

Juha Jäämaa

Kanavamallien vertailu

LTE-järjestelmissä

Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi
diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 20.5.2010.

Työn valvoja:

Prof. Olav Tirkkonen

Työn ohjaaja:

TkL Kalle Ruttik



Tekijä: Juha Jäämaa		
Työn nimi: Kanavamallien vertailu LTE-järjestelmissä		
Päivämäärä: 20.5.2010	Kieli: Suomi	Sivumäärä: 10 + 70
Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta		
Tietoliikenne- ja tietoverkkotekniikan laitos		
Professori: Tietoliikennetekniikka		Koodi: S-72
Valvoja: Professori Olav Tirkkonen		
Ohjaaja: TkL Kalle Ruttik		
Tiivistelmä		
<p>Tämän työn tarkoituksena on verrata tilallista kanavamallia ja sen käyttäytymistä yksinkertaisempiin tapilliseen viivelinjana toteutettuihin kanavamalleihin. Tutkimme mikä vaikutus käytettävillä siirtojärjestelmillä ja esikoodauksella on tuloksiin. Vertailu tapahtuu Matlab-simulointien avulla.</p> <p>Simuloinnit suoritetaan kahdessa LTE-järjestelmässä. Järjestelmissä käytetään toisessa Alamoutin menetelmä ja toisessa takaisinkytkettyä esikoodausta. Viivelinjakanavamalleista käytämme kiinteällä korrelaatioamplitudilla toteutettua mallia sekä kiinteällä korrelaatiomatriisilla toteutettua mallia.</p> <p>Simulointituloksista näemme, että käytetyt kanavamallit eivät aiheuta muutoksia siirtojärjestelmien väliseen suorituskykyyn. Viivelinjakanavamallien suorituskyky suurilla bittikohtaisen signaali-kohinasuhteen arvoilla on parempi kuin tilallisella kanavamallilla.</p> <p>Kiinteällä korrelaatiomatriisilla sekä kiinteällä korrelaatioamplitudilla toteutettujen kanavamallien suorituskyky vaihtelee käytetyn koodikirjan perusteella. Jälkimmäinen malli tuottaa realistisempia tuloksia.</p>		
Avainsanat: Kanava, tilallinen kanavamalli, viivelinjakanavamalli, Alamoutin menetelmä, takaisinkytketty esikoodaus, koodikirja, BER, SNR-vahvistus		

Author: Juha Jäämaa

Title: Channel Model Comparison in LTE systems

Date: 20.5.2010

Language: Finnish

Number of pages: 10 + 70

Faculty of Electronics, communications and automation

Department of Communications and Networking

Professorship: Communications Engineering

Code: S-72

Supervisor: Professor Olav Tirkkonen

Instructor: Lic. Tech. Kalle Ruttik

Abstract

The aim of this work is to compare the spatial channel model and its behavior to the simpler tapped delay-line channel models. We study the impact of the used transmission systems and precoding to the results. The comparison is realized with Matlab simulations.

The simulations are performed with two LTE systems. In the first system the Alamouti scheme is used. The second system performs with the closed-loop precoding. We use two delay-line channel models: with fixed correlation amplitude and with fixed correlation matrix.

We can see from the simulation results that the used channel models will not cause any changes to the performance between the transmission systems. The delay-line channel models perform better with big per bit signal-to-noise ratio than the spatial channel model.

The performance of the channel models with fixed correlation matrix and with fixed correlation amplitude varies by the used codebook. The latter model outputs more realistic results.

Keywords: Channel, Spatial Channel model, Delay Line Channel Model, Alamouti scheme, Closed-Loop Precoding, Codebook, BER, SNR Gain

Alkulause

Esitän suuret kiitokseni työn valvojalle, professori Olav Tirkkoselle sekä työn ohjaajalle, TkL Kalle Ruttikille. Heiltä saamani apu on mahdollistanut tämän työn valmistumisen.

Kiitän myös kavereitani ja sukulaisiani, jotka ovat kannustaneet minua työn tekemisen aikana. Kiitos myös kaikille niille muille diplomityön tekijöille, joiden kanssa olen voinut vaihtaa ajatuksiani asiaan liittyen.

Tämän työn tekeminen on ollut pitkä ja opettavainen prosessi. Siksi onkin erityisen palkitsevaa nähdä nyt prosessi loppuun saatettuna!

Espoossa 20.5.2010

Juha Jäämaa

Sisällys

Alkulause.....	iv
Sisällys.....	v
Kuvat	vii
Taulukot.....	viii
Lyhenteet	ix
1. Johdanto.....	1
2. Kanavatyypit ja kanavien mallinnus	3
2.1. Yleistä tiedonsiirtokanavista.....	3
2.2. AWGN-kanava	4
2.3. Häipyvät ja monitie-etenevät kanavat	5
2.4. Kanavakorrelaatio.....	11
2.5. Yhteenvedo	14
3. Kanavamallit	15
3.1. Tilallinen kanavamalli	15
3.2. Viivelinjakanavamallit.....	24
3.3. Yhteenvedo	25
4. LTE-järjestelmien tekniikka.....	26
4.1. Yleistä LTE-tekniikasta.....	26
4.2. Alamoutin menetelmä.....	28
4.3. Takaisinkytketty esikoodaus.....	32
4.4. Yhteenvedo	34
5. Simuloitava järjestelmä	35
5.1. Simuloinneissa käytettävät kanavamallit.....	35

5.2.	Simuloinneissa käytettävät järjestelmät.....	38
5.2.1.	Järjestelmien yleinen toiminta.....	38
5.2.2.	2x1 MISO Alamoutin algoritmilla	39
5.2.3.	2x1 MISO takaisinkytketyllä esikoodauksella	40
5.3.	Yhteenveto	41
6.	Simuloinnit	42
6.1.	Yleistä simuloinneista.....	42
6.2.	Tilallinen kanavamalli	45
6.3.	Viivelinjakanavamalli kiinteäamplitudisella korrelaatiomatriisilla.....	47
6.4.	Viivelinjakanavamalli kiinteällä korrelaatiomatriisilla	48
6.5.	Simulointien tulokset.....	49
6.6.	Yhteenveto	61
7.	Johtopäätökset	62
	Lähteet.....	66

Kuvat

Kuva 1. Kanavamallin määrittämisen yhteenveto [3GPP 2003d].....	16
Kuva 2. Tukiaseman ja päätelaitteen kulmaparametrit [3GPP 2003d].	17
Kuva 3. Alamouti 2x1 [Simões 2008].....	29
Kuva 4. Takaisinkytketty esikoodausjärjestelmä [IEEE 2004].....	33
Kuva 5. 2x1 MISO Alamoutin algoritmilla.....	39
Kuva 6. 2x1 MISO takaisinkytketyllä esikoodauksella.	40
Kuva 7. Alamoutin menetelmällä makrosolussa saavutetut BER-käyrät.....	50
Kuva 8. Alamoutin menetelmällä mikrosolussa saavutetut BER-käyrät.	50
Kuva 9. Takaisinkytketyllä esikoodauksella makrosolussa saavutetut BER-käyrät.....	52
Kuva 10. Takaisinkytketyllä esikoodauksella mikrosolussa saavutetut BER-käyrät.....	52
Kuva 11. Takaisinkytketyllä esikoodauksella makrosolussa saavutetut BER-käyrät.....	53
Kuva 12. Takaisinkytketyllä esikoodauksella mikrosolussa saavutetut BER-käyrät.....	53
Kuva 13. KM-mallin BER-käyrät koodikirjoilla 3 ja 4.....	57
Kuva 14. KA-mallin BER-käyrät koodikirjoilla 3 ja 4.	57
Kuva 15. KM-mallin BER-käyrät koodikirjoilla 5, 6 ja 7.....	60
Kuva 16. KA-mallin BER-käyrät koodikirjoilla 5, 6 ja 7.	60

Taulukot

Taulukko 1. Enkoodaus Alamoutin järjestelmässä [Alamouti 1998].....	30
Taulukko 2. Yleiset simulointiparametrit.....	43
Taulukko 3. Tilallisen kanavamallin parametrit [Salo 2005].....	45
Taulukko 4. Simuloinneissa käytetyt korrelaatioparametrit.....	47
Taulukko 5. Simuloinneissa käytetyt korrelaatioparametrit.....	48
Taulukko 6. Korreloimattoman kanavan koodivektori jakauma.....	51
Taulukko 7. Koodikirjan 1 vektoreiden jakaumat eri kanavamalleilla.	54
Taulukko 8. Koodikirjan 2 vektoreiden jakaumat eri kanavamalleilla.	55
Taulukko 9. SNR-vahvistukset makrosolussa koodikirjoilla 1 ja 2.	56
Taulukko 10. SNR-vahvistukset makrosolussa koodikirjoilla 3 ja 4.	56
Taulukko 11. Vektorijakaumat makrosolussa koodikirjoilla 3 ja 4.	58
Taulukko 12. SNR-vahvistukset makrosolussa koodikirjoilla 5, 6 ja 7.	58
Taulukko 13. Vektorijakaumat makrosolussa koodikirjoilla 5, 6 ja 7.	59

Lyhenteet

3GPP	3rd Generation Partnership Project
AoA	Angle of Arrival, saapumiskulma
AoD	Angle of Departure, lähtökulma
AWGN	Additive White Gaussian Noise, additiivinen valkoinen gaussinen kohina
BER	Bit Error ratio, bittivirhesuhde
BS	Base Station, tukiasema
E-UTRA	Evolved UMTS Terrestrial Radio Access, kehittynyt maanpäällinen UMTS-radioliityntä
E-UTRAN	Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network, kehittynyt maanpäällinen UMTS-radioliityntäverkko
FDD	Frequency Division Duplex, taajuusjakoinen duplexi
FDM	Frequency Division Multiplexing, taajuusjakoinen kanavointi
GSM	Global System for Mobile Communications
HSPA	High Speed Packet Access, suurinopeuksinen pakettiliitännä
ISI	Inter-Symbol Interference, symbolinsisäinen häiriö
ITU-R	International Telecommunication Union Radiocommunication Sector
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple Input, Multiple Output, moni-tulo-moni-lähtöjärjestelmä
MISO	Multiple Output, Single Input, moni-tulo-yksi-lähtöjärjestelmä
ML	Maximum Likelihood, suurin todennäköisyys
MMSE	Minimum Mean Square Error, pienin keskimääräinen neliövirhe
MS	Mobile Station, kannettava päätelaite

NLOS	Non-Light Of Sight, ei esteetöntä yhteyttä
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing, ortogonaalinen taajuusjakoinen kanavointi
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access, ortogonaalinen taajuusjakoinen moniliityntämenetelmä
PAR	Peak-to-Average Ratio, huippuarvon suhde tehollisarvoon
PAS	Power Azimuth Spread, tehoatsimuuttihajonta
PDF	Probability Density Function, todennäköisyyden tiheysfunktio
PSK	Phase Shift Keying, vaihesiirtoavainnus
QAM	Quadrature Amplitude Modulation, neliöllinen amplitudimodulaatio
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying, neliöllinen vaihesiirtoavainnus
SC-FDMA	Single-Carrier Frequency Division Multiple Access, yhden kanta-aallon taajuusjakoinen moniliitintä
SCM	Spatial Channel Model, tilallinen kanavamalli
SCME	Spatial Channel Model Extended, laajennettu tilallinen kanavamalli
SIMO	Single Input, Multiple Output, yksi-tulo-moni-lähtöjärjestelmä
SNR	Signal-to-Noise Ratio, signaali-kohinasuhde
TDD	Time Division Duplex, aikajakoinen duplexi
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System, kansainvälinen mobiilitietoliikennejärjestelmä

1. Johdanto

Painopiste matkapuhelinverkkojen tiedonsiirrossa on siirtynyt puheen siirrosta datan siirtoon. Datan siirron määrä ylitti puheen siirron määrän 2007 [Ericsson 2009]. Tämän ovat mahdollistaneet matkapuhelinverkkojen kasvaneet tiedonsiirtonopeudet ja –kapasiteetit. Kasvun taustalla ovat uudet verkkotekniikat, kuten HSPA ja tässä työssä käsitelty LTE.

Uudet verkkotekniikat asettavat vaatimuksia myös niiden testaamisessa tarvittaville kanavamalleille. Kanavamallien tulisi olla käytetyistä siirtotekniikoista sekä antenniryhmistä riippumattomia, ja mieluusti rakenteeltaan mahdollisimman yksinkertaisia.

Kanavien mallintamista varten on luotu erilaisia kanavamalleja. Yksi tällainen on 3GPP:n määrittelemä tilallinen kanavamalli (SCM) [3GPP 2003 d]. Tämän lisäksi kanavamalleja löytyy lukuisia erilaisia. Tässä työssä käytetään kanavan mallintamiseen tilallisen kanavamallin lisäksi tapillisia viivelinjakanavamalleja.

Tämän työn tarkoituksena on verrata tilallista kanavamallia ja sen käyttäytymistä simulointien avulla yksinkertaistettuihin tapilliseen viivelinjana toteutettuihin moniantennijärjestelmien kanavamalleihin. Vertailu tapahtuu kahdessa LTE-järjestelmässä. Tilallinen kanavamalli on rakenteeltaan ja toiminnaltaan monimutkainen. Tavoitteena on tutkia millaisia eroja tilallisen kanavamallin ja viivelinjamallien käyttäytymisen välillä on LTE-järjestelmien simulointitapauksissa ja mikä vaikutus käytettävillä järjestelmillä on tuloksiin. Tässä työssä paneudutaan erityisesti esikoodauksen vaikutuksiin. Lähtölaukauksena työlle toimii Asplundin [2006] tutkimus, jossa on yksinkertaistettu SCME-kanavamallia. Yksinkertaistettuja kanavamalleja verrataan tilalliseen kanavamalliin simuloinneista saatujen BER-käyrien sekä parametrien perusteella. Simuloinnit suoritetaan käyttäen Matlabia ja tilallisen kanavamallin Matlab-toteutusta [Salo 2005] sekä moniantennijärjestelmille tarkoitettuja viivelinjakanavamalleja.

Simuloinneista saatujen tulosten perusteella näemme millaisia ja minkä suuruisia eroja tilallisen kanavamallin sekä viivelinjakanavamallien välillä on. Näemme myös mikä vaikutus esikoodauksessa käytettävällä koodikirjalla on kanavamallien toimintaan. Näiden perusteella arvioimme viivelinjakanavamallien välistä paremmuutta suhteessa tilalliseen kanavamalliin. Tavoitteena on, että työn tuloksia voidaan käyttää apuna valittaessa haluttuun tarkoitukseen sopivaa kanavamallia.

Työ jakaantuu sisällöltään kahteen osaan. Luvuissa 2-4 käsitellään työn teoreettista taustaa. Luvuissa 5-7 puolestaan käydään läpi työn kokeellinen osa ja tehdään niiden pohjalta johtopäätöksiä.

Luvussa 2 käsitellään langattomia kanavia ja niiden ominaisuuksia sekä mallintamista. Luvussa 3 käydään läpi kanavamalleja erityisesti niiden mallien osalta joita tässä työssä tehdyissä simuloinneissa on käytetty. Luku 4 puolestaan esittelee lyhyesti LTE-järjestelmien yleistä tekniikkaa ja käy läpi kaksi LTE-järjestelmissä käytössä olevaa moniantennijärjestelmille tarkoitettua koodaustekniikkaa. Luvussa 5 puolestaan käydään läpi simuloinneissa käytettävät kanavamallit sekä kaksi siirtojärjestelmää joissa kanavamalleja simuloidaan. Luvussa 6 esitellään työssä käytetyt parametrit sekä tehdyt simuloinnit ja niistä saadut tulokset. Luku 7 vetää yhteen luvussa 6 tehdyt simuloinnit ja esittää niistä tehdyt johtopäätökset.

2. Kanavatyypit ja kanavien mallinnus

Käymme läpi tässä luvussa langattomien kanavien perusteita. Aloitamme tiedonsiirtokanavan määrittelystä ja erimuotoisista kanavista. Käsittelemme AWGN-kanavan ja häipyvien ja monitie-etenevien kanavien mallintamista ja kanavakorrelaatiota.

2.1. Yleistä tiedonsiirtokanavista

Tiedonsiirrossa kanavalla tarkoitetaan lähettimen ja vastaanottimen välistä fyysistä osuutta. Osuus voi koostua esimerkiksi siirtojohdosta tai ilmakehästä. Kanavassa siirrettävään signaaliin aiheutuu yleisesti siirron aikana vääristymiä. Vääristymien aiheuttajina voivat olla esimerkiksi luonnonilmiöt, toisista kanavista aiheutuvat häiriöt, sähkölaitteista aiheutuva terminen kohina, fyysinen materiaali jossa siirto tapahtuu tai maaston muodot [Proakis 2008].

Johtuen kanavissa aiheutuvien vääristymien erilaisista lähteistä ja luonteesta on fyysisistä tiedonsiirtokanavista luotu matemaattisia malleja jotka pyrkivät mallintamaan väliaineen ominaisuuksia mahdollisimman hyvin. Näiden mallien avulla on helpompi suunnitella tiedonsiirtoon kanavassa sopivat lähetin ja vastaanotin. Kolme yleisesti käytettyä kanavamallia ovat additiivinen kohinakanava, lineaarinen kanava sekä lineaarinen aika-muuttuva kanava.

Additiivisessa kohinakanavassa siirrettävään signaaliin summautuu additiivista satunnaista kohinaa. Kohina voi olla luonteeltaan additiivista valkoista gaussista kohinaa, jolloin kanavaa kutsutaan AWGN-kanavaksi. AWGN-kanavamallia käytetään lähes kaikkien tiedonsiirtojärjestelmien suunnittelussa.

Lineaarinen kanavamalli koostuu lineaarisesta suotimesta sekä kohinasta, joka lisätään suotimesta ulostulleeseen signaaliin. Lineaarinen suodin suodattaa sisään tulevan signaalin jolloin se mallintaa kanavaa jossa signaali ei kärsi symbolinsisäisistä häiriöistä (ISI) tai kaistanleveyden rajoituksista. Lineaarinen kanavamalli sopii langallisten kanavien mallintamiseen.

Linearisella aika-muuttuvalla kanavalla puolestaan mallinnetaan kanavia, joiden taajuus- ja impulssivasteet vaihtelevat satunnaisesti ajan mukana. Tällaisten kanavien mallintamisessa käytetään lineaarista aika-muuttuvaa suodinta. Kanavia, joiden taajuus- ja impulssivasteet vaihtelevat ajan myötä, ovat häipyvät ja monitie-etenevät radiokanavat.

Seuraavissa kappaleissa käsittelemme kahta tiedonsiirtokanavan mallia: AWGN-kanavaa sekä häipyvää monitie-etenevää kanavaa.

2.2. AWGN-kanava

Kuten edellä todettiin, AWGN-kanavamallia käytetään osana lähestulkoon kaikkien tiedonsiirtojärjestelmien suunnittelussa. AWGN-kanava voidaan esittää yhtälöllä [Proakis 2008] [Carlson 2002]

$$r(t) = s_m(t) + n(t), \quad (2.1)$$

missä $r(t)$ on vastaanotettu signaali, $s_m(t)$ lähetetty signaali ja $n(t)$ signaaliin siirron aikana summautunut additiivinen valkoinen gaussinen kohina. Kohinaa mallinnetaan valkoisella gaussisella prosessilla jonka tehospektrin tiheys on

$$S(f) = \frac{N_0}{2}, \quad (2.2)$$

missä N_0 on kohinan spektritiheys. AWGN-kanava on esitettävissä myös vektorimuodossa

$$\bar{r} = \bar{s}_m + \bar{n} \quad (2.3)$$

jossa kaikki vektorit ovat N -ulotteisia ja kohinavektorin komponentit ovat nollakeskiarvoisia gaussisia jakauman $N(0, N_0/2)$ mukaisia satunnaismuuttujia. Kohinavektorin todennäköisyyden tiheysfunktio (PDF) on tällöin

$$p(\bar{n}) = \left(\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \right)^N e^{-\frac{\sum_{j=1}^N n_j^2}{2\sigma^2}} = \left(\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \right)^N e^{-\frac{\|\bar{n}\|^2}{N_0}}. \quad (2.4)$$

AWGN-kanava ei aiheuta signaaliin sirontaa, monitie-etenemiä, häipymistä tai epälineaarisuuksia, eli sen ulostulo on aina verrannollinen syötteeseen. Pääasiallisena kanavamallina AWGN-kanavaa käytetään satelliittitietoliikenteessä, mutta sillä mallinnetaan yleisesti taustakohinaa muiden kanavamallien yhteydessä [Proakis 2008].

