköisyystiheysjakaumaa pdf (pdf = probability density function) etäisyyden funktiona:

$$pdf(R_{MS}) = \frac{2R_{MS}}{R_{\max_ms_bs}^2 - R_{\min_ms_bs}^2}, \quad (5.1)$$

missä R_{MS} on tukiaseman ja päätelaitteen välinen etäisyys
 $R_{\max_ms_bs}$ on solun säde
 $R_{\min_ms_bs}$ tukiaseman ja päätelaitteen välinen minimietäisyys.

Päätelaitteiden nopeudet ja suunnat arvotaan myös satunnaisesti. Nopeudet vaihtelevat välillä $0 - v_{\max}$ ja suunnat välillä $0 - 2\pi$. Sirottajien ei oleteta mallissa liikkuvan, jotta laskentakuormitus ja edelleen laskenta-aika pysyisivät äärellisenä.

Tässä mallissa ei käytetä tasoalto-oletusta. Sen sijaan jokainen antennielementti vastaanottaa kunkin sirottajan kautta satunnaisessa vaiheessa saapuvat signaalit kuvan 5.2 mukaisesti. Tästä johtuen korrelaatio eri antennielementtien välillä riippuu pääasiassa voimakkaimpien etenemissuuntien kulmahajeesta (LOS-komponentti ja paikalliset sirottajat).

Kohinateho määritellään keskimääräisen vastaanotetun tehon mukaan. Keskimääräinen vastaanotettu teho (P_{total}) tukiasemalla koostuu yhdestä kolmeen korreloimattomasta komponentista kaavan 5.2 mukaisesti. Kaukosirottaja (P_{far}) ja näköyhteydskomponentti (P_{LOS}) voivat myös puuttua riippuen parametrivalinnoista.

$$P_{total} = P_{LOS} + P_{local} + P_{far}, \quad (5.2)$$

jossa P_{LOS} on näköyhteydskomponentin teho
 P_{local} on paikallisten sirottajien keskimääräinen teho
 P_{far} on kaukosirottajien keskimääräinen teho.

Keskimääräisen tehon P_{total} avulla voidaan määrittää valkoisen Gaussisen kohinan keskihajonta σ_N kaavalla

$$\sigma_N = P_{total} \frac{1}{2} 10^{\frac{SNR}{10}}, \quad (5.3)$$

jossa SNR on keskimääräinen signaalikohinasuhde, joka määrätään sisäänmenoparametreissa. SNR määritellään yhdelle käyttäjälle ja yhdelle antennielementille sisäänmenosignaalin amplitudilla ykkönen. Kohinataso oletetaan vakioksi vaikka

sisäänme-nosignaalin amplitudiksi määriteltäisiin ykkösestä eroava arvo (monitilainen modulaatiomenetelmä).

Mallissa on kaksi eri vaihtoehtoa tehonsäädön suhteen. Mallissa käytetään joko ideaalista tehonsäätöä ($power_control = 'ideal'$) tai tehonsäätöä ei ole ollenkaan ($power_control = 'no'$). Ideaalisen tehonsäädön ollessa käytössä signaalikomponentit (LOS-komponentti, paikalliset sirottajat ja kaukosirottajat) normalisoidaan LOS-komponentin etenemishäviön mukaan. Etenemishäviö lasketaan kääntäen verrannollisena etäisyyden neliöön. Ongelmia aiheuttaa LOS-komponentin puuttuessa, koska keskimääräinen etenemisvaimennus lasketaan tällöin monitiekomponenttien jakauman perusteella. Tästä aiheutuva virhe on kuitenkin pieni paikallisten sirottajien sijaitessa lähellä päätelaitetta. Kyseinen tehonsäätö ei ota huomioon Rayleigh-häipymää. Tämä vastaa nykyisin esimerkiksi GSM-järjestelmässä käytössä olevaa hidasta tehonsäätöä. Jos tehonsäätö ei ole käytössä normalisoidaan signaaliteho solun säteen perusteella. Tämän johdosta LOS-komponentin signaaliteho solun rajalta saapuvilta päätelaitteilta normalisoidaan ykköseksi. Lähempänä olevilla päätelaitteilla se on ykköstä suurempi. Tämän johdosta spesioitu SNR esiintyy vain päätelaitteiden ollessa solun rajalla. Muussa tapauksessa SNR on tätä suurempi.

Kohinatason määrittelemiseksi tulee tietää vastaanotetun signaalin keskimääräinen tehotaso. Ideaalisen tehonsäädön ollessa kyseessä keskimääräinen tehotaso määritellään seuraavasti. LOS-komponentin keskimääräinen signaaliteho normalisoidaan ykköseksi vastaanotossa. Toisaalta monitiekomponenttien tehot ovat satunnaislukuja, koska ne riippuvat eri komponenttien vaiheista. Sirottakomponenttien keskimääräiset tehotasot lasketaan Monte Carlo-simuloinnilla. Sirottajien jakauma solussa vaikuttaa keskimääräiseen tehotasoon. Paikallisten sirottajien keskimääräinen teho riippuu sirottajajympyrän säteestä. Kaukosirottajien keskimääräinen teho riippuu myös sirottajajympyrän säteestä ja lisäksi sekä päätelaitteiden että sirottajajympyröiden sijainnista solussa. Keskimääräiset tehot lasketaan aina uudestaan kanavan olosuhteiden muuttuessa merkittävästi solussa. Jos tehonsäätö ei ole käytössä SNR asetetaan jälleen solun säteen perusteella. Täten spesioitu SNR on minimiarvo SNR:lle.

Mallissa voidaan käyttää kahta eri moodia häiriötä aiheuttavien käyttäjien sijainnin suhteen. SDMA-tilassa kaikki päätelaitteet sijaitsevat saman solun alueella ja SFIR-tilassa (SFIR = Spatial Filtering for Interference Reduction) yksi päätelaite sijaitsee solussa ja muut päätelaitteet sijaitsevat muissa saman kanavan soluissa. SDMA-tilassa käytetään lisäksi teholuokkia johtuen suuresta dynamiikasta solun alueella tehonsäädön ollessa pois käytöstä. Teholuokat ovat samankeskisiä renkaita alueen

$$DR_{cell} = 20 \log \frac{R_{\max_ms_bs}}{R_{\min_ms_bs}} \quad (5.4)$$

sisällä. Käyttäjät sijoitetaan ensimmäisen käyttäjän määräämään teholuokkaan (muut käyttäjät häiriöitä). Jos esimerkiksi valitaan teholuokkien määräksi 5 ja dynaamiseksi alueeksi 50 dB tulee jokaisen teholuokan dynaamiseksi alueeksi 10 dB.

Funktion *channel* sisäänmenoparametri *burst* määrittää erilaisten kanavavariaatioiden määrän. Parametrin saadessa arvon 1 luodaan jokaisen kehyksen jälkeen uusi kanavatilanne. Tätä moodia käytettäessä simuloidaan yksittäisiä itsenäisiä kehyksiä ja keskiarvoistetaan yli suuren määrän erilaisia kanavavaihtoehtoja. Yhden kehyksen aikana kanava sekä päätelaitteiden paikat pysyvät vakioina muuttuen seuraavassa

aikavälissä. Tästä huolimatta päätelaitteiden nopeudesta johtuva Dopplerhaje huomioidaan jokaisen kehyksen aikana. Parametrin *burst* saadessa suurempia arvoja kanava pysyy vakiona parametrin osoittaman kehyksien määrän ajan päätelaitteiden liikkua vakionopeudella. Esimerkiksi parametrin arvolla 3 kanava pysyy muutumattomana kolmen kehyksen ajan. *Burst*-parametrin liian suurilla arvoilla päätelaitteet joutuvat paikallisten sirottajaympyröiden ulkopuolelle. Haluttaessa täysin staattinen tilanne asetetaan sisäänmenoparametrille arvoksi *burst* >1 ja päätelaitteiden maksiminopeudeksi $v_{max} = 0$.

Mallissa määritellään monitiekomponenttien aiheuttama kulmahaje S_φ seuraavasti:

$$S_\varphi = \frac{R_{\max_scatterer}}{2R_{\max_ms_bs}}, \quad (5.5)$$

missä $R_{\max_scatterer}$ on joko lähi- tai kaukosirottajaympyrän tehollinen säde
 $R_{\max_ms_bs}$ on maksimietäisyys tukiaseman ja päätelaitteen välillä.

Malli tarjoaa kolme erilaista mahdollisuutta sirottajaympyrän $R_{\max_scatterer}$ määrittelyyn. Ensimmäisessä menetelmässä valitaan vakioarvo sirottajaympyröiden säteille. Tästä johtuen kulmahaje kasvaa päätelaitteen lähestyessä tukiasemaa. Toisessa menetelmässä valitaan sirottajaympyrän säde solun reunalta ja kulmahaje tämän perusteella. Samaa arvoa käytetään tämän jälkeen koko solun alueella. Kolmannessa menetelmässä valitaan kulmahaje vakioksi ja sirottajaympyrän säde adaptoituu kulmahajeen mukaan solun alueella.

Kanavaan lähetetty signaali

Kanavan sisäänmeno- ja ulostulodata määritellään funktion *channel* sisäänmeno- sekä ulostuloparametreina. Kyseiset parametrit on esitetty taulukossa 5.1. Sisäänmenosignaalin amplitudi ja vaihe määritellään matriiseina, joissa eri rivit vastaavat eri päätelaitteita ja sarakkeet ajallisia signaalinäytteitä.

Taulukko 5.1 *Sisäänmeno- ja ulostuloparametrit*

Sisäänmeno	
<i>Amplitude</i>	kompleksisen kanavan sisäänmenosignaalin amplitudi
<i>Phase</i>	kompleksisen kanavan sisäänmenosignaalin vaihe
<i>Burst</i>	käytettävien aikavälien lukumäärä
<i>SNR</i>	antennielementteihin saapuva keskimääräinen signaalikohinasuhde
Ulostulo	
X	kompleksinen kanavavaste antennin ulostulossa

Tässä työssä muodostettiin korrelaatiomatriisi yhdestä symbolista jokaisessa kanavatilassa, koska todettiin että useamman symbolin käyttö ei anna lisäinformaatiota korrelaatio-ominaisuuksista. Kanavamalli asettaa rajoituksen signaalivektorin pituudelle, joten kanavaan jouduttiin lähetettävään symbolia pitempi purske. Tutkittiin yhden pääte-laitteen lähettämää signaalia. Käytetty modulaatiomenetelmä oli QPSK (QPSK = Quadrature-Phase-Shift Keying), jossa vaiheella on neljä eri tilaa ja kukin tila vastaa kahta eri

bittiä. QPSK-modulaattorin ulostulossa bittipareja $-1-1$, $1-1$, vastaavat vaiheet 45° , 135° amplitudin itseisarvon ollessa ykkönen. Kyseistä bittijonoa käytettiin tässä työssä.

