



TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO
TAMPERE UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

MIKA KORHONEN

HF-TAAJUUSALUEEN TEHOVAHVISTIMEN LINEARISOINTI

Diplomityö

Tarkastajat: TkT Lauri Anttila ja professori Markku Renfors
Tarkastajat ja aihe hyväksytyt
Tieto- ja sähkötekniikan tiedekunta-
neuvoston kokouksessa 6. syyskuuta
2017

TIIVISTELMÄ

TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO

Sähkötekniikan diplomi-insinöörin tutkinto-ohjelma

KORHONEN, MIKA: HF-taajuusalueen tehovahvistimen linearisointi

Diplomityö, 53 sivua, 12 liitesivua

Marraskuu 2017

Pääaine: Wireless Communications

Tarkastajat: TKT Lauri Anttila ja professori Markku Renfors

Avainsanat: tehovahvistin, päätevahvistin, mallinnus, digitaalinen esisäröytys, DPD, linearisointi, Hammerstein

Työn tarkoituksena oli linearisoida HF-taajuusalueella toimiva 50 W tehovahvistin käyttäen digitaalista esisäröytystä. Lisäksi haluttiin selvittää, voiko samaa tehovahvistinta käyttää 100 W teholla siten, että ITU-R:n suositukset täyttyvät. Ennen esisäröytyksen toteutusta, linearisoitava tehovahvistin mallinnettiin. Tehovahvistimen malliksi valittiin muistipolynomimalli. Yksi valintaperuste kyseiselle mallille oli se, että se on parametrien suhteen lineaarinen, joten sen parametrisointiin käytettiin pienimmän neliösumman menetelmää. Muistipolynomimalli parametrisoitiin 19-asteen polynomiin ja viiden asteen muisti-ilmiöön saakka. Validoinnin yhteydessä havaittiin, ettei linearisoitavassa vahvistimessa juurikaan ollut muistiominaisuutta käytetyillä signaalikaistanleveyksillä. Tästä johtuen muistipolynomimalli supistui muistittomaksi polynomimalliksi. Estimoidut mallit validoitiin, käyttäen viereisen kanavan virhetehosuhdetta (ACEPR) ja normalisoitua keskineliövirhettä (NMSE). Parhaat validointitulokset 100 W tehotasolla olivat $ACEPR = -64$ dB ja $NMSE = -52$ dB.

Tehovahvistimen mallinnuksen jälkeen digitaalinen esisäröytys toteutettiin ja validoitiin. Mallina käytettiin edelleen muistipolynomimallia, mutta sen muistin syvyys asetettiin arvoon yksi, jolloin se vastaa muistitonta polynomimallia. Mallin kertoimien estimointiin käytettiin Tampereen teknillisessä yliopistossa kehitettyä adaptiivista dekorrelaation perustuvaa estimointimenetelmää. Parametrisointi tehtiin 15-asteen polynomimalliin saakka. Mallia validoitiin käyttäen viereisen kanavan tehosuhdetta (ACPR) ja virhevektorin amplitudia (EVM). Lisäksi vahvistimen lähtösignaalin tehospektriä verrattiin suositusten ITU-R M.1798-1 ja ITU-R SM.329-12 spektrimaskeihin. ITU-R spektrimaskit määrittelevät tehotiheysrajan tehovahvistimen lähtösignaalissa oleville pääkanavan ulkopuolisille taajuuskomponenteille.

Parhaimmillaan tuloksiksi 50 W tehotasolla saatiin $ACPR = -59$ dB ja $EVM = 0.6$ % sekä 100 W tehotasolla $ACPR = -58$ dB ja $EVM = 0.8$ %. Keskimäärin parhaat tulokset saavutettiin 12 MHz mittaustaajuudella, jolla tehovahvistin oli muita taajuusalueita lineaarisempi. Pienemmällä 10 W ja 50 W tehotasoilla ITU-R vaatimukset täyttyivät lähes kaikissa mittauksissa. Suurimmalla 100 W tehotasolla ITU-R vaatimukset täyttyivät vain kahdessa mittauksessa 12 MHz taajuudella. Tämä johtui signaalin voimakkaasta kompressoitumisesta 100 W tehotasolla.