2.3. Häipyvät ja monitie-etenevät kanavat

Langattomat radiokanavat voivat olla ajan, taajuuden ja tilan suhteen selektiivisiä. Selektiivisyyden ilmenemismuotoja ovat häipyminen, monitie-eteneminen ja kanavakorrelaatio. Häipymisellä tarkoitetaan aika-muuttuvassa kanavassa signaaliin aiheutuvia vaimennuksia. Kanavan muutos on satunnaista, jolloin myös aiheutuva vaimennus on luonteeltaan satunnaista. Monitie-eteneminen aiheutuu ilmakehässä tapahtuvasta signaalin sironnasta ja taitumisesta sekä heijastumisesta rakennuksista ja

muista kohteista. Sama signaali etenee tällöin päätepiisteeseen useampaa reittiä pitkin, jolloin seurauksena on taajuusmuutoksia ja viivettä eri komponenttien välillä [Biglieri 2005] [Jeruchim 2000]. Muutoksia tilan suhteen eli tilaselektiivisyyttä aiheuttaa kanavakorrelaatio, jota on käsitelty kappaleessa 2.4.

Häipyminen voidaan jakaa suuren mittakaavan sekä pienen mittakaavan häipymiseen. Suuren mittakaavan häipymisellä tarkoitetaan signaalin etenemisvaimennusta etäisyyden funktiona sekä maaston muotojen aiheuttamaa varjostusta. Suuren mittakaavan häipyminen on yleisesti taajuudesta riippumatonta. Pienen mittakaavan häipymisellä puolestaan tarkoitetaan signaalia vahvistavia ja vaimentavia häiriöitä lähettimen ja vastaanottimen välillä. Nämä häiriöt ovat taajuusriippuvaisia. Keskitymmme tässä työssä pienen mittakaavan häipymiseen, sillä se on tiedonsiirtojärjestelmien suunnittelun kannalta merkittävämpää [Sklar 1997] [Tse 2005].

Häipyvä monitie-etenevä kanava voidaan esittää tilastollisesti [Proakis 2008]. Siirrettävä signaali on muodossa

$$s(t) = \text{Re}\left(s_l(t)e^{j2\pi f_c t}\right). \quad (2.5)$$

Vastaanotettu signaali on tällöin muotoa

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) = \text{Re}\left(\left[\sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t))\right] e^{j2\pi f_c t}\right) \quad (2.6)$$

missä $\alpha_n(t)$ on vastaanotettuun signaaliin siirtopolusta n aiheutunut vaimennuskerroin ja $\tau_n(t)$ polun n aiheuttama etenemisviive. Vaimennuskerroin ja etenemisviive ovat ajan mukana muuttuvia. Yhdessä ne muodostavat polun n aiheuttaman vaikutuksen signaaliin.

Koska signaali $x(t)$ ei sisällä kohinaa, on vastaava vastaanotettu alipäästösignaali

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t)). \quad (2.7)$$

Signaalin $r_l(t)$ ollessa kanavan vaste vastaavalle alipäästösignaalin $s_l(t)$, on vastaava alipäästökanavan impulssivaste

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)). \quad (2.8)$$

Kantoaallon taajuudella f_c signaalin ollessa moduloimaton $s_l(t) = 1$ kaikilla t . Tällöin

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} = \sum_n \alpha_n(t) e^{j\theta_n(t)} \quad (2.9)$$

missä $\theta_n(t) = -2\pi f_c \tau_n(t)$. Signaaliin $r_l(t)$ aiheutuu suuria muutoksia mikäli amplitudin $\alpha_n(t)$ tai vaiheen $\theta_n(t)$ arvo vaihtelee riittävästi. Vaihe $\theta_n(t)$ saattaa vaihdella varsin helposti. Viiveen $\tau_n(t)$ muuttuessa $1/f_c$ verran, mikä on lukuna jo melko pieni, muutos vaiheessa on 2π . Viiveet $\tau_n(t)$ eri signaalipoluissa vaihtelevat satunnaisesti ja eri nopeuksilla, joten muutokset vaiheissa saattavat olla hyvinkin suuria ja nopeita.

Näitä kanavan signaaliin aiheuttamia muutoksia kutsutaan signaalin häipymiseksi. Koska kanavan aiheuttamat muutokset signaaliin ovat luonteeltaan satunnaisia, voidaan vastaanotettua signaalia $r_l(t)$ ja siten myös kanavan impulssivastetta $c(\tau; t)$ kuvata satunnaisella kompleksiarvoisella gaussisella prosessilla [Proakis 2008].

Aika- ja taajuusmuuttuvalle kanavalle voidaan määrittellä impulssivasteeseen $c(\tau; t)$ perustuvien korrelaatio- ja tiheysfunktioiden avulla määreitä, joiden perusteella kanavan

ominaisuuksia on helpompi päätellä [Proakis 2008][Sklar 1997] [Tse 2005]. Funktiot on johdettu lähteessä [Proakis 2008]. Korrelaatiota käsitellään laajemmin kappaleessa 2.4.

Kanavan viivetehospektri $R_c(\tau)$ kertoo kanavan keskimääräisen tehon viiveen τ funktiona. Viivetehospektri saa nolasta poikkeavia arvoja välillä $\tau_2 - \tau_1$. Tämän välin pituutta kutsutaan kanavan monitiehajonnaksi T_m .

Ottamalla viivetehospektrin pohjana olevasta korrelaatiofunktioista $R_c(\tau; \Delta t)$ Fouriermuunnos saadaan kanavan tila-taajuus-tila-aika-korrelaatiofunktio $R_C(\Delta f; \Delta t)$. Asettamalla $\Delta t = 0$ funktio muuntuu muotoon $R_C(\Delta f)$ jolloin sitä kutsutaan tila-taajuus-korrelaatiofunktioiksi. Tällöin

$$R_C(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_c(\tau) e^{-j2\pi \Delta f \tau} d\tau \quad (2.10)$$

eli tila-taajuus-korrelaatiofunktio $R_C(\Delta f)$ on viivetehospektrin $R_c(\tau)$ Fouriermuunnos. Kanavan koherenssi kaistanleveys B_c kertoo kuinka laajalti tila-taajuus-korrelaatiofunktio saa nolasta poikkeavia arvoja, eli tila-taajuus-korrelaatiofunktion leveyden.

Kanavan koherenssi kaistanleveys voidaan viivetehospektrin ja tila-taajuus-korrelaatiofunktion välisen suhteen perusteella ilmaista myös muodossa

$$B_c \approx \frac{1}{T_m}, \quad (2.11)$$

toisin sanoen monitiehajonta ja koherenssi kaistanleveys ovat likimäärin toistensa käänteislukuja.

Vastaavasti asettamalla tila-taajuus-tila-aika-korrelaatiofunktiolle $R_C(\Delta f; \Delta t)$ $\Delta f = 0$ saadaan tuloksena tila-aika-korrelaatiofunktio $R_C(\Delta t)$. Tila-aika-korrelaatiofunktio saa nollasta poikkeavia arvoja välillä $\Delta t_2 - \Delta t_1$, jonka pituuden kertoo kanavan koherenssi aika T_c .

Fourier-muuntamalla korrelaatiofunktio $R_C(\Delta f; \Delta t)$ tuloksena on funktio $S_C(\Delta f; \lambda)$. Asettamalla tälle funktiolle $\Delta f = 0$ saadaan funktio $S_C(\lambda)$ jota kutsutaan kanavan Dopplerin tehospektri. Välin pituutta $\lambda_2 - \lambda_1$, jolla Dopplerin tehospektri saa nollasta poikkeavia arvoja, kutsutaan Dopplerin hajonnaksi B_d .

Myös tila-aika-korrelaatiofunktion ja Dopplerin tehospektrin välillä on yhteys Fourier-muunnoksen kautta:

$$S_C(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} R_C(\Delta t) e^{-2\pi \lambda \Delta t} d\Delta t. \quad (2.12)$$

Tästä johtuen kanavan koherenssi aika ja Dopplerin hajonta ovat likimäärin toistensa käänteislukuja, eli

$$T_c \approx \frac{1}{B_d}. \quad (2.13)$$

Saatujen määreiden perusteella pystytään määrittelemään kanavan ominaisuuksia sekä sitä kautta myös valitsemaan haluttu kanavamalli. Kaksi tällaista ominaisuutta ovat häipymisnopeus ja taajuusselektiivisyys.

Kanava voi olla joko hitaasti häipyvä, jolloin kanavan tila pysyy samana vähintään yhden symbolin lähettämisen ajan, tai nopeasti häipyvä, jolloin tila vaihtelee jo yhden symbolin aikana. Kanavan häipymisnopeuden kertovat kanavan koherenssi aika T_c tai

Dopplerin hajonta B_d . Kun symbolin kesto-aika $T \ll T_c$ tai kanavan kaistanleveys $B \gg B_d$ kanava on hitaasti häipyvä. Kanava on nopeasti häipyvä kun $T \gg T_c$ tai $B \ll B_d$.

Kanavan taajuusselektiivisyys saadaan selville monitiehajonnan T_m tai koherenssin kaistanleveyden B_c perusteella. Kanavaa kutsutaan litteäksi, tai taajuusepäselektiiviseksi, kun symbolin kesto-aika $T \gg T_m$ tai vastaavasti kanavan kaistanleveys $B \ll B_c$. Tällöin kanavasta ei voida erikseen erotella taajuuskomponentteja, vaan signaalin tulkitaan saapuvan yhtä polkua pitkin. Kaikki signaalin taajuuskomponentit kokevat saman vaimennuksen ja vaihesiirron. Taajuusselektiivisessä kanavassa signaali etenee vähintään kahta polkua pitkin. Jokainen polku aiheuttaa oman vaimennuksensa ja taajuussiirtonsa. Taajuusselektiivisessä kanavassa $T \ll T_m$ tai $B \gg B_c$. Eroteltavien signaalikomponenttien määrä on $T_m B \approx B / B_c$.

Monitiehajonnan T_m ja Dopplerin hajonnan B_d perusteella kanavalle voidaan laskea hajontakerroin $T_m B_d$. Kun $T_m B_d < 1$, kanava on alihajoava. Muussa tapauksessa kanavan sanotaan olevan ylihajoava.

Kanavaa kutsutaan häipyväksi Rayleigh-kanavaksi, kun sen impulssivaste on mallinnettu kompleksisena nolla-keskiarvoisena Gaussisena prosessina. Tällöin impulssivaste on Rayleigh-jakautunut jokaisella ajanhetkellä t . Rayleigh-jakauma sopii häipyvän kanavan tilastollisten ominaisuuksien mallintamiseen niissä tapauksissa, joissa kanavassa on paljon signaaliin vaikuttavia siroittimia.

Rayleigh-kanavassa oletetaan, ettei lähettimen ja vastaanottimen välillä ole näköyhteyttä. Mikäli näköyhteys kuitenkin on olemassa, käytetään mallinnukseen

häipyvää Rice-kanavaa. Impulssivaste on tällöin Rice-jakautunut [Proakis 2008] [Sklar 1997].

2.4. Kanavakorrelaatio

Moniantennijärjestelmien siirtokapasiteettiin suuresti vaikuttava tekijä on kanavan korrelaatio. Korrelaation perusteella määräytyy kuinka montaa rinnakkaista alikanavaa järjestelmässä voidaan käyttää. Tästä syystä korrelaatio on tärkeä osa moniantennijärjestelmien kanavanmallinnusta [Kerhoal 2002].

Korrelaatiolla tarkoitetaan kahden satunnaismuuttujan välistä riippuvuutta. Se kertoo mittana kuinka riippuvaisia muuttujien saamat arvot lineaarisesti ovat toisistaan. Korrelaatio voidaan mieltää myös kovarianssina, joka on määritelty välille $[-1, 1]$. Korrelaatio on suurimmillaan arvolla yksi, jolloin satunnaismuuttujat ovat täysin korreloituneita keskenään, ja pienimmillään arvolla -1 . Tällöin muuttujien välillä ei ole riippuvuutta, eli ne ovat korreloimattomia [Proakis 1996].

Korrelaatio satunnaismuuttujien X ja Y välillä määritellään matemaattisesti

$$\rho_{X,Y} = \frac{E(XY^*)}{\sigma_X \sigma_Y} = -\frac{E(X^* Y)}{\sigma_X \sigma_Y}, \quad (2.14)$$

missä E on odotusarvo ja σ muuttujan keskihajonta. Tätä kahden eri aikasarjaan kuuluvan satunnaismuuttujan välistä korrelaatiota kutsutaan myös ristikorrelaatioksi $r_{X,Y}$. Mikäli muuttujat kuuluvat samaan aikasarjaan, kyseessä on tällöin autokorrelaatio

$$r_{X_1, X_2} = \frac{E(X_1 X_2^*)}{\sigma_{X_1} \sigma_{X_2}} = -\frac{E(X_1^* X_2)}{\sigma_{X_1} \sigma_{X_2}}, \quad (2.15)$$

joka kertoo aikasarjan muuttujien välisen samankaltaisuuden [Kermoal 2002], [Proakis 1996]. Kun satunnaismuuttujat X ja Y ovat keskenään korreloimattomia, pätee tällöin [Durgin 2003]

$$E(XY) = 0. \quad (2.16)$$

Korrelaation merkitys moniantennijärjestelmissä on suuri. Vierekkäisten antennien kulma- ja viiveparametrit sekä amplitudit korreloivat keskenään mikä saattaa rajoittaa käytettävien alikanavien määrää, koska kanavia ei korreloinnin takia välttämättä voida erottaa toisistaan.

Moniantennijärjestelmää voidaan kuvata kanavamatriisilla \bar{H} , joka kertoo kanavan siirtokertoimet lähetin- ja vastaanotinantennien välillä. Matriisi määritellään

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{N_R 1} & h_{N_R 2} & \cdots & h_{N_R N_T} \end{bmatrix}, \quad (2.17)$$

missä N_T on lähetinantennien ja N_R vastaanotinantennien määrä. Yhtälön (2.14) mukaisesti kanavan parametrien välille voidaan määrittää lähettimessä tilallinen kompleksinen korrelaatiokerroin [Kermoal 2002]

$$\rho_{n_{T_1} n_{T_2}}^T = \frac{E(h_{n_{T_1} n_R} h_{n_{T_2} n_R}^*)}{\sigma_{n_{T_1} n_R} \sigma_{n_{T_2} n_R}} \quad (2.18)$$

ja vastaanotimessa vastaavasti

$$\rho_{n_{R_1} n_{R_2}}^R = \frac{E(h_{n_T n_{R_1}} h_{n_T n_{R_2}}^*)}{\sigma_{n_T n_{R_1}} \sigma_{n_T n_{R_2}}}. \quad (2.19)$$

Moniantennijärjestelmän lähetyskovarianssi saadaan kanavamatriisin kompleksikonjugaattitranspoosin ja kanavamatriisin tulon odotusarvona [Tirkkonen 2009] ja yhtälöä (2.17) käyttäen se voidaan määrittellä muodossa [Kermoal 2002]

$$R_T = E\{\overline{H}^H H\} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^T & \rho_{12}^T & \cdots & \rho_{1N_T}^T \\ \rho_{21}^T & \rho_{22}^T & & \rho_{2N_T}^T \\ \vdots & & & \vdots \\ \rho_{N_T 1}^T & \rho_{N_T 2}^T & \cdots & \rho_{N_T N_T}^T \end{bmatrix}, \quad (2.20)$$

missä $(\cdot)^H$ on matriisin kompleksikonjugaattitranspoosi. Kovarianssi vastaanottimessa puolestaan ilmaistaan kanavamatriisin ja kanavamatriisin kompleksikonjugaattitranspoosin tulona ja yhtälöä (2.18) käyttäen se saadaan muotoon

$$R_R = E\{\overline{H}H^H\} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^R & \rho_{12}^R & \cdots & \rho_{1N_R}^R \\ \rho_{21}^R & \rho_{22}^R & & \rho_{2N_R}^R \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_R 1}^R & \rho_{N_R 2}^R & \cdots & \rho_{N_R N_R}^R \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Kanavan tilallinen korrelaatiomatriisi saadaan lähetinkovarianssimatriisin ja vastaanotinkovarianssimatriisin Kronecker-tulona

$$R_{\text{MIMO}} = R_R \otimes R_T \quad (2.22)$$

missä \otimes on Kronecker-operaattori. Matriisi on kooltaan $N_T N_R \times N_T N_R$. Tilallisen korrelaatiomatriisin kertoimet ovat tällöin muotoa [Kermoal 2002]

$$\rho_{\substack{n_{R_1} n_{T_1} \\ n_{R_2} n_{T_2}}} = \frac{E(\mathbf{h}_{n_{T_1} n_{R_1}} \mathbf{h}_{n_{T_2} n_{R_2}}^*)}{\sigma_{n_{T_1} n_{R_1}} \sigma_{n_{T_2} n_{R_2}}} = \rho_{n_{R_1} n_{R_2}}^R \rho_{n_{T_1} n_{T_2}}^T. \quad (2.23)$$

Korreloiduksi moniantennijärjestelmän kanavamatriisiksi saadaan Kroneckerin mallin perusteella

$$\bar{H} = \sqrt{R_R} \tilde{H} \sqrt{R_T} \quad (2.24)$$

missä \tilde{H} on korreloimaton kanavamatriisi [Biglieri 2007] [Tirkkonen 2009].

Korrelaation suuruuteen vaikuttavia tekijöitä ovat ympäristö, antenniryhmän rakenne ja koko sekä vastaanottimen sijainti. Korrelaatiomatriisin sisältö vaihtelee eri vastaanottajien välillä. Täysin korreloitunut kanava muodostaa vain yhden alikanavan, kun taas täysin korreloimattomassa kanavassa voidaan käyttää useampaa alikanavaa. Kanavakorrelaatiota käytetään hyväksi kanavan esikoodauksessa, estimoinnissa ja korjauksessa [Kermoal 2002] [Tirkkonen 2009].

2.5. Yhteenveto

Olemme määritelleet tässä luvussa sähköisessä tiedonsiirrossa käytettävän kanavan. Erilaisia kanavatyypppejä on olemassa lukuisia. Kanavatyypeistä olemme keskittyneet langattomiin kanaviin. Tältä pohjalta olemme käyneet läpi AWGN-tyyppisen kanavan sekä kolme erilaista selektiivistä kanavaa: häipyvän kanavan, monitie-etenevän kanavan ja korreloivan kanavan. Näiden pohjalta käymme luvussa 3 läpi kaksi toteutuksensa ja monimutkaisuutensa suhteen erilaista kanavamallia.

3. Kanavamallit

Kanavamallin tarkoituksena on toimia perustana linkin tai järjestelmän suorituskyvyn määrittämisessä ja vertailussa [Baum 2005]. Kappaleessa 2.2. kerrottiin häipyvän kanavan määreistä, joiden avulla kanavan ominaisuuksia voidaan päätellä. Näiden määreiden avulla voidaan myös valita kanavalle sopiva malli [Proakis 2008]. Kanavamallit voidaan jakaa useisiin erilaisiin kategorioihin. Tässä luvussa käsittelemme tilallista kanavamallia [3GPP 2003d] sekä moniantennijärjestelmille tarkoitettuja viivelinjakanavamalleja.

3.1. Tilallinen kanavamalli

Tässä työssä kanavan mallinnukseen käytetään pohjana 3GPP:n määrittelemää tilallista kanavamallia (SCM). Mallia kutsutaan myös geometriseksi tai säteisiin perustuvaksi malliksi perustuen sirottimien satunnaismallintamiseen [Baum 2005].