Kasami-koodeista on olemassa erilaisia koodiperheitä kuten S-Kasami, L-Kasami ja VL-Kasami. Goldkoodeista on vastaavasti kaksi erilaista koodiperhettä[5]. Kasamikoodilla on paremmat ristikorrelaatio-ominaisuudet ja Goldkoodeilla vastaavasti paremmat autokorrelaatio-ominaisuudet. Tässä työssä käytettiin Kasamikoodia, jotka soveltuvat paremmin monen käyttäjän ilmaisuun. Valinta tehtiin jatkotutkimusta ajatellen, vaikka yhden käyttäjän ilmaisussa eri monitiekomponenttien erottelemiseen toisistaan olisivat soveltuneet paremmin Goldkoodit. Simulointiin valittiin 31 chipin pituinen L-Kasamikoodi. Koodisanan muodostamiseen käytettiin seuraavaa yhtälöä[51]

$$s_q^{(k)} = j^q a_q^{(k)}, \quad (a_q \in \{-1, 1\}, s_q \in \{1, j, -1, -j\}), \quad (5.6)$$

jossa k on käyttäjien lukumäärä
 q on koodin pituus
 a_q on koodisana
 s_q on kompleksinen koodisana.

QPSK-moduloitu datapaketti $(-1-1, 1-1)$ hajoitettiin leveämmälle taajuuskaistalle käyttäen edellä mainittua koodisanaa. Jokaista chippiä näytteistettiin 8 kertaa (*oversampling input* = 8). Näin ollen sisäänmenovektorin (*amplitude, phase*) pituudeksi tuli 64 chippiä eli 496 näytettä.

Kanavamallissa kanavan ulostulon kompleksinen kanavavaste x on matriisi jonka rivit vastaavat eri antennielementtejä ja sarakkeet ajallisia signaalinäytteitä. Eri monitiekomponentit summataan kompleksisesti yhteen. Sarakkeiden määrä ulostulomatriisissa riippuu sisäänmenon signaalimatriisin sarakkeiden lukumäärästä eli ajallisista signaalinäytteistä sekä ulostulon näytteenottotaajuudesta.

Tässä työssä eri monitiekomponentteja ei summattu yhteen. Tässä työssä oltiin kiinnostuneita eri sirottajista saapuvista monitiekomponenteista sekä mahdollisesta suoraan tulleesta komponentista. Nämä komponentit eroteltiin toisistaan ilmaisua varten. LOS-komponentista muodostui kanavavasteen x mukainen matriisi. Kaukosirottajista ja paikallisista sirottajista muodostui kolmiulotteiset matriisit, joissa lisädimensiona oli eri etenemistiet. Ulostulosignaalia näytteistettiin 8 kertaa (*oversampling_output* = 8).

Varsinaisen kanavavasteen lisäksi malli antaa hyödyllisiä tietoja mobiilin suunnasta, kaukosirottajaklusterin suunnasta, signaalien tehotasoista ym. Liitteessä 3 on esitetty eräästä simuloinnista saatu lisäinformaatio.

Monen käyttäjän ilmaisin

Antennien vertailua lähestyttiin optimaalisen monen käyttäjän ilmaisualgoritmin (optimal multiuser demodulation) kautta[52]. Kyseisestä algoritmista on kehitetty monielementtinen versio antenniryhmille[53]. Laskentakapasiteetin tarve lisääntyy lineaarisesti antennielementtien määrän kasvaessa, koska jokainen antennielementti vastaa yhtä summalauseketta. Optimaalinen monisensorinen monen käyttäjän ilmaisualgoritmi voidaan esittää seuraavasti:

$$\hat{b} = \arg \max_{b \in \Xi^{NK}} \Omega(b), \quad (5.7)$$

jossa

$$\Omega(b) = 2 \operatorname{Re} \left[b^H \left(\sum_i A_i^H S_i^H S_i A_i b + \sum_i A_i^H n_i \right) \right] - b^H \left(\sum_i A_i^H S_i^H S_i A_i \right) b \quad (5.8)$$

on todennäköisyysfunktio (log-likelihood function), jossa

b	sisältää lähetetyt signaalit kullekin käyttäjälle
S_i	sisältää käytetyt koodisanat kullekin käyttäjälle
A_i	sisältää kanavan vasteen kullekin signaalille (eri käyttäjien eri monitiekomponenteille)
n_i	sisältää kohinan
i	on elementti-indeksi.

Kaavan (5.8) hakasulkujen sisällä oleva lauseke on itsessään MUD-vastaanotin. Käyttämällä korjaustermiä, eli kaavan viimeistä summalauseketta, voidaan parantaa ilmaisun laatua kohinaisessa kanavassa. Vastaanottimesta voidaan käyttää siis kahta eri versiota, kompleksisempaa käyttämällä korjaustermiä ja yksinkertaisempaa ilman korjaustermiä. Korjaustermi sisältää kanavan vasteen ja koodisanojen estimaatit. Kaavan toinen summalauseke sisältää kohinan vaikutuksen. Eri kohinavektoreiden oletetaan olevan riippumattomia toisistaan, eli ne ovat korreloimattomia. Tässä työssä tarkastellaan ainoastaan yhtä käyttäjää ja kohinaa ei oleteta esiintyvän.

5.1.2 Vertailukriteerit

Antennirakenteiden vertailu perustui vastaanotetusta signaalista muodostetun matriisin tarkasteluun. Matriisista johdettiin tunnusluku, jonka perusteella vertailu tehtiin. Vastaanottoimeen saapuu signaali[54]

$$r(t) = SAb = \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L b_{k,m} a_{k,l,m} s_k(t - mT - \tau_{k,l,m}) \quad (5.9)$$

jossa

M	on datapaketin symbolien lukumäärä
K	on käyttäjien lukumäärä
L	on monitiekomponenttien lukumäärä
τ	on viive.

Tässä yhtälössä ei esiinny kohinan vaikutusta. Kohinan puuttumisen takia kahden edellä esitetyn vastaanottimen vertailu ei ollut järkevää tässä työssä. Tämän voi perustella tarkastelemalla todennäköisyysfunktion (5.8) kaavaa. Jos verrataan koko todennäköisyysfunktioista muodostunutta matriisia todennäköisyysfunktion ensimmäisestä summalausekkeesta muodostuneeseen matriisiin, voidaan niiden havaita olevan melkein identtiset kohinattomassa tapauksessa. Ainoa ero on vertailtavien matriisien alkioiden imaginää-

Matriisin normi lasketaan siis kertomalla matriisin transpoosi itsellään, valitsemalla näin muodostuneesta matriisista sen suurin ominaisarvo ja lopuksi ottamalla neliöjuuri tästä ominaisarvosta.

Laskettiin matriisin normi korrelaatiomatriisille (M_C). Tämän jälkeen asetettiin matriisin diagonaalilla olevat alkioit nolliksi ja laskettiin tämän modifioidun matriisin (M_C') normi. Näiden matriisien suhteesta saatiin tunnusluku α , eli

$$\alpha = \frac{\|M_C'\|}{\|M_C\|}. \quad (5.12)$$

Toinen menetelmä perustui matriisin käsittelemiseen vektorina, eli matriisin alkioit korotettiin toiseen ja otettiin neliöjuuri lausekkeesta. Myös tässä menetelmässä laskettiin modifioitu matriisi (M_C') nollaamalla diagonaali. Laskettiin vastaavasti tunnusluku α .

Korrelaatiomatriisi on sitä diagonaalaisempi mitä pienempi on laskettu tunnusluku. Normalisointi, eli jakaminen matriisilla M_C , tehtiin koska signaalien tasot eivät ole yhtä suuria päätelaitteen sijaitessa eri paikoissa tukiasemaa. Näin saatiin eri päätelaitteiden paikat vertailukelpoisiksi. Jokaiselle kanavamallin arpomalle kanavatilalle/päätelaitteen paikalle saatiin laskettua oma tunnuslukunsa α_i jossa indeksi i tarkoittaa tässä tapauksessa eri kanavatilaa. Näiden tunnuslukujen keskiarvo

$$\bar{x}_\alpha = \frac{\sum_{i=1}^N \alpha_i}{N}, \quad (5.13)$$

kertoo kyseisen antennin korrelaatio-ominaisuuksista. Keskihajonta lasketaan kaavalla

$$\sigma_\alpha = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\alpha_i - \bar{x}_\alpha)^2}{N}}. \quad (5.14)$$

Keskihajonta kertoo kuinka homogeenisesti eri antennirakenteet toimivat eri etenemisympäristöissä. Keskiarvon keskivirhe lasketaan kaavalla

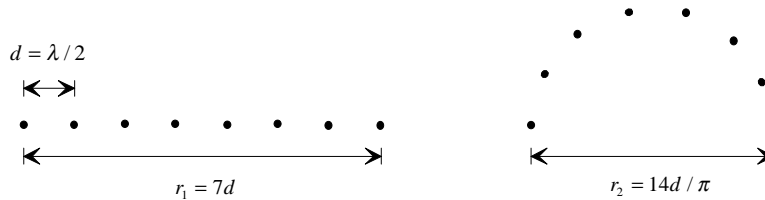
$$\sigma_{\bar{x}_\alpha} = \frac{\sigma_\alpha}{\sqrt{N}}. \quad (5.15)$$

Tämä puolestaan kertoo virherajat eri simulointituloksille, eli kuinka luotettavia saadut tulokset ovat.

5.2 Antennirakenteet

Ainoastaan lineaarinen antenniryhmä on integroitu käytettyyn kanavamalliin, koska malli on kehitetty erilaisten kanavaolosuhteiden vertailemiseen. Työssä käytettiin lineaarista kahdeksan elementin ryhmää ja puoliympyrän muotoista kahdeksan elementin ryhmää. Lisäksi tarkasteltiin lineaarista ryhmää eri elementtimäärillä. Puoliympyrän

muotoisen antenniryhmän takia mallia muutettiin, eli ohjelmoitiin uusi antennirakenne kyseiseen malliin. Käytetyt antennirakenteet esitetään kuvassa 5.4. Lineaarisen ryhmän elementtien välinen etäisyys d oli $\lambda/2$, eli koko ryhmän leveys r_1 oli $7d$. Puoliympyrän muotoisella ryhmällä puoliympyrän piirin pituus oli $7d$, joten antennin leveys r_2 oli $14d/\pi$.

