



OULUN YLIOPISTO
UNIVERSITY of OULU

KANDIDAATINTYÖ

Aapo Korhonen

SÄHKÖTEKNIIKAN TUTKINTO-OHJELMA

2016



OULUN YLIOPISTO
UNIVERSITY of OULU

KANDIDAATINTYÖ

Aapo Korhonen

Ohjaaja: Juha Mäkelä

SÄHKÖTEKNIIKAN TUTKINTO-OHJELMA

2016

TIIVISTELMÄ

Tässä työssä tutkitaan tietoliikennetekniikassa laajasti käytössä olevia työkaluja, erilaisia tietoliikennejärjestelmiä sekä näissä järjestelmissä käytettäviä komponentteja. Työn tarkoituksena on osoittaa mittaamalla tai laskennallisesti simulointimenetelmien ja työkalujen käyttökelpoisuus sekä mittalaitteiden ja komponenttien soveltuvuus tietoliikennetekniisiin tarkoituksiin. Simulointityökaluista tarkastelun kohteena ovat MATLAB ja Simulink, joilla tuotetun AWGN-kohinan (Additive White Gaussian Noise, Gaussin valkoinen kohina) oikeellisuus osoitetaan kohinan määritelmään nojaten. Lisäksi tutkitaan satunnaislukugeneraattorin siemenluvun valinnan vaikutusta simuloituun bittivirhesuhteeseen eri simuloinnin pituuksilla. QAM- (Quadrature Amplitude Modulation, kvadratuurinen vaihe- ja amplitudimodulaatio) ja PSK-modulaatioiden (Phase Shift Keying, vaiheensiirtoavainnus) bitti- ja symbolivirhesuhteita tutkitaan niin ikään Simulink-ympäristössä. Nähdään, että simulointitulokset noudattavat teoriaa. Tietoliikennejärjestelmien mittaukset tehdään radio- ja koaksiaalikaapelisiirtoteiltä spektrianalysointia ja vektorisignaalianalysointia käyttäen. Tutkittavia järjestelmiä ovat GSM (Global System for Mobile Communications), WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access), LTE (Long Term Evolution) sekä digitaalitelevisiolähetys DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial) ja DVB-C (Digital Video Broadcasting - Cable). Verkko- ja spektrianalysointilaitteilla tehtävissä komponenttimittauksissa tutkitaan RF (Radio Frequency, radiotaajuus) -vahvistimen, antennien, sekoittimen, tehonjakajan ja alipäästösuodattimen tyyppisiä ominaisuuksia sekä osoitetaan valmistajan ilmoittamien komponenttien vastaavuus tehdyissä mittauksissa. Työn lopussa määritetään ZFL-2000+-RF-vahvistimen kohinaluku Y-factor -menetelmällä. Havaitaan, että mittaustulokset ovat mittaustarkkuuden rajoissa valmistajien ilmoittamien arvojen mukaisia.

Avainsanat: tietoliikenne, simulointi, RF-komponentit, RF-mittaukset.

Korhonen A. (2016) Bachelor's thesis. Degree Programme in Electrical Engineering, University of Oulu, Oulu, Finland. Bachelor's thesis, 51 p.

ABSTRACT

Common simulation tools and methods for telecommunications, different communication systems and components are studied in this work. The purpose of this work is to validate different simulation methods and tools, measurement devices and typical communication system components based on their specifications and to show their feasibility in telecommunication applications. AWGN (Additive White Gaussian Noise) is produced using both MATLAB and Simulink and its correctness is shown by plotting the key parameters of AWGN. The effect of Simulink random number generator seed selection in bit error rate is shown as a function of simulation length. Bit and symbol error rates of QAM (Quadrature Amplitude Modulation) and PSK (Phase Shift Keying) are also studied in Simulink environment. It is shown that the simulation results follow the theory. Common telecommunication systems in radio and coaxial cable transmission media are measured using spectrum analyzer and vector signal analyzer. GSM (Global System for Mobile Communications), WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access), LTE (Long Term Evolution), DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial) and DVB-C (Digital Video Broadcasting - Cable) are investigated. The key parameters of an RF (Radio Frequency) amplifier, antenna, mixer, power splitter and low pass filter are measured using network and spectrum analyzers and validated by comparing measurement results to manufacturer specifications. Finally, the noise figure of a ZFL-2000+ RF amplifier is determined using the Y-factor technique. It can be seen that the measurement results follow the specifications in the manufacturer data sheets.

Keywords: telecommunications, simulation, RF components, RF measurements.

SISÄLLYSLUETTELO

TIIVISTELMÄ

ABSTRACT

SISÄLLYSLUETTELO

LYHENTEET

1. JOHDANTO	8
2. TIETOLIIKENTEEN SIMULOINNIT	9
2.1. AWGN-kohinan oikeellisuus	9
2.1.1. Simulink-työkalulla luotu kohina	9
2.1.2. MATLAB-ohjelmalla luotu kohina	12
2.2. Satunnaislukugeneraattori	14
2.3. QAM- ja PSK-modulaatiot	16
2.3.1. 64-QAM	17
2.3.2. 16-QAM	18
2.3.3. 8-PSK	19
2.3.4. Modulaatioiden vertailu	20
3. RADIORAJAPINTA JA SPEKTRI	23
3.1. Spektrianalysointilaite	23
3.2. Spektrin käyttö	24
3.3. GSM-järjestelmä	26
3.4. WCDMA-järjestelmä	28
3.5. LTE-järjestelmä	28
3.6. Digitaalitelevisio DVB-T	29
3.7. Digitaalikaapelitelevisio DVB-C	30
4. RADIOKOMPONENTTIMITTAUKSET	32
4.1. RF-vahvistin	32
4.2. Vahvistimen -1 dB -kompressiopiste	33
4.3. IP3-piste	33
4.4. Antennit	35
4.5. RF-sekoitin	37
4.6. Tehonjakaja	38
4.7. RF-alipäästösuodatin	39
5. KOHINALUVUN MITTAUS	41
5.1. Mittausjärjestelyt	41
5.2. Mittaukset ja kohinaluvun määrittäminen	41
5.2.1. Kalibrointi	42
5.2.2. Mittausvaihe	43
5.2.3. Laskutoimitukset	43

5.3. Tulosten oikeellisuus	44
6. YHTEENVETO	45
7. VIITTEET	46
Liitteet	48

LYHENTEET

AWGN	Additive White Gaussian Noise, Gaussin valkoinen kohina
BER	Bit Error Rate, bittivirhesuhde
DUT	Device under test, mitattava laite
DVB-C	Digital Video Broadcasting - Cable
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial
EDGE	Enhanced Data rates for GSM Evolution, parannettu tiedon- siirtonopeus GSM-evoluutiolle
EVM	Error Vector Magnitude, virhevektorin koko
GSM	Global System for Mobile Communications
PSD	Power Spectral Density, tehotiheysspektri
PSK	Phase Shift Keying, vaiheensiirtoavainnus
QAM	Quadrature Amplitude Modulation, kvadratuurinen vaihe- ja amplitudimodulaatio
RF	Radio Frequency, radiotaajuus
RSD	Relative Standard Deviation, suhteellinen keskihajonta
RX	Reception, vastaanotto
SER	Symbol Error Rate, symbolivirhesuhde
TX	Transmission, lähetys
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access, laajakaistainen koodijakoinen monikäyttöjärjestelmä

1. JOHDANTO

Tietoliikennetekniikassa erilaisten järjestelmien suunnitteluprosessiin kuuluu yleensä jonkin osa-alueen simuloiminen etenkin suunnittelun alkuvaiheessa. Tällä pyritään vähentämään sekä suunnittelun kustannuksia että siihen tarvittavaa aikaa. Simulointitulosten hyödyntämisen edellytyksenä on simulointimallien varmentaminen. Varmentamisen tarkoituksena on osoittaa, että simuloinnissa käytetyt lohkot (esimerkiksi satunnaislukugeneraattori) toimivat halutulla tavalla ja ne on alustettu simuloitavan järjestelmän todellista toimintaympäristöä vastaavaan tilaan. Varmennettu simulointimalli tarjoaa luotettavia simulointituloksia, mikä parantaa simulointituloksista tehtävien johtopäätösten ja sitä kautta alustavien järjestelmäparametrivalintojen luotettavuutta. Tämän työn ensimmäisessä osassa tutkittiin tietoliikennetekniikan simulointimenetelmiä sekä simuloinnin tarkkuuteen vaikuttavia tekijöitä ja ilmiöitä MATLAB-ohjelmaa ja sen Simulink-ympäristöä käyttäen.

Simulointitulosten perusteella tehdyt päätökset komponenteista ja järjestelmäparametreista johtavat valmiisiin lohkoihin. Komponentteja, lohkoja ja kokonaisia järjestelmiä voidaan mitata erilaisilla mittalaitteilla suunnitteluprosessin eri vaiheissa. Mittalaitteiden huolellinen kalibrointi yhdessä laitteiden eri ominaisuuksien tehokkaan käytön kanssa mahdollistavat selkeiden, luotettavien ja kattavien mittaustulosten käyttämisen suunnittelussa, mikä puolestaan nopeuttaa ja selkeyttää suunnittelun etenemistä. Esimerkiksi spektrianalysointilaite tarjoaa katsauksen tietoliikennejärjestelmän taajuusvasteeseen ja vektorisignaalianalysointilaite siirtotieltä luettuun informaatio sisältöön. Komponenttitason mittauksilla halutaan varmentaa sekä suunniteltavan järjestelmän vaatimusten että valmistajan komponentille asettamien viitearvojen toteutuminen. Työn toisessa osassa perehdyttiin yleisimpiin tietoliikennetekniikassa käytettäviin laboratoriotyökaluihin sekä tutkittiin radiorajapintaa ja olemassaolevia radiotaajuisia tietoliikennejärjestelmiä erilaisin mittauksin. Työn kahdessa viimeisessä osassa tutkittiin radiokomponentteja ja määriteltiin niitä kuvaavia ominaisuuksia mittaamalla ja laskennallisesti.

2. TIETOLIIKENTEEN SIMULOINNIT

Tässä työn osassa tutkittiin tietoliikenteessä käytettäviä simulointityökaluja ja -malleja. MATLAB-ohjelmalla ja Simulinkillä toteutetuissa simuloinneissa tarkastelun kohteena olivat näytteistys, Monte Carlo -simulointi, simuloinnin tarkkuus ja tulosten suppeneminen.

2.1. AWGN-kohinan oikeellisuus

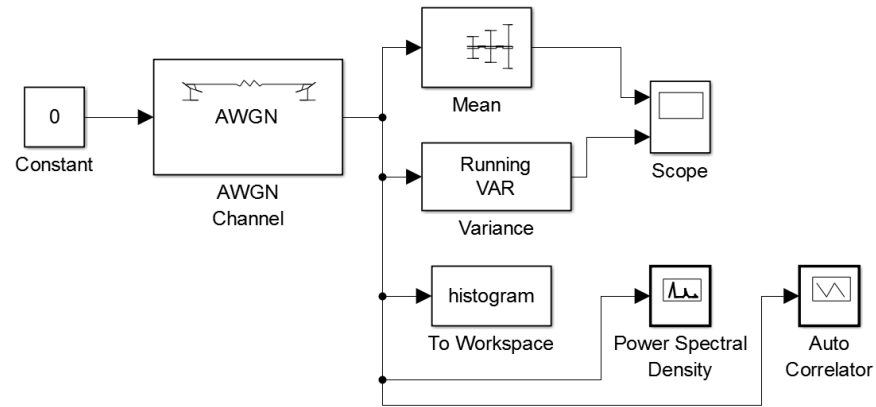
AWGN-kohinalla (Additive White Gaussian Noise, Gaussin valkoinen kohina) on seuraavat ominaisuudet [1]:

- Kohina on nollakeskiarvoista
- Kohinan varianssi on vakio
- Kohina on valkoista, eli sillä on tasainen tehotiheyspektri (PSD, Power Spectral Density) ja autokorrelaatiofunktiossa on impulssi ajanhetkellä nolla
- Kohina noudattaa Gaussin jakaumaa

Näitä ominaisuuksia tutkittiin Simulink-ympäristön AWGN-kanavamallin sekä MATLAB-ohjelmalla luodun AWGN-kohinan oikeellisuuden toteamiseksi.

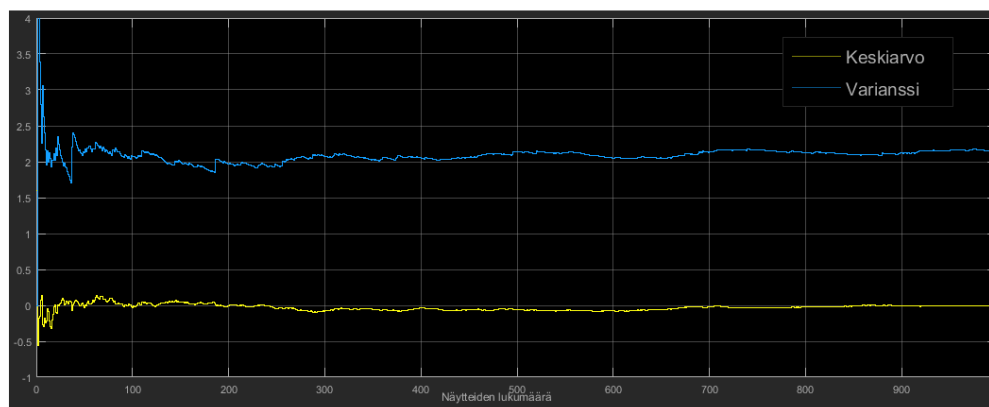
2.1.1. Simulink-työkalulla luotu kohina

MATLAB-ohjelman Simulink-työkalulla luotiin malli, jonka tarkoituksena oli osoittaa Simulinkin AWGN-kanavalohkon tuottavan edellä olevan määritelmän mukaista Gaussin valkoista kohinaa. AWGN-kohinalohkon testaamiseen käytetyn Simulink-mallin lohkokaavio on esitetty kuvassa 1. Lähde tuottaa vakioarvoista diskreettiä tulosignaalia, joka syötetään AWGN-kanavaan. Kohinan varianssiksi on tässä määritely 2. Kanavan jälkeen signaalista luetaan kohinan määrittelevät keskiarvo, varianssi, tehotiheyspektri, autokorrelaatio sekä kohinan arvojakauma. Simuloinnin pituus on 1000 näytettä.

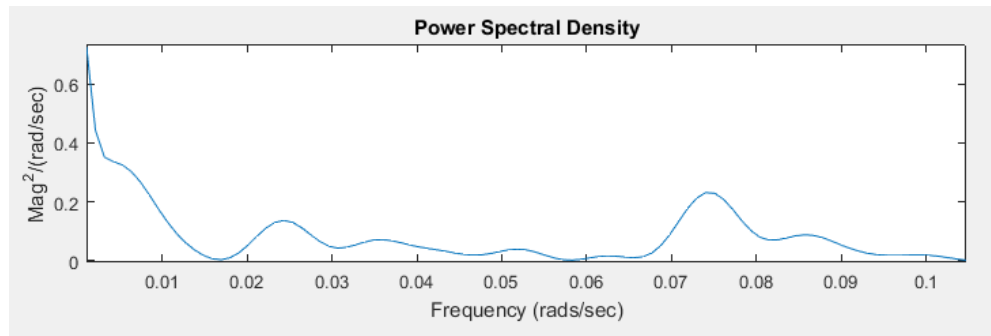


Kuva 1. AWGN-kohinamallin testaamiseen käytetty lohkokkaavio.

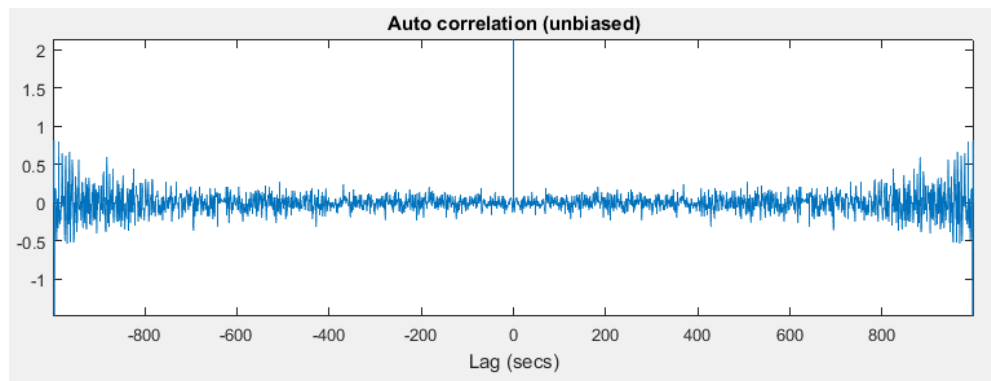
Kuvassa 2 on esitetty Simulinkin AWGN-kohinan juokseva keskiarvo ja varianssi. Nähdään, että keskiarvo lähenee nollaa ja varianssi vakiota 2. Kuvassa 3 on kohinan tehotiheyspektri, joka on mittaustarkkuuden rajoissa vakio. Kohinan autokorrelaatio on esitetty kuvassa 4. Nähdään, että autokorrelaatiofunktiossa on impulssi nollavii-veellä, mikä on AWGN-kohinan määritelmän mukainen tulos. Kohinan arvojakauma on esitetty histogrammin muodossa kuvassa 5. Nähdään, että Simulinkin kohinalohko tuottaa Gaussin jakautunutta kohinaa.