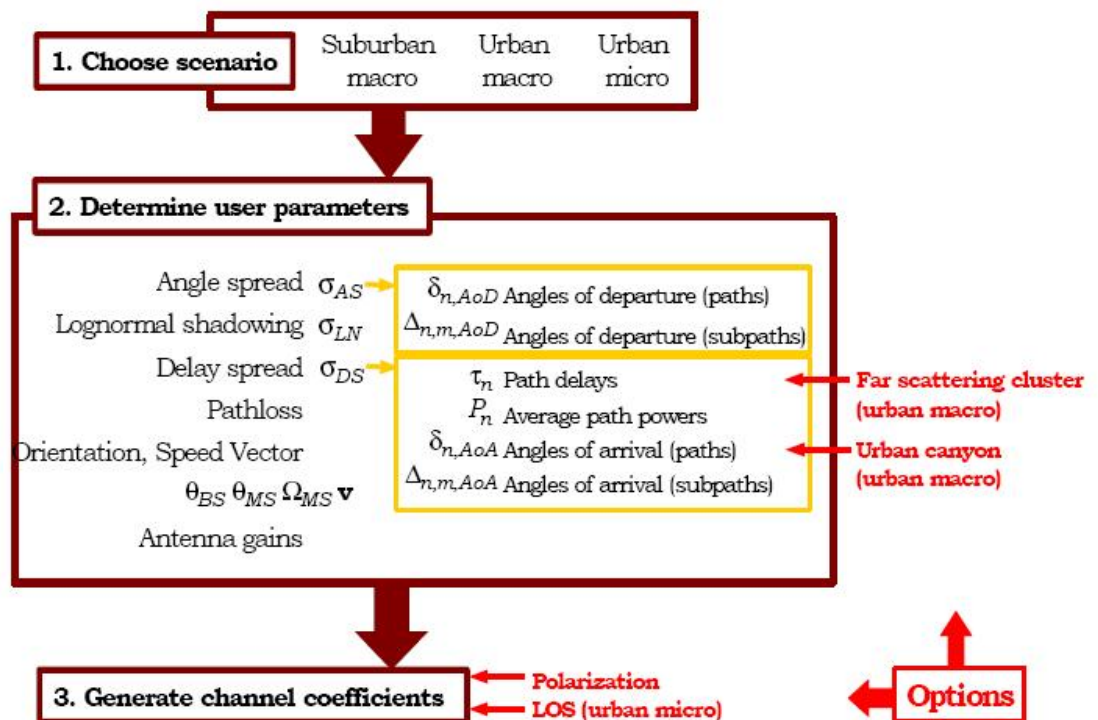
Linkkitasolla tilallista kanavamallia käytetään ainoastaan linkin parametrien ja algoritmien kalibrointiin, sillä yksittäinen linkki edustaa vain pientä osaa koko kanavan käyttäytymisestä eikä sisällä kaikkia kanavan ominaisuuksia. Linkkien kalibrointia varten on määritelty linkkitason parametrit ja suositeltavat korrelaatioarvot. Listaus sisältää kanavan polkujen tilalliset parametrit, tukiaseman ja päätelaitteen antenniryhmien topologiat sekä tilalliset parametrit tukiasemalle ja päätelaitteelle. Kanavamalli on tarkoitettu käytettäväksi alasuuntaisessa linkissä [3GPP 2003d].

Järjestelmätasolla kanavamalli siis käsittää useamman samanaikaisen käyttäjän solussa eli useamman tukiaseman ja päätelaitteen välisen linkin. Järjestelmätason mallin suorituskyvyn määrittämiseen vaaditaan useampi ajokerta kyseisellä järjestelmällä. Tietoa kanavan tilasta syötetään päätelaitteesta takaisin tukiasemaan. Päätelaitteiden sijainnit voivat vaihdella satunnaisesti eri ajokertojen välillä, tukiaseman sijainti sen

sijaan pysyy koko ajan kiinteänä. Simuloitavan kanavamallin kanavamatriisien määrittäminen perustuu kolmeen vaiheeseen (kuva 1):

1. häipymäympäristön määrittämiseen,
2. simuloinneissa käytettävien parametrien määrittämiseen ja
3. kanavakertoimien laskemiseen.

Tuloksena saadaan kompleksinen matriisi $\bar{H}(t)$. Matriisin koko yhtä polkua kohden on $S \times U$, missä S on tukiaseman antennielementtien määrä ja U päätelaitteen antennielementtien määrä.

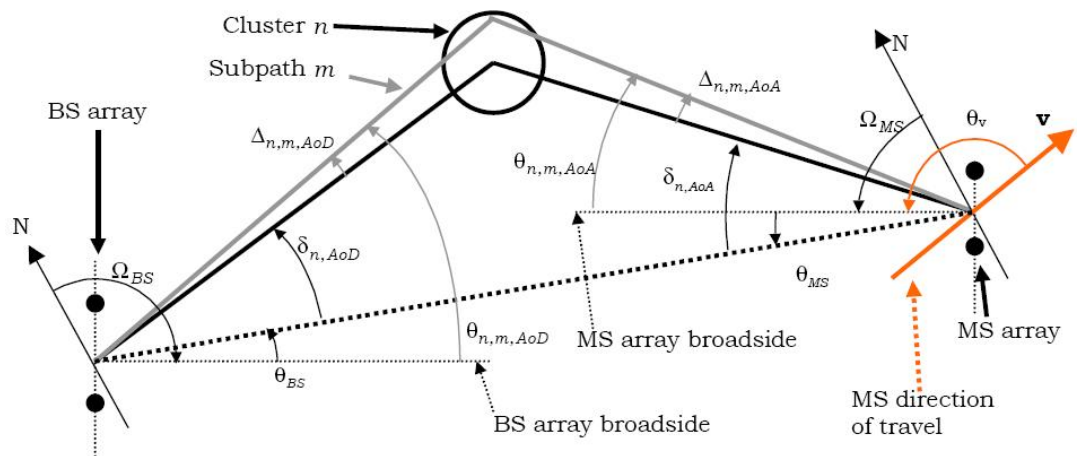


Kuva 1. Kanavamallin määrittämisen yhteenveto [3GPP 2003d].

Tilallisessa kanavamallissa määritellään kolme erilaista häipymäympäristöä eli solutyyppejä: esikaupunkimainen makrosolu, kaupunkimainen makrosolu ja kaupunkimainen mikrosolu. Esikaupunkimaisessa ja kaupunkimaisessa makrosolussa

tukiaseman antennien oletetaan olevan kattokorkeuden yläpuolella, ja kahden päätelaitteen välinen etäisyys on arviolta noin kolme kilometriä. Kaupunkimaisessa mikrosolussa tukiaseman antennien oletetaan olevan kattokorkeudella, ja päätelaitteiden välinen etäisyys on korkeintaan yhden kilometrin [3GPP 2003d] [Ertel 1998].

Jokaiselle solutyypille määritellään tietyt omat parametrinsa [3GPP 2003d]. Tällaisia parametreja ovat esimerkiksi tukiaseman ja päätelaitteen keskimääräiset kulmahajonnat, tukiaseman ja päätelaitteen polkukohtaiset kulmahajonnat, tukiaseman polkukohtaisen lähtökulman jakauma, päätelaitteen polkukohtaisen tulokulman jakauma, keskimääräinen viivehajonta, log-normaalin varjostuman keskihajonta sekä käytetty vaimenemismalli. Makrosoluissa vaimenemista mallinnetaan COST 231 Hata-mallilla ja mikrosolussa esteellisen yhteyden tapauksessa COST 231 Walfish-Ikegami NLOS-mallilla sekä esteettömän yhteyden tapauksessa COST 231 Walfish-Ikegami katukanjoni-mallilla [COST 231 1991].



Kuva 2. Tukiaseman ja päätelaitteen kulmaparametrit [3GPP 2003d].

Valitulle häipymäympäristölle määritettyjen parametrien perusteella saadaan johdettua kanavamallin tarvitsemat kulma-, viive- ja teho- eli käyttäjäparametrit sekä muut tarvittavat parametrit. Tukiaseman ja päätelaitteen kulmaparametrit on esitetty kuvassa 2.

Kuvan 2 parametrit on määritelty seuraavasti:

Ω_{BS}	on tukiaseman antenniryhmän suunta, tukiaseman antenniryhmän sivusuunnan ja absoluuttisen pohjoissuunnan (N) välisen eron mukaan määriteltynä,
θ_{BS}	on esteettömän yhteyden lähtökulma tukiaseman ja päätelaitteen välillä, tukiaseman antenniryhmän sivusuunnan suhteen,
$\delta_{n,AoD}$	on kanavan n :nnen polun lähtökulma, esteettömän yhteyden lähtökulman θ_0 suhteen,
$\Delta_{n,m,AoD}$	on kanavan n :nnen polun m :nnen alipolun vaihesiirto, n :nnen polun lähtökulman $\delta_{n,AoD}$ suhteen,
$\theta_{n,m,AoD}$	on kanavan n :nnen polun m :nnen alipolun absoluuttinen lähtökulma tukiasemassa, tukiaseman sivusuunnan suhteen,
Ω_{MS}	on päätelaitteen antenniryhmän suunta, päätelaitteen sivusuunnan ja absoluuttisen pohjoissuunnan (N) välisen eron mukaan määriteltynä,
θ_{MS}	on tukiaseman ja päätelaitteen välisen esteettömän yhteyden ja päätelaitteen sivusuunnan välinen kulma,
$\delta_{n,AoA}$	on kanavan n :nnen polun tulokulma, esteettömän yhteyden tulokulman $\theta_{0,MS}$ suhteen,
$\Delta_{n,m,AoA}$	on kanavan n :nnen polun m :nnen alipolun vaihesiirto, n :nnen polun tulokulman $\delta_{n,AoA}$ suhteen,
$\theta_{n,m,AoA}$	on kanavan n :nnen polun m :nnen alipolun absoluuttinen tulokulma päätelaitteessa, tukiaseman sivusuunnan suhteen
v	on päätelaitteen nopeusvektori ja
θ_v	on nopeusvektorin kulma päätelaitteen sivusuuntaan nähden.

Käyttäjäparametrien luominen koostuu useammasta askeleesta, riippuen valitusta solutyypistä. Prosessi aloitetaan määrittämällä erilaiset suunta- ja etäisyysparametrit. Tällaisia ovat tukiaseman ja päätelaitteiden väliset etäisyydet sekä esteettömän yhteyden suunta. Tukiaseman ja päätelaitteen välisen etäisyyden perusteella saadaan laskettua signaalin vaimeneminen. Parametrien luontia jatketaan määrittämällä viivehajonta, kulmahajonta ja varjohäipyminen. Jokaiselle kanavan polulle määritetään satunnainen viive, keskimääräinen teho sekä lähtökulma. Viiveet sekä lähtökulmat yhdistetään toisiinsa. Jokaisen polun kahdellekymmenelle alipolulle määritetään teho, vaihe sekä lähtökulman vaihesiirto. Jokaiselle polulle määritetään tulokulmat ja jokaiselle alipolulle tulokulman vaihesiirto päätelaitteessa. Tukiaseman ja päätelaitteen polut ja alipolut yhdistetään toisiinsa ja alipoluille määritetään antennivahvistukset niiden lähtö- ja tulokulmien suhteen [3GPP 2003d].

Määrittämisprosessi on lähestulkoon sama sekä makrosoluissa että mikrosoluissa. Erona ympäristöjen välillä on yksittäisten polkujen varjostus. Mikrosoluissa polut ovat yksilöllisesti varjostettuja, kun makrosoluissa kaikkiin polkuihin käytetään samaa satunnaista varjostusta. Mikrosoluissa polkujen viiveet ja lähtökulmat ovat jakautuneet tietyille tasaväleille. Makrosoluissa lähtökulmat ovat normaalijakautuneita, eikä viiveiden jakaumaa ole määritelty.

Käyttäjäparametrien luonnissa voidaan käyttää myös kahta vaihtoehtoista ominaisuutta. Kaukosirottavan ryppään mallia käytetään mallinnettaessa epäyhtenäisiä huonosti kaupunkimaisia ympäristöjä, joissa on nähtävissä ylimääräisiä ryppäitä [3GPP 2003b]. Tällaisessa ympäristössä monitie-etenevän kanavan poluista muodostuu tehon ja kulman suhteen eroavia polkujoukkoja. Osa poluista siroaa tällöin ensisijaisen ryppään ja osa kaukosirottavan ryppään kautta, mitä malli kuvaa. Mallia voidaan käyttää kaupunkimaisissa makrosoluissa.

Toisena vaihtoehtoisena ominaisuutena on käytettävissä kaupunkimaisen kanjonin malli [3GPP 2003a]. Se kuvaa tiheää kaupunkimaista aluetta, jossa kanavan poluilla ei ole

esteetöntä yhteyttä. Maan tasalla olevat kadut ja korkeat rakennukset muodostavat ympäristön joka muistuttaa kanjoniam. Malli muuttaa kanavan polkujen saapumiskulmaa päätelaitteeseen. Malli on käytettävissä kaupunkimaisissa makro- ja mikrosoluissa.

Tuloksena saatujen parametrien perusteella voidaan laskea kanavamatriisi $\bar{H}(t)$. Kanavamatriisi n :nnen polun suhteen on tällöin $\bar{H}_n(t)$ ja matriisin (u, s) :s komponentti siten

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n \sigma_{SF}}{M}} \sum_{m=1}^M \left(\begin{array}{l} \sqrt{G_{BS}(\theta_{n,m,AoD})} \exp(jkd_s \sin(\theta_{n,m,AoD}) + \Phi_{n,m}) \cdot \\ \sqrt{G_{MS}(\theta_{n,m,AoA})} \exp(jkd_u \sin(\theta_{n,m,AoA})) \cdot \\ \exp(jk\|\bar{v}\| \cos(\theta_{n,m,AoA} - \theta_v)t \end{array} \right) \quad (3.1)$$

missä

P_n on n :nnen polun teho,

σ_{SF} on log-normaali varjohäipymä,

M on alipolkujen määrä yhtä polkua kohden,

$\theta_{n,m,AoD}$ on kanavan n :nnen polun m :nnen alipolun absoluuttinen lähtökulma tukiasemassa, tukiaseman sivusuunnan suhteen,

$\theta_{n,m,AoA}$ on kanavan n :nnen polun m :nnen alipolun absoluuttinen tulokulma päätelaitteessa, tukiaseman sivusuunnan suhteen,

$G_{BS}(\theta_{n,m,AoD})$ on tukiaseman kunkin antenniryhmän antennivahvistus,

$G_{MS}(\theta_{n,m,AoA})$ on päätelaitteen kunkin antenniryhmän antennivahvistus,

k on aallon $2\pi/\lambda$ numero, missä λ on kanta-aallon pituus metreissä,

d_s on tukiaseman antennielementin s etäisyys metreinä vertailuantennista ($s = 1$),

- d_u on päätelaitteen antennielementin u etäisyys metreinä vertailuantennista
($u = 1$),
- $\Phi_{n,m}$ on n :nnen polun m :nnen alipolun vaihe,
- $\|\vec{v}\|$ on päätelaitteen nopeusvektorin magnitudi ja
- θ_v on päätelaitteen nopeusvektorin kulma.

S on tukiaseman ja U päätelaitteen antennielementtien lukumäärä.

Mikäli antennien välimatka antenniryhmässä on pienempi kuin $\lambda/2$, voidaan ratkaisuna ottaa käyttöön ristiin polarisoitujen antennien malli. Mallissa luodaan ylimääräiset ristiin polarisoidut alipolut ja näille määritetään lähtö- ja tulokulmat. Ristiin polarisoiduille elementeille määritellään vaihesiirrot ja yhteen polarisoidut sekä ristiin polarisoidut alisäteet hajotetaan vaakasuoriksi ja pystysuoriksi komponenteiksi. Jokaiselle polulle määritetään ristiin polarisoitu diskriminaatio.

Vastaanotinantenneissa vaakasuorat ja pystysuorat komponentit yhdistetään antenneihin nähden yhteen polarisoiduiksi ja komponentit summataan, jolloin kanavamatriisi n :nnen polun suhteen on

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n \sigma_{SF}}{M}} \sum_{m=1}^M \left[\begin{array}{c} \left[\begin{array}{c} \chi_{BS}^{(v)}(\theta_{n,m,AoD}) \\ \chi_{BS}^{(h)}(\theta_{n,m,AoD}) \end{array} \right]^T \left[\begin{array}{cc} \exp(j\Phi_{n,m}^{(v,v)}) & \sqrt{r_{n1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{(v,h)}) \\ \sqrt{r_{n2}} \exp(j\Phi_{n,m}^{(h,v)}) & \exp(j\Phi_{n,m}^{(h,h)}) \end{array} \right] \\ \left[\begin{array}{c} \chi_{MS}^{(v)}(\theta_{n,m,AoA}) \\ \chi_{MS}^{(h)}(\theta_{n,m,AoA}) \end{array} \right] \\ \exp(jkd_s \sin(\theta_{n,m,AoD})) \cdot \exp(jkd_u \sin(\theta_{n,m,AoA})) \cdot \\ \exp(jk\|\vec{v}\| \cos(\theta_{n,m,AoA} - \theta_v)t) \end{array} \right] \quad (3.2)$$

missä

$\chi_{BS}^{(v)}(\theta_{n,m,AoD})$ on tukiaseman antennin pystysuoraan polarisoidun komponentin kompleksinen vaste,

$\chi_{BS}^{(h)}(\theta_{n,m,AoD})$ on tukiaseman antennin vaakasuoraan polarisoidun komponentin kompleksinen vaste,

$\chi_{MS}^{(v)}(\theta_{n,m,AoA})$ on tukiaseman antennin pystysuoraan polarisoidun komponentin kompleksinen vaste,

$\chi_{MS}^{(h)}(\theta_{n,m,AoA})$ on tukiaseman antennin vaakasuoraan polarisoidun komponentin kompleksinen vaste,

$|\chi^{(\cdot)}(\cdot)|^2$ on antennivahvistus,

r_{n1} on satunnaismuuttuja joka kuvaa tukiasemasta pystysuoraan lähtevien ja päätelaitteeseen vaakasuoraan saapuvien sekä pystysuoraan lähtevien ja saapuvien n :nnen polun aaltojen tehosuhdetta,

r_{n2} on satunnaismuuttuja joka kuvaa tukiasemasta vaakasuoraan lähtevien ja päätelaitteeseen pystysuoraan saapuvien sekä pystysuoraan lähtevien ja saapuvien n :nnen polun aaltojen tehosuhdetta ja

$\Phi_{n,m}^{(x,y)}$ on n :nnen polun m :nnen alipolun vaihesiirto tukiaseman x-komponentin (joko vaakasuora h tai pystysuora v) ja päätelaitteen y-komponentin välillä (joko vaakasuora h tai pystysuora v).

Myös esteettömän yhteyden malli on kanavamallissa vaihtoehtoisena ominaisuutena. Sitä voidaan käyttää kaupunkimaisessa mikrosolussa. Malli pohjautuu Ricen K -kertoimeen. Kerroin määrittelee signaalin esteettömän polun ja hajaantuneiden polkujen välisen tehosuhteen [Tepedelenlioglu 2001]. Esteettömän yhteyden todennäköisyys määritellään mallissa tukiaseman ja päätelaitteen välisen etäisyyden perusteella. Mikäli etäisyys on yli 300 metriä, esteetöntä komponenttia ei esiinny [3GPP 2003d].

Esteettömän polun normalisoitu suhteellinen amplitudi on $\sqrt{\frac{K}{K+1}}$ ja hajaantuneilla poluilla puolestaan $\sqrt{\frac{1}{K+1}}$.