ABSTRACT

TAMPERE UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

Master's Degree Programme in Electrical Engineering

KORHONEN, MIKA: Linearizing of HF-band power amplifier

Master of Science Thesis, 53 pages, 12 Appendix pages

November 2017

Major: Wireless Communication

Examiner: DSc (Tech) Lauri Anttila and Professor Markku Renfors

Keywords: power amplifier, front end, modelling, digital predistortion, DPD, linearizing, Hammerstein

In this thesis, a HF-frequency band power amplifier was linearized by using a digital predistortion method. Furthermore, we wanted to clarify, if it is possible to apply the same nominally 50 W power amplifier at 100 W power level, so that ITU-R recommendations are satisfied. Firstly, the power amplifier was modelled. A memory polynomial model was chosen as the power amplifier model. The memory polynomial model is linear in its parameters and this was one reason for the use of that model. Because of the linearity of the memory polynomial model, the least squares method was applied for the model parameterization. The model parameterization was done up to 19th degree polynomial and up to 5th degree memory effects. During the validation, it was noticed that the power amplifier doesn't have memory effect at the used signal bandwidth. Because the lack of the memory effect, the memory polynomial model was reduced to a memoryless polynomial model. Parameterized models were validated with adjacent channel error power ratio (ACEPR) and normalized mean square error (NMSE) validation methods.

After the modelling of the power amplifier, the digital predistortion was implemented and validated. The memory polynomial model was used as a predistortion model. It was configured to the memoryless polynomial model. The model was parameterized by using a decorrelation-based adaptive estimation method that has been developed in Tampere University of Technology. The model was parameterized up to 15th degree polynomials. The model was validated with adjacent channel power ratio (ACPR) and error vector magnitude (EVM) validation methods. The power spectrum of the power amplifier was also compared with the spectrum masks ITU-R M.1798-1 and ITU-R SM.329-12. The ITU-R spectrum mask define the power spectrum density limits for output signals of the power amplifier that are outside of the main channel.

The best results at power level of 50 W were $ACPR = -59$ dB and $EVM = 0.6$ %. The best results at 100 W power level were $ACPR = -58$ dB and $EVM = 0.8$ %. On average, the best results were achieved at a 12 MHz frequency because the PA showed the best linearity in this frequency band. At the 10 W and 50 W power levels, the ITU-R recommendations were satisfied almost in all measurements. At the 100 W power level the PA output is heavily saturated, and the ITU-R recommendations were satisfied only in two measurements at the 12 MHz frequency.

ALKUSANAT

Tämä diplomityö tehtiin Tampereen Teknillisen Yliopiston (TTY) Elektroniikan- ja tietoliikennetekniikan laboratoriossa kesän- ja syksyn 2017 aikana. Työ oli osa TTY:n MATINE tutkimusprojektia, jossa tutkittiin uuden sukupolven HF-kommunikointitekniikoita. Työn sisältö vastasi hyvin opintojani TTY:llä. Haluan esittää kiitokseni Maanpuolustuksen tieteelliselle neuvottelukunnalle (MATINE) tutkimusprojektin rahoittamisesta, Hannu Tuomivaaralle ja Tommi Matilalle Kyynel Oy:stä tutkimuslaitteen toimittamisesta sekä Markku Renforsille diplomityöaiheesta ja sen käytännön toteutuksesta TTY:llä. Lisäksi haluan kiittää Lauri Anttilaa diplomityön ohjauksesta ja erittäin asiantuntevista käytännön ohjeista. Lopuksi kiitän vielä vaimoani yleisestä jaksamisesta opintojeni- ja diplomityöni aikana.

Lahdessa, 22.11.2017

Mika Korhonen

SISÄLLYSLUETTELO

1.	JOHDANTO	1
2.	TAUSTAA	4
2.1	Lineaarisuus	4
2.2	Lineaarinen ja epälineaarinen malli	4
2.3	Epälineaarisuus ja sen vaikutukset	5
2.4	Käytännön tiedonsiirtosignaalit epälinearisessa järjestelmässä	11
2.5	ITU-R spektrimaskit	12
2.6	Tehovahvistimen linearisointi	14
2.7	Linearisointi tehoa pudottamalla	15
2.8	Linearisointi takaisinkytkennällä	15
2.9	Linearisointi myötäkytkennällä	16
2.10	Linearisointi esisäröyttämällä	17
3.	TEHOVAHVISTIMEN MALLINNUS JA ESISÄRÖYTYS	18
3.1	Muistittomat ja muistilliset mallit	18
3.2	Hakutaulukkomalli	19
3.3	Muistiton polynomimalli	19
3.4	Muistipolynomimalli	20
3.5	Wiener-malli	20
3.6	Hammerstein-malli	22
3.7	Tehovahvistinmallin parametrisointi	24
3.8	Tehovahvistinmallin validointi	26
3.9	Digitaalinen esisärötys	27
3.10	Epäsuoran oppimisen arkkitehtuuri	29
3.11	Dekorrelaatioon perustuva oppimisarkkitehtuuri	29
3.12	Digitaalisen esisärötysmallin validointi	31
4.	TULOKSET	32
4.1	Mittajärjestely	32
4.2	Tehovahvistimen amplitudi- ja vaihevasteet	34
4.3	Tehovahvistinmallin validointitulokset	36
4.4	Tehovahvistinmallin kertoimet	40
4.5	Digitaalisen esisärötyksen vaihe- ja amplitudivasteet	40
4.6	Digitaalisen esisärötyksen validointitulokset	43
4.7	Digitaalisen esisärötyksen tehospektrit	49
5.	YHTEENVETO	52
	LÄHTEET	54