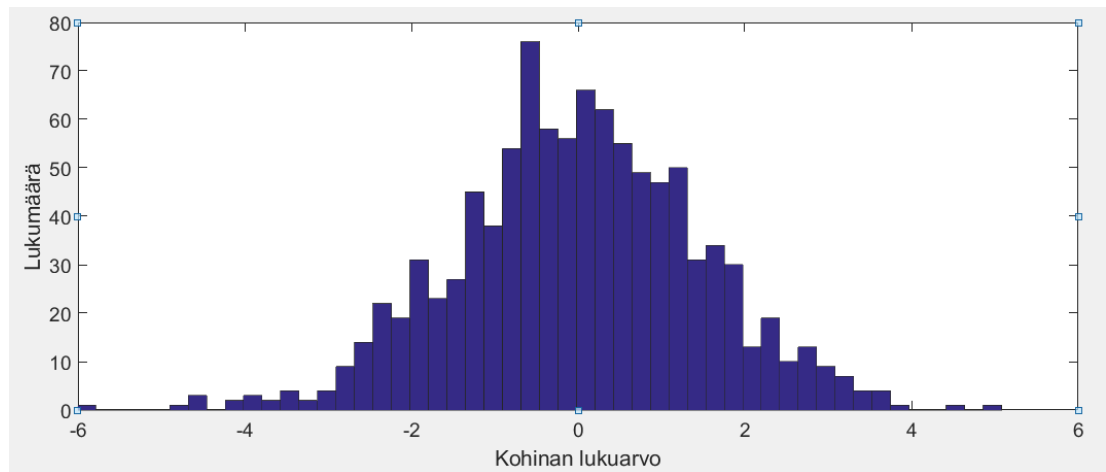
Kuva 2. Simulinkin AWGN-kohinan keskiarvo ja varianssi.



Kuva 3. Simulink-kohinan tehotiheyspektri.



Kuva 4. Simulink-kohinan autokorrelaatiofunktio.



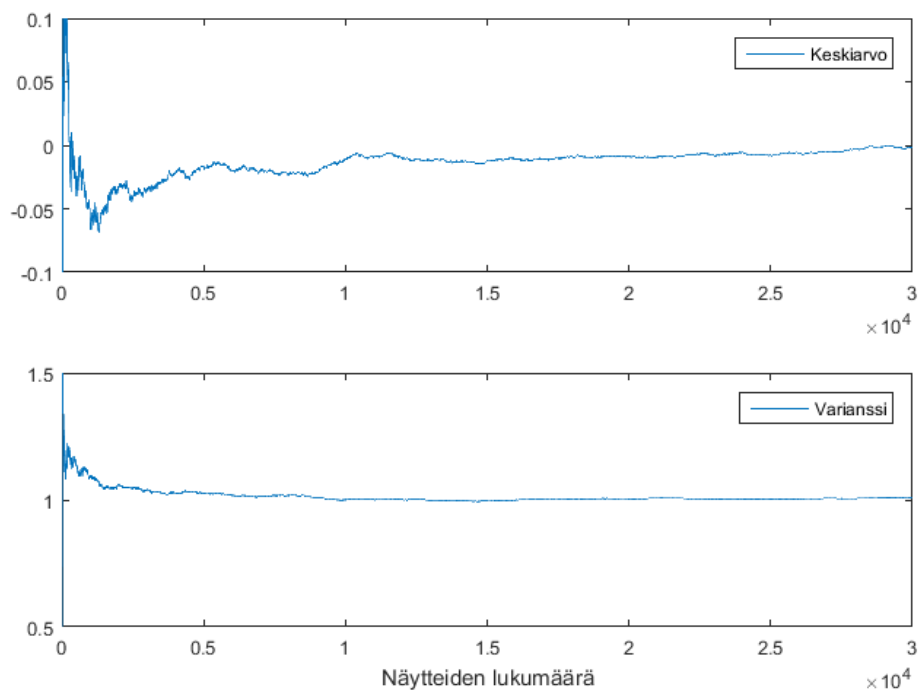
Kuva 5. Simulink-kohinan arvojakauma.

Tehty tarkastelu osoittaa, että Simulink-työkalun AWGN-kanavalohkon tuottamalla kohinalla on kaikki AWGN-kohinan määritelmän mukaiset ominaisuudet.

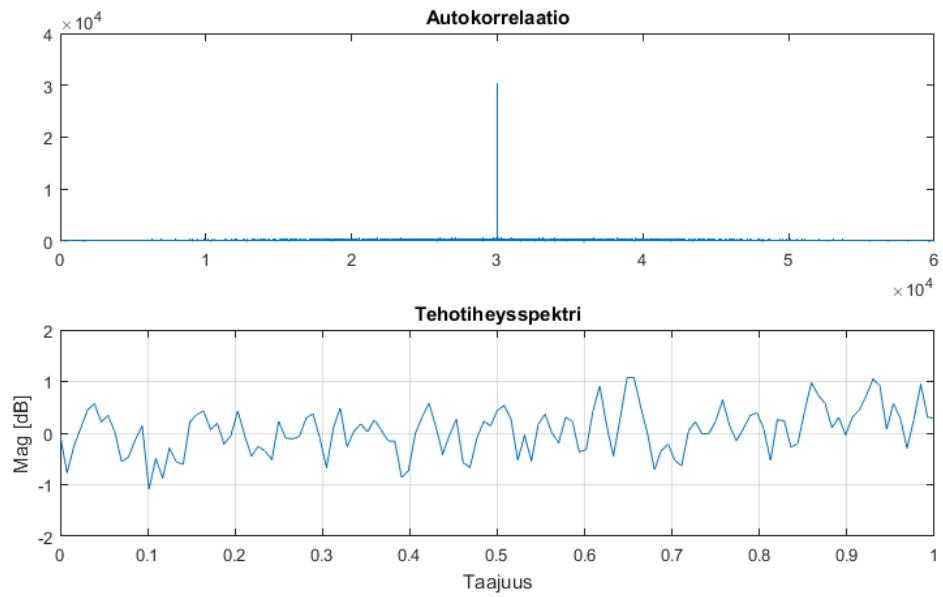
2.1.2. MATLAB-ohjelmalla luotu kohina

AWGN-kohinan tutkimista varten luotiin MATLAB-funktio *noise_check* (liite 1). Kohinanäytteitä otettiin 30 000 käyttäen MATLAB-funktiota *randn*, joka tuottaa näennäissatunnaisia lukuja normaalijakaumasta.

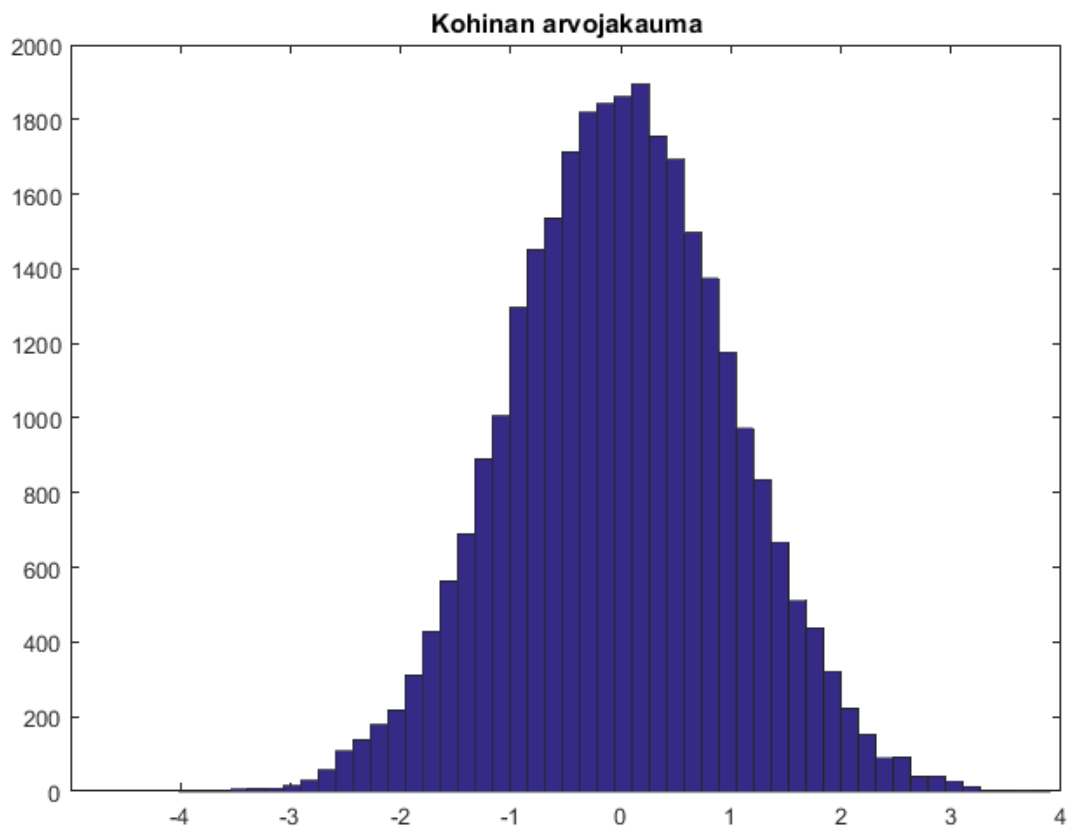
Kohinan juokseva keskiarvo ja varianssi on esitetty kuvassa 6. Keskiarvo lähenee nollaa ja varianssi vakiota, joka tässä tapauksessa on 1. Kohinan autokorrelaatiofunktio ja tehotiheyspektri on esitetty kuvassa 6. Nähdään, että AWGN-kohinan määritelmän mukaisesti autokorrelaatiofunktion keskellä on impulssi ja tehotiheyspektri on tasainen riittävällä keskiarvoistuksella. Histogrammi kohinanäytteiden arvojakaumasta on esitetty kuvassa 8. Nähdään, että AWGN-kohinan määritelmän mukaisesti kohinan arvot noudattavat Gaussin jakaumaa.



Kuva 6. MATLAB-ohjelmalla luodun kohinan keskiarvo ja varianssi.



Kuva 7. MATLAB-kohinan autokorrelaatio ja tehotiheyspektri.

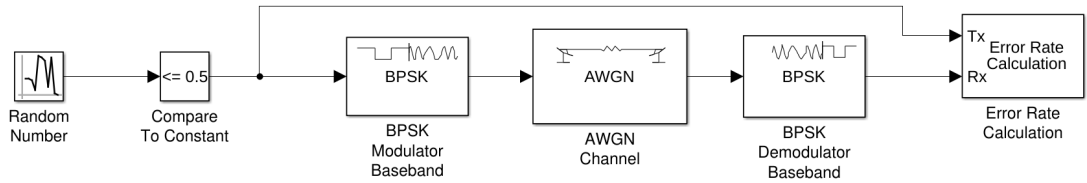


Kuva 8. MATLAB-kohinan arvojakauma.

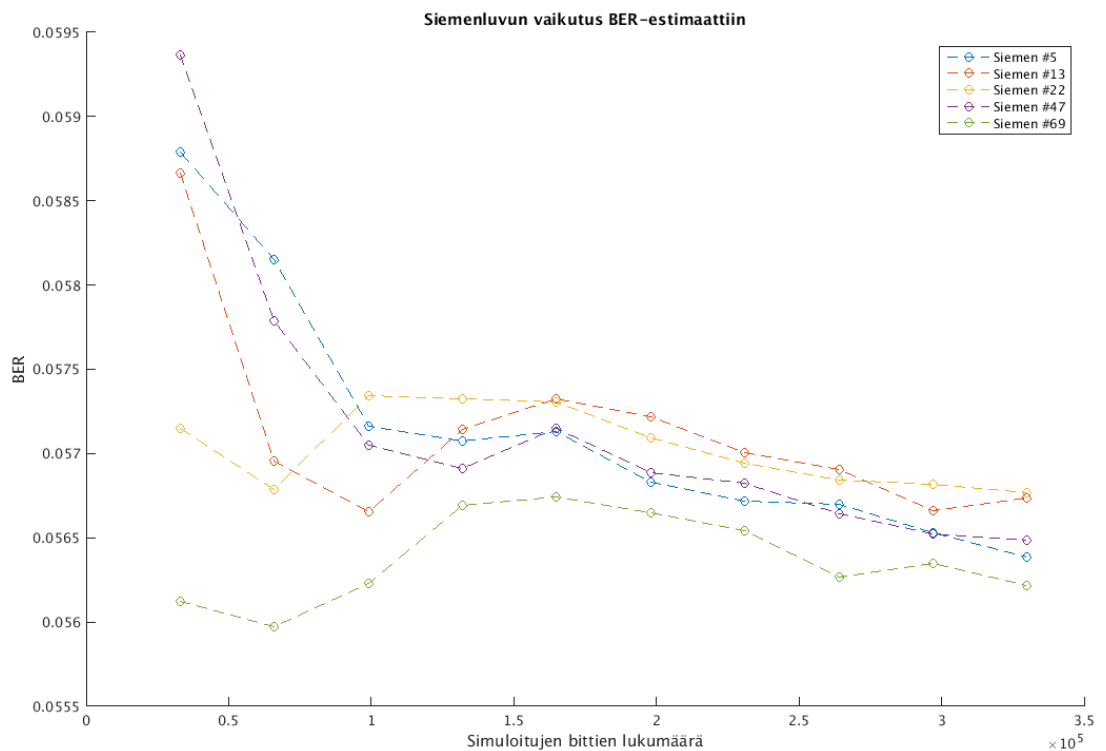
Tarkastelun perusteella myös MATLAB-ohjelmalla luotu kohina on AWGN-kohinaa, sillä kaikki määritelmän mukaiset ehdot toteutuivat.

2.2. Satunnaislukugeneraattori

Tässä osassa tutkittiin satunnaislukugeneraattorin siemenluvun vaikutusta BER:n (Bit Error Rate, bittivirhesuhde) arvioimiseen. Tähän tarkoitukseen luodun Simulink-mallin lohkokaavio on esitetty kuvassa 9. Siemenluvun valinnan vaikutus on havainnollistettu kuvassa 10. Bittivirhesuhde on määritelty viidelle eri siemenluvulle ja eri pituisille simuloinneille signaali-kohinasuhteen E_b/N_0 ollessa vakio 10 dB [2]. Nähdään, että siemenluvun valinta vaikuttaa voimakkaasti bittivirhesuhteeseen lyhyessä simuloinnissa eli pienellä simuloinnin bittimäärällä, mutta vaikutus pienenee simulointiajan pidentyessä.



Kuva 9. Simulink-lohkokaavio satunnaislukugeneraattorin siemenluvun vaikutuksen testaamiseen.



Kuva 10. Bittivirhesuhteet eri siemenluvuilla simuloinnin bittilukumääräisen pituuden funktiona.

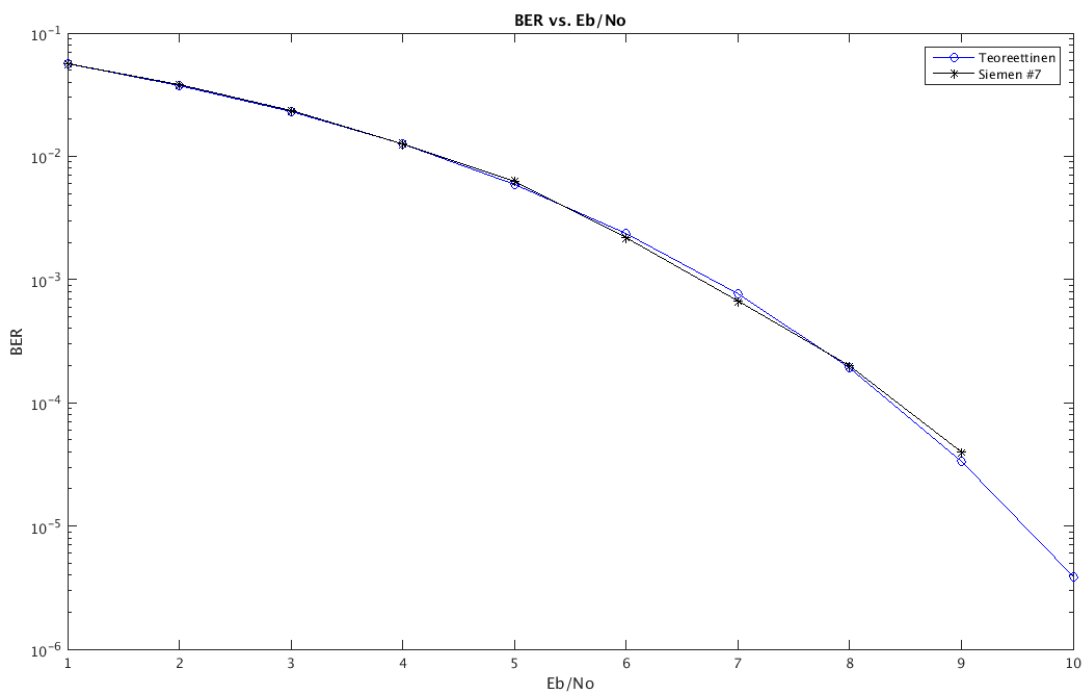
Tässä keskimääräinen BER on $0,0565 \ll 1$, jolloin suhteellinen keskihajonta (RSD, Relative Standard Deviation) määritellään kaavalla

$$\text{RSD} = \frac{\sigma}{\text{BER}} = n_e^{-\frac{1}{2}} \quad (1)$$

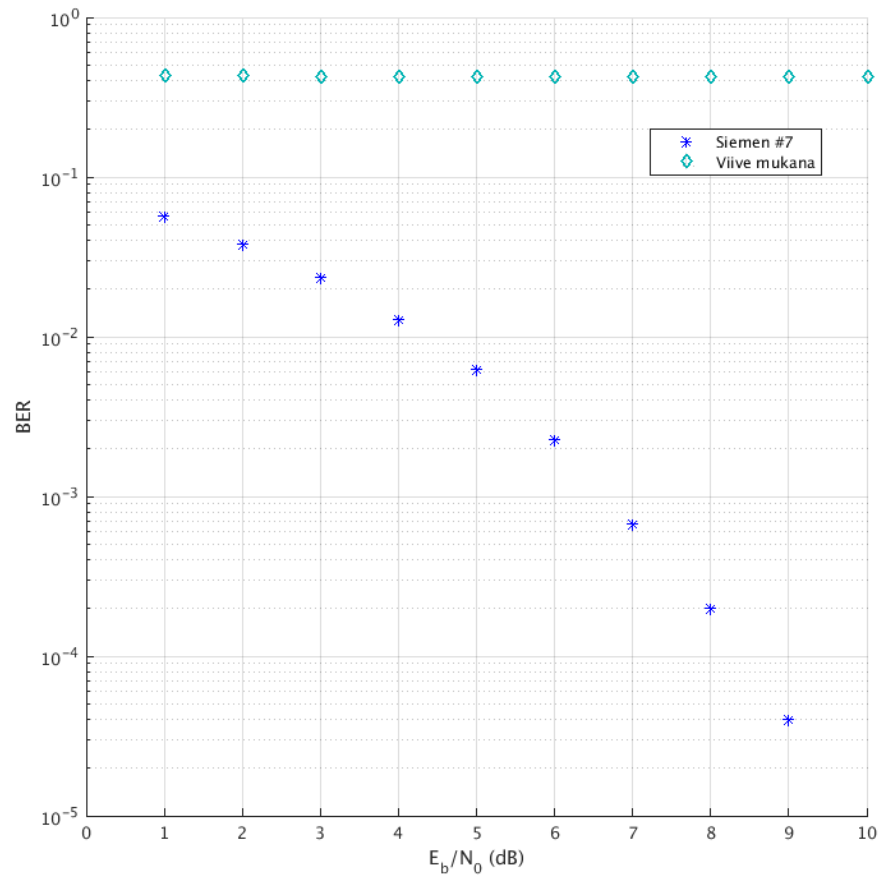
jossa σ on keskihajonta ja n_e bittivirheiden lukumäärä. Jotta saavutettaisiin $\text{RSD} = 0,1$, simuloinnin bittivirheiden lukumäärän on oltava

$$n_e = 0,1^{-2} = 100 \quad (2)$$

Satunnaislukugeneraattorilla tuotetun kohinan bittivirhesuhde ja teoreettinen bittivirhesuhde signaali-kohinasuhteen funktiona on esitetty kuvassa 11. Nähdään, että simuloitu bittivirhesuhde on hyvin lähellä teoreettista. Kun bittivirhelaskurilohkoon lisätään viivettä (receive delay = 1), bittivirhesuhde pysyy korkeana suurellakin signaali-kohinasuhteella, mikä on esitetty kuvassa 12. Syy tähän on, että vastaanottoviiveellä mallinnetaan kanavan viivettä, jota ei kuitenkaan tässä simulaatiossa ole.