Kanavamatriisin $\bar{H}_n(t)$ (u, s):s komponentti on

$$h_{s,u,n=1}^{LOS}(t) = \sqrt{\frac{1}{K+1}} h_{s,u,1}(t) + \sigma_{SF} \sqrt{\frac{K}{K+1}} \left(\begin{array}{l} \sqrt{G_{BS}(\theta_{BS})} \exp(jkd_s \sin(\theta_{BS})) \cdot \\ \sqrt{G_{MS}(\theta_{MS})} \exp(jkd_u \sin(\theta_{MS}) + \Phi_{LOS}) \cdot \\ \exp(jk \|\vec{v}\| \cos(\theta_{MS} - \theta_v) t) \end{array} \right) \quad (3.3)$$

kun $n = 1$ ja

$$h_{s,u,n}^{LOS}(t) = \sqrt{\frac{1}{K+1}} h_{s,u,n}(t) \quad (3.4)$$

kun $n \neq 1$. Yhtälöissä

- θ_{BS} on tukiaseman esteettömän yhteyden komponentin lähtökulma,
- θ_{MS} on päätelaitteen esteettömän yhteyden komponentin tulokulma,
- Φ_{LOS} on esteettömän yhteyden komponentin vaihe ja
- K on Ricen K -kerroin.

Tilallisessa kanavamallissa on huomioitu kanavaparametrien välinen korrelaatio. Mallissa viivehajonta, varjohäipymä ja kulmahajonta korreloivat keskenään. Korrelaatiokertoimet on määritelty siten että korrelaation mallinnus onnistuu parametrien määräämissä rajoissa.

Johtuen satunnaisesta siroittimien ja siten parametrien määrittelystä tilallinen kanavamalli on toiminnaltaan varsin monimutkainen ja raskas, mikä on ollut lähtökohtana tälle työlle. Korvaamalla satunnaisia parametreja yleisillä kiinteillä parametreilla voidaan mallin vaatimaa laskennallisuutta vähentää ja mallin toimintaa siten yksinkertaistaa. Tähän on paneuduttu lähteessä [Asplund 2006], jossa on yksinkertaistettu SCME-kanavamallia. Kanavamallien yksinkertaistamista käsitellään myös lähteessä [Zhang 2009]. Tässä työssä tarkoituksena on verrata tilallista kanavamallia viivelinjana toteutettuihin MIMO-kanavamalleihin ja tutkia millaisia eroja tilallisen kanavamallin ja viivelinjamallien käyttäytymisen välillä on.

3.2. Viivelinjakanavamallit

Viivelinjakanavamallilla tarkoitetaan tässä tapauksessa moniantennijärjestelmille tarkoitettua tapillista viivelinjaa, jossa korrelaatioparametrit on määritelty kulmaparametrien ja antennirakenteen perusteella. Tällainen malli on käypä erilaisten moniantennijärjestelmien linkkitason vertailussa [Asplund 2006] [TSG-RAN 2001].

Moniantennijärjestelmien viivelinjamallit perustuvat yksittäisille linkeille määriteltyihin yksi- tai monitie-eteneviin kanavamalleihin. Yleisimpiä tällaisia malleja ovat yksipolkuinen Rayleigh-jakautunut häipyvä kanavamalli sekä siihen perustuvat monitie-etenevät GSM-kanavamallit [3GPP 2003c], Pedestrian A- ja B-, Vehicular A- ja B-, Indoor Office A- ja B-mallit [ITU-R 1997] sekä 3GPP:n laajennetut Pedestrian A-, Vehicular A- ja GSM Typical Urban-mallit [3GPP 2009a].

Yksittäisen linkin viivelinjakanavamallissa on määritettynä kiinteänä arvona kanavan polkujen eli tappien määrä, kunkin tapin suhteellinen viive, keskimääräinen teho sekä Dopplerin spektrin tyyppi. ITU-R:n kanavamalleissa on määritelty myös viivehajonnat. Dopplerin spektristä johtuen kanavatappien kompleksiset amplitudit ovat

aikamuuntuvia. Erona SISO- ja MISO/MIMO-kanavien välillä ovat MISO/MIMO-kanavan tukiaseman ja päätelaitteen korrelaatiomatriisit [ITU-R 1997].

MISO/MIMO-kanavien korrelaatiomatriisit saadaan määritettyä tehoatsimuuttispektrin perusteella käyttäen vakiota antennirakennetta sekä kiinteää atsimuuttihajontaa. Tuloksena saadaan aikavakio korrelaatiomatriisi, jonka kertoimet tukiasemassa määräytyvät yhtälön (2.18) mukaan ja päätelaitteessa vastaavasti yhtälön (2.19) perusteella. Kanavan tilallisen korrelaatiomatriisin kertoimet saadaan yhtälöllä (2.23).

3.3. Yhteenveto

Olemme käyneet läpi tässä luvussa kaksi erityyppistä kanavamallia. Tilallinen kanavamalli edustaa sirottimien satunnaismallintamiseen perustuvaa rakenteeltaan monimutkaista kanavamallia, kun taas tapillisina viivelinjoina toteutetut kanavamallit ovat rakenteeltaan huomattavasti yksinkertaisempia. Luvussa 4 käsittelemme LTE-tekniikan perusteita sekä kahta tämän työn simulointiosiossa käytettävää koodaustekniikkaa.

4. LTE-järjestelmien tekniikka

Käsitlemme tässä luvussa lyhyesti LTE-järjestelmää ja siinä käytettäviä tekniikoita. Käymme erityisesti läpi kaksi LTE-järjestelmissä käytössä olevaa moniantennijärjestelmille tarkoitettua koodaustekniikkaa. Näitä tekniikoita käytetään luvussa 5 esiteltävässä ja luvussa 6 käytettävässä simuloitavassa järjestelmässä.

4.1. Yleistä LTE-tekniikasta

LTE, josta käytetään myös nimityksiä E-UTRA ja E-UTRAN, voidaan mieltää sekä kolmannen että neljännen sukupolven matkapuhelinjärjestelmäksi. Sitä on alun perin lähdetty kehittämään laajenuksena UMTS-tekniikalle, mutta toisaalta se tarjoaa nopean langattoman laajakaistayhteyden datan siirtoon, mikä on ollut neljännen sukupolven matkapuhelinverkkojen lähtökohtana. Vähimmäistavoitteena LTE-verkossa on saavuttaa alasuuntaisessa linkissä 100 Mbps maksimisiirtonopeus ja yläsuuntaisessa linkissä 50 Mbps maksimisiirtonopeus [Rohde & Schwartz 2008] [Ericsson 2009].

Poikkeuksena aiempiin matkapuhelinjärjestelmiin LTE:ssä käytetään erilaisia moniliityntäteknikoita alasuuntaisessa ja yläsuuntaisessa linkissä. Alasuuntaisessa linkissä käytössä on OFDMA. OFDMA:n etuna on korkea spektritehokkuus sekä hyvä sietoisuus häipyviä aika-muuttuvia kanavia kohtaan.

OFDM-tekniikassa yksi leveäkaistainen taajuusselektiivinen kanava jaetaan useaan kapeakaistaiseen taajuusepäselektiiviseen alikanavaan ja alikanavat moduloidaan alempinopeuksisilla datavirroilla. Tällä ratkaisulla kanavan kaistanleveys saadaan tehokkaampaan käyttöön ja tiedonsiirtonopeus lähemmäs kanavan maksimitiedonsiirtokapasiteettia verrattuna kanavaan jossa on vain yksi kantoaalto. Yhden alikanavan voidaan ajatella olevan taajuusselektiivisen kanavan yksi hitaasti

häipyvä polku, jolloin kanavan mallintaminen ja simulointi helpottuu [Bahai 1999] [Hara 2003] [Prasad 2004].

Erona OFDM:n ja perinteisemmän FDM:n välillä on alikanavien signaalien ortogonaalisuus. Alikanavien taajuudet valitaan siten, että alikanavien signaalit ovat molemminpuolisesti matemaattisesti ortogonaalisia toisiinsa nähden. Tällöin alikanavat eivät ylikuulu toisille alikanaville mikä vähentää symbolinsisäisiä häiriöitä, eikä kantoaaltojen välisille suojakaistoille ole siten tarvetta, toisin kuin käytettäessä FDM:a.

Huonona puolena OFDMA:ssa on sen signaalien korkea huipputehoarvo verrattuna tehollisarvoon (PAR), jolloin joudutaan käyttämään tehonvahvistimia [Ericsson 2009]. Tästä syystä yläsuuntaisessa linkissä käytetään SC-FDMA-tekniikkaa, jossa myös taajuuskaista jaetaan pienempiin alikaistoihin [Myung 2006]. Siinä signaalien PAR-arvot ovat huomattavasti pienemmät. Tällöin tehonvahvistimia ei tarvita, mistä on suurta etua kannettavissa päätelaitteissa. Sekä ala- että yläsuuntaisissa linkeissä käytetään modulointiin QPSK-, 16QAM- ja 64QAM-tekniikoita [3GPP 2009a]. Kaistanjakotekniikoina käytössä ovat sekä FDD että TDD.

Taajuuksien ja taajuuskaistojen suhteen LTE on joustava. Käytössä on tällä hetkellä 15 taajuuskaistaa käytettäessä FDD-tekniikkaa ja kahdeksan taajuuskaistaa käytettäessä TDD-tekniikkaa [3GPP 2009a]. Taajuudet näillä kaistoilla ulottuvat 700 MHz:sta 2,7 GHz:in. Tähän sisältyy taajuuksia taajuusalueilta jotka ovat tällä hetkellä vapaita sekä taajuuksia alueilta jotka ovat myös muiden viestinjärjestelmien käytössä [Ericsson 2009]. LTE tukee useita kantoaallon kaistanleveyksiä välillä 1,4 MHz – 20 MHz, jolloin uusilla taajuusalueilla voidaan käyttää leveimpiä kaistanleveyksiä ja vastaavasti osittain muiden viestinjärjestelmien käytössä olevilla taajuusalueilla kapeampia kaistanleveyksiä.

Merkittävässä osassa LTE-järjestelmissä ovat myös moniantennijärjestelmät. Moniantennijärjestelmällä tarkoitetaan langatonta sovellusta, jossa käytetään lähetys- tai

vastaanottopäässä (tai kummassakin) useampaa kuin yhtä antennia. Moniantennijärjestelmistä käytetään nimityksiä SIMO (yksi lähetinantenni, vähintään kaksi vastaanottoantennia), MISO (vähintään kaksi lähetysantennia, yksi vastaanottoantenni) sekä MIMO (vähintään kaksi antennia sekä lähetys- että vastaanotinpäässä).

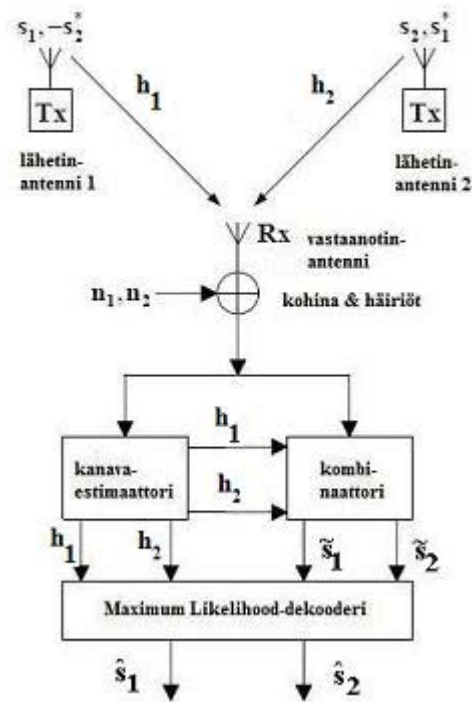
Moniantennijärjestelmien tarkoituksena on parantaa vastaanotetun signaalin luotettavuutta lähettämällä sama informaatiota tuottava signaali useampaa kanavaa pitkin. Vastaanotin käyttää hyväkseen tätä moninaisuutta (diversiteettiä) selvittäessään signaalin sisältämää informaatiota. MIMO-järjestelmä mahdollistaa tiedonsiirron useaa samaa taajuuskaistaa käyttävää rinnakkaista yhtäaikaista kanavaa pitkin, jolloin koko kaistanleveys on tehokkaasti käytössä. Epäluotettavuuteen eli signaaliin aiheutuneisiin häiriöihin on syynä pitkälti monitie-etenevä häipyminen [Biglieri 2007] [Proakis 2008].

4.2. Alamoutin menetelmä

Yksi signaalin moninaiseen lähettämiseen käytettävistä tekniikoista moniantennijärjestelmissä on nimeltään tila-aikakoodaus [Proakis 2008]. Siinä sama signaali tai sen muunnos lähetetään vähintään kahdesta antennista yhtäaikaisesti. Vastaanottimen on tällöin helpompi korjata signaalia, kun sen käytettävänä on useampia versioita samasta signaalista. Varsin yksinkertainen vaihtoehto tällaiseksi tekniikaksi on Alamoutin menetelmä. Alamoutin menetelmän etuna on, etteivät siinä eri lähetinantenneista lähetetyt datavirrat häiritse toisiaan vastaanottimessa [Biglieri 2007].

Menetelmän ideana on käyttää lähetinpäässä aina kahta antennia. Kahden antennin käytöllä saadaan vähennettyä altistumista kanavan häipymiselle ja siten parannettua siirtonopeutta ja järjestelmän suorituskykyä virheiden suhteen [Alamouti 1998]. Tällöin menetelmä sopii järjestelmille joiden kapasiteettia häipyvä kanava rajoittaa. Alamoutin menetelmä ei myöskään ole riippuvainen käytetystä modulointi- tai koodaustekniikasta,

eikä se vaadi minkäänlaista takaisinkytkentää vastaanottimen ja lähettimen välille. Tässä kappaleessa käymme läpi Alamoutin lähetysalgoritmin 2x1 MISO-järjestelmälle.



Kuva 3. Alamouti 2x1 [Simões 2008].

Alamoutin menetelmässä 2x1-järjestelmälle (kuva 3) kaksi signaalia lähetetään kahdesta antennista samanaikaisesti [Alamouti 1998] [Proakis 2008] [Tse 2005]. Ensimmäisellä ajanjaksolla t lähetetään symboli s_1 antennista 1 ja symboli s_2 antennista 2 (taulukko 1). Toisella ajanjaksolla $t + T$ antennista 1 lähetetään symboli $-s_2^*$ ja antennista 2 symboli s_1^* missä $(.)^*$ tarkoittaa kompleksikonjugaattia.

Taulukko 1. Enkoodaus Alamoutin järjestelmässä [Alamouti 1998].

	Lähetinantenni 1	Lähetinantenni 2
Aika t	s_1	s_2
Aika $t + T$	$-s_2^*$	s_1^*

Häipymisen oletetaan olevan kahden peräkkäisen symbolin ajan vakio. Tällöin

$$\begin{aligned} h_{11}(t) = h_{11}(t+T) = h_{11} = \alpha_{11}e^{j\theta_1} \\ h_{12}(t) = h_{12}(t+T) = h_{12} = \alpha_{12}e^{j\theta_2} \end{aligned} \quad (4.1)$$

missä T on symbolin kesto.

Vastaanotetut signaalit ovat muotoa

$$\begin{aligned} r_1 = r_1(t) = h_{11}s_1 + h_{12}s_2 + n_1 \\ r_2 = r_2(t+T) = -h_{11}s_2^* + h_{12}s_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (4.2)$$

jossa r_1 ja r_2 ovat vastaanotetut signaalit ja n_1 ja n_2 kompleksiarvoiset Gaussiset satunnaismuuttujat ilmentämässä kanavan aiheuttamia häiriöitä ja kohinaa.

Kombinaattori muodostaa vastaanotettujen signaalien sekä kanavaparametrien h_{11}^* ja h_{12}^* perusteella kaksi signaalia

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 = h_{11}^*r_1 + h_{12}r_2^* \\ \tilde{s}_2 = h_{12}^*r_1 - h_{11}r_2^* \end{aligned} \quad (4.3)$$

jotka voidaan ilmaista myös muodossa

$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= (\alpha_{11}^2 + \alpha_{12}^2)s_1 + h_{11}^*n_1 + h_{12}n_2^* \\ \tilde{s}_2 &= (\alpha_{11}^2 + \alpha_{12}^2)s_2 - h_{11}n_2^* + h_{12}^*n_1\end{aligned}\quad (4.4)$$

Nämä signaalit lähetetään Maximum Likelihood-dekooderille. Sääntönä signaalille s_1 dekooderilla on, että se valitsee symbolin s_i jos ja vain jos

$$(\alpha_{11}^2 + \alpha_{12}^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq (\alpha_{11}^2 + \alpha_{12}^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_k), \quad \forall i \neq k, \quad (4.5)$$

missä d^2 on Euklidinen etäisyys muuttujien välillä.

Kun kyseessä on PSK-moduloidut signaalit, joissa energiakonstellaatio on yhtenäinen,

$$|s_i|^2 = |s_k|^2 = E_s, \quad \forall i, k, \quad (4.6)$$

missä E_s on signaalin energia. Sääntö voidaan yksinkertaistaa muotoon valitse s_i jos ja vain jos

$$d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_1, s_k), \quad \forall i \neq k. \quad (4.7)$$

Samat säännöt pätevät myös signaalille s_2 . Valitaan s_i jos ja vain jos

$$(\alpha_{11}^2 + \alpha_{12}^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_2, s_i) \leq (\alpha_{11}^2 + \alpha_{12}^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_2, s_k), \quad \forall i \neq k, \quad (4.8)$$

ja PSK-moduloidun signaalin tapauksessa s_i jos ja vain jos

$$d^2(\tilde{s}_2, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_2, s_k), \quad \forall i \neq k. \quad (4.9)$$

Näiden sääntöjen perusteella dekooderi muodostaa signaalien s_1 ja s_2 Maximum Likelihood-estimaatit \hat{s}_1 ja \hat{s}_2 .

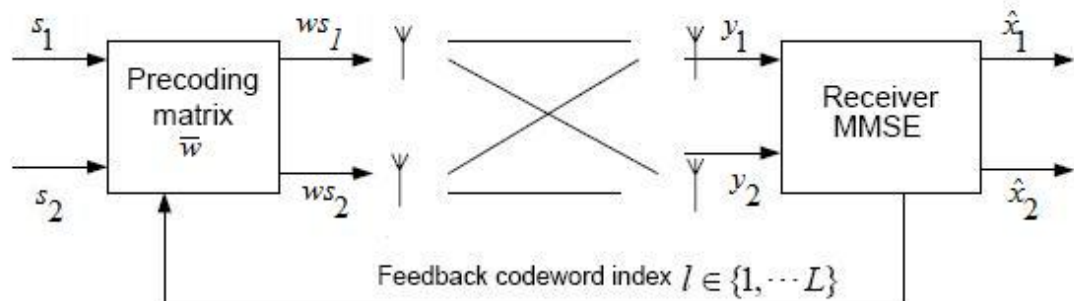
Alamoutin menetelmä voidaan laajentaa käytettäväksi myös kahden lähetinantennin ja kahden vastaanotinantennin järjestelmässä (2x2 MIMO) [Alamouti 1998]. Tällöin lähetin- ja vastaanotinantennien välisten kanavien määrä kasvaa kaksinkertaiseksi.

4.3. Takaisinkytketty esikoodaus

Edellisessä kappaleessa esitelty Alamoutin menetelmä on esimerkki tila-aikakoodausmenetelmästä. Signaalin moninaiseen lähettämiseen käytetään myös muita tekniikoita. Toinen tällainen tekniikka on tilallinen kanavointi. Siinä jokaisesta lähetinantennista lähetetään samanaikaisesti oma datavirta. Alamoutin menetelmästä poiketen tilallisessa kanavoinnissa eri datavirrat häiritsevät toisiaan vastaanottimessa [Biglieri 2007]. Tilalliseksi kanavointitekniikaksi luokitellaan takaisinkytketty esikoodaus.

Esikoodauksen tarkoituksena on käyttää lähettimessä hyväksi tiedossa olevaa informaatiota kanavan tilasta ja tämän avulla pyrkiä parantamaan järjestelmän suorituskykyä vähentämällä tiedossa olevien häiriöiden vaikutusta vastaanottimessa jo etukäteen [Biglieri 2007]. Esikoodausmenetelmiä on olemassa runsaasti. Yksi LTE-järjestelmissä käytössä oleva menetelmä on takaisinkytketty esikoodaus, jota myös tässä työssä käytämme.