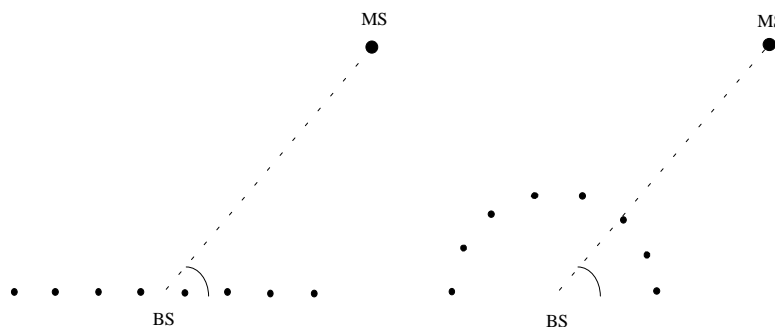


Kuva 5.4 Käytetyt antennirakenteet

Tämän työn tarkoitus oli vertailumenetelmän kehittäminen erilaisille antenniryhmille. Sen vuoksi vertailussa käytettiin näitä yleisesti tunnettuja antennirakenteita.

Mallin antennielementit ovat pistemäisiä sensoreita, joten elementeillä ei ole vahvistusta. Tästä johtuen ne vastaanottavat signaalin samalla tavalla eri suunnista. Tämä ei vastaa todellista tilannetta, koska tukiasema-antennin elementeillä on todellisuudessa vahvistusta. Toisaalta tutkittaessa antennien elementtien välistä korrelaatiota ei vahvistusominaisuuksilla ole niin suurta merkitystä kuin antenniin saapuvien signaalien tulosuunnalla.

Lineaarisella antenniryhmällä elementtien välillä voidaan ajatella olevan vähiten korrelaatiota rintamasuuntaisella signaalilla. Jos tarkastellaan 180° sektoria, korrelaatio suurenee säteilysuunnan siirtyessä päätyyn päin, eli α :n arvon lähestyessä nollaa tai 180 astetta kuvan 5.5 mukaisesti. Puoliympyrän muotoisella antenniryhmällä muutoksen voidaan epäillä olevan pienempi. Tästä johtuen vastaanotto saattaa olla tasaisempaa. Tämä pätee todennäköisesti parhaiten signaalilla, jolla on yksi voimakas pääsäteilysuunta. Monitieeteneminen saattaa aiheuttaa yllätyksiä. Määrätyissä etenemisympäristöissä signaaleja voi saapua melko ympärisäteilevästi antenniin.



Kuva 5.5 Korrelaatiovertailu saapumiskulman α funktiona

5.3 Etenemiskanavat

Työssä luotiin kaksi erilaista etenemisympäristöä. Simuloinnit tehtiin makrosolu- ja mikrosoluympäristössä liitteessä 2 esitetyillä parametriarvoilla. Tärkeimmät parametriarvot on esitettyinä taulukossa 5.2. Parametrien valinta oli vaikeaa riittävien vertailumittausten puuttumisen takia.

Taulukko 5.2 Simuloinneissa käytetyt tärkeimmät parametrivalinnat makrosolulle ja mikrosolulle tiedostoista *parameters1* ja *parameters2*

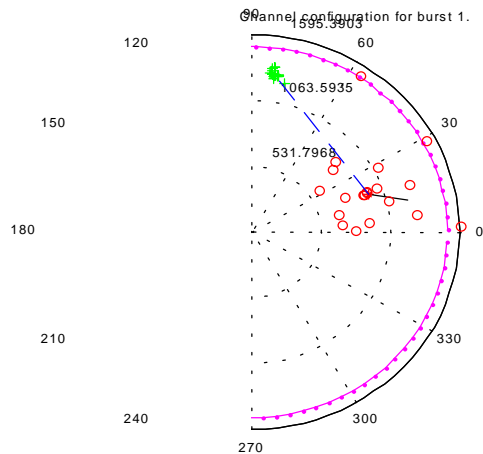
Parametri	Makrosolu	Mikrosolu
<i>f_uplink</i>	1950e6	1950e6
<i>f_duplex</i>	190e6	190e6
<i>T_symbol</i>	0,244e-6	0,244e-6
<i>frame_duration</i>	10e-3	10e-3
<i>LOS</i>	1	0
<i>Rmin_ms_bs</i>	50	5
<i>Rmax_ms_bs</i>	1500	500
<i>K_rice</i>	1	1
<i>num_localsc</i>	20	20
<i>Rmax_localsc</i>	300	4
<i>num_farsc</i>	20	0
<i>Rmax_farsc</i>	50	0
<i>percentage_farsc</i>	1	0

Osalla kanavamallissa määritellyistä parametreista ei ollut merkitystä mallin käytön luonteesta johtuen. Sisäänmenoparametrin *burst* arvolla 1 päätelaite ei liiku simuloinnin aikana. Tällöin päätelaitteen nopeuden määrittely ei ole tarpeellista. Solun muiden päätelaitteiden häiriöiden määrittelemiseen tarkoitettua parametria (*channel interference mode = 'SDMA'/'SFIR'*) ei tarvittu, koska simuloitiin ainoastaan yhtä päätelaitetta. Tehonsäätö (*power control = 'ideal'/'no'*) menetti merkityksensä, koska eri etenemis-teiltä saapuvat monitiekomponentit summataan yhteen ennen tehonsäätöä. Tässä työssä oltiin kiinnostuneita eri monitiekomponenteista, joten niiden erotteleminen toisistaan ohitti tehonsäädön. Tehonsäädön puuttuminen korvattiin korrelaatiomatriisin normalisoinnilla kaavan (5.12) mukaisesti. Tällä tavalla saatiin eri kohtiin solua arvottujen päätelaitteiden keskimääräiset tehot samoiksi.

Jokaiselle antennille/etenemisympäristölle arvottiin yhteensä 1000 erilaista kanavatilaa. Näistä simuloinneista saatiin yhteensä 4000 kanavatilaa. Lineaarista antennia eri elementtimäärillä tutkittaessa käytettiin mikrosolusimuloinnista saatua dataa. Parametrin *doa_range* arvoksi asetettiin 90° , joten malli arpoo päätelaitteen 180° sektorin alueelle tukiasemalta katsottuna.

5.3.1 Makrosolu

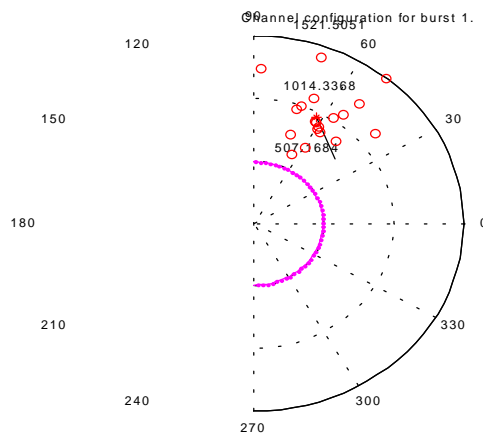
Ensin mallinnettiin kaupunki/esikaupunkialueella sijaitsevaa makrosolua. Solun säteeksi valittiin 1,5 km, joka vastaa lähinnä esikaupunkiympäristössä sijaitsevan makrosolun kokoa. Tässä simuloinnissa signaalilla esiintyi LOS-komponentti ja paikallisista sirottajista/kaukosirottajista sironneet komponentit. LOS-komponentti olisi yhtä hyvin voinut puuttua tässä tapauksessa. Paikallisten sirottajien ja kaukosirottajien määräksi valittiin 20. Kuvassa 5.6 esitetään erään makrosolusimuloinnin antama kanavatilanne, jossa paikalliset sirottajat on kuvattu ympyröillä ja kaukosirottajat risteillä. Tukiasema sijaitsee ympyrän keskikohdassa ja mobiili löytyy paikallisten sirottajien keskeltä, eli tässä tapauksessa 20° kulmasta tukiasemaan nähden.



Kuva 5.6 Esimerkki kanavatilanteesta makrosolun simuloinnissa kaupunki/esikaupunkiympäristössä taulukon 5.2 parametriarvoilla

5.3.2 Mikrosolu

Toisessa tapauksessa mallinnettiin kaupunki/esikaupunkialueella sijaitsevaa mikrosolua. Solun säteeksi valittiin 0,5 km, joka vastaa lähinnä esikaupunkiympäristössä sijaitsevan mikrosolun kokoa. Tässä simuloinnissa signaalilla ei esiintynyt LOS-komponenttia eikä kaukosirottajista saapuvia komponentteja. Paikallisten sirottajien määräksi valittiin 20. Kuvassa 5.7 esitetään eräs mikrosolusimuloinnin kanavatilanne.

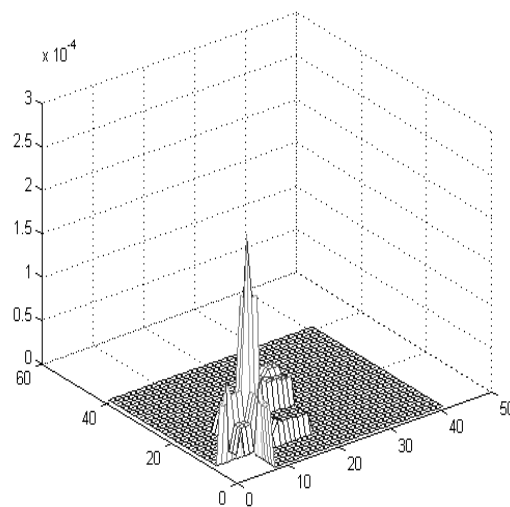


Kuva 5.7 Esimerkki kanavatilanteesta mikrosolun simuloinnissa kaupunki/esikaupunkiympäristössä taulukon 5.2 parametriarvoilla

6 Tutkimustulokset

6.1 Optimointimenetelmän testaus

Simulointien toteuttamiseksi laadittiin muutama lyhyt Matlab-ohjelma. Simulointien kulku oli seuraavanlainen. Kanavaan syötettiin edellisessä luvussa esitetty signaalivektori yhdestä päätelaitteesta ($num_ms = 1$). Kanavamallista saatiin ulostulona tiedosto, jossa ovat makrosolun tapauksessa matriisit näköyhteyksikomponentille ja lähi-sirottajista sekä kaukosirottajista saapuville monitiekomponenteille. Mikrosolun tapauksessa näköyhteyksikomponentti ja kaukosirottajista saapuvat komponentit puuttuivat.