LIITEET A: KAIKKI MITATUT TEHOSPEKTRIT 4, 12 JA 25 MHZ TAAJUUKSILLA

KUVALUETTELO

Kuva 1.	<i>Lineaarisen ja epälineaarisen mallin (2.8) vahvistus</i>	6
Kuva 2.	<i>QAM-64-signaalien verhoikäyrät lineaarisen- ja epälineaarisen mallin jälkeen.</i>	7
Kuva 3.	<i>QAM-64-sirontakuvioiden demoduloituna ja symbolitaajuudella näytteistettynä lineaarisen ja epälineaarisen mallin jälkeen</i>	8
Kuva 4.	<i>Lineaarisen ja epälineaarisen mallin synnyttämä spektri QAM-64-esimerkkisignaalille</i>	9
Kuva 5.	<i>Suurennettu signaalitaajuinen spektri</i>	10
Kuva 6.	<i>Tässä työssä käytettyjen testisignaalien CCDF-kuvaajat</i>	12
Kuva 7.	<i>ITU-R M.1798-1 spektrimaski radiolähteen hyötykaistalle [14]</i>	13
Kuva 8.	<i>Suosituksen ITU-R SM.329-12 ja ITU-R M.1798-1 määrittelemä spektrimaski tässä työssä käytettävälle HF-radiolähtimelle, kun hyötykaistanleveys on 6 kHz. Perustuu lähteisiin [14, 15].</i>	14
Kuva 9.	<i>Analogisen takaisinkytkennän lohkokaavio</i>	15
Kuva 10.	<i>Myötäkkyntämenetelmän lohkokaavio</i>	16
Kuva 11.	<i>Muistipolynomimallin lohkokaavio</i>	20
Kuva 12.	<i>Wiener-mallin lohkokaavio</i>	21
Kuva 13.	<i>Rinnakkaisen Wiener-mallin lohkokaavio</i>	22
Kuva 14.	<i>Hammerstein-mallin lohkokaavio</i>	22
Kuva 15.	<i>Rinnakkaisen Hammerstein-mallin lohkokaavio</i>	23
Kuva 16.	<i>Mittajärjestely PA:n käyttäytymisen mittaamiseen</i>	24
Kuva 17.	<i>PA:n mallinnus ja validointi</i>	25
Kuva 18.	<i>Linearisoidun lähetinketjun lohkokaavio</i>	28
Kuva 19.	<i>ILA arkkitehtuurin lohkokaavio</i>	29
Kuva 20.	<i>Dekorrelaatioon perustuvan oppimisarkkitehtuurin lohkokaavio</i>	30
Kuva 21.	<i>PA:n mittaamiseen käytetty mittausjärjestely</i>	32
Kuva 22.	<i>PA:n amplitudivaste kolmella eri taajuudella</i>	34
Kuva 23.	<i>PA:n vaihevaste kolmella eri taajuudella</i>	35
Kuva 24.	<i>Muistipolynomimallin muistin syvyyden ja polynomien asteen vaikutus NMSE:hen 100 W teholla. Kuvaajien taajuudet ylimmästä lukien 25, 4 ja 12 MHz.</i>	36
Kuva 25.	<i>Muistipolynomimallin muistin syvyyden ja polynomien asteen vaikutus ACEPR:ään 100 W teholla. Kuvaajien taajuudet ylimmästä lukien 25, 4 ja 12 MHz.</i>	37
Kuva 26.	<i>Muistittoman PA-mallin NMSE kuvaajat 100 W teholla</i>	38
Kuva 27.	<i>Muistittoman PA-mallin ACEPR kuvaajat 100 W teholla</i>	38
Kuva 28.	<i>Eri asteisten polynomitermien keroimet kolmella eri taajuudella</i>	40
Kuva 29.	<i>Lähetysketjun amplitudivasteet 100 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13-asteen muistittomalla polynomimallilla.</i>	41