Kuva 11. Teoreettinen ja simuloitu bittivirhesuhde signaali-kohinasuhteen funktiona.

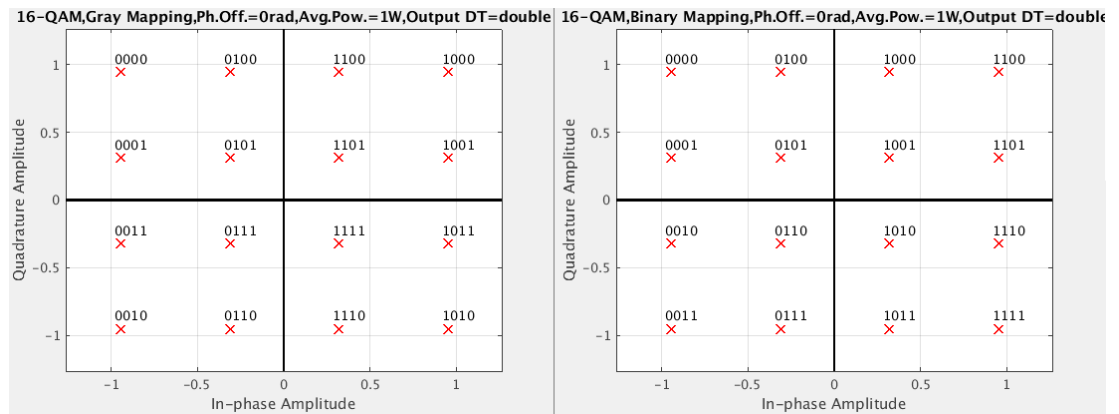


Kuva 12. Bittivirhesuhde ilman vastaanottoviivettä ja sen kanssa.

BER-kuvaajat (bittivirhesuhde signaali-kohinasuhteen funktiona) ovat hyödyllisiä, kun halutaan vertailla esimerkiksi eri modulaatiomenetelmiä keskenään. Voidaan myös vertailla reaalisen mallin BER-kuvaajaa teoreettiseen. Suunnittelutyössä BER-kuvaajilla voidaan aloittaa tietoliikennejärjestelmän lohkon hahmottelu, kun vaatimuksena on esimerkiksi tietty signaali-kohinasuhde.

2.3. QAM- ja PSK-modulaatiot

Tässä osassa tutkittiin QAM- (Quadrature Amplitude Modulation, vaihe- ja amplitudimodulaatio) ja PSK (Phase Shift Keying, vaiheavainnus) -modulaatioiden bitti- ja symbolivirhesuhteita eri signaali-kohinasuhteilla käyttäen Monte Carlo -simulointimenetelmää. Tutkittavat modulaatiotasot olivat 64- ja 16-QAM sekä 8-PSK. Lisäksi tarkastelun kohteena oli Gray-koodauksen vaikutus BER- ja SER-arvoihin (Symbol Error Rate, symbolivirhesuhde). Gray-koodauksessa konstellaatiodiagrammissa jokainen symboli eroaa vierekkäisistä symboleistaan tasan yhden bitin verran. Gray-koodattu ja binäärinen konstellaatio ovat vertailtavissa kuvassa 13.

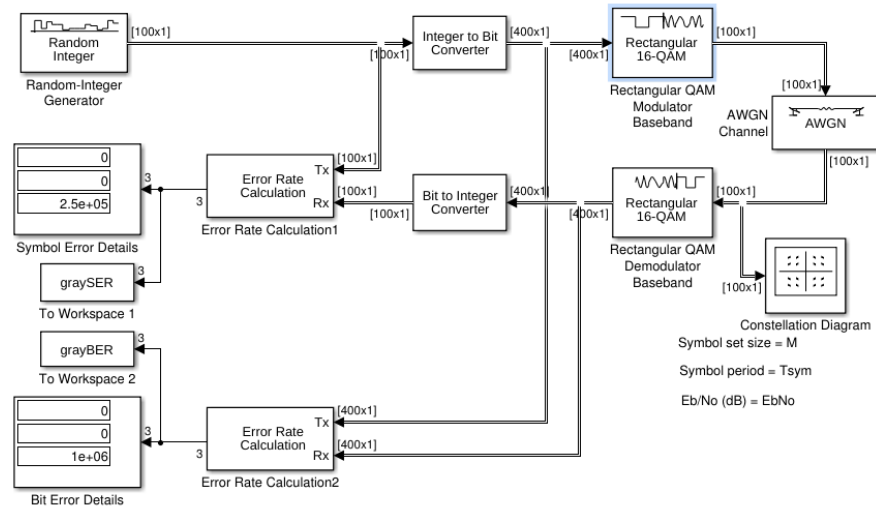


Kuva 13. 16-QAM -modulaation konstellaatiogrammit Gray- ja binäärimuodostelmissa.

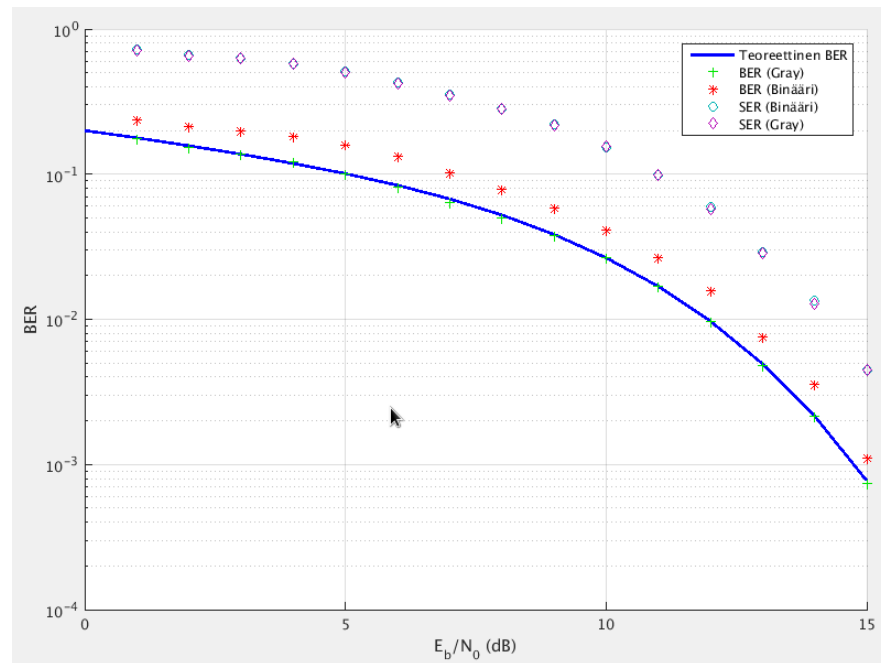
2.3.1. 64-QAM

QAM-modulaation tutkimiseen käytetty Simulinkin lohkokaavio on esitetty kuvassa 14. 64-QAM -modulaation teoreettinen bittivirhesuhde sekä simuloimalla saadut BER- ja SER-arvot binääri- ja Gray-koodatulle konstellaatiolle on esitetty kuvassa 15. Nähdään, että simuloitu Gray-koodattu 64-QAM-signaali noudattaa teoreettista BER-käyrää. Binäärikonstellaatiossa bittivirhesuhde on korkeampi. Jos vastaanotettu symboli tulkitaan kanavan kohinan vuoksi konstellaatiotasossa lähetetyn symbolin viereiseksi symboliksi, binäärisessä konstellaatiossa tämä päätös voi johtaa useamman kuin yhden bitin virheeseen. Gray-koodatussa konstellaatiossa vierekkäiset symbolit eroavat toisistaan vain yhden bitin. Näin ollen viereisen symbolin hyväksi tehty virheellinen päätös johtaa aina yhden bitin virheeseen.

Symbolivirhe tapahtuu, jos vastaanotetussa symbolissa on yksi tai useampi virheellinen bitti. Tästä syystä symbolivirhesuhde on bittivirhesuhdetta huonompi QAM- ja M-PSK -modulaatioilla, kun $M > 2$. BER- ja SER-käyrien välinen ero kasvaa modulaatioakoston koon (symbolin pituuden) funktiona. Symbolivirhesuhteet ovat samat Gray-koodatulla ja binäärisellä konstellaatiolla. Voidaan päätellä, että ainoastaan kanavan ominaisuudet vaikuttavat siihen, miksi symboliksi vastaanotettu signaali tulkitaan. Gray-koodaus ei siis vaikuta symbolivirheiden määrään. Gray-koodauksen etu on binääristä konstellaatiota parempi bittivirhesuhde.



Kuva 14. M-QAM-simulaatiomallin lohkokkaavio.

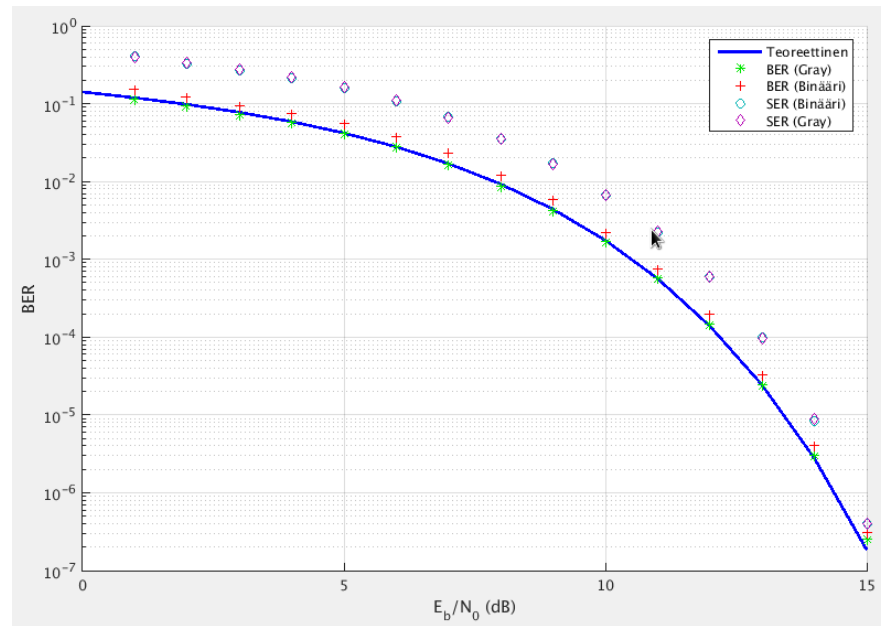


Kuva 15. 64-QAM-modulaation bitti- ja symbolivirhesuhteet.

2.3.2. 16-QAM

Edellisen kappaleen mukaiset simulointitulokset 16-QAM:lle on esitetty kuvassa 16. Kuvaajat ovat samankaltaiset kuin 64-QAM:n tapauksessa, mutta 16-QAM:n bitti- ja symbolivirhesuhteet ovat huomattavasti pienempiä kuin 64-QAM:lla. Tämä johtuu siitä, että lähetystehon ollessa vakio 16-QAM -modulaation konstaatiopisteiden etäisyys toisistaan on suurempi, joten myös päätöksentekoaueet ovat suuremmat kuin 64-

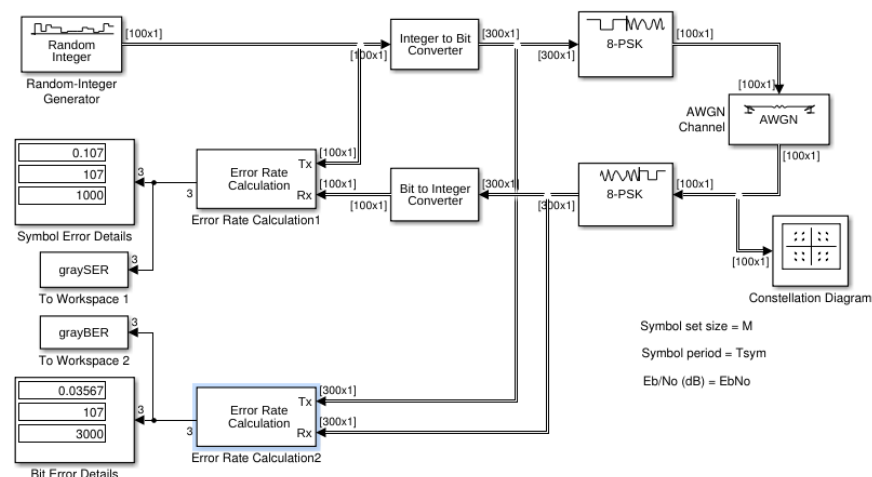
QAM:lla. Näin ollen 16-QAM saavuttaa tietyn bittivirhesuhteen arvon huomattavasti suuremmalla kohinatasolla kuin 64-QAM.



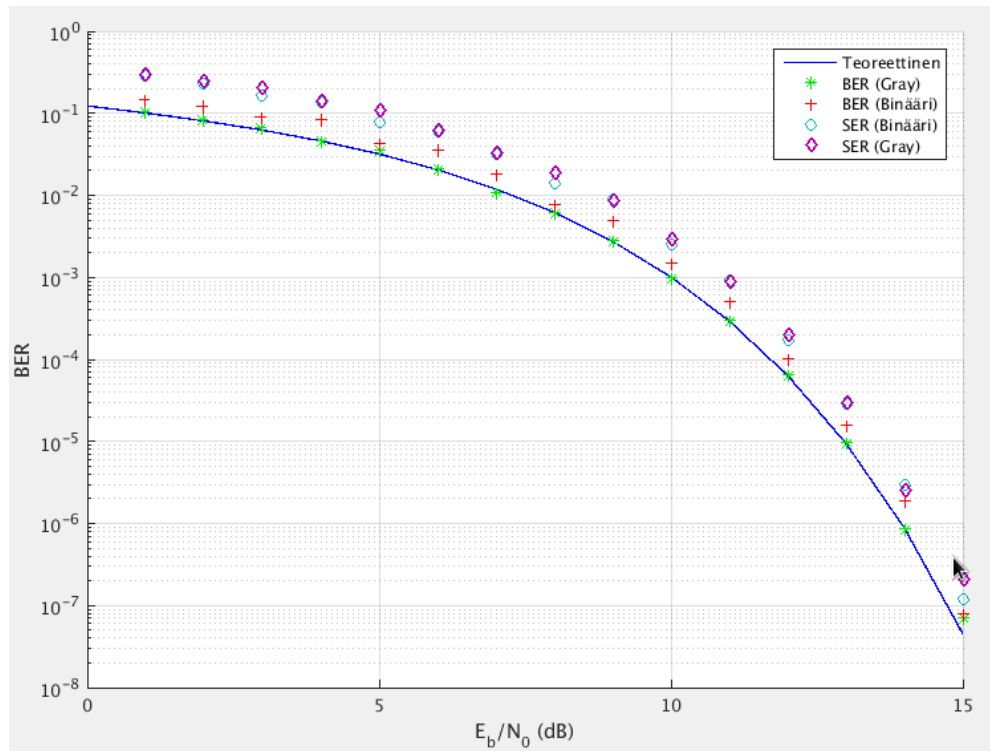
Kuva 16. 16-QAM-modulaation bitti- ja symbolivirhesuhteet.

2.3.3. 8-PSK

8-PSK:n BER- ja SER-arvojen simuloimiseen käytettiin kuvan 17 mukaista Simulink-mallia. Simulointitulokset on esitetty kuvassa 18. Nähdään, että Gray-koodattuna simuloimalla saatu bittivirhesuhde on sama kuin teoreettinen BER. Myös tässä binääri-konstellaation BER on hiukan huonompi kuin Gray-koodatun signaalin BER.



Kuva 17. 8-PSK -simulaatiomallin lohkokaavio.

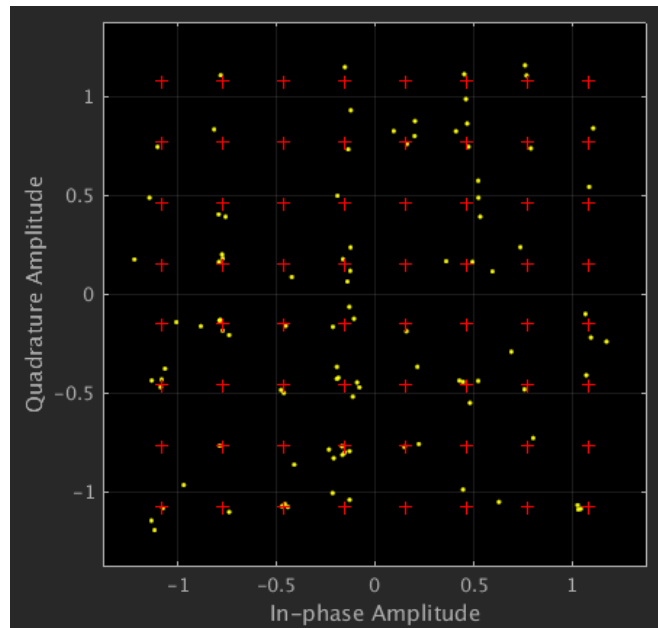


Kuva 18. 8-PSK -modulaation bitti- ja symbolivirhesuhteet.