Kuva 6.1 Lineaarisen ryhmän erään kanavatilan korrelaatiomatriisi M_C makrosolussa yhdelle symbolille

Monitiekomponenteista laskettiin korrelaatiomatriisi (M_C) ja modifioitu korrelaatiomatriisi (M_C') jokaiselle antennille/kanavatilalle. Korrelaatiomatriisi laskettiin jokaisessa kanavatilassa ainoastaan yhdelle symbolille. Erään kanavatilan korrelaatiomatriisi on esitetty kuvassa 6.1. Kuvan korrelaatiomatriisi laskettiin kahdeksanelementtiselle lineaariselle ryhmälle makrosolussa. Matriisi on symmetrinen johtuen kaavan 5.10 mukaisesta hermitointioperaatiosta. Matriisin alkiot ovat keskittyneet vasempaan yläkulmaan (koordinaattiakselien mukaan) johtuen eri monitiekomponenttien viiveistä. Täysin korreloimattomassa tapauksessa matriisin diagonaalin ulkopuolella ei esiintyisi alkiota. Korrelaatiomatriisien avulla laskettiin vertailussa käytetyt tunnusluvut (α) kahdella eri menetelmällä, jotka on esitetty luvussa 5. Menetelmä 1 perustuu ominaisarvoihin ja menetelmä 2 matriisien rivien/sarakkeiden käsittelemiseen vektoreina. Tunnusluku (α) on sitä pienempi mitä vähemmän antennielementit korreloivat toistensa kanssa. Lopuksi laskettiin tilastollisessa vertailussa tarvittavat keskiarvot, keskihajonnat ja keskiarvon keskivirheet.

Edellisen luvun taulukossa 5.2 esitetään tärkeimmät parametrivalinnat eri etenemis-ympäristöille. Loput tiedostojen *parameters1* ja *parameters2* parametreista löytyvät liitteestä 2. Taulukossa 6.2 on käytetty lyhenteitä:

<i>mali:</i>	makrosolu, lineaarinen antenni
<i>maym:</i>	makrosolu, ympyrän kaaren muotoinen antenni
<i>mili:</i>	mikrosolu, lineaarinen antenni
<i>miym:</i>	mikrosolu, ympyrän kaaren muotoinen antenni

6.2 Lineaarisen antennin tutkiminen

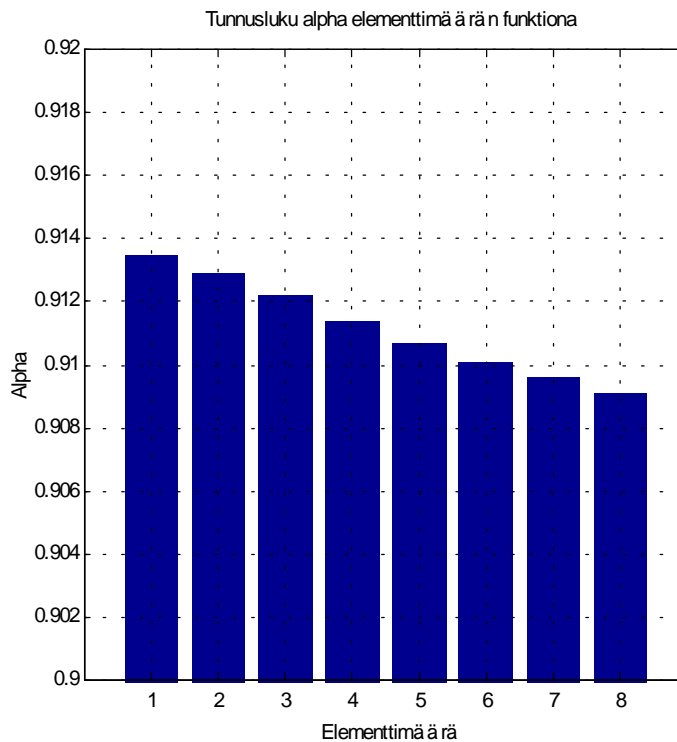
Antenniryhmien vertailussa tehtiin simulointi kahdelle eri antennille kahdessa eri etenemisympäristössä. Yhteensä tehtiin siis 4 simulointia. Jokaisessa simuloinnissa arvottiin 1000 eri kanavatilaa jokaiselle antennille/etenemisympäristölle ja saatiin 1000 tunnuslukua (α). Arvottiin siis yhteensä 4000 kanavatilaa. Laskettiin 1000 simuloinnin tunnusluville keskiarvot, keskihajonnat ja keskiarvojen keskivirheet eri antennille/etenemisympäristöille. Ensimmäiset arvot ($\bar{x}_{\alpha 1}, \sigma_{\alpha 1}, \sigma_{\bar{x}\alpha 1}$) laskettiin menetelmällä 1 ja toiset arvot ($\bar{x}_{\alpha 2}, \sigma_{\alpha 2}, \sigma_{\bar{x}\alpha 2}$) laskettiin menetelmällä 2.

Ensin tarkasteltiin menetelmän luotettavuutta laskemalla tunnuslukujen keskiarvo (\bar{x}_{α}) lineaariselle antennille mikrosolussa elementtimäärillä 1-8. Elementit lisättiin ryhmään järjestyksessä yhdestä kahdeksaan. Korrelaatiomatriisin määrittelystä johtuen yhdelle elementille laskettu tunnusluku kertoo monitiekomponenttien viiveistä. Jos eri monitiekomponentit saapuvat vähintään symbolin verran viivästyneinä toisiinsa nähden saa tunnusluku arvon nolla, koska M_C on tällöin nolla. Suurimmillaan tunnusluku on monitiekomponenttien saapuessa samanaikaisesti antennielementtiin. Tällöin matriisin M_C koko on mahdollisimman suuri.

Taulukossa 6.1 ovat kummallakin menetelmällä lasketut arvot eri elementtimäärille. Tuloksista piirrettiin pylväsdiagrammi menetelmän 1 mukaan lasketuille arvoille. Diagrammi löytyy kuvasta 6.2. Taulukosta ja diagrammista voidaan tehdä muutamia huomioita. Havaitaan tunnusluvun pienenevän elementtimäärän kasvaessa, joten tunnusluvun käyttäytyminen on järkevää tämän perusteella. Jos tarkastellaan eri elementtimäärillä saatuja tunnuslukuja ja vastaavia keskiarvon keskivirheitä voidaan havaita keskiarvon keskivirheen olevan samaa suuruusluokkaa kuin tunnuslukujen erotuksen eri elementtien välillä. Tästä voidaan päätellä simuloinnissa käytetyn kanavatilojen määrän olevan liian pieni.

Taulukko 6.1 Tunnuslukujen (α) keskiarvot (\bar{x}_{α}), keskihajonnat (σ_{α}) ja keskiarvojen keskivirheet ($\sigma_{\bar{x}\alpha}$) laskettuna menetelmillä 1 ja 2 eri elementtimäärillä mikrosolussa

α	1 elem.	2. elem	3. elem	4. elem	5. elem	6. elem	7. elem	8. elem
$\bar{x}_{\alpha 1}$	0,9135	0,9129	0,9122	0,9114	0,9107	0,9101	0,9096	0,9091
$\sigma_{\alpha 1}$	0,0325	0,0329	0,0332	0,0337	0,0342	0,0345	0,0349	0,0352
$\sigma_{\bar{x}\alpha 1}$	0,0010	0,0010	0,0010	0,0011	0,0011	0,0011	0,0011	0,0011
$\bar{x}_{\alpha 2}$	0,9498	0,9491	0,9485	0,9478	0,9471	0,9466	0,9462	0,9458
$\sigma_{\alpha 2}$	0,0211	0,0219	0,0222	0,0225	0,0230	0,0234	0,0238	0,0242
$\sigma_{\bar{x}\alpha 2}$	0,0007	0,0007	0,0007	0,0007	0,0007	0,0007	0,0008	0,0008



Kuva 6.2 Tunnusluku (α) elementtimäärän (1-8) funktiona mikrosolussa lineaarisella antennilla

6.3 Antenniryhmien vertailu

Seuraavaksi vertailtiin kahta eri antennirakennetta eri etenemisympäristöissä. Tulokset löytyvät taulukosta 6.2. Tarkastelemalla taulukon 6.2 arvoja ei voida havaita eri antennien tunnusluvuissa olevan merkittävää eroa makrosolun tapauksessa. Puoliympyrän kaaren muotoinen ryhmä näyttäisi olevan hieman huonompi kuin lineaarinen ryhmä tässä vertailussa, mutta tarkasteltaessa keskiarvon keskivirhettä huomataan eron kuitenkin olevan melko pieni. Lisäksi keskihajonta on hieman pienempi, josta voidaan päätellä puoliympyrän kaaren muotoisen ryhmän vastaanottavan hieman tasaisemmin. Mikrosolussa antennien väliset erot ovat vielä pienempiä kuin makrosolussa. Antennien tunnuslukujen välillä ei siis ole merkittävää eroa.