Takaisinkytketyssä esikoodausjärjestelmässä (kuva 4) lähettimen ja vastaanottimen välillä on takaisinkytkentä, jonka kautta vastaanotin lähettää tietoa kanavan tilasta lähettimelle. Tiedon perusteella lähetin valitsee sopivimman koodisanan lähetettävän symbolin koodaukseen [Gidlund 2005].



Kuva 4. Takaisinkytketty esikoodausjärjestelmä [IEEE 2004].

Kanavan signaalimalli voidaan yksinkertaisimmillaan esittää muodossa

$$\bar{y} = \bar{H}\bar{w}s + \bar{n}, \quad (4.10)$$

missä \bar{y} on $N_R \times 1$ vektori, \bar{H} on $N_R \times N_T$ kanavamatriisi, \bar{w} on $N_T \times 1$ koodisanavektori, s on $N_T \times 1$ symbolivektori ja \bar{n} on $N_R \times 1$ kohinavektori.

Takaisinkytketyssä esikoodauksessa etsitään koodisana, joka tuottaa kanavassa kyseisellä ajan hetkellä suurimman amplitudin arvon eli vahvistaa eniten lähetettävää signaalia. Tätä varten on määritetty koodikirja, joka sisältää tietyn lähetysantenneista riippuvaisen määrän lähettimen ja vastaanottimen tiedossa olevia koodisanoja. Näistä koodisanoista kyseiseen tilanteeseen optimaalisin sana valitaan algoritmilla

$$\bar{w}(\bar{H}) = \arg \max \bar{w}^H \bar{H}^H \bar{H} \bar{w}, \quad (4.11)$$

missä $(\cdot)^H$ on matriisin kompleksikonjugaattitranspoosi [Tirkkonen 2009]. Lähetettävä symboli kerrotaan koodisanalla yhtälön (4.17) mukaisesti ja siirretään kanavan \bar{H} yli.

Kanavan signaaliin aiheuttamien vääristymien korjaukseen käytetään vastaanottimessa MMSE-algoritmia, joka minimoi kanavan aiheuttaman keskimääräisen neliövirheen. MMSE-estimaattori saadaan yhtälöstä

$$\bar{W} = (\bar{H}_R^H \bar{H}_R + \sigma_N^2 I)^{-1} \bar{H}_R^H, \quad (4.12)$$

missä σ_N^2 on kohinan varianssi, I identiteettimatriisi ja $\bar{H}_R = \bar{H}\bar{W}$. Symbolin x estimaatti on tällöin

$$\hat{x} = \bar{W}\bar{y}. \quad (4.13)$$

Takaisinkytkennän avulla vastaanotin lähettää lähettimelle kyseisellä ajan hetkellä suurimman amplitudin tuottavan koodisanan indeksin. Ennalta määritetty koodikirja vähentää takaisinkytkennän kautta siirrettävän tiedon määrää, kun koko kanavan tilan tai koodisanan siirron sijasta riittää valitun koodisanan indeksin siirto. Indeksien siirtoon tarvittavien bittien määrä määräytyy koodikirjan koon mukaan [IEEE 2004].

4.4. Yhteenveto

Olemme käyneet tässä luvussa läpi tiedonsiirtokanavien määrittelyä, ominaisuuksia sekä kanavamalleja. Tämän perusteella olemme huomanneet, että kanavamallien monimutkaisuus voi vaihdella huomattavasti. Olemme tutustuneet lyhyesti tässä luvussa LTE-tekniikkaan ja läpikäyneet syvällisemmin kaksi LTE-järjestelmässä käytettävää koodaustekniikkaa. Luvussa 5 määrittelemme tarkemmin simuloitavat kanavamallit sekä esittelemme simuloinneissa käytettävät siirtojärjestelmät.

5. Simuloitava järjestelmä

Tässä luvussa esittelemme simuloinneissa käytettävät kanavamallit sekä siirtojärjestelmät. Käytettäviä kanavamalleja ovat kolme monimutkaisuudeltaan eritasoista mallia. Simuloitavia järjestelmiä on puolestaan kaksi. Simuloitavat järjestelmät ovat LTE-järjestelmiä alasuuntaisessa linkissä. Kanavamallit ja siirtojärjestelmät on toteutettu käyttäen Matlabia.

5.1. Simuloinneissa käytettävät kanavamallit

Tässä työssä simuloitavina kanavamalleina toimivat moniantennijärjestelmille tarkoitettut erilaiset mallit. Käytämme simuloinneissa luvussa 3. esiteltyjä tilallista kanavamallia sekä viivelinjakanavamalleja.

Edellä mainitut kanavamallit voidaan monimutkaisuutensa perusteella jakaa kolmeen tasoon. Ensimmäisenä on täysi sirottimien satunnaismallinnukseen perustuva kanavamalli, eli tässä tapauksessa tilallinen kanavamalli. Toisena on tapillinen viivelinjamalli, jossa kanavan korrelaatiomatriisi on määritetty kiinteiden amplitudiparametrien ja antennirakenteen perusteella. Korrelaatiomatriisissa amplitudin arvot ovat kiinteät, mutta lähetyskulmat ovat satunnaiset. Kolmantena tasona on tapillinen viivelinjamalli, jossa kanavan korrelaatiomatriisi on määritetty kiinteiden kulmaparametrien ja antennirakenteen perusteella. Korrelaatiomatriisin arvot ovat kiinteät. Näitä kolmea eritasoista kanavamallia vertaamme simuloinneissa toisiinsa.

Tilallinen kanavamalli on näistä kolmesta eritasoisesta kanavamallista monipuolisin, mutta myös toiminnaltaan monimutkaisin. Se tarjoaa useita erilaisia mallinnusvaihtoehtoja (kappale 3.1). Sirottimien satunnaismallintaminen vaatii runsaasti erilaisia parametreja ja algoritmeja ja siten myös laskentatehoa. Tilallisesta

kanavamallista on käytetty sen yleisesti saatavilla olevaa ja paljon käytettyä Matlab-toteutusta [Salo 2005]. Poiketen tilalliseen kanavamalliin määrittelystä (kappale 3.1.) [3GPP 2003d] Matlab-toteutuksesta on jätetty pois kaukosirottavan ryppään malli.

Tilallisesta kanavamallista on käytetty mahdollisimman yksinkertaistettua versiota simulointien helpottamiseksi. Kappaleessa 3.1. lueteltuja kanavamallin vaihtoehtoisia ominaisuuksia ei ole käytetty. Kanavamatriisi lasketaan yhtälön (3.1) mukaisesti. Kanavamuuttujien välinen korrelaatio on mallissa toteutettu määrittämällä korreloivien muuttujien eli viivehajonnan, kulmahajonnan ja varjohäipymän välille korrelaatiokertoimet ja laskemalla niiden perusteella muuttujien korreloituneet arvot. Etenemisvaimennusta ja varjohäipymää ei ole huomioitu matriisin arvoja laskettaessa.

Tilallisessa kanavamallissa signaali etenee lähettimestä vastaanottimeen kuutta polkua pitkin. Kunkin polun kanavakertoimet lasketaan yhteen jolloin saadaan kanavan kokonaisvaikutus kyseisellä ajanhetkellä. Polkujen välillä ei oleteta olevan viivettä.

Viivelinjakanavamallit on nimestään huolimatta toteutettu jatkuvina yksipolkuisina häipyvinä Rayleigh-kanavina. Tämä on erona myös tilalliseen kanavamalliin nähden, jossa polkuja on kuusi. Viivelinjakanavamallit vaativat myös huomattavasti vähemmän parametreja verrattuna tilalliseen kanavamalliin.

Korreloimaton Rayleigh-jakautunut kanavaparametri muodostetaan luomalla kompleksinen normaalijakautunut satunnaisluku, jonka teho $P=1$. Korreloimaton kanavaparametri muunnetaan korreloiduksi kertomalla se yhtälön (2.24) mukaisesti lähetyspään ja vastaanottopään korrelaatiomatriiseilla R_T ja R_R . Korrelaatiomatriisit määräytyvät käytetyn kanavamallin perusteella.

Tason kaksi kanavamallissa kiinteäamplitudinen korrelaatiomatriisi satunnaisilla lähetyskulmilla kuvaa korrelaatiota yhtenäisen lineaarisen antenniryhmän mukaisesti. Lähetyspäässä käytetään korrelaatiomatriisia

$$R_T = \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 & \alpha^3 \\ \alpha & 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 & \alpha \\ \alpha^3 & \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.1)$$

jonka kertoimet saadaan määriteltyä lähettimen keskimääräisen amplitudikorrelaatiokertoimen ρ_{av} perusteella. Tällöin

$$\alpha = \rho_{av} e^{i\varphi}, \quad (5.2)$$

missä φ on satunnainen lähetyskulma. Korrelaatiomatriisista käytetään joko koko matriisia tai antennirakenteen mukaan määräytyvää osamatriisia. Tässä työssä käytetään kahta lähetin- ja yhtä vastaanotinantennia, millä perusteella lähetyspään korrelaatiomatriisi supistuu muotoon

$$R_T = \begin{bmatrix} 1 & \alpha \\ \alpha & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

Vastaanottimessa on vain yksi antenni, mistä syystä vastaanotinpäässä ei esiinny korrelaatiota.

Kiinteällä korrelaatiomatriisilla toteutetussa kanavamallissa on lähettimessä käytetty valmista etukäteen määritettyä korrelaatiomatriisia. Myös tässä tapauksessa lähetyspään korrelaatiomatriisi on matriisin (5.3) muotoinen. Lähetyspään korrelaatiomatriisin kertoimet on muodostettu yhtälön (5.2) mukaisesti. Kertoimelle on annettu kiinteä amplitudikorrelaatiokerroin ρ_{av} sekä kiinteä lähetyskulma φ . Erona tason kaksi kiinteäamplitudiseen malliin on siten lähetyskulma φ , joka kiinteäamplitudisessa mallissa on satunnainen. Myöskään tason kolme kiinteäarvoisessa mallissa ei esiinny

korrelaatiota vastaanottopäässä. Näitä kolmea edellä kuvattua kanavamallia simuloimme seuraavassa kappaleessa esiteltävissä siirtojärjestelmissä.

5.2. Simuloinneissa käytettävät järjestelmät

Simuloinneissa on käytetty kahta 2x1 MISO-tyyppistä järjestelmää. Ensimmäisessä järjestelmässä signaalin moninaiseen lähettämiseen käytetään Alamoutin tila-aikakoodausmenetelmää, jälkimmäisessä takaisinkytkettyä esikoodausta. Poiketen varsinaisista LTE-järjestelmistä simuloinneissa käytetyissä järjestelmissä ei ole käytetty OFDM-modulointia. Järjestelmät on toteutettu mahdollisimman yksinkertaisina simulointien helpottamiseksi, eikä kanavamallien vertailu vaadi OFDM-moduloinnin käyttöä.

5.2.1. Järjestelmien yleinen toiminta

Kummankin järjestelmän (kuvat 5 ja 6) toiminta on simulaatioissa perustaltaan samanlainen. Simulaatiossa luodaan aluksi satunnainen tasajakautunut infobittijono x , joka on pituudeltaan 10^3 bittiä. Bittijono moduloidaan QPSK/4-QAM-symboleiksi. Yhden symbolin teho normalisoidaan arvoon $P_s = 1$. QPSK/4-QAM-tekniikkaa käytetään simulointien yksinkertaistamiseksi. LTE-järjestelmissä käytetään myös 16- ja 64-QAM tekniikoita.

Signaali lähetetään käyttäen kahta lähetysantennia. Lähetys tapahtuu yli häipyvän kanavan. Kanavan vaste on hitaasti ajan mukana muuttuva. Kanavan yli siirrettyyn signaaliin summataan AWGN-tyyppistä kohinaa, jonka varianssi $\sigma_N^2 = 1$.

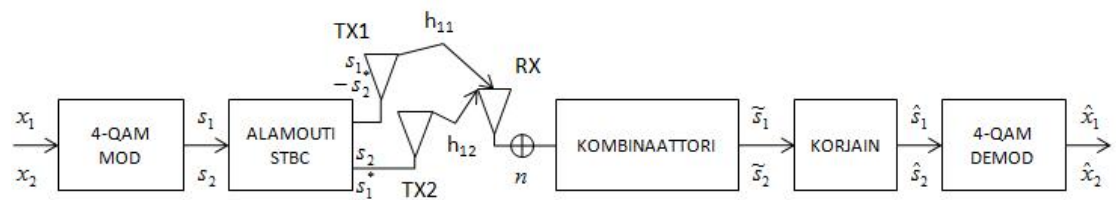
Signaali vastaanotetaan yhdellä vastaanotinantennilla. Vastaanotettu signaali korjataan järjestelmän käyttämällä korjaimella ja korjatut symbolit muunnetaan takaisin QPSK/4-

QAM-symboleiksi ja demoduloidaan binääriseksi infobittijonoksi \hat{x} . Bittijonojen x ja \hat{x} perusteella lasketaan bittivirhesuhde lähetetyn sekä vastaanotetun, korjatun signaalin välillä.

Tämä on kummankin käytettävän järjestelmän toiminta peruspiirteiltään. Seuraavassa kahdessa kappaleessa esittelemme tarkemmin käytetyt järjestelmät.

5.2.2. 2x1 MISO Alamoutin algoritmilla

Alamoutin algoritmilla toteutetussa 2x1 MISO-järjestelmässä (kuva 5) lähetetään liikkeelle infobiteistä muodostetuista 4-QAM-symboleista s_1 ja s_2 . Symbolit tila-aikakoodataan lähetettäväksi kahdesta antennista käyttäen Alamoutin algoritmia (taulukko 1).

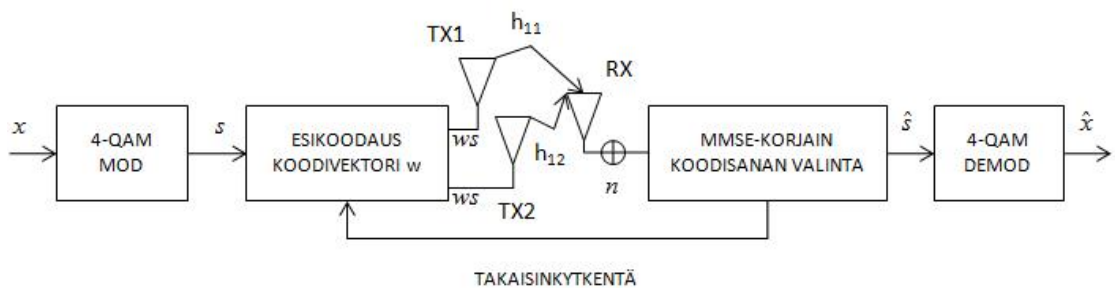


Kuva 5. 2x1 MISO Alamoutin algoritmilla.

Vastaanotinantenni vastaanottaa kaksi häipyvän kanavan yli siirrettyä signaalia ja summaa vastaanottamansa signaalit. Kanavassa signaaliin aiheutuneiden vääristymien korjaus tapahtuu yhtälöiden (4.3), (4.7) ja (4.9) mukaisesti. Kanavan oletetaan olevan vastaanottimessa tunnettu. Vastaanotin yhdistää vastaanottamansa signaalit signaaleiksi \tilde{s}_1 ja \tilde{s}_2 ja muodostaa niistä signaalien s_1 ja s_2 estimaatit \hat{s}_1 ja \hat{s}_2 . Näiden estimaattien perusteella suoritetaan signaalien demodulointi.

5.2.3. 2x1 MISO takaisinkytketyllä esikoodauksella

Myös 2x1 MISO-järjestelmässä takaisinkytketyllä esikoodauksella (kuva 6) lähetetään liikkeelle infobiteistä muodostetuista 4-QAM-symboleista. Järjestelmässä sama moduloitu signaali s lähetetään esikoodattuna kummastakin lähetysantennista. Esikoodausvektorin w määrittämiseen käytetään takaisinkytkentää. Vektori valitaan lähettimen ja vastaanottimen tiedossa olevasta koodikirjasta.



Kuva 6. 2x1 MISO takaisinkytketyllä esikoodauksella.

Kanava oletetaan vastaanottimessa tunnetuksi. Vastaanotin laskee sen perusteella sillä hetkellä kanavalle optimaalisimman koodisanan yhtälön (4.11) mukaisesti ja lähettää valitun koodivektorin indeksin lähettimelle. Lähetin esikoodaa lähetettävät signaalit valitulla koodivektorilla ja lähettää ne kahdesta antennista kanavan yli vastaanottimelle. Vastaanotettu signaali on täten yhtälön (4.10) mukainen.

Vastaanotetun signaalin korjaamiseen käytetään MMSE-algoritmia (4.12). Algoritmi minimoi signaalin keskimääräisen neliövirheen. Korjain näkee kanavan kanavamatriisin ja käytetyn esikoodausvektorin tulona, eli $\bar{H}_R = \bar{H}w$. Tällä perusteella se laskee MMSE-estimaatin, joka minimoi kanavan signaaliin aiheuttaman vääristymän. Lähetetyn signaalin estimaatti vastaanottimessa lasketaan yhtälön (4.13) perusteella. Näin saatu signaali \hat{s} muunnetaan demoduloimalla takaisin infobiteiksi.

5.3. Yhteenveto

Luvussa 5 olemme määritelleet tarkemmin simuloinneissa käytettävät kanavamallit sekä esitelleet simuloinneissa käytössä olevat siirtojärjestelmät. Lähdemme seuraavassa luvussa selvittämään, millaisia eroja simulointien avulla tilallisen kanavamallin ja viivelinjakanavamallien välille löydämme.

6. Simuloinnit

Tässä luvussa käymme läpi suoritettavat simuloinnit sekä niissä käytettävät parametrit. Simuloinneissa käytettävät kanavamallit sekä siirtojärjestelmät on esitelty edellisessä luvussa. Simulointitapauksia on yhteensä viisi. Esittelemme näistä simuloinneista saadut tulokset.

6.1. Yleistä simuloinneista

Simulointien tarkoituksena on tutkia tilallista kanavamallia sekä tapillisina viivelinjoina toteutettuja moniantennijärjestelmien kanavamalleja ja verrata niistä saatuja tuloksia. Simuloitavina järjestelminä käytämme luvussa viisi tarkemmin esiteltyjä MISO-tyyppisiä järjestelmiä, joista toisessa käytetään lähetystekniikkana Alamoutin menetelmää ja toisessa takaisinkytkettyä esikoodausta. Tulosten vertaaminen näiden kahden järjestelmän välillä tapahtuu BER-käyrien perusteella. Kanavamalleina toimivat niin ikään luvussa viisi esitelty kolme eritasoista mallia.

Takaisinkytketyllä esikoodauksella toteutetussa siirtojärjestelmässä käytössä ovat koodikirjat, joiden sisältämällä koodivektoreilla kanavassa siirrettävän signaalin esikoodaus tapahtuu. Tutkimme tarkemmin käytettyjen kanavamallien ja koodikirjojen välistä käyttäytymistä käyttäen apuna BER-käyrien lisäksi myös käytettyjen koodivektorien jakaumia sekä SNR-vahvistusta eli esikoodauksen signaaliin tuottamaa keskimääräistä vahvistusta.

Simulointien suorittamista varten on tarvittu joukko yleisiä sekä kanavamallikohtaisia parametreja. Yleiset jokaisessa simuloinnissa käytetyt parametrit on esitetty taulukossa kaksi. Keskitajuus on valittu LTE-järjestelmissä käytettävien taajuusalueiden perusteella.

Taulukko 2. Yleiset simulointiparametrit.