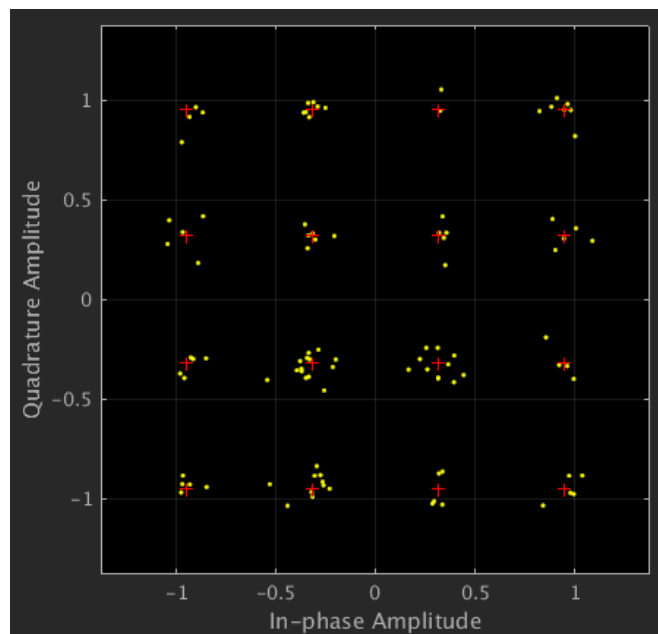
2.3.4. Modulaatioiden vertailu

QAM-modulaatioissa signaali muodostetaan muuttamalla sekä signaalin amplitudia että vaihetta, kun PSK:ssa symbolien välillä on ainostaan vaihe-ero. 64-QAM-, 16-QAM- ja 8-PSK-modulaatioiden konstellaatiogrammit ja 15 dB:n signaali-kohinasuhteella vastaanotetut symbolit on esitetty kuvissa 19, 20 ja 21. Kuvia vertailemalla nähdään, että 64-QAM:n konstellaatiopisteet ovat lähempänä toisiaan kuin 16-QAM:lla ja vastaavasti 16-QAM:n pisteet ovat lähempänä toisiaan kuin 8-PSK:lla. Myös näistä kuvista voidaan päätellä, että signaali-kohinasuhteen pienentyessä bittivirheiden lukumäärä kasvaa nopeiten 64-QAM:n tapauksessa ja hitaimmin 8-PSK:lla. 64-QAM:n symbolin pituus on $\log_2 64 = 6$ bittiä, kun 8-PSK:lla se on $\log_2 8 = 3$. Näin ollen 64-QAM:lla päästään korkeampaan tiedonsiirtonopeuteen kuin 8-PSK:lla, kunhan kanavan signaali-kohinasuhde on riittävän korkea.

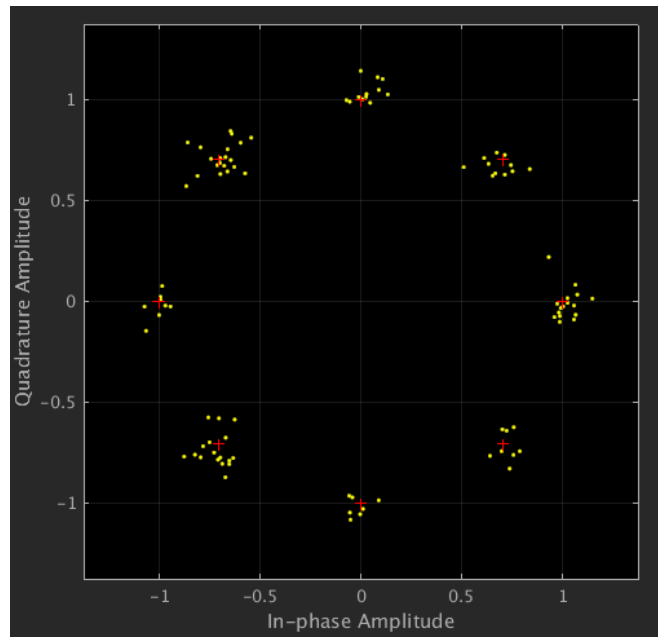
Havaitaan myös, että symbolivirhesuhde suhteessa bittivirhesuhteeseen on sitä huomppi, mitä korkeampaa modulaatiotasoa ja siten symbolin pituutta käytetään. Tämä on edellä tehdyn pohdinnan mukaan odotettu tulos.



Kuva 19. 64-QAM-modulaation konstellaatiokuvaaja signaali-kohinasuhteella 15 dB.



Kuva 20. 16-QAM-modulaation konstellaatiokuvaaja signaali-kohinasuhteella 15 dB.



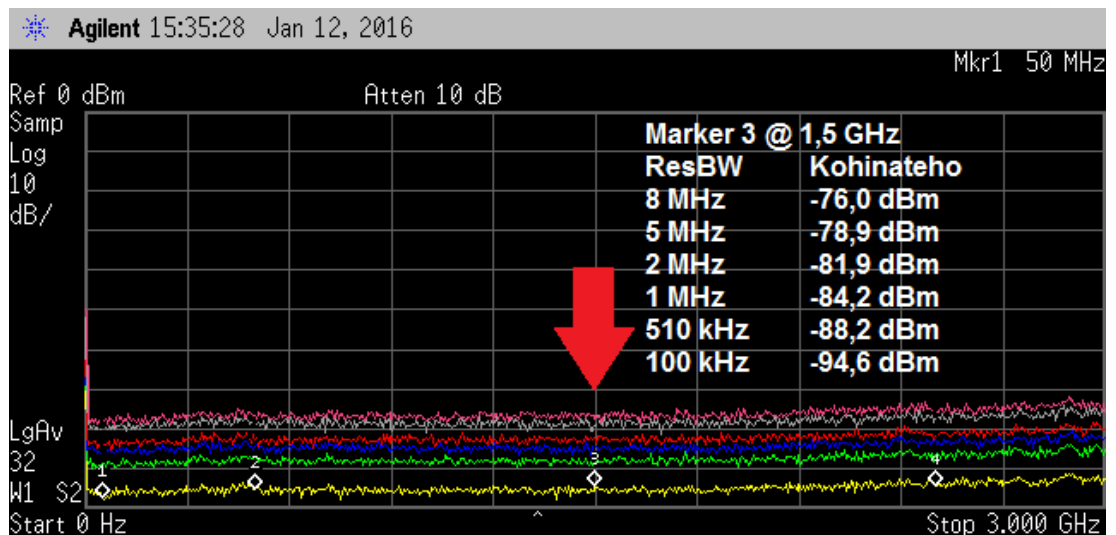
Kuva 21. 8-PSK-modulaation konstaatiokuvaaja signaali-kohinasuhteella 15 dB.

3. RADIORAJAPINTA JA SPEKTRI

Tässä työn osassa tutkittiin radiorajapinnan luontaisia ominaisuuksia sekä mitattiin ja tutkittiin erinäisiä olemassaolevia radiojärjestelmiä. Mittausten tekemiseen käytetyt työkalut olivat Agilent PSA4446E -spektrianalysaattori, jonka tuloporttiin kytkettiin kulloinkin tutkittavana olevan tietoliikennejärjestelmän signaalitie, sekä Keysight 89600 VSA -ohjelmisto, jolla analysoitiin spektrianalysaattorin mitaamia signaaleja eri järjestelmistä. Radiojärjestelmien mittaauksissa spektrianalysaattorin tulona toimi laboratorioon sijoitettu järjestelmien yhteinen antennikaapeli ja kaapelitelevisio-mittauksissa erillinen koaksiaalikaapeli.

3.1. Spektrianalysaattori

Työn ensimmäisessä osassa tutkittiin Agilent PSA4446E -spektrianalysaattorin omaa taustakohinaa ilman erillistä tulosignaalia. Spektrianalysaattorissa voidaan määrittää resoluutiokaistanleveys eli taajuuskaista, jolla esiintyvien signaalikomponenttien summa muodostaa yhden näytteen taajuustasossa. Mitattu taustakohina taajuuden funktiona eri resoluutiokaistanleveyksillä on esitetty kuvassa 22. Nähdään, että kohinan taso on kutakuinkin vakio koko spektrin yli aina 3 GHz:iin saakka. Kohinataso nousee resoluutiokaistanleveyttä kasvatettaessa. Tämä johtuu siitä, että resoluutiokaistanleveyden kasvaessa kuhunkin kohinan komponenttiin summautuu kohinaa suuremmalta taajuuskaistalta. Spektrianalysaattorin mitaama taustakohina on peräisin mittalaitteiden lämmöstä ja luonnollisista kohinalähteistä kuten kosmisesta taustasäteilystä.



Kuva 22. Spektrianalysaattorin taustakohinan tehotaso eri resoluutiokaistanleveyksillä taajuuden funktiona.

Taustakohinan tehotiheyden ja 2 MHz kaistalta saadun kohinatehon arvoja eri resoluutiokaistanleveyksillä ja keskitaajuuksilla on esitetty taulukossa 1. Esimerkiksi 50 MHz keskitaajuudella ja 30 kHz resoluutiokaistanleveydellä kohinateho on taulukon

mukaan -81 dBm. Tähän päästään kertomalla kohinan tehotiheys kaistanleveydellä. Desibeleinä laskettuna

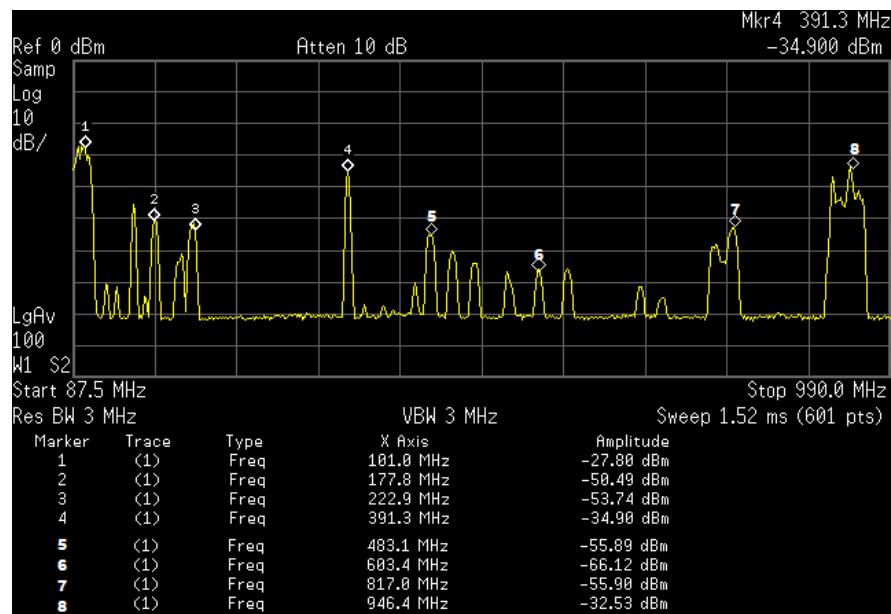
$$P_{n|dB} = -144 \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} + 10 \log 2 * 10^6 \text{ Hz} = -144 \text{ dBm} + 63 \text{ dB} \approx -81 \text{ dBm} \quad (3)$$

Taulukko 1. Taustakohinan tehotiheys ja kohinateho 2 MHz:n kaistanleveydellä.

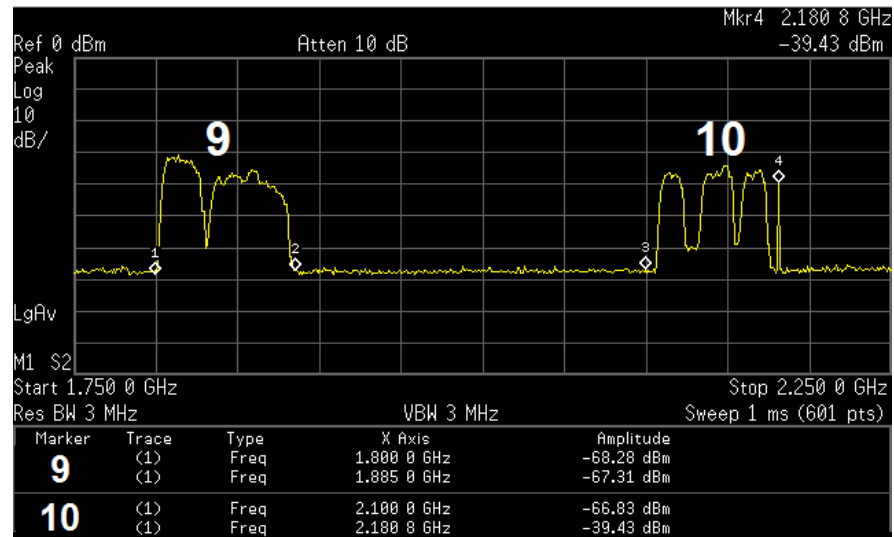
Resoluutiokaistanleveys	Keskitaajuus	Tehotiheys	Kohinateho
30 kHz	50 MHz	-144 dBm/Hz	-81 dBm
30 kHz	1,5 GHz	-142,9 dBm/Hz	-79,8 dBm
100 kHz	50 MHz	-144 dBm/Hz	-80,9 dBm
100 kHz	1,5 GHz	-142,9 dBm/Hz	-79,8 dBm
1 MHz	50 MHz	-143,3 dBm/Hz	-80,3 dBm
1 MHz	1,5 GHz	-142,4 dBm/Hz	-79,3 dBm
5 MHz	50 MHz	-144 dBm/Hz	-80,9 dBm
5 MHz	1,5 GHz	-142,9 dBm/Hz	-79,8 dBm

3.2. Spektrin käyttö

Tässä työn osassa tarkastelun kohteeksi otettiin sähkömagneettinen spektri taajuusvälillä 87,5 MHz – 2,5 GHz. Oulun yliopiston Tietotalo I:n katolla sijaitsevia antennoja ja spektrianalysaattoria käyttäen mitattiin signaalitasoltaan voimakkaimmat radiojärjestelmät. Voimakkaimmat signaalit 1 GHz:iin asti ovat kuvassa 23 ja sitä ylempien taajuuksien voimakkaimmat järjestelmät kuvassa 24.



Kuva 23. Spektrin voimakkaimmat signaalit välillä 87,5 MHz – 990 MHz.



Kuva 24. Spektrin voimakkaimmat signaalit välillä 1750 MHz – 2250 MHz.

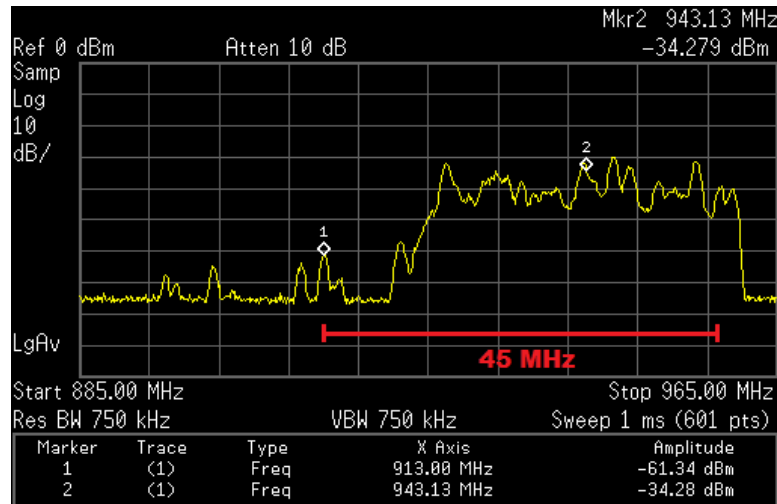
Tarkastelemalla oheisia kuvia ja Viestintäviraston taajuusjakotaulukkoa, voidaan havaitut järjestelmät identifioida taulukon 2 mukaisesti [3]. Mittaustulosten luotettavuutta ja etenkin signaalitasoja arvioitaessa on otettava huomioon vastaanottoantennin päästökaista. Aerial Oy:n laajakaistainen dipoliantenni D100-1000 kattaa taajuusalueen 100 – 1000 MHz [4]. Antennin datalehdellä olevasta kuvaajasta nähdään, että heijastuskertoimen arvo vaihtelee myös päästökaistalla. Mitattujen radiojärjestelmien keskinäistä vertailua tehdessä on nämä vaihtelut otettava huomioon. Taajuuskaistalla 1 GHz – 1,75 GHz ei havaittu taustakohinasta erottuvia signaaleja, sillä nämä taajuudet eivät ole mittauksissa käytettyjen antennien päästökaistalla.

Taulukko 2. Radiojärjestelmät identifioituna.

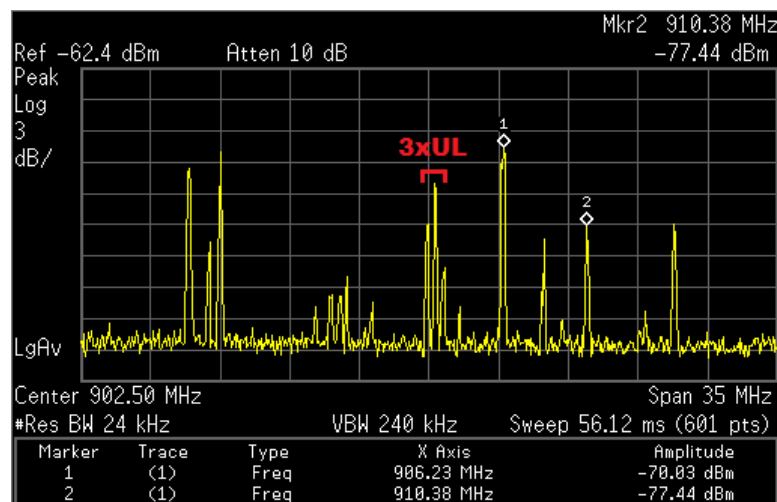
#	Taajuudet	Järjestelmä
1	87,5 – 108 MHz	Yleisradioliikenne / Ääniradio (BC) TX
2,3	174 – 230 MHz	Yleisradioliikenne / Televisio (BT) TX (kanavat 5-12)
4	390,0125 – 394,9875 MHz	Viranomaisverkko (VIRVE)
5,6	470 – 694 MHz	Yleisradioliikenne / Televisio (BT) TX (kanavat 21-48)
7	791 – 821 MHz	Sähköisten viestintäpalvelujen tarjontaan soveltuvat maanpäälliset järjestelmät
8	925,1 – 959,9 MHz	GSM 900
9	1805,1 – 1879,9 MHz	IMT (3G WCDMA)
10	2110 – 2170 MHz	IMT (3G WCDMA)

3.3. GSM-järjestelmä

Edellisessä kappaleessa radiospektrissä havaittu GSM 900 -järjestelmä (Global System for Mobile Communications) on esitetty tarkempana kuvassa 25. Kanavien väli GSM 900 -järjestelmässä on 200 kHz sekä ylös- ja alas-linkin välinen dupleksiväli 45 MHz [5]. Dupleksiväli on merkitty kuvaan punaisella. Kanavat käyttäjältä tukiasemalle (uplink), joista yksi on osoitettu kuvassa merkillä 1, saatiin näkyviin spektrianalysaattorin *max hold* -toiminnolla. Kolmen vierekkäisen kanavan kanavaväli 200 kHz on nähtävissä kuvassa 26, jossa kuvattuna on lukuisia GSM 900 -järjestelmän ylös-linkkejä.