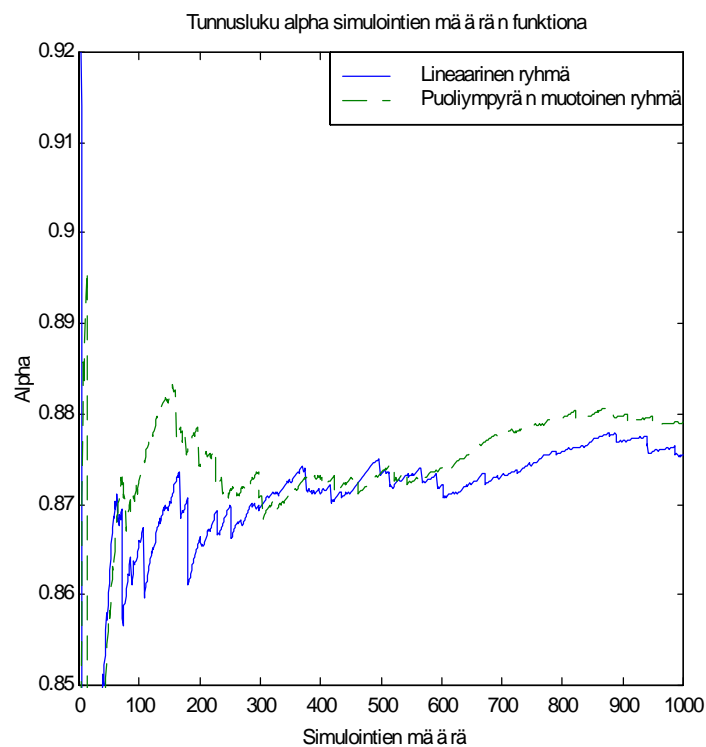
Taulukko 6.2 Tunnuslukujen (α) keskiarvot (\bar{x}_α), keskihajonnat (σ_α) ja keskiarvojen keskivirheet ($\sigma_{\bar{x}_\alpha}$) laskettuna menetelmillä 1 ja 2 eri antennilla eri etenemisympäristöissä

α	<i>mali</i>	<i>maym</i>	<i>mili</i>	<i>miym</i>
$\bar{x}_{\alpha 1}$	0,8754	0,8791	0,9091	0,9096
$\sigma_{\alpha 1}$	0,1356	0,1220	0,0352	0,0293
$\sigma_{\bar{x}_{\alpha 1}}$	0,0043	0,0039	0,0011	0,0009
$\bar{x}_{\alpha 2}$	0,9181	0,9222	0,9458	0,9460
$\sigma_{\alpha 2}$	0,1359	0,1201	0,0242	0,0211
$\sigma_{\bar{x}_{\alpha 2}}$	0,0043	0,0038	0,0008	0,0007

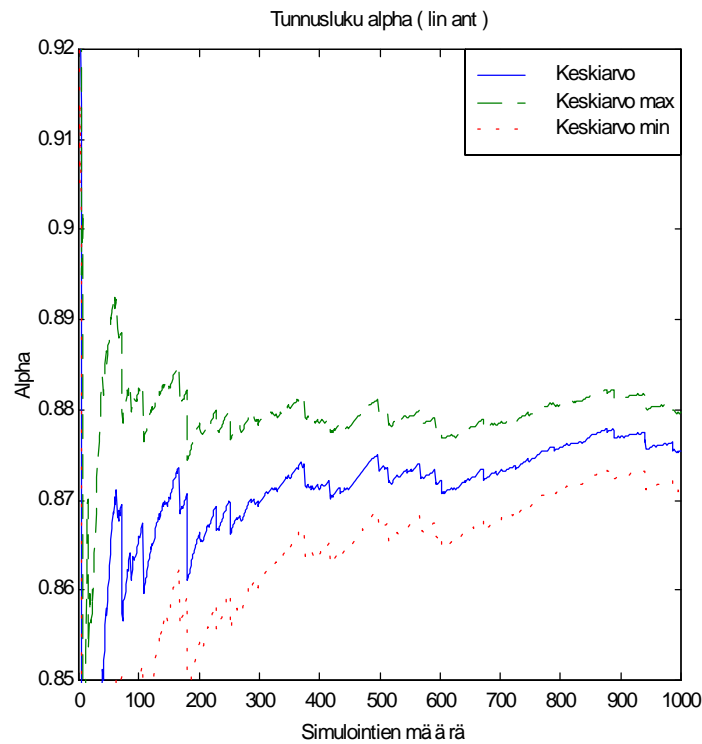
Seuraavaksi tarkasteltiin tunnuslukujen (α) käyttäytymistä simulointien määrän funktiona 10 simuloinnin välein. Kuvassa 6.3 on esitetty käyrät kahdelle tarkasteltavalle antennirakenteelle makrosolussa menetelmällä 1. Havaitaan, että simulointien määrä ei ole riittävä, koska käyrät eivät ole stabiloituneet. Tästä johtuen makrosolusimuloinnista ei voida vetää lopullisia johtopäätöksiä tämän simulointimäärän perusteella. Kuvassa 6.4 esitetään tunnuslukujen keskiarvojen keskivirheet lineaariselle ryhmälle ja kuvassa 6.5 ympyrän kaaren muotoiselle ryhmälle.

Kuvassa 6.6 on esitetty käyrät kahdelle eri antennille mikrosolussa menetelmällä 1. Mikrosolun tapauksessa havaitaan stabiloitumisen olevan paljon nopeampaa kuin makrosolun tapauksessa. Käyrät stabiloituvat noin 400 simuloinnin jälkeen. Kuvassa 6.7 esitetään tunnuslukujen keskiarvojen keskivirheet lineaariselle ryhmälle ja kuvassa 6.8 ympyrän kaaren muotoiselle ryhmälle mikrosolun tapauksessa.

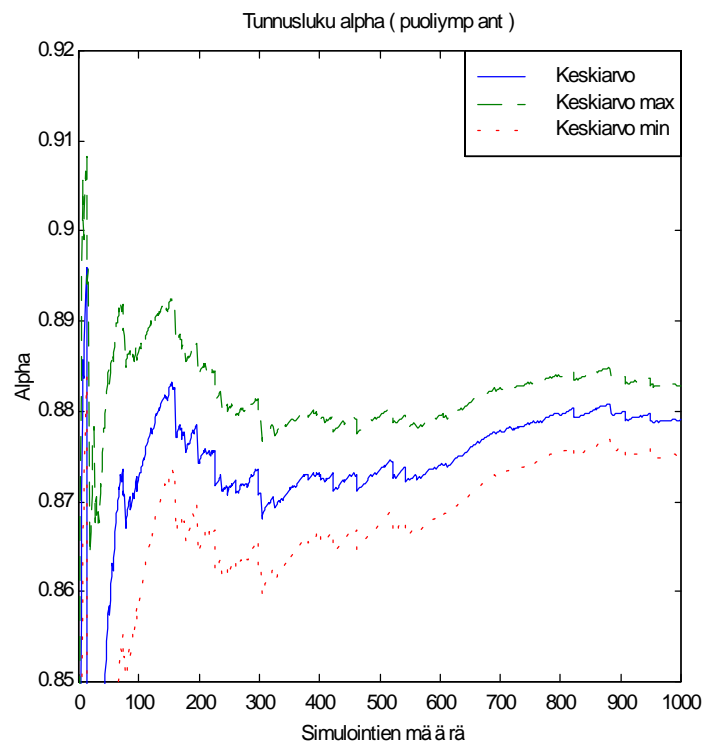
Stabiloitumisen nopeus näyttäisi olevan verrannollinen solun kokoon. Mitä suurempi on solun koko sitä enemmän on vaihtelua eri monitiekomponenttien saapumisajoissa. Tällöin myös tunnuslukujen arvot vaihtelevat enemmän eri kanavatilissa.



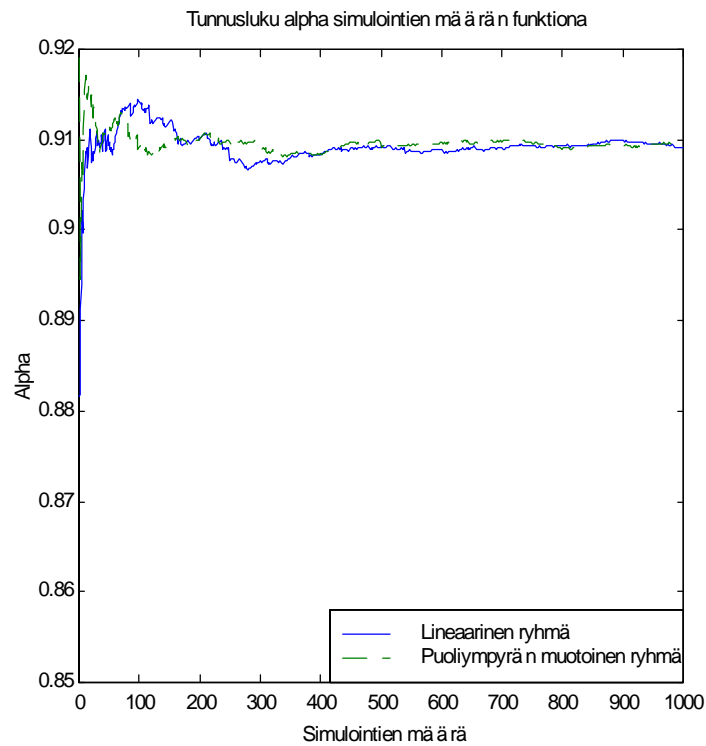
Kuva 6.3 Tunnusluku (α) simulointien määrän funktiona makrosolussa kummallakin antennilla



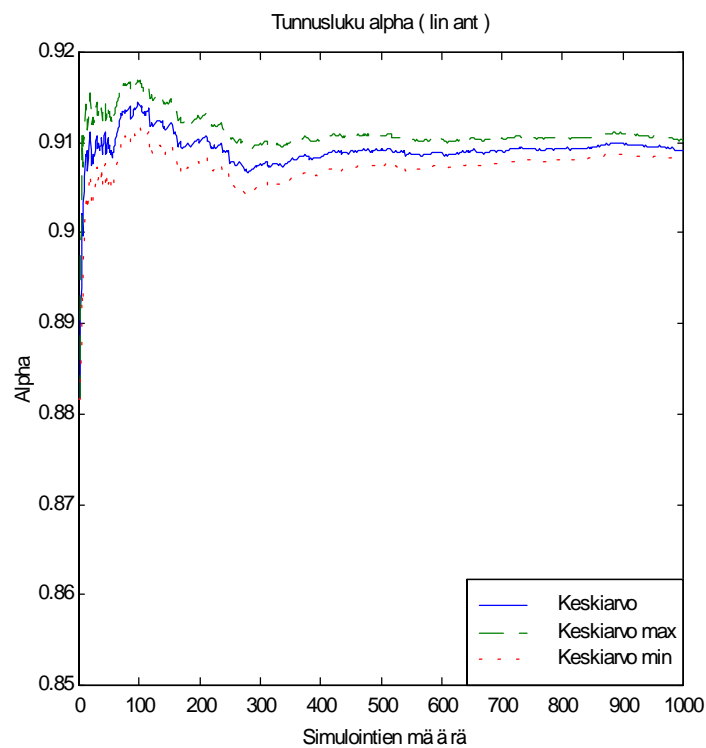
Kuva 6.4 Tunnuslukujen (α) keskiarvo ($\bar{x}_{\alpha 1}$) ja keskiarvon keskivirhe ($\sigma_{\bar{x}_{\alpha 1}}$) lineaarisella antennilla simulointien funktiona makrosolussa