Keskitaajuus	2,6 GHz
Lähetinantennien määrä	2
Vastaanotinantennien määrä	1
Siirrettävän bittikehyksen koko	10^3 bittiä

Kanavamallikohtaiset parametrit on esitelty kunkin kanavamallin yhteydessä. Simuloidut kanavat ovat hitaasti häipyviä. Alamoutin menetelmää käyttävässä siirtojärjestelmässä kanavan tila pysyy algoritmin määrittelystä johtuen vakiona vähintään kahden symbolin siirron ajan. Takaisinkytketyllä esikoodauksella toteutetussa järjestelmässä kanava säilyttää tilansa vähintään yhden symbolin siirron ajan.

Takaisinkytketyllä esikoodauksella toteutetun järjestelmän simuloinneissa käytössä ovat koodikirjat. Simuloinneissa käytämme yhteensä seitsemää kirjaa.

Koodikirja 1

$$w_{1,1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, w_{1,2} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, w_{1,3} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, w_{1,4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}, w_{1,5} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ i \end{bmatrix}, w_{1,6} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -i \end{bmatrix}$$

on LTE-järjestelmien avoimeen sekä takaisinkytkettyyn esikoodaukseen määritelty koodikirja [3GPP 2009b]. Kirjaan on sisällytetty myös koodivektorit 1,1 ja 1,2 jotka eivät enää kuulu LTE-koodikirjaan. Koodikirja 2

$$w_{2,(n+1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{i\frac{\pi}{3}n} \end{bmatrix}, n = 0, \dots, 5$$

on mode 1-perustainen tasajakautunut kirja. Näitä kahta koodikirjaa on käytetty kaikissa simulointitapauksissa.

Viivelinjakanavamallien simuloinneissa on käytetty myös viittä muuta koodikirjaa. Koodikirja 3

$$w_{3,1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, w_{3,2} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, w_{3,3} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, w_{3,4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$$

on vektoreiltaan koodikirjan 1 osakirja. Koodikirja 4

$$w_{4,1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{i\frac{\pi}{4}} \end{bmatrix}, w_{4,2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -e^{i\frac{\pi}{4}} \end{bmatrix}, w_{4,3} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ ie^{i\frac{\pi}{4}} \end{bmatrix}, w_{4,4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -ie^{i\frac{\pi}{4}} \end{bmatrix}$$

on koodikirjan 2 lailla mode 1-perustainen. Koodikirja 5

$$w_{5,1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, w_{5,2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$$

ja koodikirja 6

$$w_{6,1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, w_{6,2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}, w_{6,3} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ i \end{bmatrix}, w_{6,4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -i \end{bmatrix}$$

ovat koodikirjan 1 osakirjoja. Koodikirja 7

$$w_{4,(n+1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{i\frac{\pi}{4}n} \end{bmatrix}, n = 0, \dots, 7$$

on koodikirjan 2 tavoin mode 1-perustainen tasajakautunut kirja.

Simulointitapauksia on yhteensä viisi ja simuloinnit on suoritettu Matlabilla, jonka avulla käytetyt siirtojärjestelmät on mallinnettu. Kanavien mallinnukseen on käytetty tilallisen kanavamallin Matlab-toteutusta [Salo 2005]. Simuloinnit on toteutettu Monte Carlo-tyyppisesti. Simuloinneissa bittikehystä on kunkin bittikohtaisen signaali-kohinasuhteen arvon kohdalla ajettu kunnes 5000 bittivirheen määrä on tullut täyteen. Tämän perusteella on laskettu signaalin bittivirhesuhde.

6.2. Tilallinen kanavamalli

Tilallinen kanavamalli on simuloinneissa käytettävistä kanavamalleista monimutkaisin, ja se vaatii toimiakseen runsaasti parametreja. Tilallisen kanavamallin simuloinneissa on käytetty taulukon kolme mukaisia parametreja.

Taulukko 3. Tilallisen kanavamallin parametrit [Salo 2005].

Päätelaitteen nopeus	250 km/h
Polkujen määrä	6
Alipolkujen määrä	20
Aikanäytteiden määrä puolta aallonpituutta kohden	2
Tukiaseman kulmahajonta makrosolussa	8°
Viiveen näytteistysväli	$5 \cdot 10^{-9}$
Tukiaseman antenniryhmän säteilykuvio	1
Tukiaseman antenniryhmän säteilykuvion atsimuuttikulmat	$[-180^\circ, 180^\circ]$
Tukiaseman antennien etäisyys	0,5 aallonpituutta

Päätelaitteen antenniryhmän säteilykuvio	1
Päätelaitteen antenniryhmän säteilykuvion atsimuuttikulmat	$[-180^\circ, 180^\circ]$
Päätelaitteen antennien etäisyys	0,5 aallonpituutta
Interpolaatiomenetelmä	kuutiomainen
Esteettömän yhteyden lähtökulma tukiaseman ja päätelaitteen välillä, tukiaseman antenniryhmän sivusuunnan suhteen	$U(-180^\circ, 180^\circ)$
Tukiaseman ja päätelaitteen välisen esteettömän yhteyden ja päätelaitteen sivusuunnan välinen kulma	$U(-180^\circ, 180^\circ)$
Päätelaitteen suunta	$U(-180^\circ, 180^\circ)$
Päätelaitteen korkeus	1,5 m
Tukiaseman korkeus makrosolussa	32 m
Tukiaseman korkeus mikrosolussa	12 m
Tukiaseman ja päätelaitteen etäisyys makrosolussa	max. 3000 m
Tukiaseman ja päätelaitteen etäisyys mikrosolussa	max. 200 m

Parametrien arvot ovat lähteessä [Salo 2005] määritettyjä yleisiä arvoja. Poikkeuksena on päätelaitteen nopeus, joka on tarkoituksella asetettu suureksi Dopplerin taajuuden vaikutuksen maksimoimiseksi.

Tilallista kanavamallia on simuloitu sekä Alamoutin menetelmällä että takaisinkytketyllä esikoodauksella toteutetuissa siirtojärjestelmissä. Jälkimmäisissä simuloinneissa koodikirjoina on käytetty kirjoja 1 ja 2.

6.3. Viivelinjakanavamalli kiinteäamplitudisella korrelaatiomatriisilla

Kiinteäamplitudisella korrelaatiomatriisilla toteutetussa kanavamallissa korrelaatiomatriisin amplitudiarvot ovat vakioita, mutta lähetyskulman arvo vaihtelee satunnaisesti. Lähetyskulman φ arvo säilyy samana yhden bittikehyksen siirron ajan, jonka jälkeen se vaihtuu. Amplitudikorrelaation ρ_{av} arvoina on käytetty taulukossa neljä annettuja lukuja. Sekä makro- että mikrosolulle on määritetty oma arvonsa.

Taulukko 4. Simuloinneissa käytetyt korrelaatioparametrit.

PAS_{makro}	5°
$\rho_{av,makro}$	0,97
PAS_{mikro}	15°
$\rho_{av,mikro}$	0,76

Korrelaatiomatriisi muodostetaan yhtälöiden (5.2) ja (5.3) perusteella antaen lähetyskulmalle satunnainen lukuarvo väliltä $[0, 2\pi]$.

Kanavamallia kiinteäamplitudisella korrelaatiomatriisilla on simuloitu, kuten tilallista kanavamalliakin, sekä Alamoutin menetelmällä että takaisinkytketyllä esikoodauksella toteutetuilla siirtojärjestelmillä. Koodikirjoina on käytetty kirjojen 1 ja 2 lisäksi myös kirjoja 3-7. Kirjojen 3-7 avulla on verrattu toisiinsa kanavamallia kiinteällä korrelaatioamplitudilla ja kanavamallia kiinteällä korrelaatiomatriisilla. Tällä on pyritty selvittämään käytetyn koodikirjan vaikutusta kanavamallin käyttäytymiseen sekä etsimään eroja kahden erilaisen kanavamallin väliltä niiden käyttäessä useampaa samanlaista koodikirjaa.

6.4. Viivelinjakanavamalli kiinteällä korrelaatiomatriisilla

Kiinteällä korrelaatiomatriisilla toteutetussa kanavamallissa myös lähetyskulmalle annetaan kiinteä arvo. Tällöin korrelaatiomatriisi säilyy vakiona koko simuloinnin ajan. Simuloinneissa on käytetty taulukon viisi mukaisia parametreja.

Taulukko 5. Simuloinneissa käytetyt korrelaatioparametrit.

PAS_{makro}	5°
$\rho_{av,makro}$	0,97
PAS_{mikro}	15°
$\rho_{av,mikro}$	0,76
φ_1	$-\frac{\pi}{3}$
φ_2	0

Amplitudikorrelaation arvot ovat samat kuin kappaleessa 6.3. Lähetyskulmana on käytetty kahta eri arvoa väliltä $[0, 2\pi]$. Lähetyskulma φ_1 on käytössä koodikirjoilla 1 ja 2 tehdyissä simuloinneissa ja kulma φ_2 puolestaan kirjoilla 3-7 suoritetuissa simuloinneissa. Lähetyskulmat on määritetty siten, että φ_1 suosii tiettyä koodikirjan 2 koodivektoria ja φ_2 tiettyä koodikirjojen 3, 5, 6 ja 7 vektoria. Suosimisella tarkoitetaan, että vastaanottimen valitessa yhtälön (4.11) perusteella optimaalisinta koodikirjan vektoria osuu valinta pääsääntöisesti yhden tietyn vektorin kohdalle. Kiinteällä korrelaatiomatriisilla toteutetulla kanavamallilla on suoritettu samat simuloinnit kuin kiinteällä korrelaatioamplitudilla toteutetulla mallilla.

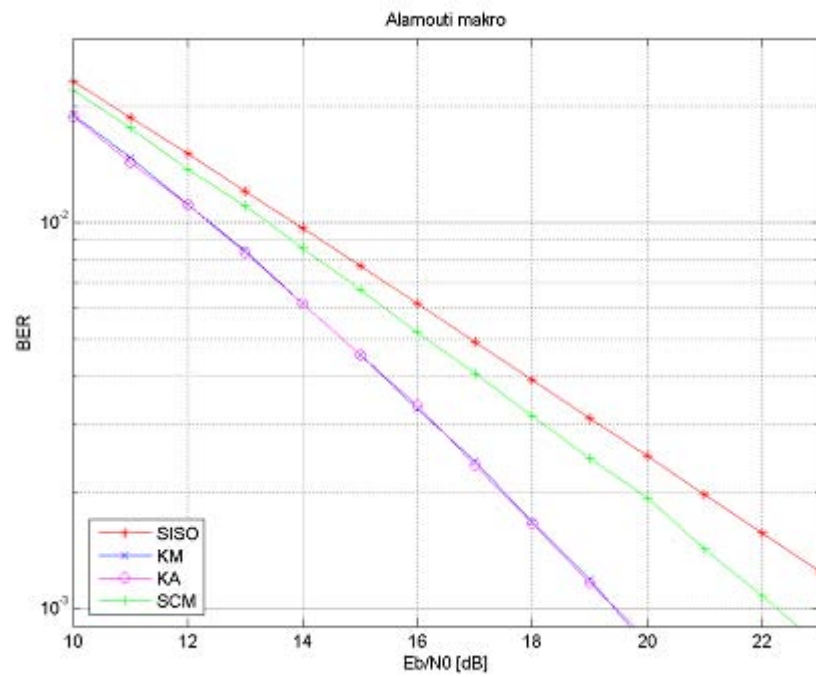
6.5. Simulointien tulokset

Edellisissä kappaleissa olemme käyneet läpi suoritettavat simuloinnit sekä simuloinneissa käytettävät parametrit. Tässä kappaleessa esittelemme simuloinneista saadut tulokset. Tulosten analysoinnin helpottamiseksi käytämme tästä eteenpäin tilallisesta kanavamallista lyhennystä SCM, viivelinjakanavamallista kiinteäamplitudisella korrelaatiomatriisilla lyhennettä KA ja viivelinjamallista kiinteällä korrelaatiomatriisilla lyhennettä KM.

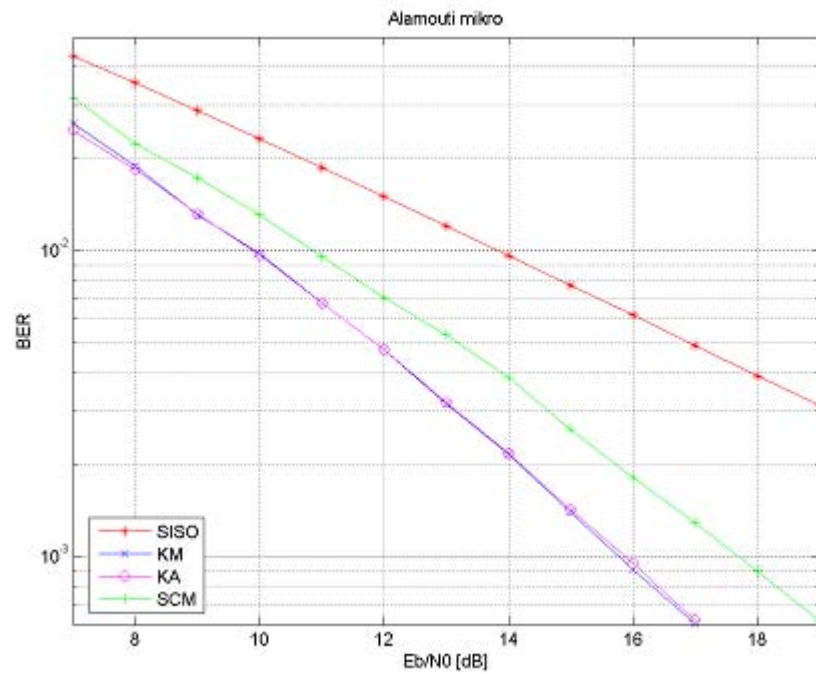
Alamoutin menetelmällä toteutetulla siirtojärjestelmällä saadut tulokset on esitetty kuvissa 7 ja 8. Kuvien tarkasteluväli on valittu siten, että erot eri kanavamallien käyttäytymisen välillä näkyvät selvästi. Tätä väliä ennen ei vielä pystytä näkemään riittävän selviä eroja. Samaa periaatetta on käytetty myös muissa kuvissa. Kuvissa on esitetty vertailukäyränä SISO-tyyppisellä siirtojärjestelmällä saavutettava teoreettinen BER-käyrän minimi (SISO).

Kuvista nähdään mikrosolussa saatavan parempia tuloksia. Tämä on luonnollista, sillä mikrosolussa korrelaatio on vähäisempää. Eroa solutyypin välillä on tarkastelualueella 2–4,5 dB

KM- ja KA-mallit tuottavat keskenään lähestulkoon saman tuloksen kummassakin solutyypissä. SCM-mallin diversiteetti on pienempi kuin KM- ja KA-malleilla ja sen tuottamat BER-arvot ovat suurempia. Eroa KM:in ja KA:in verrattuna on BER-arvon 10^{-3} kohdalla makrosolussa 3 dB ja mikrosolussa 2 dB. Makrosolussa SCM:n diversiteetti on lähellä SISO-käyrän lukua ollen silti hieman suurempi.



Kuva 7. Alamoutin menetelmällä makrosolussa saavutetut BER-käyrät.



Kuva 8. Alamoutin menetelmällä mikrosolussa saavutetut BER-käyrät.

Myös takaisinkytketyllä esikoodauksella toteutetun järjestelmän tulokset ovat mikro- ja makrosolun sekä kanavamallien välillä samansuuntaiset (kuvat 9–12). Tarkastelualueella KM:n ja KA:n antama bittivirhesuhde on pienempi kuin SCM:n kuten Alamoutin menetelmällä toteutetussa järjestelmässäkin. Eroa käyrien välillä BER-arvon 10^{-3} kohdalla on makrosolussa noin 3 dB ja mikrosolussa 2 dB.

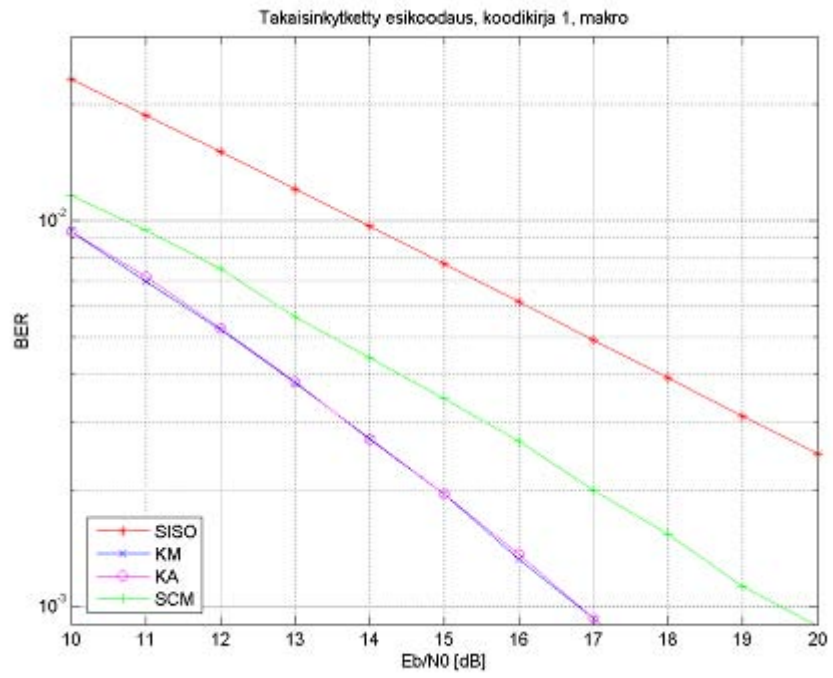
Kuvista nähdään takaisinkytketyllä esikoodauksella toteutetun järjestelmän BER-kärien arvojen olevan pienempiä verrattuna Alamoutin menetelmällä toteutettuun järjestelmään. Eroa järjestelmien välillä on sekä makro- että mikrosolussa 2-3 dB.

Takaisinkytketyllä esikoodauksella toteutetussa järjestelmässä tulokseen vaikuttaa myös käytetty koodikirja. Esimerkkinä koodikirjan vektoreiden jakaumasta on korreloimattoman kanavan jakauma koodikirjoilla 1 ja 2 (taulukko 6). Kummassakin tapauksessa kaikkia kuutta vektoria on käytetty yhtä paljon, eli vektorit ovat tasajakautuneet.

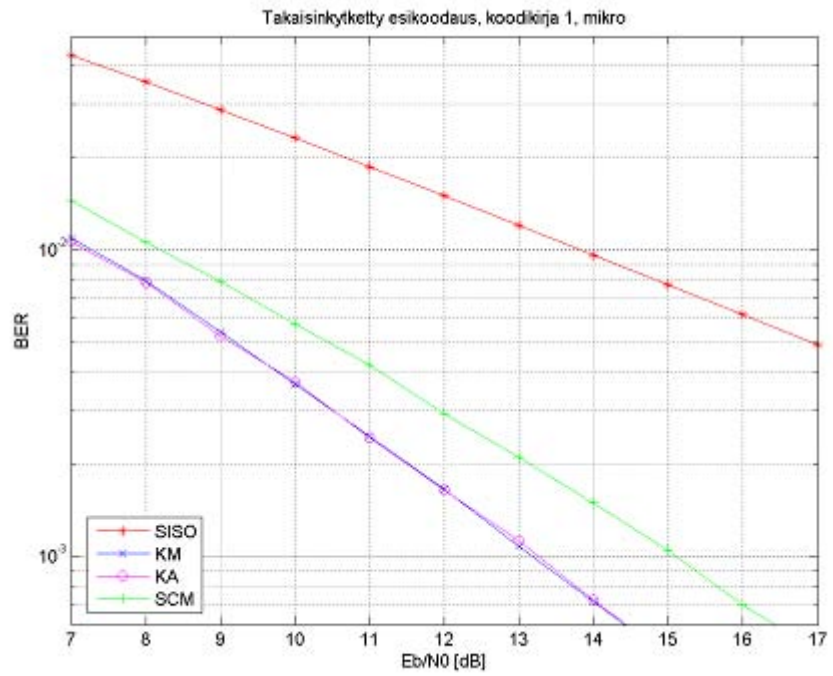
Taulukko 6. Korreloimattoman kanavan koodivektorijakauma.