Kuva 25. GSM 900 -järjestelmän UL- (uplink) ja DL- (downlink) signaalit.



Kuva 26. Kolme vierekkäistä GSM 900 UL-kanavaa, kunkin kanavaväli 200 kHz.

Spektrissä havaitun GSM 1800 -järjestelmän alas-linkki taajuudella 1,8346 GHz demoduloitiin käyttäen vektorisignaalianalysaattoria (VSA), jolle analysoitava signaali

syötettiin spektrianalysointilaiteeseen. GSM:n (GMSK-moduloidun) signaalin lisäksi alalinkissä havaittiin 8-PSK -modulointia EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) -signaalia sekä satunnaisesti myös Evolved EDGE -teknologian 16-QAM -modulointia signaalia.

Kummallekin säännöllisesti havaitulle modulaatiomenetelmälle määritellään demodulointivaiheessa EVM-arvo (Error Vector Magnitude). Se kuvaa konstellatiopisteen paikan virhettä I-Q-tasossa eli se on ideaalisesta konstellatiopisteestä vastaanotetun symbolin konstellatiopisteeseen piirretyn vektorin sekä origon ja ideaalisen konstellatiopisteen välisen vektorin pituuksien suhde [6]. VSA:lla demoduloitujen yksittäisten symbolien EVM-arvoja GMSK:n ja 8-PSK:n tapauksissa on kuvassa 27.

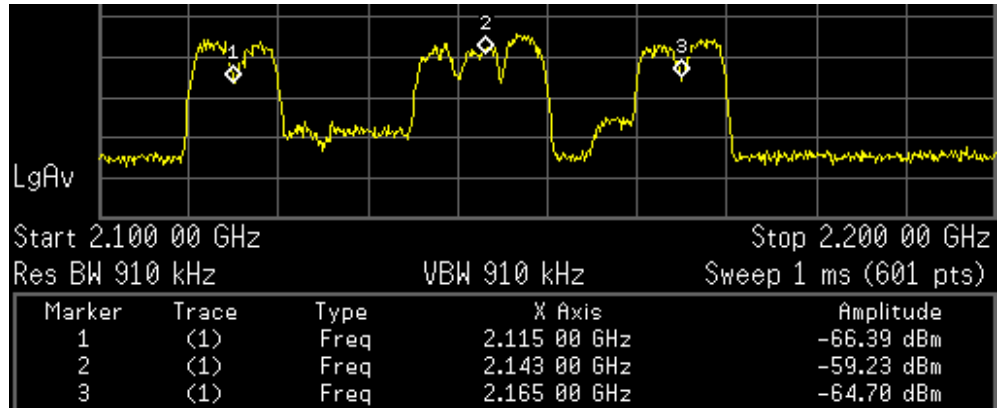
D: Ch1 EDGE Evo Summary					
Mod Scheme = GMSK			Slot Index = 2		
TSC	= 3				
EVM	= 6.1353	%rms	13.560	% pk at sym	83
Mag Err	= 3.8974	%rms	11.248	% pk at sym	85.4
Phase Err	= 2.9931	deg	7.8105	deg pk at sym	82.9
Pk EVM	= 13.560	%	95% EVM	= 12.740	%
Freq Err	= -83.947	Hz			
IQ Offset	= -48.69	dB	Amp Droop	= 0.2182	dB/slot
Quad Err	= 382.15	mdeg	Gain Imb	= -0.041	dB
Time Offset	= 1.6658	msec	AM/PM Skew	= ***	

D: Ch1 EDGE Evo Summary					
Mod Scheme = 8PSK (EDGE)			Slot Index = 0		
TSC	= 3				
EVM	= 18.513	%rms	29.512	% pk at sym	47
Mag Err	= 16.808	%rms	-29.481	% pk at sym	47
Phase Err	= 3.9963	deg	9.4155	deg pk at sym	92
Pk EVM	= 29.512	%	95% EVM	= 17.695	%
Freq Err	= 16.877	kHz			
IQ Offset	= -45.746	dB	Amp Droop	= 0.0755	dB/slot
Quad Err	= 706.18	mdeg	Gain Imb	= 0.046	dB
Time Offset	= 761.52	usec	AM/PM Skew	= ***	

Kuva 27. Demodulaation EVM-arvoja GMSK:lle (GSM) ja 8-PSK:lle (EDGE).

3.4. WCDMA-järjestelmä

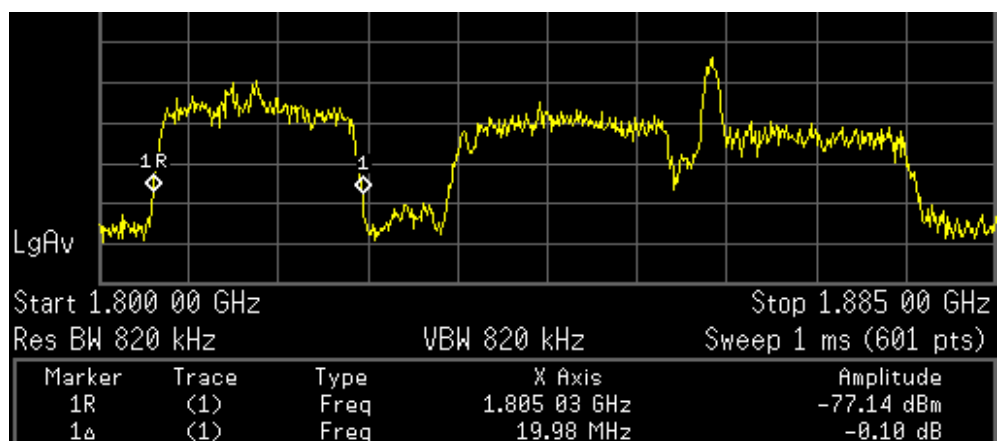
Tehdyissä mittauksissa spektristä havaittiin myös WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) -järjestelmän DL-signaaleja, jotka on esitetty kuvassa 28. Taajuuskaistalla 2110 – 2170 MHz toimivat kolmen suomalaisen operaattorin WCDMA-verkon alas-linkit kukin 20 MHz:n taajuudella [3]. Tätä taajuusalueetta vastaava kaupallinen UMTS-kaistanumero on 1 (band 1) [7].



Kuva 28. WCDMA-järjestelmän DL-signaaleja 2100 MHz:n taajuusalueella (Band 1).

3.5. LTE-järjestelmä

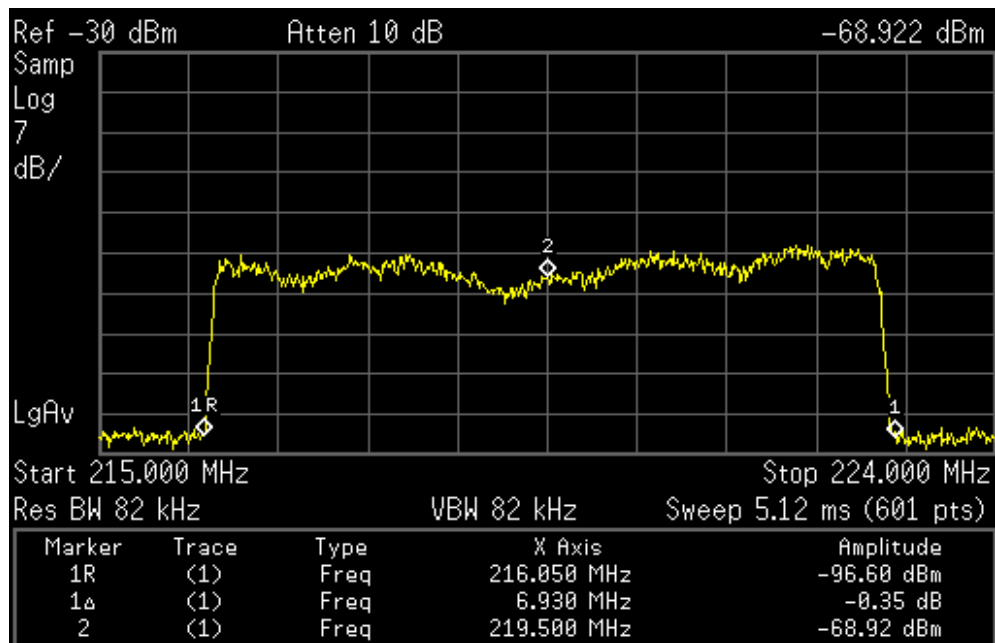
Myös 1800 MHz:n taajuudella toimiva LTE-verkko (Long Term Evolution) havaittiin spektrianalysaattorilla. Kyseinen LTE:n taajuusalue on kaista 3 (Band 3). Kuvassa 29 on esitetty merkeillä Soneran LTE-verkon alas-linkin kaistanleveys 20 MHz. Myös kaksi muuta tällä kaistalla toimivaa suomalaisoperaattoria käyttävät 20 MHz:n alas-linkin kaistanleveyttä [8].



Kuva 29. Soneran LTE-verkon alas-linkki 20 MHz kaistanleveydellä.

3.6. Digitaalitelevisio DVB-T

Tässä osassa tutkittiin digitaalisen antennitelevisio (DVB-T, Digital Video Broadcasting - Terrestrial) signaalia, jonka lähetyspaikkana on Kiiminki. Vastaanottoantennin kaistanleveys oli 900 MHz sekä antennivahvistus 2 dBi. DVB-T -signaali havaittiin kanavalla 11 eli taajuuskaistalla 216-223 MHz [9]. Spektrianalysaattorin kuvaaja on esitetty kuvassa 30. Signaalin kaistanleveys on 7 MHz. DVB-T:n modulaatiovaihtoehdot ovat QPSK, 16-QAM ja 64-QAM [10].



Kuva 30. DVB-T -lähetyksen vastaanotettu signaali taajuusalueella 216-223 MHz.

Spektrianalysaattorilla saadaan mitattua vastaanotetulle signaalille 7 MHz kaistalla kokonaisteho -46 dBm. Oletetaan lähetyksantennin vahvistukseksi 0 dBi, lähettimen ja vastaanottimen väliseksi etäisyydeksi 15 km ja lähetinantennin korkeudeksi 170 m. Tällöin etenemisvaimennus voidaan laskea Okumura-Hata -etenemismallin mukaan kaavalla

$$L_{dB} = A + B \log_{10} R - C \quad (4)$$

jossa

$$\begin{aligned} A &= 69,55 + 26,16 \log_{10} f_c - 13,82 \log_{10} h_b, \\ B &= 44,9 - 6,55 \log_{10} h_b, \\ C &= 2(\log_{10}(\frac{f_c}{28}))^2 + 5,4, \\ R &= r * 10^{-3} = 15, \\ h_b &= 170 \text{ m}, \\ f_c &= 219,5 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (5)$$

Sijoittamalla arvot saadaan etenemisvaimennukseksi $L \approx 139,4$ dB. Tämän mallin mukainen DVB-T-aseman laskennallinen lähetysteho ratkaistiin kaavalla

$$P_t = P_r + L - G_r - 30 = 61,4 \text{ dBm} \approx 1,38 \text{ kW} \quad (6)$$

jossa G_r on vastaanottoantennin vahvistus.

Vapaan tilan etenemismallin (free space propagation model) kaava lähetysteholle on muotoa

$$P_t = P_r - G_t - G_r - 20 \log\left(\frac{c}{4\pi r f}\right) \quad (7)$$

jossa c on valon nopeus $2,998 * 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$, r lähettimen ja vastaanottimen välinen etäisyys metreinä ja f kantoaaltoaajuus. Lukuarvot sijoittamalla saadaan

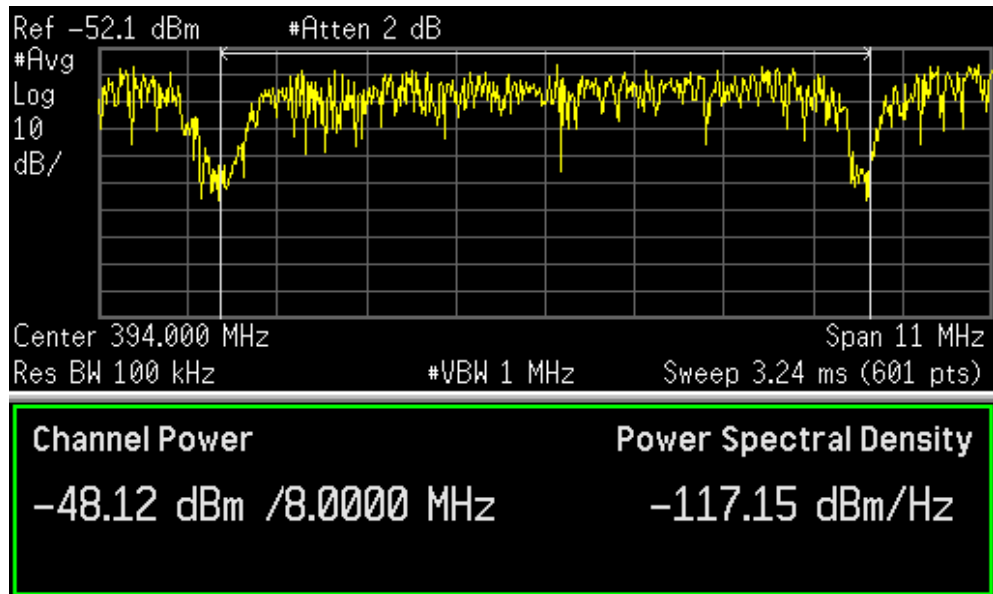
$$P_t = -46 - 0 - 2 - (-102,8) = 54,8 \text{ dBm} \approx 302 \text{ W}, \quad (8)$$

219,5 MHz taajuudella lähettävän Kiimingin DVB-T -aseman lähetystehoksi on ilmoitettu 3,5 kW [9]. Okumura-Hatan esikaupunkialueelle soveltuvalla mallilla laskettu lähetysteho 1,4 kW on huomattavan paljon lähempänä aseman todellista lähetystehoa kuin vapaan tilan etenemismallin tulos 300 W. Laskutoimituksissa ei kuitenkaan oteta huomioon kaikkia häviökomponentteja ja näin ollen etenemismalleihin perustuvassa laskennassa lopputuloksena saatava lähetysteho on todellista pienempi.

3.7. Digitaalikaapelitelevisio DVB-C

Tässä osassa tutkittiin digitaalisen kaapelitelevision (DVB-C, Digital Video Broadcasting - Cable) kanavaryhmiä 1 ja 13. Vastaavat keskitaajuudet ovat 274 MHz ja 394 MHz ja molemmilla kaistanleveys on 8 MHz. Kummankin kanavaryhmän taajuusalueita luettiin spektrianalysointilaitteilla ja vastaanotetut signaalit demoduloitiin VSA-sovelluksella. Kanavaryhmän 1 modulaatio on 128-QAM, ryhmällä 13 modulaationa on 256-QAM [11]. Lähetysten symbolinopeus on 6,9 Msym/s. Kun verrataan DVB-C-lähetystä DVB-T:hen, nähdään että jälkimmäisellä QAM-modulaation tasot ovat pienemmät. Tämä johtuu siitä, että DVB-C:n siirtotienä toimiva koaksiaalikaapelissa on huomattavan paljon parempi signaali-kohinasuhde kuin DVB-T:n radorajapinnassa. Riittävän palvelun laadun takaamiseksi radioteitse on siis lähetettävä alemmalla QAM-modulaation tasolla.

DVB-C-kanavan tehonmittaus on esitetty kuvassa 31. Vastaanotettu teho -48,1 dBm on suhteellisen lähellä DVB-T:n vastaanotettoa -46 dBm. Kaapelitelevision lähetysten vastaanotettujen symbolien hetkellinen EVM sekä 128- (kanavaryhmä 1) että 256-QAM:lle (kanavaryhmä 13) on esitetty kuvassa 32.



Kuva 31. DVB-C -kanavan 13 vastaanotettu teho.

D: Ch1 128DVB Syms/Errs ▾					
EVM	= 5.2692	%rms	19.309	% pk at sym	166
Mag Err	= 3.8166	%rms	18.920	% pk at sym	166
Phase Err	= 10.803	deg	43.485	deg pk at sym	113
Freq Err	= 7.5735	kHz			
IQ Offset	= -38.541	dB	SNR (MER) = 16.811		dB
Quad Err	= 376.95	mdeg	Gain lmb = -0.013		dB

D: Ch1 256DVB Syms/Errs ▾					
EVM	= 3.9792	%rms	22.185	% pk at sym	53
Mag Err	= 2.9280	%rms	21.205	% pk at sym	53
Phase Err	= 10.475	deg	-44.773	deg pk at sym	333
Freq Err	= 80.881	kHz			
IQ Offset	= -33.991	dB	SNR (MER) = 17.701		dB
Quad Err	= -190.86	mdeg	Gain lmb = 0.157		dB

Kuva 32. DVB-C-lähetysten symbolien hetkellisiä EVM-arvoja 128-QAM:lle ja 256-QAM:lle.