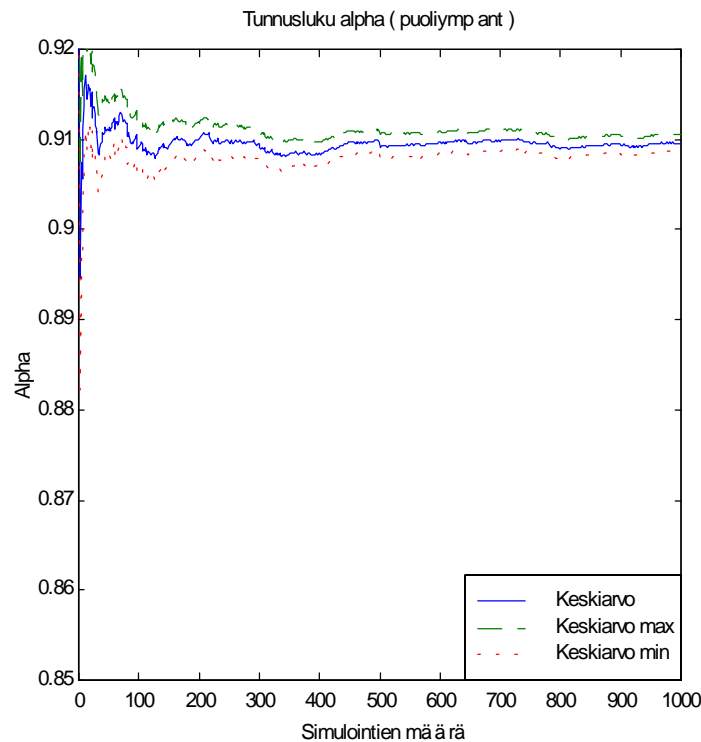
Kuva 6.5. Tunnuslukujen (α) keskiarvo ($\bar{x}_{\alpha 1}$) ja keskiarvon keskivirhe ($\sigma_{\bar{x}_{\alpha 1}}$) puoliympyrän kaaren muotoisella antennilla simulointien funktiona makrosolussa



Kuva 6.6 Tunnusluku (α) simuloitien määrän funktiona mikrosolussa



Kuva 6.7 Tunnuslukujen (α) keskiarvo ($\bar{x}_{\alpha 1}$) ja keskiarvon keskivirhe ($\sigma_{\bar{x}_{\alpha 1}}$) lineaarisella antennilla simuloitien funktiona mikrosolussa

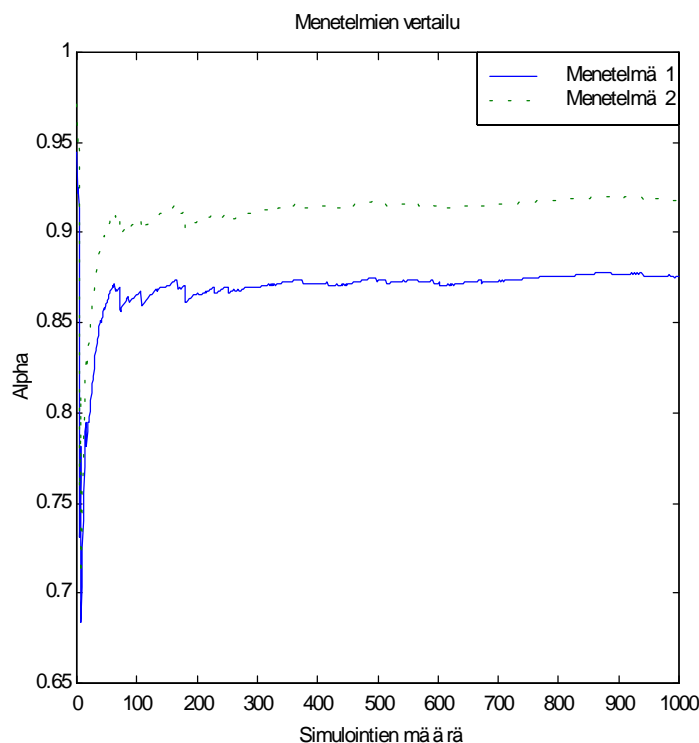


Kuva 6.8 Tunnuslukujen (α) keskiarvo ($\bar{x}_{\alpha 1}$) ja keskiarvon keskivirhe ($\sigma_{\bar{x}_{\alpha 1}}$) puoliympyrän kaaren muotoisella antennilla simulointien funktiona mikrosolussa

Vertailtaessa eri etenemisympäristöistä saatuja tunnuslukuja keskenään, voidaan havaita makrosolun tapauksessa tunnuslukujen olevan pienempiä kuin mikrosolun tapauksessa. Tunnusluku on siis riippuvainen käytetystä etenemisympäristöstä. Tämä johtuu eri monitiekomponenttien viiveiden kasvusta solun koon funktiona.

Simulointien keston havaittiin olevan verrannollinen monitiekomponenttien määrään ja kanavatilojen määrään mikä oli oletettua. Tässä työssä makrosolusimuloinnit kestivät noin 4 tuntia (1000 kanavatilaa, 41 monitiekomponenttia) ja mikrosolusimuloinnit noin 2 tuntia (1000 kanavatilaa, 20 monitiekomponenttia). Simuloinnit kestivät yhteensä 12 tuntia.

Lopuksi vertailtiin tunnusluvun laskemisessa käytettyä kahta eri menetelmää. Kaikki edeltävät kuvaajat on laskettu ominaisarvomenetelmällä (menetelmä 1). Piirrettiin kuvaajat makrosolun/lineaarisen (**mali**) antennin tapauksessa samaan kuvaan kummallakin menetelmällä. Ominaisarvomenetelmä antaa pienempiä arvoja tunnusluvulle kun matriisin sarakkeiden/rivien pituuksiin perustuva menetelmä (menetelmä 2). Kuvasta 6.9 voidaan havaita kahdella eri menetelmällä laskettujen kuvaajien korreloivan hyvin, joten ei ole merkitystä kumpaa menetelmää käytetään antennien vertailussa.



Kuva 6.9 Kahden eri laskentamenetelmän vertailu (menetelmä 1, menetelmä 2)

6.4 Tulosten pohdinta

Eri elementtimäärillä lineaariselle antennille tehdyn vertailun perusteella voidaan päätellä työssä käytetyn menetelmän soveltuvan erilaisten antennirakenteiden vertailuun. Lineaarisen antennin havaittiin makrosolussa toimivan hieman paremmin ja vastaavasti ympyrän kaaren muotoisen antennin hieman tasaisemmin. Tarkasteltaessa keskiarvon keskivirheen ja antennien tunnuslukujen välistä eroa voidaan todeta eri kanavatiilojen määrän olevan kuitenkin liian pieni makrosolun tapauksessa. Tarkasteltaessa kuvaa 6.3 havaitaan että makrosolussa olisi tarvittu huomattavasti suurempi määrä eri kanavatiiloja stabiloitumisen takaamiseksi solun koon ollessa kolminkertainen mikrosolun verrattuna. Tällöin ei voida tehdä lopullisia johtopäätöksiä antennien eroista mikrosolun tapauksessa.

Mikrosolussa tunnuslukujen välinen ero eri antenneilla oli vielä pienempi kuin makrosolussa. Mikrosolun tapauksessa tulos näytti stabiloituneen noin 400 eri kanavatiilan jälkeen. Kanavatiilojen kasvattaminen olisi todennäköisesti osoittanut tunnuslukujen olevan aivan sama eri antenneilla.

Havaittiin solun koon vaikuttavan stabiloitumisnopeuteen ja edelleen tarvittaviin simulointiaikoihin. Näiden simulointien perusteella on vaikea sanoa kuinka paljon solun koon kasvattaminen vaikuttaa tarvittavien kanavatiilojen määrään. Eräs keino simulointiaikojen lyhentämiseksi on samojen kanavatiilojen käyttäminen vertailtaville antenneille. Samoilla kanavatiiloilla voidaan tällöin vertailla useampia antenneja.

Eri etenemisympäristöissä saadut tunnusluvut ovat vertailukelvottomia keskenään johdettujen tunnusluvun määrittelystä. Tunnusluku on sitä pienempi mitä suurempia ovat vii-

veet eri monitiekomponenttien välillä. Tästä huolimatta eri antenneja voidaan vertailla samassa etenemisympäristössä.

Työstä käytetystä kahdesta eri menetelmästä (menetelmä 1 ja menetelmä 2) saadaan täysin korreloivia tuloksia. Tunnuslukujen suuruudessa oleva ero johtuu ainoastaan matemaattisesta määrittelystä ja se ei vaikuta antennien vertailuun.

7 Johtopäätökset

Työssä kehitettiin menetelmää antenniryhmien optimointiin. Luvussa kolme esitettyjä synteesisimenetelmiä ei käytetty, koska ne on kehitetty antenniryhmille. Tarkoitus oli sen sijaan kehittää yleinen optimointimenetelmä antennijoukoille. Vertailun kriteerinä käytettiin vastaanotetusta signaalista muodostetusta korrelaatiomatriisista johdettua tunnuslukua. Erilaisten kanavatiilojen luomiseksi käytettiin Wienin teknillisessä korkeakoulussa kehitettyä suuntamallia. Malli perustuu luvussa kaksi esitettyyn teoriaan suuntamalleista.

Työssä johdetut tunnusluvut antavat informaatiota antenniryhmän korrelaatio-ominaisuuksista eri etenemisympäristöissä. Tästä johtuen saadaan informaatiota eri antennirakenteiden toiminnasta. Tunnusluku on sitä pienempi mitä suurempia ovat eri monitiekomponenttien viiveet. Tästä johtuen kehitettyä menetelmää voidaan käyttää antennirakenteiden vertailemiseen määrättyssä etenemisympäristössä, mutta eri etenemisympäristöjen tulokset ovat vertailukelvottomia keskenään.

Jatkossa on tarkoitus tutkia kohinan vaikutusta kahteen luvussa 5 esiteltyyn vastaanotinratkaisuun. Tarkoitus on siis tutkia, voiko kompleksisemmän vastaanottimen korvata yksinkertaisemmalla käyttämällä optimaalisempaa antennirakennetta. Tässä työssä kehitettiin ainoastaan antennien vertailuun soveltuvaa menetelmää. Jatkossa voidaan käyttää samaa tunnuslukua kuin tässäkin työssä.