	Vektori 1 (%)	Vektori 2 (%)	Vektori 3 (%)	Vektori 4 (%)	Vektori 5 (%)	Vektori 6 (%)
Kirja 1	16,7	16,6	16,7	16,6	16,7	16,7
Kirja 2	16,6	16,7	16,7	16,7	16,7	16,7

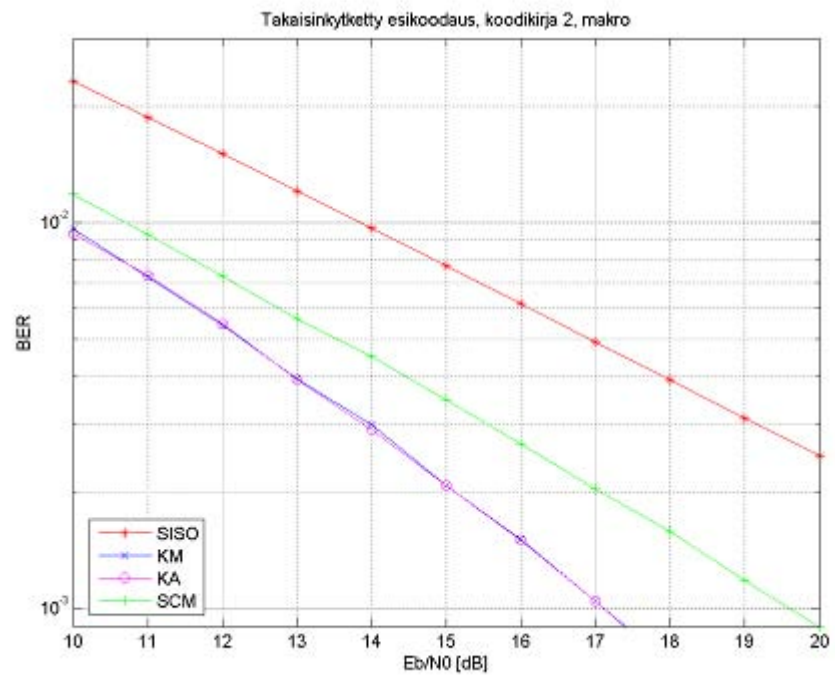
Kuvista 9–12 nähdään kanavamallien BER-käyrien olevan lähestulkoon samansuuruisia huolimatta käytetystä koodikirjasta (kirjat 1 ja 2). Suurempana erona kanavamallien välillä ovat koodikirjan vektoreiden jakaumat. Korreloivassa kanavassa vektoreiden jakaumissa on selviä eroja.



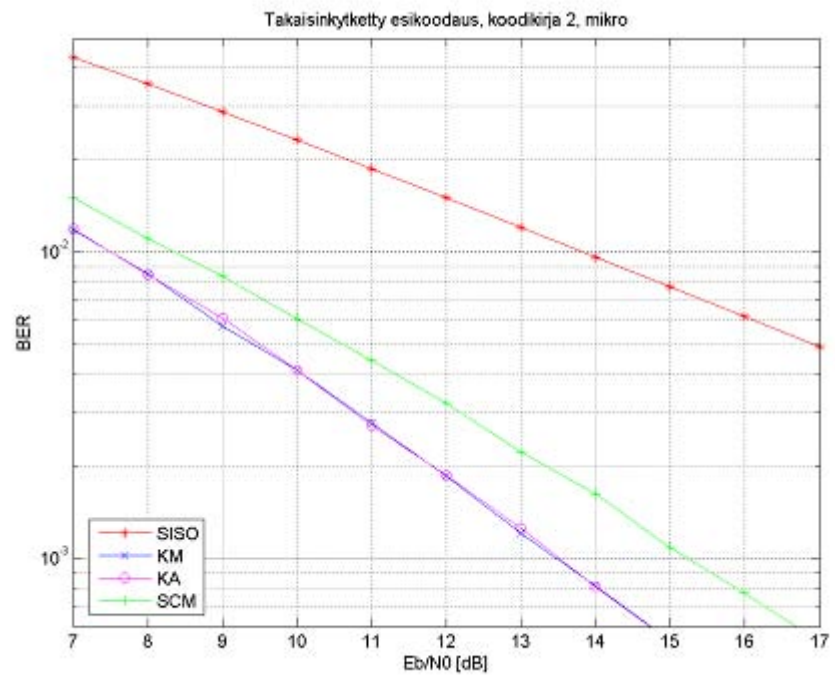
Kuva 9. Takaisinkytketyllä esikoodauksella makrosolussa saavutetut BER-käyrät.



Kuva 10. Takaisinkytketyllä esikoodauksella mikrosolussa saavutetut BER-käyrät.



Kuva 11. Takaisinkytketyllä esikoodauksella makrosolussa saavutetut BER-käyrät.



Kuva 12. Takaisinkytketyllä esikoodauksella mikrosolussa saavutetut BER-käyrät.

KM-malli käyttää makrosolussa koodikirjasta 1 lähes yksinomaan vain vektoria 5 (taulukko 7), eli se suosii kyseistä vektoria. Tämän lisäksi käytössä on pienessä määrin vektori 3. Muita vektoreita käytetään erittäin vähän. KA-malli puolestaan käyttää tasaisesti vektoreita 3-6, muttei juurikaan vektoreita 1 ja 2. Myös SCM-malli käyttää vektoreita 1 ja 2 minimaalisesti. Selvästi eniten käytössä on vektori 4.

Mikrosolussa jakaumat ovat tasaisempia. Kanavamallit käyttävät vektoreita 1 ja 2 moninkertaisesti makrosoluun verrattuna. KM käyttää pitkälti vektoreita 3 ja 5 ja SCM vektoria 4. KA puolestaan käyttää edelleen tasaisesti vektoreita 3-6.

Taulukko 7. Koodikirjan 1 vektoreiden jakaumat eri kanavamalleilla.

	1	2	3	4	5	6
KM makro	1,8	1,8	12,3	0,6	83,1	0,4
KA makro	1,8	1,8	23,7	24,8	24,2	23,8
SCM makro	0,3	0,3	16,3	46,1	17,8	19,2
KM mikro	9,7	9,6	24,2	4,6	48,8	3,1
KA mikro	9,6	9,6	20,1	20,4	19,5	20,8
SCM mikro	6,6	6,6	12,3	40,9	16,6	17,0

Myös koodikirjasta 2 KM suosii makrosolussa yhtä vektoria (taulukko 8), vektoria 2. Kuten kappaleessa 6.4. todetaan, tämä oli kiinteän korrelaatiomatriisin määrittelyssä tavoitteena. KA käyttää nyt tasaisesti kaikkia kuutta vektoria. SCM puolestaan käyttää eniten vektoria 4 ja loppuja vektoreita melko tasaisesti. Mikrosolussa tulokset ovat KA-

ja SCM-mallien kohdalla hyvin samanlaiset kuin makrosolussa. KM-malli käyttää edelleen eniten vektoria 2, mutta myös vektoreita 1 ja 3.

Taulukko 8. Koodikirjan 2 vektoreiden jakaumat eri kanavamalleilla.

	1	2	3	4	5	6
KM makro	4,3	89,7	4,4	0,6	0,4	0,6
KA makro	17,0	16,6	16,9	16,1	16,2	17,2
SCM makro	10,7	11,0	14,5	37,8	14,5	11,4
KM mikro	17,3	53,5	17,3	4,5	3,0	4,5
KA mikro	16,5	16,5	16,4	16,8	16,9	16,8
SCM mikro	10,7	11,6	16,6	33,7	16,4	11,0

Kanavamallien ja koodikirjojen välisen yhteyden tutkimiseksi tarkemmin makrosolussa olemme määritelleet myös koodikirjat 3-7. Lisäksi otamme käyttöön suuren SNR-vahvistus, joka kertoo kuinka paljon käytetty koodaus keskimäärin vahvistaa siirrettävää signaalia verrattuna koodaamattomaan signaaliin.

Verrattaessa toisiinsa kuvien 9–12 KM- ja KA-mallien BER-käyriä makrosolussa ei käytetyllä koodikirjalla ole huomattavaa vaikutusta lopputulokseen. Sen sijaan kanavamallien SNR-vahvistukset (taulukko 9) asettavat koodikirjat paremmuusjärjestykseen. KM-mallia käytettäessä tuottaa koodikirja 2 0,28 dB paremman vahvistuksen kirjaan 1 verrattuna. KA-mallilla sama ero on 0,12 dB. Koodikirja 2 vahvistaa siten signaalia enemmän. Tämä on luonnollinen tulos mallin KM osalta, sillä korrelaatiomatriisin parametrit valittiin suosimaan koodikirjaa 2.

Taulukko 9. SNR-vahvistukset makrosolussa koodikirjoilla 1 ja 2.

Malli	KM 1	KM 2	KA 1	KA 2
Vahvistus (dB)	2,67	2,95	2,76	2,88

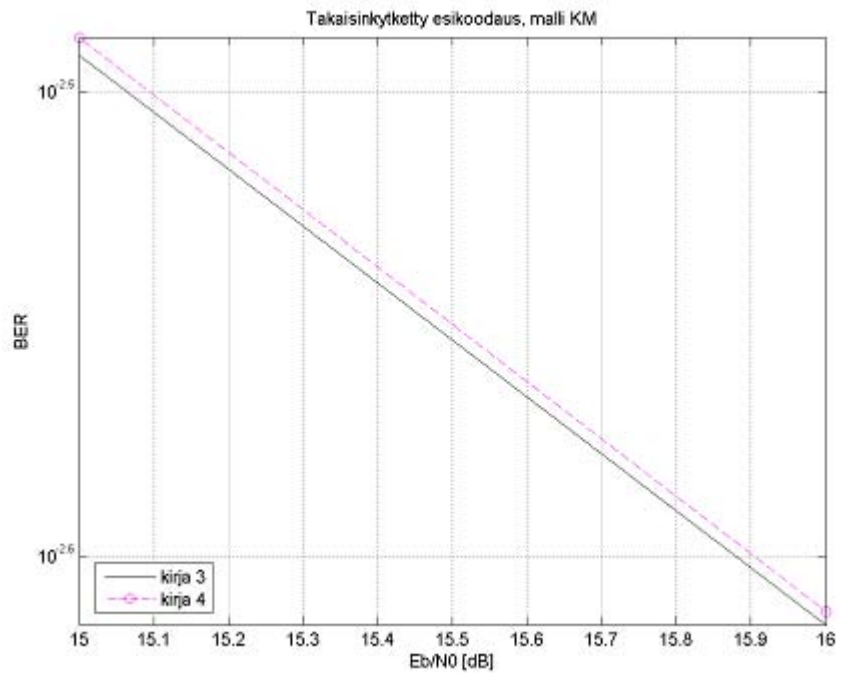
Koodikirjoja 3 ja 4 käytettäessä mallin KM korrelaatiomatriisi on määritetty suosimaan koodikirjan 3 vektoria, joka ei esiinny koodikirjassa 4. SNR-vahvistusten (taulukko 10) perusteella kanavamallien välillä on olemassa selvät erot. KM-mallilla koodikirja 3 tuottaa 0,47 dB paremman vahvistuksen kuin kirja 4. KA-mallilla puolestaan koodikirjalla 4 saadaan aikaan 0,64 dB suurempi vahvistus kuin koodikirjalla 3. Vahvistus ei siten ole kiinni vain käytetystä koodikirjasta, vaan se määräytyy pitkälti käytetyn kanavamallin perusteella.

KM- ja KA-mallien BER-käyrät makrosolussa on esitetty kuvissa 13 ja 14. Käyrien perusteella kanavamallien paremmuusjärjestys on sama kuin SNR-vahvistusten mukaisesti, mutta erot ovat huomattavasti pienemmät. KM-mallilla koodikirja 3 tuottaa noin 0,02 dB paremman tuloksen verrattuna koodikirjaan 4. KA-mallilla koodikirja 4 puolestaan tuottaa noin 0,1 dB paremman tuloksen.

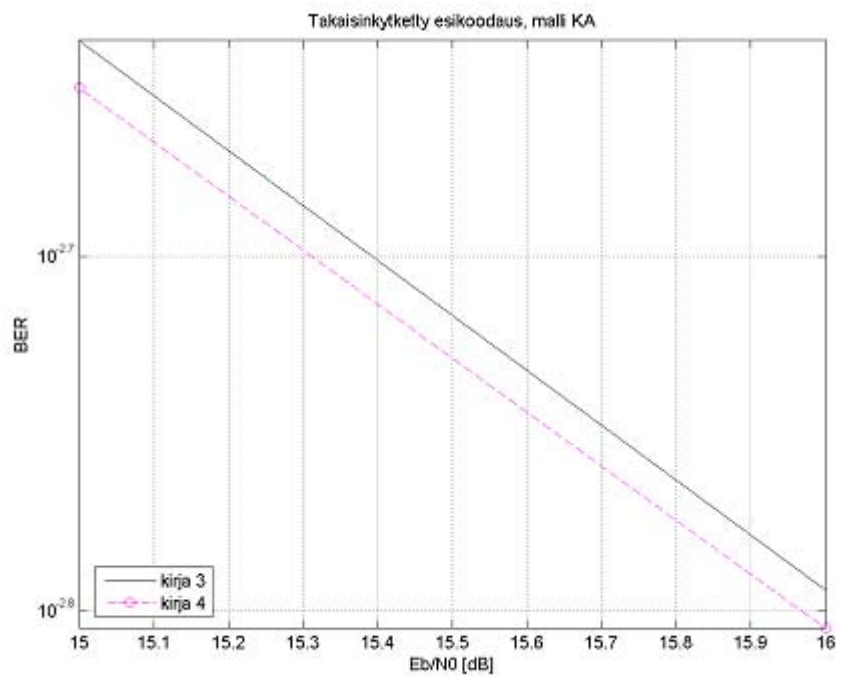
Taulukko 10. SNR-vahvistukset makrosolussa koodikirjoilla 3 ja 4.

Malli	KM 3	KM 4	KA 3	KA 4
Vahvistus (dB)	2,95	2,48	2,12	2,76

Koodivektorien jakaumasta (taulukko 11) nähdään KM-mallin korrelaatiomatriisin suosivan koodikirjan 3 vektoria 3. Koodikirjasta 4 käytössä ovat tasaisesti vektorit 1 ja 4, jotka ovat lähimpänä kolmoskirjan vektoria 3. KA-mallia käytettäessä mitään yksittäistä vektoria ei enää suosita. Kirjasta kolme käytössä ovat pääasiassa vektorit 3 ja 4. Kirjasta 4 KA-malli käyttää tasaisesti kaikkia neljää vektoria.



Kuva 13. KM-mallin BER-käyrät koodikirjoilla 3 ja 4.



Kuva 14. KA-mallin BER-käyrät koodikirjoilla 3 ja 4.

Taulukko 11. Vektorijakaumat makrosolussa koodikirjoilla 3 ja 4.

	1	2	3	4
KM 3	2,3	2,3	94,8	0,5
KM 4	49,3	0,8	0,8	49,2
KA 3	7,7	7,7	42,5	42,2
KA 4	24,5	25,7	25,2	24,7

Taulukko 12. SNR-vahvistukset makrosolussa koodikirjoilla 5, 6 ja 7.

Malli	KM 5	KM 6	KM 7	KA 5	KA 6	KA 7
Vahvistus (dB)	2,94	2,94	2,96	2,14	2,76	2,92

Verrattaessa KM- ja KA-malleja toisiinsa koodikirjoilla 5, 6 ja 7 käytössä on sama KM-mallin korrelaatiomatriisi kuin koodikirjoilla 3 ja 4. KM-malli tuottaa kaikilla koodikirjoilla saman SNR-vahvistuksen (taulukko 12). Korrelaatiomatriisi suosii kustakin koodikirjasta vektoria 1, joka on kaikissa kirjoissa sama (kappale 6.1.). Koodikirjoista 5 ja 6 KM-malli käyttää muita kuin ykkösvektoria olemattoman vähän (taulukko 13). Koodikirjasta 7 käytössä ovat pienissä määrin myös vektorit 2 ja 8, jotka ovat arvoiltaan lähinnä vektoria 1. Käytännössä vain yhden saman vektorin käyttö tuottaa siis keskimääräisesti yhtä suuren vahvistuksen kaikilla kolmella koodikirjalla.

Tilanne KA-mallin kohdalla on puolestaan aivan toinen. Jokaisella kolmella koodikirjalla saadaan toisistaan poikkeava vahvistus (taulukko 12). Eroa koodikirjojen 5 ja 7 välillä on 0,78 dB. Pienin vahvistus saadaan kahden vektorin koodikirjalla ja suurin vastaavasti kahdeksan vektorin kirjalla. KA-malli käyttää tasaisesti kaikkia koodikirjan vektoreita (taulukko 13).

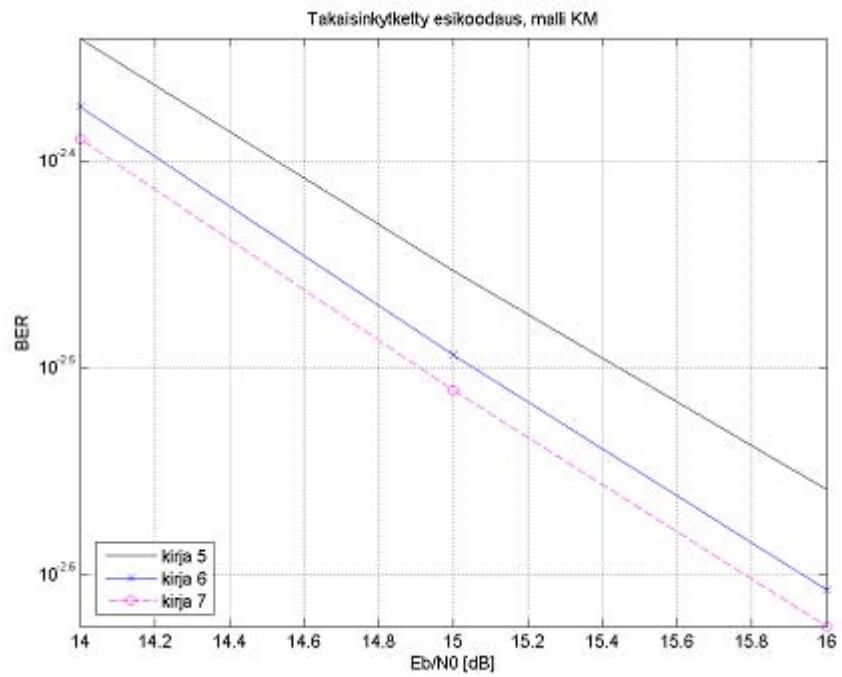
Taulukko 13. Vektorijakaumat makrosolussa koodikirjoilla 5, 6 ja 7.