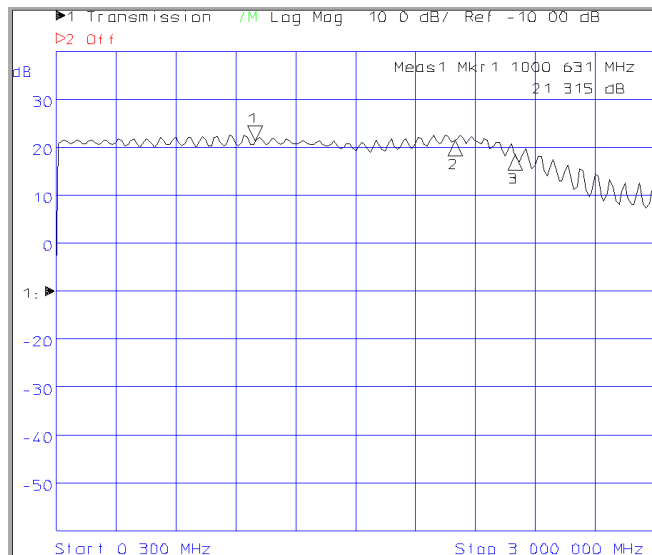
4. RADIOKOMPONENTTIMITTAUKSET

Lähetin tai vastaanotin muodostuu erinäisistä lohkoista, joissa signaalia käsittelevät muun muassa antennit, vahvistimet, sekoittimet, tehonjakajat ja suodattimet. Tässä osassa mitattiin tietyille edellä mainituille RF (Radio Frequency, radiotaajuinen) -komponenteille ominaisia tunnuslukuja sekä verrattiin saatuja arvoja valmistajan datalehdellä ilmoittamiin rajoihin.

4.1. RF-vahvistin

Tässä osassa työtä tutkittiin MiniCircuits ZFL-2000 -RF-vahvistinta. Verkkoanalysaattori HP 8714C kalibroitiin kytkemällä sen tulo- ja lähtöportit adapterin kautta yhteen ja suorittamalla laitteen sisäinen kalibrointi. Tämän jälkeen adapteri korvattiin mitattavalla vahvistimella. Valmistajan määrittelyn mukaisesti vahvistimen käyttöjännitteenä oli 15 V.

Valmistajan mukaan vahvistimen vahvistus päästökaistalla on vähintään 20 dB. RF-vahvistimen taajuusvaste on kuvassa 33. Suurin ja pienin vahvistus pysyttelevät päästökaistalla 20 dB:n yläpuolella, joten ne vastaavat valmistajan ilmoittamia arvoja [12]. Mittaustulokset ovat sekä vahvistuksen osalta että taajuustasossa tarkat. Mittaustarkkuuteen vaikuttavat vahvistimen käyttöjännite ja lämpötila, käytettävät kaapelit ja liittimet sekä ennen kaikkea verkkoanalysaattorin kalibroinnin tarkkuus. Verkkoanalysaattorin kalibroinnin tarkoituksena on minimoida kytkentöjen ja kaapeleiden vaikutus. Kalibroinnissa käytettävässä adapterissa tulisi olla samat liittimet kuin mitattavassa laitteessa. Mittauksessa käytettävien kaapeleiden laadulla on suuri vaikutus lopputulokseen, sillä heikkolaatuisen RF-kaapelin heijastusominaisuudet voivat muuttua kaapelia liikutellessa paljonkin.

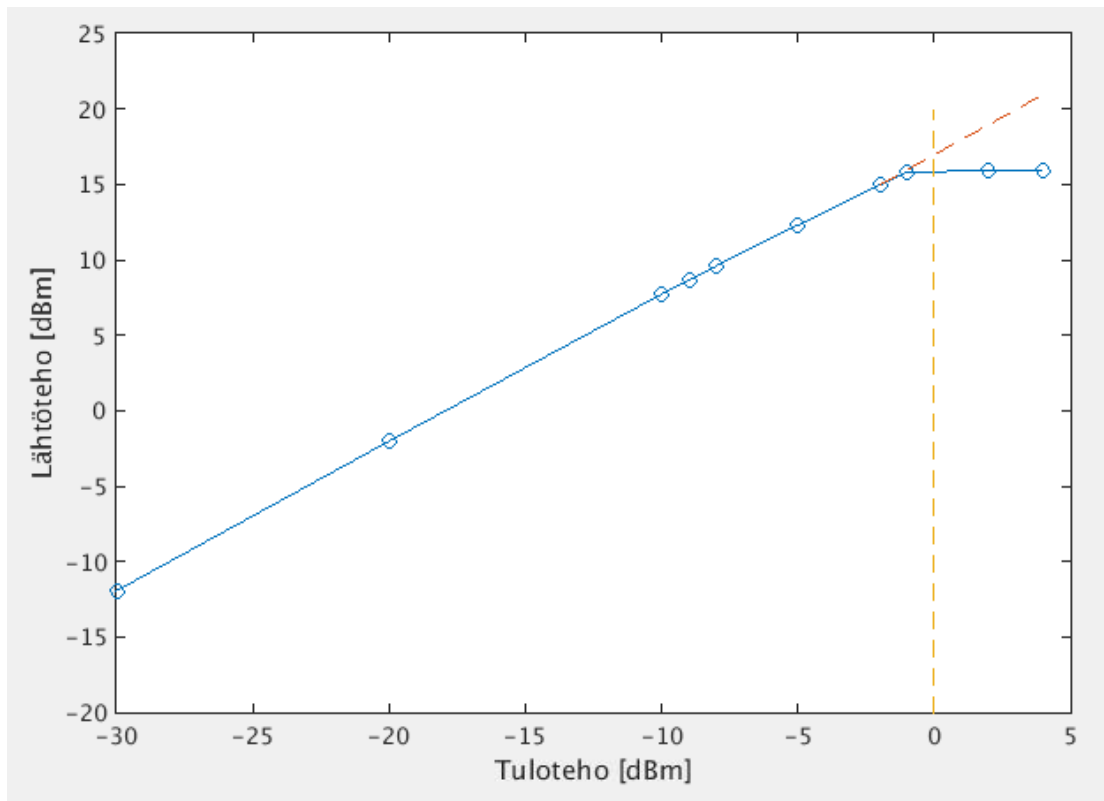


Kuva 33. RF-vahvistimen taajuusvaste kaistalla 300 kHz – 3 GHz.

4.2. Vahvistimen -1 dB -kompressiopiste

Vahvistimen lineaarinen toiminta-alue on se tulotehon vaihteluväli, jolla lähtöteho riippuu lineaarisesti tulotehosta. Vahvistimen kompressio alkaa siitä pisteestä, jossa sen lineaarinen alue päättyy ja tulotehon kasvattaminen ei enää nosta lähtötehotasoa. Vahvistimen -1dB -kompressiopiste on se tulotehon taso, jolla toteutunut vahvistus on 1 dB lineaarisen alueen teoreettista vahvistusta alempana [13]. Epälineaarisuus aiheuttaa säröä lähtösignaaliin.

ZFL-2000 -vahvistimen -1 dB -kompressiopiste 1,5 GHz:n taajuiselle sinimuotoiselle tulosignaaliin on esitetty kuvassa 34. Valmistajan mukaan vahvistimen -1 dB -kompressiopiste on +16 dB, joka on myös mitattu tulos.



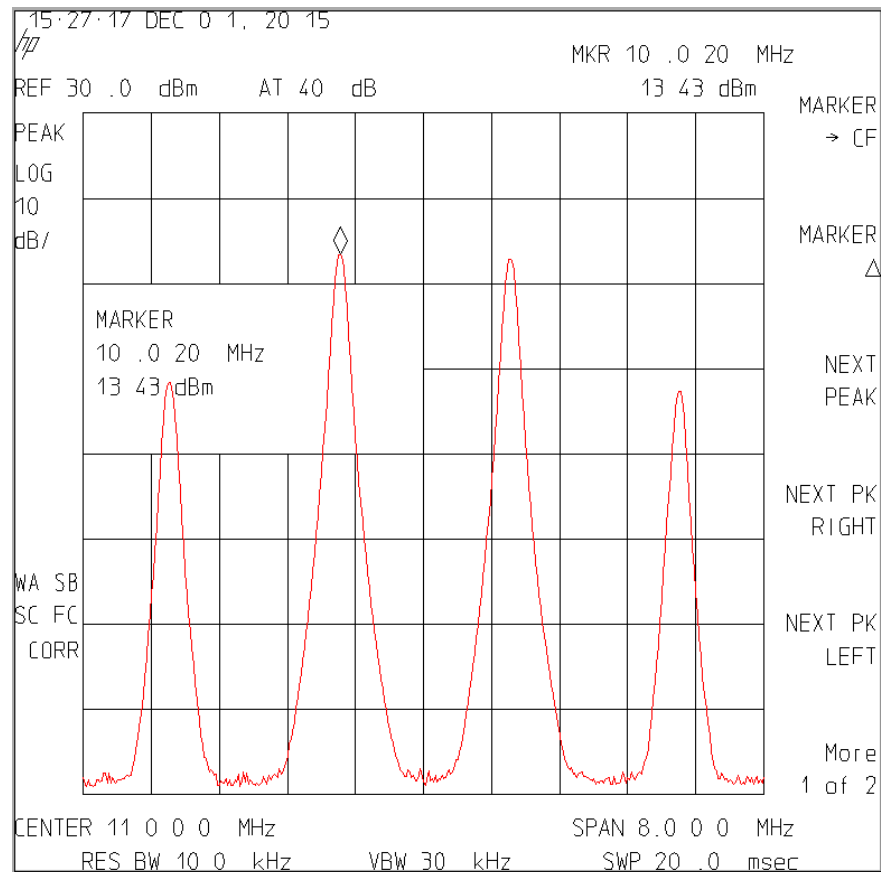
Kuva 34. -1 dB -kompressiopiste, kun signaalin taajuus on 1,5 GHz.

4.3. IP3-piste

Tässä osassa tutkittiin signaalien keskinäismodulaatiota ja siihen liittyviä kolmannen kertaluvun leikkauspisteitä (IP3, 3rd order Intercept Point). Keskinäismodulaatio synnyttää kahden eri taajuisen signaalikomponentin sekä niiden monikertojen summa- ja erotustaajuuksille uusia signaalikomponentteja. Tämä ilmiö on seurausta mitattavan laitteen, tässä tapauksessa RF-vahvistimen, epälineaarisuudesta. Kolmannen kertaluvun keskinäismodulaatio tuottaa havaittavat signaalit eli keskinäismodulaatiotulot taajuuksille $2\omega_1 \pm \omega_2$ ja $2\omega_2 \pm \omega_1$ ja niiden amplitudi kasvaa tulojännitteen funktiona. Kes-

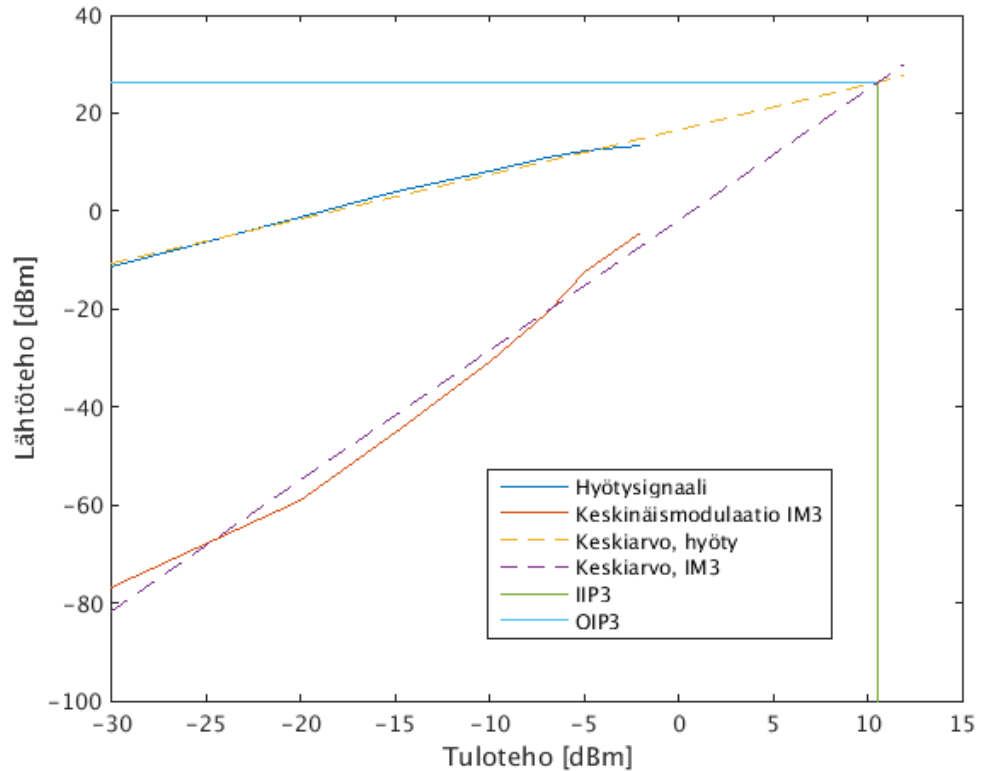
kinäismodulaatioon liittyvä kolmannen kertaluvun leikkauspiste on teoreettinen piste, jolla tulosignaalien ja keskinäismodulaation lähtötehot ovat yhtäsuuret. Tulon leikkauspiste (IIP3, 3rd order Input Intercept Point) ja lähdön leikkauspiste (OIP3, 3rd order Output Intercept Point) antavat lukuarvot tulo- ja lähtötehoille, joilla leikkauspiste saavutetaan.

IP3-pisteen määrittämiseen käytettiin kahta Marconi 2024 -RF-signaaligeneraattoria, tehonjakaja/-yhdistintä, ZFL-2000+ -RF-vahvistinta ja spektrianalyysiaattoria. Signaaligeneraattoreilla tuotettiin sinimuotoista tulosignaalia kahdella toisiaan lähekkäin olevalla taajuudella, jotta keskinäismodulaation tuottamat signaalit olisi helppo havainnoida spektrianalyysaattorilla. Tulot yhdistettiin tehonyhdistimessä, jonka lähtö kytkettiin RF-vahvistimeen ja sen lähtö spektrianalyysaattoriin. Tulosignaalien taajuudet olivat ensimmäisessä vaiheessa 10 ja 12 MHz, toisessa vaiheessa 498 ja 502 MHz. Keskinäismodulaation tuottamat taajuuskomponentit on esitetty spektrianalyysaattorin näytöltä liipaistussa kuvassa 35. Keskellä nähdään 10 ja 12 MHz:n tulosignaalit ja laidoilla keskinäismodulaation tulokomponentit taajuuksilla $2 \cdot 10 - 12 = 8$ MHz sekä $2 \cdot 12 - 10 = 14$ MHz.



Kuva 35. Keskinäismodulaation tulokomponentit (laidoilla) ja alkuperäiset signaalit.

Kuvassa 36 on esitetty mittaustuloksiin perustuva keskinäismodulaation laskennallinen 3. kertaluvun leikkauspiste. IIP3-pisteen arvoksi saadaan noin 10,6 dBm ja OIP3:lle 26,3 dBm. OIP3-piste on vahvistimen datalehden mukaan 25 dBm, joten mittaustulos vastaa valmistajan ilmoittamaa arvoa mittaustarkkuuden rajoissa.

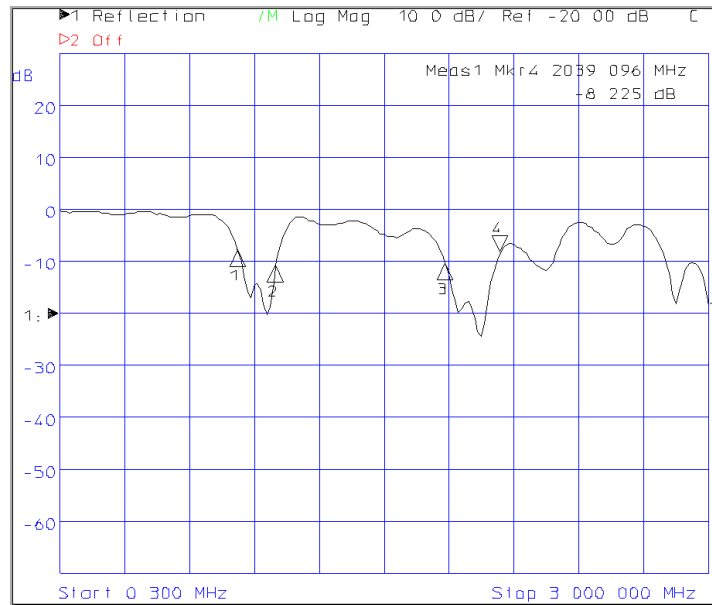


Kuva 36. Keskinäismodulaation 3. kertaluvun leikkauspiste.

4.4. Antennit

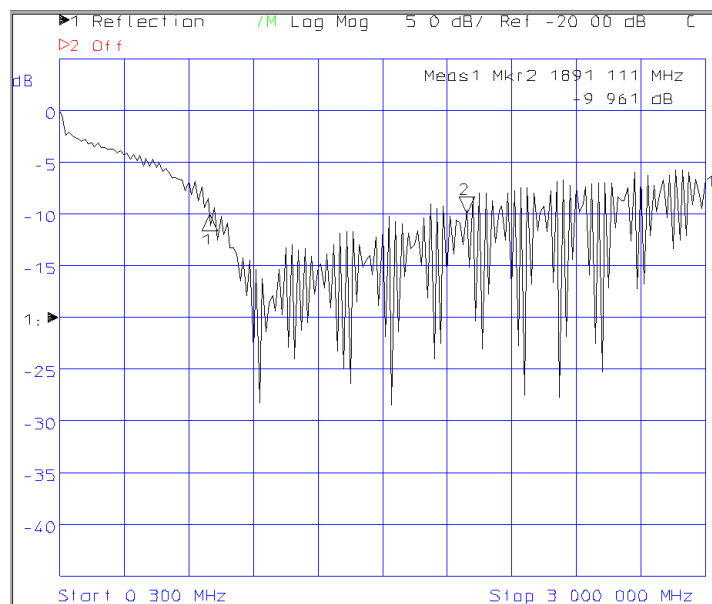
Antennin säteily- tai päästökaista määritellään yleensä jännitteen seisovan aallon suhteen (SAS tai VSWR, Voltage Standing Wave Ratio) tai tulon heijastuskertoimen S_{11} avulla [14]. Tässä työn osassa määriteltiin antennien toimintataajuudeksi se kaista, jolla heijastuskertoimen reaaliosa on enintään -10 dB. Tutkittavana oli kolme erilaista antennia, joiden päästökaistat määritettiin verkkoanalysaattorin heijastuserroin-toimintamoodissa.