Tämän tutkimuksen perusteella voidaan päätellä lineaarisen ryhmän ja ympyrän kaaren muotoisen ryhmän toimivan melkein samalla tavalla eri etenemisympäristöissä. Lisäksi havaittiin elementtimäärän lisäämisen parantavan antennin ominaisuuksia. Tämä oli oletettua ja tarkastelu tehtiinkin ainoastaan käytetyn menetelmän testaamiseksi.

Suuntamallissa antennielementit on oletettu pistemäisiksi säteilylähteiksi, joka on todellisuudesta poikkeava ominaisuus. Isotrooppisesti vastaanottavien antennielementtien vaikutusta simulointien lopputulokseen ei voida arvioida tämän työn perusteella. Tulevaisuudessa tämä asia tulee ottaa huomioon.

Tässä työssä käytetyssä kanavamallissa lineaarinen antenniryhmä on integroitu itse malliin ja antennirakenteen muuttaminen oli tästä johtuen hieman hankalaa. Sisäänrakennetun antennirakenteen takia samoja kanavatiiloja ei voitu käyttää kummallekin antennirakenteelle. Tämä seikka pidentää simulointiaikoja huomattavasti.

Jatkossa on tarkoitus kehittää erillinen ohjelma, jossa antennirakenne erotetaan kanavamallista. Tällöin pystytään muuttamaan antenniryhmän elementtien määriä ja paikkoja helpommin. Samaa dataa käyttäen voidaan silloin vertailla eri antennimahdollisuuksia. Tätä ohjelmaa on tarkoitus edelleen kehittää synteesityökaluksi, jossa pystytään muuttamaan antenniryhmän jotain ominaisuutta, simuloimaan riittävä määrä kanavatiiloja ja seuraamaan mitä kyseinen muutos vaikuttaa. Kyseiseen synteesiohjelmaan voidaan syöttää myös mitattua dataa. Näin voidaan vertailla simuloinneilla ja mittauksilla saatuja tuloksia.

Lähdeluettelo

- [1] H. Holma, F. Ovesjö, E. Dahlman, M. Latva-aho, A. Toskala, "Physical layer of FRAMES Mode 2 - wideband CDMA", *Proceedings of the 1998 IEEE 48th Vehicular Technology Conference*, 18–21 toukokuuta 1998, Ottawa, Kanada, ss. 978–982.
- [2] I. Lindell: *Radioaaltojen eteneminen*, Helsinki, Suomi, Hakapaino Oy, 1996, 261 s.
- [3] T. S. Rappaport: *Wireless Communications*, 1th ed. New Jersey, USA, Prentice Hall PTR, 1996, 641 s.
- [4] G. J. R. Povey, P. M. Grant, R. D. Pringle, "A decision-directed spread-spectrum RAKE receiver for fast-fading mobile channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 45, No. 3, elokuu 1996, ss. 491–502.
- [5] T. Ojanperä, R. Prasad: *Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications*, Lontoo, Englanti, Artech House, 1998, 439 s.
- [6] G. L. Turin, "Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 68, maaliskuu 1980, ss. 328–353.
- [7] S. A. Abbas, A. U. Sheikh, "On understanding the nature of slow fading in LOS microcellular channels", *Proceedings of the 1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, 4–7 toukokuuta 1997, Ottawa, Kanada, ss. 662–666.
- [8] D. Boudreau, "Equalization on fast flat-fading channels based on signal-to-interference ratio optimization", *IEEE International Conference on Communications*, 23–27 kesäkuuta 1996, Ottawa, Kanada, ss. 1193–1197.
- [9] J. D. Parsons: *The Mobile Radio Propagation Channel*, Lontoo, Englanti, Pentech Press, 1992, 314 s.
- [10] A. F. Molish, J. Laurila, A. Kuchar, R. Schmalenberger, "Test scenarios for mobile radio systems with adaptive antennas", *First COST 252/259 Joint Workshop*, 21–22 huhtikuuta 1998, Bradford, Englanti, ss. 162–170.
- [11] J. Fuhl, A. F. Molisch, E. Bonek, "Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas", *IEEE Proceedings-Radar, Sonar, Navigation*, Vol. 145, No. 1, helmikuu 1998, ss. 32–41.
- [12] A. F. Molisch, J. Laurila, A. Kuchar, "Geometry-based stochastic model for mobile radio channels with directional component", *International Antenna Symposium*, 9–10 heinäkuuta 1998, Surrey, Englanti, 5 s.
- [13] K. Fujimoto, J.R. James: *Mobile Antenna Systems Handbook*, Lontoo, Englanti, Artech House, 1994, 617 s.

- [14] K. Kalliola, "Testbed for adaptive array antennas", Diplomityö, Sähkö- ja tietoliikennetekniikan osasto, Teknillinen korkeakoulu, Suomi, helmikuu 1997, 87 s.
- [15] A. Lehto, A. Räisänen: *RF- ja Mikroaaltotekniikka*, Helsinki, Suomi, Hakapaino Oy, 1994, 250 s.
- [16] J. Ollikainen, P. Vainikainen, "Radiation and bandwidth characteristics of two planar multistrip antennas for mobile communication systems", *Proceedings of the 1998 IEEE 48th Vehicular Technology Conference*, 18–21 toukokuuta 1998, Ottawa, Kanada, ss. 1186–1190.
- [17] I. Lindell, K. Nikoskinen: *Antenniteoria*, Helsinki, Suomi, Hakapaino Oy, 1995, ss. 101–162.
- [18] H. Steyskall, J. S. Herd "Mutual coupling compensation in small array antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 38, No. 12, joulukuu 1990, ss. 1971–1975.
- [19] T. T. Taylor, "Design of line source antennas for narrow beamwidth and low side lobes", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, huhtikuu 1955, ss. 16–28.
- [20] H. J. Orchard, R. S. Elliott, "Optimizing the Synthesis of shaped beam antenna patterns", *IEE Proceedings*, Vol. 132, No.1, helmikuu 1985, ss. 63–68.
- [21] W. C. Y. Lee, "Antenna spacing requirements for a mobile radio base station diversity", *Bell Laboratory Technical Journal*, Vol. 50, No. 6, heinä-elokuu 1971.
- [22] A. D. M. Turkmani, A. A. Arowojoly, P. A. Jefford, C. J. Kellett, "An experimental evaluation of the performance of two-branch space and polarisation diversity scheme at 1800 MHz", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 44, No. 2, toukokuu 1995, ss. 318–326.
- [23] J. Laiho-Steffens, "Two-dimensional characterisation of the mobile propagation environment", Lisensiaatin työ, Sähkötekniikan osasto, Teknillinen korkeakoulu, Suomi, kesäkuu 1996, 94 s.
- [24] P. E. Mogensen, J. Wigard, "On antenna- and frequency diversity in GSM related systems (GSM-900, DCS-1800, and PCS1900)", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 15–18 lokakuuta 1996, Taiwan, ss. 1272–1276.
- [25] J. J. A. Lempiäinen, K. I. Nikoskinen, J. O. Juntunen, "Multistate phase diversity microcell antenna", *Electronics Letters*, Vol. 33, No. 6, maaliskuu 1997, ss. 438–440.
- [26] S. C. Lin, V. K. Prabhu, "Optimum diversity combining with finite-tap decision feedback equalization in digital cellular mobile radio", *IEEE International Conference on Communications*, 8–12 kesäkuuta 1997, Montreal, Kanada, ss. 629–635.

- [27] E. Perahia, G. J. Pottie, "On diversity combining for correlated slowly flat-fading Rayleigh channels", *IEEE International Conference of Communications*, 1–5 toukokuuta 1994, New Orleans, USA, ss. 342–346.
- [28] *The ETSI UMTS Terrestrial Radio Access (UTRA) ITU-R RTT Candidate Submission*, ETSI SMG2, Tdoc SMG2 260/98, 157s.
- [29] J. Litva, T. K. Y. Lo: *Digital Beamforming in Wireless Communications*, 1st ed. Lontoo, Englanti, Artech House, 1996, 301 s.
- [30] D. Gerlach, A. Paulraj, "Adaptive transmitting antenna arrays with feedback", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 1, lokakuu 1994, ss. 150–152.
- [31] G. Xu, H. Liu, "An effective transmission beamforming scheme for frequency-division-duplex digital wireless communication systems", *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 9–12 toukokuuta 1995, Detroit, USA, ss. 1729–1732.
- [32] R. C. Bernhardt, "The use of multiple-beam directional antenna in wireless messaging systems", *Proceedings of the 1994 IEEE 45th Vehicular Technology Conference*, 25–28 kesäkuuta 1995, Chicago, USA, ss. 858–861.
- [33] G. A. Halls, "HIPERLAN: the high performance radio local area network standard", *Electronics & Communication Engineering Journal*, Vol. 6, No. 6, joulukuuta 1994, ss. 289–296.
- [34] P. Aikio "Radiokanavaluotaimen kehittäminen", Diplomityö, Sähkö- ja tietoliikennetekniikan osasto, Teknillinen korkeakoulu, Espoo, helmikuu 1996, 62 s.
- [35] W. C. Y. Lee, "Overview of cellular CDMA", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 2, toukokuu 1991, ss. 291–302.
- [36] A. M. Earnshav, S. D. Blostein, "Efficient evaluation of adaptive digital beamforming for multi-service provision in a cellular CDMA system", *Proceedings of the 1998 IEEE 48th Vehicular Technology Conference*, 18–21 toukokuuta 1998, Ottawa, Kanada, ss.1665–1668.
- [37] M. Gustafsson, K. Jamal, E. Dahlman, "Compressed mode techniques for inter-frequency measurements in a wideband DS-CDMA system", *Proceedings of the 1997 IEEE 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1–4 syyskuuta 1997, Helsinki, Suomi, ss. 231–235.
- [38] W. C. Y. Lee: *Mobile Cellular Telecommunications Systems*, McGraw-Hill, New York, USA, 1989, 449 s.
- [39] V. C. Y. Lee, "Applying the intelligent cell concept to PCS", *IEEE Transactions Vehicular Technology*, Vol. 43, No. 3, elokuu 1994, ss. 672–679.
- [40] Y-F. Chen, M. D. Zoltowski, "Convergence analysis and tracking ability of reduced dimension blind space-time RAKE receivers for DS-CDMA", *Procee-*

dings of the 1998 IEEE 48th Vehicular Technology Conference, 18–21 toukokuuta 1998, Ottawa, Kanada, ss. 2333–2337.