	1	2	3	4	5	6	7	8
KM 5	98,5	1,5						
KM 6	94,8	0,6	2,3	2,3				
KM 7	83,9	6,8	0,8	0,3	0,3	0,3	0,8	6,8
KA 5	49,7	50,3						
KA 6	25,1	24,9	24,9	25,2				
KA 7	12,3	12,3	12,3	12,6	12,4	12,3	12,9	13,0

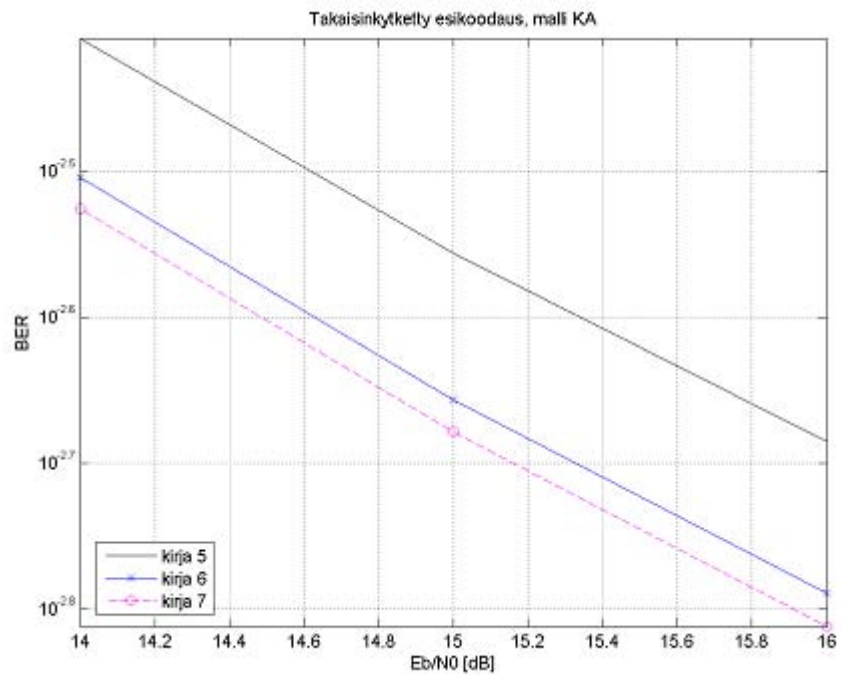
Kuvasta 15 nähdään KM-mallin BER-käyrien poikkeavan täysin SNR-vahvistusten antamista tuloksista. Koodikirjoilla 5-7 ei saavuteta samoja BER-tuloksia. Eroa koodikirjojen 5 ja 7 välillä on 0,5 dB kirjan 7 eduksi ja koodikirjojen 6 ja 7 välillä 0,15 dB samoin kirjan 7 eduksi. Kuvan perusteella BER-käyrien väliset erot määräytyvät enemmän koodikirjan koon kuin SNR-vahvistusten perusteella.

Sen sijaan KA-mallilla (kuva 16) BER-käyrien välillä on lähestulkoon SNR-vahvistusten mukaiset erot. Koodikirjojen 5 ja 7 välillä ero on 0,85 dB ja kirjojen 6 ja 7 välillä 0,15 dB.

Koodikirjoilla 3-7 suoritetuista simuloinneista on nähtävissä käytettävän kanavamallin merkitys. Samankokoisia koodikirjoja käytettäessä kirjojen välinen paremmuus voi vaihdella käytetyn kanavamallin mukaan. Erikokoisilla koodikirjoilla puolestaan erot BER-käyrien ja SNR-vahvistusten välillä vaihtelevat eri kanavamalleilla. Myös käytetyn koodikirjan vektorijakauma antaa suuntaa mallien välisille eroille.



Kuva 15. KM-mallin BER-käyrät koodikirjoilla 5, 6 ja 7.



Kuva 16. KA-mallin BER-käyrät koodikirjoilla 5, 6 ja 7.

6.6. Yhteenveto

Olemme käyneet läpi tässä luvussa työssä suoritettut simuloinnit ja niissä käytetyt parametrit sekä simuloinneista saadut tulokset. Tulosten perusteella olemme havainneet eroavaisuuksia ja yhtäläisyyksiä kanavamallien välillä. Luvussa seitsemän vedämme yhteen tehdyn työn sekä teemme johtopäätöksiä simuloinneista saatujen tulosten perusteella.

7. Johtopäätökset

Tässä työssä olemme tutkineet monimutkaisuudeltaan eritasoisten kanavamallien käyttäytymistä. Olemme verranneet sirottimien satunnaismallinnukseen perustuvan tilallisen kanavamallin käyttäytymistä yksinkertaisempien, viivelinjana toteutettujen moniantennijärjestelmien kanavamallien käyttäytymiseen. Aiheeseen perehtyminen on aloitettu kanavien ja niiden ominaisuuksien tarkastelulla. Olemme käyneet läpi kolme erilailla selektiivistä kanavaa. Olemme myös tutustuneet eritasoisiin kanavamalleihin, jotka ovat käytössä työn simulointiosuudessa. Tarkastelumme kohteena ovat olleet myös LTE-teknikan perusteet sekä kaksi simuloitavissa järjestelmissä käytössä olevaa koodausmenetelmää.

Kokeellisessa osuudessa esittelimme ensin simuloinneissa käytetyt kanavamallit ja siirtojärjestelmät. Mallit ja järjestelmät on toteutettu käyttäen Matlabia, jolla simuloinnit on suoritettu. Kävimme läpi simuloinneissa käytettävät yleiset ja kanavamallikohtaiset parametrit sekä simulointien kulun ja esittelimme simuloinneista saadut tulokset.

Simulointituloksista (kappale 6.4) näemme kanavamallien käyttäytyvän samantapaisesti sekä Alamoutin menetelmällä että takaisinkytketyllä esikoodauksella toteutetuissa järjestelmissä. Järjestelmien välinen ero BER-käyrien perusteella mitattuna on noin 2-3 dB (kuvat 7-12). Ero on suurin piirtein sama sekä makro- ja mikrosoluissa. 2-3 dB:ron järjestelmien välillä aiheuttaa esikoodaus, jota Alamoutin menetelmässä ei käytetä.

Kuvista 7-12 huomaamme KM- ja KA-mallien antavan SCM-mallia parempia BER-arvoja suurilla bittikohtaisen signaali-kohinasuhteen arvoilla. Kuvien tarkastelualueella SCM-mallin diversiteetti on pienempi kuin KM- ja KA-malleilla ja saavutetut BER-arvot siten suurempia. Tämä on suurin ero SCM-mallin sekä KM- ja KA-mallien välillä.

SCM-malli on rakenteeltaan ja toiminnaltaan monimutkaisempi verrattuna KM- ja KA-malleihin ja se on myös yleisesti käytetty. Tällä perusteella voidaan SCM-mallin olettaa

antavan myös realistisempia tuloksia verrattuna yksinkertaisempiin malleihin. KM- ja KA-mallit antavat SCM-malliin verrattuna pienempiä BER-arvoja bittikohtaisen signaali-kohinasuhteen suurilla arvoilla, mikä on syytä huomioida KM- ja KA-malleja käytettäessä.

Tutkimme simuloinneissa tarkemmin myös KM- ja KA-mallien välisiä eroja makrosolussa. Nämä simuloinnit suoritimme takaisinkytketyllä esikoodauksella toteutetussa järjestelmässä. Tätä varten otimme käyttöön myös viisi uutta koodikirjaa siihen asti käytettyjen kahden koodikirjan lisäksi.

Kuvista 9–12 näemme KM- ja KA-mallien antavan samanlaisia tuloksia sekä koodikirjaa 1 että koodikirjaa 2 käytettäessä. Määritimme KM-mallin korrelaatiomatriisin siten, että se suosii koodikirjan 2 vektoria 2. Suosiminen on nähtävissä koodikirjan 2 vektorijakauman (taulukko 8) perusteella. KM-mallin SNR-vahvistuksen perusteella koodikirja 2 antaa suuremman vahvistuksen. Järjestys on sama myös KA-mallilla. BER-käyrien perusteella eroa on vaikea nähdä.

Kummassakin edellä mainitussa tapauksessa koodikirjalla 2 saadaan aikaan parempi SNR-vahvistus. Näin ei kuitenkaan ole kaikissa tapauksissa. SNR-vahvistus ei myöskään kaikissa tapauksissa kerro koodikirjojen välistä todellista paremmuusjärjestystä. Tämän osoittaa koodikirjoilla 3-7 suoritettut simuloinnit.

Käytettäessä KM-mallilla koodikirjoja 3 ja 4 sekä koodikirjaa 3 suosivaa korrelaatiomatriisia saavutetaan koodikirjalla 3 0,47 dB parempi SNR-vahvistus (taulukko 10). Vastaavasti KA-mallilla koodikirja 4 antaa 0,64 dB paremman vahvistuksen. Koodikirjoilla 5, 6 ja 7 KM-malli antaa jokaiselle kirjalle samansuuruisen SNR-vahvistuksen. Jokaisesta koodikirjasta löytyy sama vektori, jota korrelaatiomatriisi suosii (taulukko 13). Erona koodikirjojen välillä on niiden koko. Koodikirja 5 sisältää kaksi, kirja 6 neljä ja kirja 7 kahdeksan vektoria. KA-mallilla koodikirja 5 puolestaan

saa huomattavasti heikomman SNR-vahvistuksen kuin kirjat 6 ja 7. Eroa kirjojen 5 ja 7 välillä on 0,78 dB. Mallien KM ja KA välillä on siten huomattavissa selvä ero.

BER-käyrien perusteella (kuvat 13–14) paremmuusjärjestys KM- ja KA-mallien välillä käytettäessä koodikirjoja 3 ja 4 on sama kuin SNR-vahvistusten mukaisesti. Erot kirjojen välillä ovat vain huomattavasti pienemmät. KA-malli antaa lähempänä SNR-vahvistusta olevan eron koodikirjojen välille.

Käytettäessä koodikirjoja 5, 6 ja 7 KM-malli antaa kaikille koodikirjoille saman SNR-vahvistuksen, mutta BER-käyrät ovat puolestaan erilaisia. Kooltaan pienin koodikirja 5 antaa heikoimman tuloksen ja kooltaan suurin koodikirja 7 parhaan tuloksen. Eroa käyrien välillä on 0,5 dB. KA-mallin SNR-vahvistukset vastaavat paremmin BER-käyrien välisiä eroja. Vahvistus on jokaisella koodikirjalla erisuuruinen ja tämä näkyy myös suoraan BER-käyrissä. Käyrien väliset erot ovat vahvistuserojen mukaisia.

KM-malli antaa suurimman SNR-vahvistuksensa kun mallin kiinteä korrelaatiomatriisi suosii yhtä käytettävän koodikirjan vektoria. Koodikirjan koolla ei tällöin ole merkitystä. KA-mallilla käytettävä korrelaatiomatriisi pysyy samana vain yhden siirrettävän bittikehyksen ajan. Tästä syystä malli ei suosi mitään tiettyä yksittäistä koodivektoria, vaan käyttää kaikkia koodikirjan vektoreita tasaisesti. KA-mallin antama SNR-vahvistus riippuu käytettävän koodikirjan koosta sekä koodivektorien jakaumasta. Vahvistus on pienimmillään koodikirjan ollessa kooltaan pieni ja suurimmillaan kirjan ollessa kooltaan suuri ja vektoreiden ollessa tasajakautuneita (taulukko 13).

Saatujen tulosten perusteella voimme todeta KA-mallin olevan viivelinjakanavamalleista realistisempi ja siten parempi vaihtoehto käytettäväksi. BER-käyrien perusteella on nähtävissä, että kanavamallilla saavutettu tulos on riippuvainen myös käytetyn koodikirjan koosta. Pienen koodikirjan käyttö tuottaa heikomman BER-tuloksen kuin suuren koodikirjan käyttö. Käytetyn koodikirjan koon vaikutus näkyy KA-mallilla sekä BER-käyrässä että SNR-vahvistuksen suuruudessa. KM-malli voi

antaa myös pienellä koodikirjalla keskimääräisesti suuren SNR-vahvistuksen, mikäli se sattuu suosimaan jotakin kirjan vektoria. Tällöin vaihtelu yksittäisten vahvistusarvojen välillä on suurta, ja BER-tulos jää heikommaksi kuin SNR-vahvistus antaa ymmärtää.

Tämän työn tapaista tutkimustyötä olisi varsin helppo jatkaa eteenpäin. Käyttöön voitaisiin ottaa uusia koodikirjoja sekä kanavamalleja ja niillä saatuja tuloksia voitaisiin verrata toisiinsa sekä tässä työssä saatuihin. Tilallista kanavamallia ja sen ominaisuuksia olisi myös mahdollista tutkia omana työnään.

Tässä työssä simuloinneissa käytetyt siirtojärjestelmät on toteutettu mahdollisimman yksinkertaisina. Tutkittaessa kanavamalleja lisää LTE-järjestelmissä voitaisiin käyttää myös hieman monimutkaisempia siirtojärjestelmiä. Esimerkiksi tässä työssä käytettyihin siirtojärjestelmiin olisi mahdollista lisätä OFDM-modulointi. Tällöin nähtäisiin onko lisäyksellä vaikutusta saatuihin tuloksiin. Esikoodauksen vaikutusta voitaisiin tutkia myös avoimella esikoodauksella toteutetussa siirtojärjestelmässä.

Lähteet

[3GPP 2003a] Motorola. SCM Micro Cell & Urban Canyon model. Joint Spatial Channel Modeling Ad-hoc SCM-100. January 30th, 2003. [Viitattu 28.1.2010].

Saatavissa: <http://www.3gpp.org>.

[3GPP 2003b] Motorola. Far Scattering Cluster. Joint Spatial Channel Modeling Ad-hoc SCM-116. February 27, 2003. [Viitattu 28.1.2010]. Saatavissa:

<http://www.3gpp.org>.

[3GPP 2003c] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group GSM/EDGE Radio Access Network. Radio transmission and reception (Release 1999).

Technical Specification 05.05 V8.15.0. (2003-04). [Viitattu 25.2.2010]. Saatavissa:

<http://www.3gpp.org>.

[3GPP 2003d] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network. Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output

(MIMO) simulations (Release 6). Technical Report 25.996 V6.1.0. (2003-09). [Viitattu

1.1.2010]. Saatavissa: <http://www.3gpp.org>.

[3GPP 2009a] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (EUTRA); User

Equipment (UE) radio transmission and reception (Release 8). Technical Specification

36.101 V8.6.0. (2009-06). [Viitattu 1.9.2009]. Saatavissa: <http://www.3gpp.org>.

[3GPP 2009b] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (EUTRA); Physical

Channels and Modulation (Release 8). Technical Specification 36.211 V8.9.0. (2009-

12). [Viitattu 9.3.2010]. Saatavissa: <http://www.3gpp.org>.

[Alamouti 1998] Alamouti, Siavash M. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Vol.

16, No. 8. October 1998.

- [Asplund 2006] Asplund, H. & Medbo, J. & Göransson, B. & Karlsson, J. & Sköld, J. A simplified approach to applying the 3GPP spatial channel model, in Proceedings of the 17th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '06), pp. 1-5, Helsinki, Finland. September 2006.
- [Bahai 1999] Bahai, A. R. & Saltzberg, B. R. Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM. Plenum Publishing Corp. October 1999.
- [Baum 2005] Baum, D. S. & Hansen, J. & Salo, J. & Del Galdo, G. & Milojevic, M. & Kyösti, P. An Interim Channel Model for Beyond-3G Systems: Extending the 3GPP Spatial Channel Model (SCM). Proc. IEEE Vehicular Technology Conference 2005 Spring, Stockholm. May 2005.
- [Biglieri 2007] Biglieri, Ezio & Calderbank, Robert & Constantinides, Anthony & Goldsmith, Andrea & Poor, H. Vincent. MIMO Wireless Communications. Cambridge University Press. 2007.
- [Carlson 2002] Carlson, A. Bruce & Crilly, Paul B. & Rutledge, Janet C. Communication Systems. An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication. 4. edition. McGraw-Hill. 2002.
- [Cost 231 1991] Cost 231. Urban transmission loss models for mobile radio in the 900 and 1800 MHz bands (rev.2). COST 231 TD (90), 119 Rev.2. Den Haag. 1991.
- [Durgin 2003] Durgin, Gregory D. Space-Time Wireless Channels. Upper Saddle River (NJ). Prentice Hall PTR. 2003.
- [Ericsson 2009] Ericsson. LTE – an introduction. Ericsson White Paper. 284 23–3124 Uen Rev B, June 2009. [Viitattu 2.10.2009]. Saatavissa: http://www.ericsson.com/technology/whitepapers/broadband/LTE_introduction.shtml.
- [Ertel 1998] Ertel, R. B. & Cardieri, P. & Sowerby, K. W. & Rappaport, T. S. & Reed, J. H. Overview of spatial channel models for antenna array communication systems, Personal Communications, Feb. 1998, Volume 5, Issue 1, Page(s): 10-22.

- [Gidlund 2005] Gidlund, M. Precoded closed-loop MIMO-OFDM system using predefined set of rotation matrices. *Electronic Letters*, 3rd March 2005. Vol. 41, No. 5.
- [Hara 2003] Hara, Shinsuke & Prasad, Ramjee. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. Artech House. 2003.
- [IEEE 802.16 2004] IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group. Closed-Loop MIMO Precoding with Limited Feedback. 24.8.2004. [Viitattu 7.3.2010].
Saatavissa: http://www.ieee802.org/16/tge/contrib/C80216e-04_262r1.pdf.
- [ITU-R 1997]. International Telecommunication Union, Radiocommunication Sector. *Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT2000. Recommendation M.1225 (Question ITU-R 39/8 1997)*. [Viitattu 24.8.2009].
Saatavissa: http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.1225-0-199702-I!!PDF-E.pdf.
- [Jeruchim 2000] Jeruchim, Michael C. & Balakan, Philip & Shanmugan, . K. Sam. *Simulation of Communication Systems. Modeling, Methodology, and Techniques*. 2. edition. Plenum Press. 2000.
- [Kermoal 2002] Kermoal, J. P. & Schumacher, L. & Pedersen, K. I. & Mogensen, P. E. & Frederiksen, F. A Stochastic MIMO Radio Channel Model with Experimental Validation. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 20, No. 6, pp. 1211-1226. Aug. 2002.
- [Myung 2006] Myung, Hyung G. & Lim, Junsung & Goodman, David J. Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, September 2006.
- [Prasad 2004] Prasad, Ramjee. *OFDM for Wireless Communications Systems*. Artech House. 2004. ISBN: 1-58053-796-0.
- [Proakis 1996] Proakis, John G. & Manolakis, Dimitris G. *Digital Signal Processing. Principles, Algorithms, and Applications*. 3. edition. Upper Sandler River (NJ). Prentice Hall, 1996.

[Proakis 2008] Proakis, John G. & Salehi, Masoud. Digital Communications. 5. edition. McGraw-Hill. 2008.

[Rohde & Schwarz 2008] Rohde & Schwarz. UMTS Long Term Evolution (LTE) Technology Introduction. Application Note 1MA111 2E. [Viitattu 2.10.2009]. Saatavissa: http://www2.rohde-schwarz.com/en/service_and_support/Downloads/Application_Notes/?downid=2545&id=7.

[Salo 2005] Salo, J. & Del Galdo, G. & Salmi, J. & Kyosti, P. & Milojevic, M. & Laselva, D. & Schneider, C. MATLAB implementation of the 3GPP Spatial Channel Model (3GPP TR 25.996). On-line, Jan. 2005. [Viitattu 7.1.2010]. Saatavissa: <http://www.tkk.fi/Units/Radio/scm/>.

[Simões 2008] Simões, Luís M. M. Optimal Data Transmission on MIMO OFDM Channels. Master's Thesis. Naval Postgraduate School, Monterey, California. December 2008. [Viitattu 26.8.2009]. Saatavissa: <http://www.stormingmedia.us/36/3604/A360494.html>.

[Sklar 1997] Sklar, B. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems - Part I: Characterization. IEEE Communication Magazine, Vol. 35, No. 9, pp. 136–146. September 1997.

[Tepedelenlioglu 2001] Tepedelenlioglu, C. & Abdi, A. & Giannakis, G. B. The Ricean K Factor: Estimation and Performance Analysis. IEEE Transactions on Wireless Communications. December 24, 2001.

[Tirkkonen 2009] Tirkkonen, Olav & Hugl, Klaus & Teng, Yong. Two-Tx Precoding Codebooks for Variable Spatial Correlation. IEEE International Conference on Communications. 16.6.2009. Dresden.

[Tse 2005] Tse, David & Viswanath, Pramod. Fundamentals of Wireless Communication. Cambridge University Press. 2005.

[TSG-RAN 2001] Lucent, Nokia, Siemens, Ericsson. A standardized set of MIMO radio propagation channels. TSG-RAN WG1#23 R1-01-1179. Jeju, Korea, November 19-23, 2001. [Viitattu 25.2.2010]. Saatavissa: <http://www.3gpp.org>.

[Zhang 2009] Zhang, Yu & Zhang, Jianhua & Smith, Peter J. & Shafi, Mansoor & Zhang, Ping. Reduced Complexity Channel Models for IMT-Advanced Evaluation. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. Volume 2009, Article No. 1. February 2009.