Kuvassa 37 on esitetty ProAnt GSM/UMTS -antennin heijastuserroin taajuuden funktiona taajuusvälillä 300 kHz – 3 GHz. Kuvassa näkyvien kahden päästökaistan taajuudet ovat noin 825–1000 MHz ja 1785–2040 MHz. Valmistajan datalehdellä on ilmoitettu antennin soveltuvan GSM 850/900- sekä UMTS 1800/1900-järjestelmiin, joiden taajuusalueet vastaavat mitattuja -10 dB:n kaistoja [15]. Datalehdestä ei käy ilmi, millainen on antennin sisäinen rakenne. Antennin rungon mitat 100x100 mm kuitenkin vastaavat toimintataajuuksien aallonpituuksia, sillä esimerkiksi 850 MHz:llä aallonpituus on noin 35 cm ja 1900 MHz:llä noin 16 cm.



Kuva 37. ProAnt GSM/UMTS -antennin päästökaistat (GSM 850/900, UMTS 1800/1900)

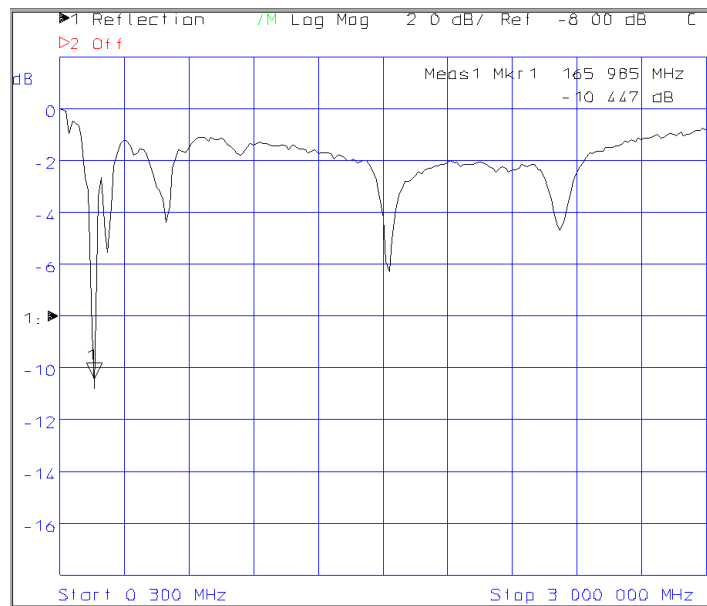
Allgon LX2000 -laajakaistaisen antennin heijastuskerroin on taajuuden funktiona kuvassa 38. Verkkoanalysaattorin avulla -10 dB:n päästökaista mitattiin taajuusvälille 700 MHz – 1890 MHz. Tämän antennin pituus on noin 9 cm, mikä vastaa 3,3 GHz:n taajuutta. Antennin sisäinen rakenne ja sovitus tuottavat kuitenkin tätä alhaisemmilla taajuuksilla olevan toimintakaistan.



Kuva 38. Allgon LX2000 laajakaista-antennin päästökaista.

Kolmannen mitatun antennin heijastuskerroin taajuuden funktiona on esitetty kuvassa 39. Kyseessä on VHF-alueella toimiva kapeakaistainen antenni, jonka päästökaista

asettuu mittausten perusteella noin 166 MHz:n kohdalle. Tämän antennin rungon fyysinen pituus 35 cm vastaa noin 860 MHz:n taajuutta. Myös tämän antennin sisäinen rakenne asettaa päästökaistan taajuustasossa alemmas.



Kuva 39. VHF-antennin päästökaista (n. 166 MHz).

4.5. RF-sekoitin

Sekoitin on kolmesta portista muodostuva laite, jolla voidaan moduloida tai demoduloida tietoliikennesignaalia eli kopioida se taajuustasossa ylös- tai alaspäin. Sekoitimen portit ovat RF (Radio Frequency), IF (Intermediate Frequency) ja LO (Local Oscillator). LO- eli paikallisoskillaattorin porttiin syötetään sinisignaalia, kun taas RF- ja IF-portit voivat toimia joko tulona tai lähtönä sen mukaan, halutaanko sekoitinta käyttää ylös- vai alassekoitukseen. Alassekoitus eli RF- ja LO- porttien signaalien tulo siirtää RF-kantaaltaajuuden informaatio-signaalin IF-porttiin taajuudelle $f_{IF} = |f_{LO} - f_{RF}|$. Ylössekoituksessa IF- ja LO-porttien tulo näkyy RF-portissa taajuuksilla $f_{IF} \pm f_{LO}$. Sekoitushäviö kuvaa sekoittimen hyötysuhdetta eli taajuustasossa ylös- tai alaspäin sekoitetun signaalin ja alkuperäisen signaalin tehojen suhdetta [16].

Tässä osassa työtä määritettiin Mini-Circuits ZFM-3-S+ -sekoittimen muunnoshäviö sekä ylös- että alassekoituksessa. Lisäksi määritettiin porttien välinen isolaatio. RF/IF- ja LO-signaalit tuotettiin kahdella Marconi 2024 -signaaligeneraattorilla ja sekoittimen lähtö, joka oli vuorollaan joko RF- tai IF-portti, kytkettiin spektrianalysaattoriin. Alas- ja ylössekoituksen muunnoshäviöt on esitetty taulukossa 3. Sekoittimen toimintataajuusalue on datalehden mukaan 40 kHz – 400 MHz ja sekoitushäviö noin 4,5 – 6 dB riippuen taajuudesta ja signaalien tehotasoista. Taulukosta nähdään, että mitatut sekoitushäviöt ovat datalehden antamia arvoja noin 3-4 dB suurempia kaikilla mitatuilla taajuuksilla sekä ylös- että alassekoituksessa. Ylössekoitus paikallisoskil-

laattorin taajuudella 350 MHz ja IF-taajuudella 25 MHz tuottaa jopa 9,95 dB:n sekoitushäviön.

Taulukko 3. Sekoittimen muunnoshäviöt.

Alassekoitus				
-	LO-tulo	RF-tulo	IF-lähtö	Häviö [dB]
Taajuus [MHz]	10	40	30	
Teho [dBm]	5	5	-3.3	8.3
Taajuus [MHz]	200	300	100	
Teho [dBm]	5	5	-3.8	8.8
Ylössekoitus				
-	LO-tulo	IF-tulo	RF-lähtö	Häviö [dB]
Taajuus [MHz]	20	5	25	
Teho [dBm]	5	5	-3.5	8.5
Taajuus [MHz]	350	25	375	
Teho [dBm]	5	5	-4.95	9.95

Sekoittimelle määritellyt LO- ja IF- sekä LO- ja RF-porttien väliset isolaatiot kuvaavat LO-porttiin syötetyn tehon ja tästä tehosta IF- tai RF-porttiin vuotavan tehon suhdetta. LO-RF -isolaation mittauksessa sekoittimen IF-porttiin kytketään 50 ohmin kuorma, sillä näin saavutetaan paras sovitus eli maksimoidaan LO-tulosta IF-lähtöön saatava teho. Sekoittimen porttien välisille isolaatioille mitattiin taulukon 4 mukaiset arvot. Mittaustulokset osoittavat sekä LO-IF- että LO-RF -isolaation olevan datalehden ilmoittamien alarajojen yläpuolella.

Taulukko 4. Sekoittimen porttien väliset isolaatiot.

Suunta	Taajuus	Mitattu isolaatio	Taulukoitu isolaatio
LO-RF	350 MHz	44,2 dB	35,6 dB
LO-IF	350 MHz	42 dB	34 dB
LO-IF	25 MHz	59 dB	58,5 dB

4.6. Tehonjakaja

Mini-Circuitsin ZFSC-2-1W on kolmiporttinen 0°-tehonjakaja, jonka toimintataajuus on välillä 1 – 750 MHz [17]. Tällainen tehonjakaja jakaa tuloporttiin S syötetyn signaalin tehon tasaisesti portteihin 1 ja 2 [18]. Tätä laitetta voi käyttää myös tehonyhdistimenä, jolloin tulosignaali syötetään portteihin 1 ja 2 ja näiden vektorisumma näkyy portissa S. 0°-tehonyhdistin ei tuota vaihesiirtoa tulosignaalien välille. Tehonjakajan porttien 1 ja 2 välinen teoreettinen isolaatio on ääretön, kun S-portissa on sovitettu impedanssi. Tässä työn osassa mitattiin ZFSC-2-1W:n 1- ja 2-porttien, eli tehonyhdistimen tapauksessa tuloporttien ja tehonjakajan tapauksessa lähtöporttien välinen iso-

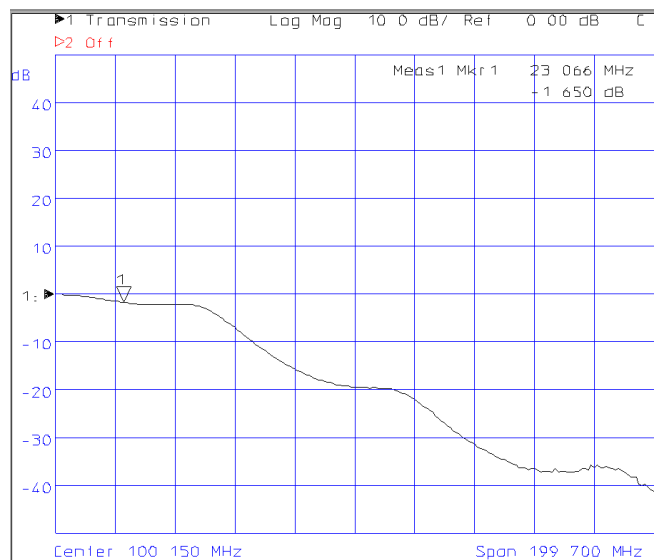
laatio. Signaaligeneraattorin signaali teholla 0 dBm syötettiin porttiin 1 ja portti 2 kytkettiin spektrianalysointiin, S-portin ollessa terminoitu 50 ohmin impedanssiin. Mittaustulokset on esitetty taulukossa 5. Nähdään, että kaikilla mitatuilla taajuuksilla tehonjakajan porttien 1 ja 2 välinen isolaatio on datalehden ilmoittamaa arvoa suurempi, mikä on myös haluttu tulos.

Taulukko 5. ZFSC-2-1W -tehonjakajan 1- ja 2-porttien välinen isolaatio. Tulosignaalin teho 0 dBm.

Taajuus	Mitattu isolaatio	Taulukoitu isolaatio
68 MHz	36,8 dB	26,4 dB
380 MHz	30,5 dB	25 dB
750 MHz	26,4 dB	22,8 dB

4.7. RF-alipäästösuodatin

Työn tässä osassa mitattiin Mini-Circuits NBLP-39+ -RF-alipäästösuodattimen päästökaista, väliinkytkentävaimennus (insertion loss) sekä estokaistan vaimennus. Valmistajan datalehden mukaan suodattimen päästökaista on DC – 23 MHz ja -3 dB:n nurkka-taajuus 39 MHz. Päästökaistaksi on määritelty se taajuusalue, jolla vaimennus on alle 1,2 dB. Estokaistan vaimennuksen tulisi olla 10 dB taajuudesta 78 MHz ylöspäin ja 20 dB taajuudesta 117 MHz ylöspäin [19]. Kuvassa 40 on esitetty suodattimen amplitudivaste välillä 0 – 200 MHz. Kuvasta nähdään, että taajuudella 23 MHz signaali on vaimentunut noin 1,7 dB. Mittauksen perusteella suodattimen päästökaistan yläpäässä vaimennus on hiukan datalehdellä ilmoitettua arvoa suurempi, mutta ero on häviävän pieni.



Kuva 40. NBLP-39+ RF-alipäästösuodattimen amplitudivaste taajuudella DC – 200 MHz.

Alipäästösuodattimen päästökaistan väliinkytkentävaimennukselle mitatut arvot on esitetty taulukossa 6. Mitattu vaimennus päästökaistalla pysyy mittaustarkkuuden rajoissa valmistajan ilmoittamissa arvoissa.

Taulukko 6. RF-alipäästösuodattimen päästökaistan väliinkytkentävaimennus.

Taajuus	Mitattu vaimennus	Taulukoitu vaimennus
0 Hz	0 dB	-
5 MHz	0,06 dB	0,07 dB
10 MHz	0,4 dB	0,2 dB
23 MHz	1,6 dB	0,82 dB

Estokaistan vaimennukselle mitatut arvot on esitetty taulukossa 7. Myös nämä vaimennuksen arvot vastaavat mittaustarkkuuden rajoissa datalehdellä ilmoitettuja arvoja.

Taulukko 7. NBLP-39+ RF-alipäästösuodattimen estokaistan vaimennus.

Taajuus	Mitattu vaimennus	Taulukoitu vaimennus
55 MHz	4,6 dB	5,5 dB
60 MHz	6,8 dB	8 dB
100 MHz	19,3 dB	18,5 dB
200 MHz	41 dB	41 dB

Kun otetaan huomioon mittaus- ja kalibrointitarkkuus, tutkittu RF-alipäästösuodatin toteuttaa valmistajan määritelmien mukaisen toiminnan.

5. KOHINALUVUN MITTAUS

Tässä työn osassa määritettiin RF-vahvistimen kohinaluku. Signaalianalysaattorin ja RF-vahvistimen kohinaluvut ratkaistiin *Y-factor* -menetelmällä. Kohinaluku F voidaan määrittellä piirin tulon ja lähdön signaali-kohinasuhteiden suhteena: $F = \text{SNR}_{\text{in}}/\text{SNR}_{\text{out}}$. Kohinaluku kuvaa signaali-kohinasuhteen muutosta signaalin kulkiessa piirin läpi.

5.1. Mittausjärjestelyt

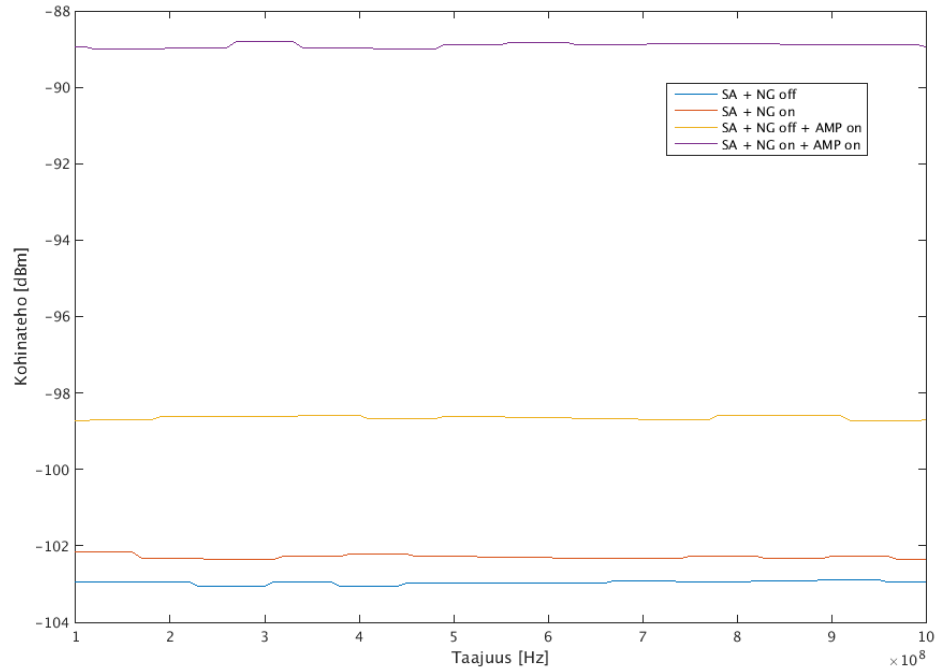
Kohinaluvun mittaamisessa käytetyt työkalut olivat Rohde&Schwarzin (R&S) signaalianalysaattori FSIQ7, Keysightin kohinalähde 346B, RF-vahvistin ZFL-2000+ ja jännitelähde vahvistimelle ja kohinalähteelle. Lisäksi käytössä oli MATLAB-ohjelmalla varustettu työasema, joka kommunikoi signaalianalysaattorin kanssa GPIB-väylällä. Kohinaluvun määrittämisessä noudatettiin R&S:n kehittämää *Y-factor* -menetelmää soveltuvien osien [20]. Liitteen 2 mukaisella MATLAB-funktiolla luettiin automatisoidusti signaalianalysaattorilta kohinan arvoja 10 MHz:n välein taajuuskaistalla 100 MHz – 1 GHz.

5.2. Mittaukset ja kohinaluvun määrittäminen

Kohinaluvun määrittäminen *Y-factor*-menetelmällä koostuu kolmesta osasta:

- Mittalaitteiston kohinaluvun määrittäminen (kalibrointivaihe),
- Kohinaluvun mittaus RF-vahvistimen kanssa
- RF-vahvistimen kohinaluvun laskeminen edellä saatujen mittaustulosten perusteella.

Mitatut kohinatehot eri laitteistokokoonpanoilla on esitetty kuvassa 41. Kaikkien mitausten resoluutiokaistanleveys oli 100 kHz.



Kuva 41. Kohinaluvun määrittystä varten mitatut kohinatasot eri laitekoonpanoilla.