- [41] S. Das, J. R. Cavallaro, B. Aazhang, “Computationally efficient multiuser detectors” , *Proceedings of the 1997 IEEE 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1–4 syyskuuta 1997, Helsinki, Suomi, ss. 62–67.
- [42] S. Verdu, “Adaptive multiuser detection”, *IEEE 3th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings*, Vol 1, 4–6 heinäkuuta 1994, Oulu, Suomi, ss. 43–50.
- [43] F. Ovesjö, E. Dahlman, T. Ojanperä, A. Toskala, A. Klein, “FRAMES multiple access mode 2 wideband CDMA”, *Proceedings of the 1997 IEEE 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1–4 syyskuuta 1997, Helsinki, Suomi, ss. 42–46.
- [44] W. C. Jakes: *Microwave Mobile Communications*, New York, USA, 1994, 642 s.
- [45] H. Holma, A. Toskala, T. Ojanperä, “Cellular coverage analysis of wideband MUD-CDMA system” , *Proceedings of the 1997 IEEE 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1–4 syyskuuta 1997, Helsinki, Suomi, ss. 549–553.
- [46] M. Latva-Aho, M. Juntti, I. Oppermann, “Reconfigurable adaptive RAKE Receiver for wideband CDMA systems”, *Proceedings of the 1998 IEEE 48th Vehicular Technology Conference*, 18–21 toukokuuta 1998, Ottawa, Kanada, ss. 1740–1744.
- [47] E. Buracchini, F. Muratore, V. Palestini M. Sinibaldi, “Performance analysis of a mobile system based on combined SDMA/CDMA access technique”, *IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings*, 22–25 syyskuuta 1996, Mainz, Saksa, ss. 370–374.
- [48] A. F. Naquib, A. Paulraj, T. Kailath, “Capacity improvement with base-station antenna arrays in cellular CDMA”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 43, Issue 3, elokuu 1994, ss. 691–698.
- [49] B. D. Van Veen, K. M. Buckley, “Beamforming: A versatile approach to spatial filtering”, *IEEE ASSP Magazine*, huhtikuu 1988, ss. 4–24.
- [50] A. Kuchar, “Uplink channel model for adaptive antennas”, *Internal Technical Report # ITR970916KC*, Wien, Itävalta, maaliskuu 1998, 11 s.
- [51] O-A. Lehtinen, “*Development of the RF section of the mobile station for the TDD option of UMTS*”, Diplomityö, Sähkö- ja tietoliikennetekniikan osasto, Teknillinen korkeakoulu, Suomi, tammikuu 1999, 170 s.
- [52] M. Juntti, “*Multiuser Demodulation for DS-CDMA System in Fading Channels*”, Väitöskirja, Oulu, Suomi, Oulu University Press, 1997, 155 s.

- [53] M. J. Juntti, J. O. Lilleberg, “Comparative analysis of conventional and multi-user detectors in multisensor receivers”, *Proceedings of Integrating Military and Commercial Communications for the next century*, 2–5 marraskuuta 1997, USA, Monterey, ss. 318–323.
- [54] W. Haifeng, J. Lilleberg, “Partial optimization of the multistage multiuser detector with a sliding window in asynchronous CDMA systems”, *1999 Finnish Signal Processing Symposium*, 31 toukokuuta 1999, Oulu, Suomi, ss. 6–9.
- [55] G. Strang: *Introduction to Linear Algebra*, Wellesley, Englanti, Wellesley Cambridge Press, 1993, 472 s.

Liitteet

Liite 1 Funktion *Chan_con* sisäänmenoparametrit (taulukko 1) ja ulostuloparametrit (taulukko 2)

Taulukko 1 Funktion *Chan_con* sisäänmenoparametrit

PARAMETRI	KUVAUS
<i>num_ms</i>	Päätelaitteiden lukumäärä
<i>Rmin_ms_bs</i>	Päätelaitteen ja tukiaseman minimietäisyys (<i>m</i>)
<i>Rmax_ms_bs</i>	Päätelaitteen ja tukiaseman maksimietäisyys (<i>m</i>)
<i>vmax</i>	Päätelaitteiden maksiminopeus (<i>km/h</i>)
<i>mum_localsc</i>	Paikallisten sirottajien lukumäärä päätelaitteen ympärillä
<i>Rmax_localsc</i>	Paikallisen sirottajaympyrän säde (<i>m</i>)
<i>num_farsc</i>	Kaukosirottajien lukumäärä
<i>Rmax_farsc</i>	Kaukosirottajaympyrän maksimisäde (<i>m</i>)
<i>delta_doa_min</i>	Minimikulma kahden eri saapumissuunnan välillä ilmoitettuna asteina tukiasemalta katsottuna
<i>doa_range</i>	Kulmahaje asteina
<i>percentage_farsc</i>	Kaukosirottajien esiintyvyys prosentteina
<i>D_R</i>	valinta SDMA- ja SFIR-moodin välillä
<i>mum_poverclass</i>	Teholuokkien lukumäärä SDMA-moodissa

Taulukko 2 Funktion *Chan_con* ulostuloparametrit

PARAMETRI	KUVAUS
<i>R_ms</i>	Päätelaitteen ja tukiaseman välinen etäisyys (<i>m</i>)
<i>doa_ms</i>	Päätelaitteen ja tukiaseman välinen kulma (<i>rad</i>)
<i>v_ms</i>	Päätelaitteiden nopeudet (<i>m/s</i>)
<i>azimuth_v_ms</i>	Päätelaitteen etenemissuunta (<i>rad</i>)
<i>R_localsc</i>	Paikallisen sirottajan ja päätelaitteen välinen etäisyys (<i>m</i>)
<i>azimuth_localsc</i>	Paikallisen sirottajan atsimuuttikulma nähtynä päätelaitteesta
<i>R_farsc_center</i>	Kaukosirottajan keskustan ja päätelaitteen välinen etäisyys
<i>doa_farsc_center</i>	Kaukosirottajan keskustan atsimuuttikulma nähtynä päätelaitteesta
<i>R_farsc</i>	Kaukosirottajan etäisyys kaukosirottajaympyrän keskustasta
<i>azimuth_farsc</i>	Kaukosirottajan suunta nähtynä kaukosirottajaympyrän Keskustasta
<i>rho_localsc_coef</i>	Paikallisen sirottajan sirontakertoimen amplitudi
<i>arg_localsc_coef</i>	Paikallisen sirottajan sirontakertoimen vaihe
<i>rho_farsc_coef</i>	Kaukosirottajan sirontakertoimen amplitudi
<i>arg_farsc_coef</i>	Kaukosirottajan sirontakertoimen vaihe
<i>R_max_ms_bs_-powerclass</i>	Teholuokan raja jota tarvitaan tukiaseman lähetyssuunnan tehonsäädössä (SDMA-moodi)

Liite 2 Makrosolu- ja mikrosolusimuloinnissa käytetyt parametrit
(parameters1,parameters2)

Taulukko 1 Selitys parametrien poiketen liitteen 1 parametrien arvoista

PARAMETRI	KUVAUS
<i>f_uplink</i>	päätelaitteen lähetyssuunnan taajuus
<i>f_duplex</i>	päätelaitteen lähetyssuunnan ja tukiaseman lähetyssuunnan ja tukiaseman lähetyssuunnan taajuusero
<i>T_symbol</i>	symbolin pituus
<i>frame_duration</i>	kehysten pituus
<i>oversampling_input</i>	sisäänmenosignaalin näytteiden määrä
<i>oversampling_output</i>	ulostulosignaalin näytteiden määrä
<i>channel_interference_mode</i>	käytetty häiriömoodi ('SDMA', 'SFIR')
<i>channel_SDMA_num_powerclass</i>	SDMA-moodin teholuokkien lukumäärä
<i>channel_interference_distance</i>	saman kanavan solujen välinen etäisyys suhteessa solun säteeseen
<i>angular_spread</i>	Kulmahaje
<i>LOS</i>	näköyhteyksikomponentin esiintyvyys
<i>K_rice</i>	näköyhteyksikomponentin keskimääräisen tehon suhde paikallisten sirottajien keskimääräiseen tehoon
<i>diffraction_attn</i>	diffraktio johtuen katonharjoista
<i>power_control</i>	tehonsäätö ('ideal', 'no')

Taulukko 2 Käytetyt parametriarvot makrosolulle (parameters 1) ja mikrosolulle (parameters 2)

PARAMETRI	MAKROSOLU	MIKROSOLU
<i>Vmax</i>	200	80
<i>num_ms</i>	1	1
<i>D_R</i>	0	0
<i>num_powerclass</i>	1	1
<i>f_uplink</i>	1950e6	1950e6
<i>f_duplex</i>	190e6	190e6
<i>T_symbol</i>	0,244e-6	0,244e-6
<i>frame_duration</i>	10e-3	10e-3
<i>oversampling_input</i>	8	8
<i>oversampling_output</i>	8	8
<i>channel_interference_mode</i>	'SDMA'	'SDMA'
<i>channel_SDMA_num_powerclasss</i>	1	1
<i>channel_interference_distance</i>	1,7321	1,7321
<i>angular_spread</i>	'arbitrary'	'arbitrary'
<i>doa_range</i>	90	90
<i>delta_doa_min</i>	0	0
<i>LOS</i>	1	0
<i>Rmin_ms_bs</i>	50	5
<i>Rmax_ms_bs</i>	1500	500
<i>K_rice</i>	1	1
<i>diffraction_attn</i>	20	20
<i>num_localsc</i>	20	20
<i>Rmax_localsc</i>	300	4
<i>num_farsc</i>	20	0
<i>Rmax_farsc</i>	50	0
<i>percentage_farsc</i>	1	0
<i>power_control</i>	'ideal'	'ideal'

Liite 3 *Kanavamallin antama data eräästä kanavatilasta*

===== Additional channel parameters =====

Current velocities in km/h: 152.4194

All power values in dB and averaged over all array elements.

Signal power of LOS component: -0.001671

Signal power of local scatterers: 12.5574

Signal power of far scatterers: -11.858

Signal power of user 1: 11.4032

Signal power of sum signal: 11.4032

Noise power: -18.4527

Current SNR: 29.8559

Total (S & N) power of sum signal [center element]: 11.4089 [11.4434]

Average mean delay in us: 0.22964

Average rms delay spread in us: 0.60175

Instantaneous mean delay in us: 0.96349

Instantaneous rms delay spread in us: 0.29437

Maximum relative (to LOS component) path delay in us: 6.3333

Delay of LOS component in us: 3.489

Maximum path delay in us: 9.8224

DOAs of mobiles: -48.3951

DOAs of far scatterer: 19.2317