5.2.1. Kalibrointi

Kalibrointivaiheessa kaskadiin on kytkettyä kohinalähde ja signaalianalysoija. Oletetaan tilan lämpötilaksi $T_0 = 290\text{K}$. 346B-kohinalähteen nimellinen ENR-arvo (Excess Noise Ratio) on valmistajan mukaan 15,26 dB taajuudella 1 GHz, mistä saadaan sen kohinalämpötilaksi

$$T_{source}^{ON} = T_0(1 + 10^{15,26/10}) \approx 10026\text{K} \quad (9)$$

Kuvan 41 mukaisesti kaskadikytkennän kohinatehoksi taajuudella 1 GHz mitattiin -102,95 dBm, kun kohinalähde oli jännitteetön ja -102,35 dBm kohinalähteen ollessa päällä. Muuttamalla nämä arvot lineaariselle asteikolle saadaan signaalianalysoijan Y-arvoksi

$$Y_{SA} = \frac{N_{on}^{SA}}{N_{off}^{SA}} = \frac{0,502}{0,507} \approx 1,1482 \quad (10)$$

ja signaalianalysoijan kohinalämpötilaksi

$$T_{SA} = \frac{T_{source}^{ON} - Y_{SA} T_0}{Y_{SA} - 1} \approx 65405\text{K} \quad (11)$$

Signaalianalysoijan kohinaluku taajuudella 1 GHz ratkaistaan Y-arvon ja ENR:n avulla:

$$NF_{dB}^{SA} = ENR - 10 \log(Y_{SA} - 1) = 15,26 - 10 \log(1,1482 - 1) \approx 23,55 \text{ dB} \quad (12)$$

5.2.2. Mittausvaihe

Mittausvaiheessa kytkentään lisättiin RF-vahvistin ZFL-2000+ eli DUT (Device under test, mitattava laite). Kuvan 41 mukaisesti 1 GHz:n taajuudella signaalianalysaattorin, kohinalähteen ja RF-vahvistimen muodostaman kaskadin tuottama kohinateho oli -98,7 dBm kohinalähteen ollessa jännitteetön ja -88,9 dBm kohinalähteen ollessa käytössä. Jälleen kytkennän Y-arvo lasketaan näiden kohinatehojen suhteena lineaariasteikolla:

$$Y_{DUT\&SA} = \frac{10^{(-88,9-30)/10}}{10^{(-98,7-30)/10}} = \frac{1288 * 10^{-15}}{134,9 * 10^{-15}} \approx 9,55 \quad (13)$$

Kohinalämpötila voidaan ratkaista kaskadin Y-arvon avulla:

$$T_{DUT\&SA} = \frac{T_{source}^{ON} - Y_{DUT\&SA}T_0}{Y_{DUT\&SA} - 1} = \frac{10026 - 9,55 * 290}{9,55 - 1} \approx 849 \text{ K} \quad (14)$$

Kaskadikytkennän kohinaluku ratkaistaan kaavalla

$$NF_{dB}^{DUT\&SA} = ENR - 10 \log(Y_{DUT\&SA} - 1) = 15,26 - 10 \log(9,55 - 1) \approx 5,94 \text{ dB} \quad (15)$$

5.2.3. Laskutoimitukset

Y-factor -menetelmän laskentavaiheessa määriteltiin edellä saatujen kalibrointi- ja mitaustulosten avulla RF-vahvistimen (DUT) kohinaluku. DUT:n vahvistus ratkaistiin kaavalla

$$G_{DUT} = \frac{N_{on}^{DUT\&SA} - N_{off}^{DUT\&SA}}{N_{on}^{SA} - N_{off}^{SA}} = \frac{1288 - 134,9}{0,582 - 0,507} \approx 15375 \approx 41,9 \text{ dB} \quad (16)$$

Vahvistimen kohinalämpötila määritellään vahvistuksen ja edellä ratkaistujen kohinalämpötilojen avulla:

$$T_{DUT} = T_{DUT\&SA} - \frac{T_{SA}}{G_{DUT}} = 849 \text{ K} - \frac{65405}{15375} \approx 844 \text{ K} \quad (17)$$

Lopuksi ratkaistaan RF-vahvistimen kohinaluku kohinalämpötilojen avulla:

$$NF_{DUT,dB} = 10 \log\left(\frac{T_{DUT}}{T_0} + 1\right) = 10 \log\left(\frac{844}{290} + 1\right) \approx 5,92 \text{ dB} \quad (18)$$

5.3. Tulosten oikeellisuus

Y-factor -menetelmässä on määritelty kolme numeerista ohjearvoa, joiden avulla voidaan valita DUT:lle sopivat kohinalähde ja spektrianalysaattori sekä varmistaa tulosten oikeellisuus.

Kalibroituvaiheessa ENR-arvon tulisi olla 3 dB suurempi kuin signaalianalysaattorin kohinaluku. Sijoittamalla arvot saadaan

$$\begin{aligned} \text{ENR}_{dB} &> \text{NF}_{dB}^{SA} + 3 \\ 15,26 &> 23,55 + 3 \rightarrow \text{EIOK} \end{aligned} \quad (19)$$

Nähdään, että ensimmäinen kriteeri ei täyty. Tämä johtuu signaalianalysaattorin korkeasta kohinatasosta, sillä kalibroituvaiheen kytkennässä (kohinageneraattori ja signaalianalysaattori) kohinageneraattorin ON- ja OFF-tilojen kohinatasoissa on alle yhden desibelin ero. Tämä näkyy hyvin korkeana signaalianalysaattorin kohinalämpötilana sekä laskentavaiheessa RF-vahvistimen korkeana vahvistustasona. Nämä kaksi tekijää kuitenkin kumoavat toistensa vaikutuksen RF-vahvistimen kohinalämpötilaa ja siten myös kohinalukua laskettaessa.

Mittausvaiheelle määritellyn ohjearvon mukaan kohinageneraattorin ja RF-vahvistimen kaskadikytkennän kohinatasoissa tulisi olla vähintään 5 dB:n ero, kun kohinageneraattori on kytkettynä päälle ja pois päältä. Sijoittamalla lukuarvot saadaan

$$\begin{aligned} \text{ENR}_{dB} &> \text{NF}_{dB}^{DUT} + 5 \\ 15,26 &> 5,92 + 5 \rightarrow \text{OK} \end{aligned} \quad (20)$$

Kolmannen ohjearvon mukaan mitattavana olevan RF-vahvistimen kohinaluvun ja vahvistuksen tulisi olla vähintään 1 dB signaalianalysaattorin kohinalukua suurempi. Sijoitetaan edellä saadut lukuarvot:

$$\begin{aligned} \text{NF}_{DUT,dB} + G_{DUT,dB} &> \text{NF}_{dB}^{SA} + 1 \\ 5,92 + 41,9 &> 23,55 + 1 \rightarrow \text{OK} \end{aligned} \quad (21)$$

Jos kaikki kolme ehtoa täyttyvät, Y-factor -menetelmällä päästään laskennallisesti toistettavissa olevaan tulokseen. Tässä tapauksessa RF-vahvistimen kohinaluvuksi saatiin $\text{NF} = 5,92$ dB. Vahvistimen datalehden mukainen kohinaluku 1 GHz:n taajuudella on 4,39 dB, joten eroa kertyy noin 1,5 dB.

6. YHTEENVETO

Tässä työssä tutkittiin erinäisiä tietoliikennetekniikan työkaluja, menetelmiä, järjestelmiä ja komponentteja. MATLAB-ohjelmistoa ja tietoliikenneteknisten ratkaisujen simuloimiseen soveltuvaa Simulink-työkalua käytettiin työn ensimmäisessä osassa. Aluksi määriteltiin AWGN-kohinan ominaisuudet ja osoitettiin sekä MATLAB-ympäristössä että Simulinkin omassa AWGN-lohkossa tuotetun AWGN-kohinan oikeellisuus. Simulink-satunnaislukugeneraattorin siemenluvun vaikutusta bittivirhesuhteeseen tutkittiin yksinkertaisen AWGN-kanavamallin avulla. Siemenluvun osoitettiin vaikuttavan toteutuneeseen bittivirhesuhteeseen pienellä näytemäärällä, mutta näytemäärää kasvattamalla tulokset suppenevat kohti teoreettista BER-arvoa. Simulink-työkalulla tutkittiin myös 64- ja 16-QAM- sekä PSK-modulaatiomenetelmien bitti- ja symbolivirhesuhteita signaali-kohinasuhteen funktiona binääristä ja Gray-koodattua konstellaatiota käyttäen. Sekä bitti- että symbolivirhesuhde oli suurin 64-QAM:lla ja pienin 8-PSK:lla, kun signaali-kohinasuhde ja tehotaso pidettiin vakiona. Kaikilla modulaatiomenetelmillä ja signaali-kohinasuhteilla Gray-koodaus tuotti binääristä konstellaatiota paremman bittivirhesuhteen.

Sähkömagneettisen spektrin luontaisia ominaisuuksia sekä spektrin käyttöä mitattiin spektrianalyysaattorilla ja analysoitiin vektorisignaalianalyysaattorilla. GSM-, WCDMA- ja LTE-matkaviestintäjärjestelmien sekä DVB-T -digitaalitelevision yleisradiolähetyksen signaaleja tunnistettiin spektristä mittaamalla. Näiden järjestelmien ominaisuuksia analysoitiin joko spektrin käytön tai vektorisignaalianalyysaattorilla demoduloitujen signaalien perusteella. Lisäksi ratkaistiin DVB-T -lähetyksen laskennallinen lähetysteho kahta erilaista etenemismallia käyttäen. Havaittiin, että Okumura-Hata -etenemismalli on käyttökelpoinen, mutta tässä tarkkuudeltaan vain suuntaa-antava. DVB-C -kaapelitelevisiolähetyksen signaalia tutkittiin demoduloimalla koaksiaalikaapelista vastaanotettua signaalia vektorisignaalianalyysaattorilla.

Työssä mitattiin myös erinäisiä RF-komponentteja ja erityisesti komponenttien valmistajan datalehdillä ilmoittamia kullekin komponentille ominaisia raja-arvoja. RF-vahvistimesta mitattiin vahvistus, 1 dB -kompressiopiste sekä IP3-piste. Erilaisten antennien päästökaistat määritettiin mittaamalla ja verrattiin niitä antennin fyysisiin mittoihin. RF-sekoittimen, tehonjakajan ja alipäästösuodattimen havaittiin toteuttavan niille asetetut toiminnalliset ja sähköiset vaatimukset.

Lopuksi määritettiin RF-vahvistimen kohinaluku Y-factor -menetelmällä, jossa kalibrointi- ja mittaussvaiheiden päätteeksi vahvistimen kohinaluku saatiin edellisten vaiheiden tulosten perusteella laskennallisesti. Tuloksena saatu kohinaluku oli mittaus-tarkkuuden rajoissa valmistajan ilmoittaman arvon mukainen.

7. VIITTEET

- [1] R. Vuohtoniemi (2015), Kurssimateriaali, Tietoliikenteen simuloinnit ja työkalut. Luento 4: Communication Systems Simulation III.
- [2] Michel C. Jeruchim, Philip Balaban, K. Sam Shanmugan (2000) Simulation of communication systems, p. 35. Addison-Wesley, Second ed.
- [3] Viestintävirasto (Luettu 10.3.2016), Taajuusjakotaulukko (liite määräykseen M4T). URL: https://www.viestintavirasto.fi/attachments/maaraykset/Taajuusjakotaulukko_M4T_15.12.2015.pdf.
- [4] Aerial Oy (Luettu 10.3.2016), BICONICAL ANTENNA D100-1000. URL: http://www.telecomlab.oulu.fi/manuals/D100-1000_Biconical\%20Antenna.pdf.
- [5] 3rd Generation Partnership Project (Luettu 10.3.2016), Technical Specification Group GSM/EDGE Radio Access Network. URL: <http://www.3gpp.org/DynaReport/45005.htm>.
- [6] Michael D. McKinley, Kate A. Remley ym. (Luettu 10.3.2016), EVM Calculation for Broadband Modulated Signals. URL: http://www.eeel.nist.gov/kate_papers/R1_ARFTG64_McKinley_com.pdf.
- [7] 3rd Generation Partnership Project (Luettu 10.3.2016), Technical Specification Group Radio Access Network - Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD). URL: <http://www.3gpp.org/DynaReport/25104.htm>.
- [8] Spectrum Monitoring (Luettu 10.3.2016), Finland Mobile Frequencies. URL: <http://www.spectrummonitoring.com/frequencies/#Finland>.
- [9] Satbroadcasts.com (Luettu 10.3.2016), Kiiminki - MUX-VHFA. URL: http://www.satbroadcasts.com/DVB-T_transmitter_ch_11_Kiiminki_in_Finland.html.
- [10] European Telecommunications Standards Institute (Luettu 10.3.2016), Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. URL: http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300700_300799/300744/01.06.01_60/en_300744v010601p.pdf.
- [11] DNA Oy / Welho (Luettu 10.3.2016), DNA Welho cable network in Oulu (DVB-C). URL: http://dvb.welho.fi/cable_oul3.php.
- [12] Mini-Circuits (Luettu 10.3.2016), Coaxial Amplifier; 50 Ohm Medium Power 10 to 2000 MHz Datasheet. URL: <http://www.mavin.com/pdf/ZFL-2000.pdf>.

- [13] Lou Frenzel (Luettu 10.3.2016), What's The Difference Between The Third-Order Intercept And The 1-dB Compression Points? URL: <http://electronicdesign.com/what-s-difference-between/what-s-difference-between-third-order-intercept-and-1-db-compression-point>.
- [14] Linx Technologies, Contributed By Convergence Promotions LLC (Luettu 10.3.2016), Understanding Antenna Specifications and Operation. URL: <http://www.digikey.com/en/articles/techzone/2011/mar/understanding-antenna-specifications-and-operation>.
- [15] ProAnt AB (Luettu 10.3.2016), Outside LP Antenna Datasheet. URL: <http://www.proant.se/files/user/Outside\%20LP.pdf>.
- [16] Mini-Circuits (Luettu 10.3.2016), Understanding Mixers – Terms Defined, and Measuring Performance. URL: <https://www.minicircuits.com/app/AN00-009.pdf>.
- [17] Mini-Circuits (Luettu 10.3.2016), Coaxial Power Splitter / Combiner Datasheet. URL: <http://194.75.38.69/pdfs/ZFSC-2-1W+.pdf>.
- [18] Mini-Circuits (Luettu 10.3.2016), Understanding Power Splitters. URL: <http://194.75.38.69/pages/pdfs/an10006.pdf>.
- [19] Mini-Circuits (Luettu 10.3.2016), Coaxial Low Pass Filter / DC to 23 MHz Datasheet. URL: <http://194.75.38.69/pages/pdfs/an10006.pdf>.
- [20] Rohde&Schwarz (Luettu 10.3.2016), The Y Factor Technique for Noise Figure Measurements. URL: https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ma178/1MA178_2e_NoiseFigure.pdf.

Liitteet

noise_check: MATLAB-kohinan oikeellisuus

```
function[] = noise_check( N )
% Noise Check: Tämä funktio testaa MATLABin satunnaislukugeneraattorin
% soveltuvuuden AWGN-kohinan generoimiseen.
% (Reaalisen) AWGN-kohinan määritelmä:
%   - kohina on nollakeskiarvoista
%   - kohinan varianssi on vakio
%   - kohina on valkoista, eli sillä on tasainen tehotiheysspektri
%   - autokorrelaatiofunktiossa on impulssi ajanhetkellä nolla
%   - kohina noudattaa Gaussin jakaumaa
% Input N: satunnaislukualkioiden lukumäärä eli simuloinnin pituus
% Output: keskiarvo, varianssi, tehotiheysspektri, autokorrelaatio,
% jakauma

% luo kohinanäytteet ja laske juokseva keskiarvo & varianssi
mean_N = zeros(1, N);
var_N = zeros(1, N);
x_scount = 1:N;
figure(1);
title('Keskiarvo ja varianssi');
for i = 1:N
    samples(i) = randn(1,1);
    mean_N(i) = mean(samples);
    var_N(i) = var(samples);
end
subplot(2,1,1), plot(x_scount, mean_N);
ylim([-0.1 0.1]);
legend('Keskiarvo');
subplot(2,1,2), plot(x_scount, var_N);
ylim([0.5 1.5]);
legend('Varianssi');
xlabel('Näytteiden lukumäärä');

% laske autokorrelaatio ja tehotiheysspektri
figure(2);
subplot(2,1,1), plot(abs(xcov(samples)));
title('Autokorrelaatio');
subplot(2,1,2), psd(samples);
title('Tehotiheysspektri');
ylabel('Mag [dB]');
xlabel('Taajuus');

% luo histogrammi kohinan arvojakaumasta
figure(3);
hist(samples, 50); % 50 pylvästä
title('Kohinan arvojakauma');

end
```

Noise Figure measurement automation

```
function[] = nf_meas_automation()

center = 550; % center freq in MHz
step = 10e6; % obtain values with 10MHz steps
startfreq = 100e6; % starting frequency 100MHz
stopfreq = 1e9; % stop frequency 1GHz

% generate matrix with sampling points
nmat = startfreq:step:stopfreq;
values = zeros(1,length(nmat));

%Define object for FSIQ
obj1 = gpib('AGILENT', 7, 28);
% Define object for EA-PS 2342-06B
s = serial ('COM4');
set(s, 'BaudRate', 9600);
% Connect to instruments obj1 and s.
fopen(obj1); %open FSIQ
fopen (s); %Open power supply
% Commands for Power supply
%Remote control enabled
gotoConfig = hex2dec({'F1', '00', '36', '10', '10', '01', '47'});
fwrite(s, gotoConfig);
pause(1);
%Power On for channel 1
gotoConfig = hex2dec({'F1', '00', '36', '01', '01', '01', '29'});
fwrite(s, gotoConfig);
pause(3);

%set center frequency:
fprintf(obj1, 'FREQ:CENT %d MHz', center);

%turn marker 1 ON:
fprintf(obj1, 'CALC:MARK1 ON');

%measure throughout the spectrum
for i = (1:length(nmat))
    %set center frequency:
    fprintf(obj1, 'FREQ:CENT %d MHz', nmat(i));
    pause(0.1);
    %Set marker value to n MHz
    fprintf(obj1, 'CALC:MARK1:X %d MHz', nmat(i));
    fprintf(1, 'Marker kohdassa %d MHz\n', nmat(i));
    %Read marker value and convert string to number format
    data = query(obj1, 'CALC:MARK1:Y?');
    values(i)=str2double(data);
end

%turn marker 1 OFF:
fprintf(obj1, 'CALC:MARK1 OFF');
```

```
%Power off for channel 1
gotoConfig = hex2dec({'F1','00','36','01','00','01','28'});
fwrite(s,gotoConfig);
pause(3);
%Disable Remote control
gotoConfig = hex2dec({'F1','00','36','10','00','01','37'});
fwrite(s,gotoConfig);

fclose(obj1); %close FSIQ
fclose (s); %close power supply
end
```

Published with MATLAB® R2015b