Kuva 30.	<i>Lähetysketjun vaihevasteet 100 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13-asteen muistittomalla polynomimallilla.</i>	42
Kuva 31.	<i>ACPR-kuvaajat eri asteisilla polynomimalleilla 4 MHz taajuudella.</i>	43
Kuva 32.	<i>EVM-kuvaajat eri asteisilla polynomimalleilla 4 MHz taajuudella.</i>	44
Kuva 33.	<i>ACPR- kuvaajat eri asteisilla polynomimalleilla 12 MHz taajuudella.</i>	45
Kuva 34.	<i>EVM- kuvaajat eri asteisilla polynomimalleilla 12 MHz taajuudella.</i>	46
Kuva 35.	<i>ACPR- kuvaajat eri asteisilla polynomimalleilla 25 MHz taajuudella.</i>	47
Kuva 36.	<i>EVM- kuvaajat eri asteisilla polynomimalleilla 25 MHz taajuudella.</i>	48
Kuva 37.	<i>Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK - modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	49
Kuva 38.	<i>Signaalien tehospektrit 100 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK- modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	50
Kuva 39.	<i>Signaalien tehospektrit 10 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, BPSK- modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	57
Kuva 40.	<i>Signaalien tehospektrit 10 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, 8-PSK- modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	57
Kuva 41.	<i>Signaalien tehospektrit 10 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, QAM- 256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	58
Kuva 42.	<i>Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, BPSK- modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	58
Kuva 43.	<i>Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, 8-PSK- modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	59
Kuva 44.	<i>Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, QAM- 256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	59
Kuva 45.	<i>Signaalien tehospektrit 100 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, BPSK- modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	60
Kuva 46.	<i>Signaalien tehospektrit 100 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, 8-PSK- modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	60
Kuva 47.	<i>Signaalien tehospektrit 100 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, QAM- 256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	61
Kuva 48.	<i>Signaalien tehospektrit 10 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK- modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	61
Kuva 49.	<i>Signaalien tehospektrit 10 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, 8-PSK- modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	62
Kuva 50.	<i>Signaalien tehospektrit 10 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, QAM- 256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	62
Kuva 51.	<i>Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK- modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	63
Kuva 52.	<i>Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, 8-PSK- modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	63
Kuva 53.	<i>Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, QAM- 256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.</i>	64

<i>Kuva 54.</i>	<i>Signaalien tehosppektrit 100 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.....</i>	<i>64</i>
<i>Kuva 55.</i>	<i>Signaalien tehosppektrit 100 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, 8-PSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.....</i>	<i>65</i>
<i>Kuva 56.</i>	<i>Signaalien tehosppektrit 100 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, QAM-256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla</i>	<i>65</i>
<i>Kuva 57.</i>	<i>Signaalien tehosppektrit 50 W tehotasolla, 25 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.....</i>	<i>66</i>
<i>Kuva 58.</i>	<i>Signaalien tehosppektrit 50 W tehotasolla, 25 MHz taajuudella, 8-PSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.....</i>	<i>66</i>
<i>Kuva 59.</i>	<i>Signaalien tehosppektrit 50 W tehotasolla, 25 MHz taajuudella, QAM-256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla</i>	<i>67</i>
<i>Kuva 60.</i>	<i>Signaalien tehosppektrit 100 W tehotasolla, 25 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.....</i>	<i>67</i>
<i>Kuva 61.</i>	<i>Signaalien tehosppektrit 100 W tehotasolla, 25 MHz taajuudella, 8-PSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla.....</i>	<i>68</i>
<i>Kuva 62.</i>	<i>Signaalien tehosppektrit 100 W tehotasolla, 25 MHz taajuudella, QAM-256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla</i>	<i>68</i>

LYHENTEET JA MERKINNÄT

ACEPR	Adjacent Channel Error Power Ratio
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
BB	Base Band
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CFR	Crest Factor Reduction
DA	Digital to Analog
DAC	Digital to Analog Converter
DPD	Digital PreDistortion
EPDS	Error Power Spectral Density
EVM	Error Vector Magnitude
FIR	Finite Impulse Response
GSM	Global System for Mobile Communications
HF	High Frequency 3 – 370 MHz
IMD	Inter Modulation Distortion
ILA	Indirect Learning Architecture
ITU	International Telecommunication Union
LAN	Local Area Network
LS	Least Square
LTI	Linear Time Invariant
LUT	Look Up Table
MF	Medium Frequency 300 kHz – 3 MHz
MSE	Mean Square Error
NMSE	Normalized Mean Square Error
PA	Power Amplifier
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PC	Personal Computer
PEP	Peak Envelope Power
MP	Memory Polynomial
PSD	Power Spectral Density
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RF	Radio Frequency
SC	Single Carrier
TTY	Tampereen teknillinen yliopisto

1. JOHDANTO

Nykyään kiinnitetään paljon huomiota energian kulutukseen ja energiatehokkuuteen. Sähköisissä laitteissa tämä näkyy siinä, että ne kategorisoidaan eri energialuokkiin. Usein myös tuote-esitteisiin on lisätty tuotteen sähköinen hyötysuhde sekä tehokerroin. Energiatehokkuus ei ole pelkkä mainoskikka, sillä se vaikuttaa erityisesti akkukäyttöisten laitteiden toiminta-aikaan yhdellä latauksella.

Radiolaitteissa lähettimen päätevahvistin on eniten tehoa kuluttava osa. Energian säästämiseksi on edullista pitää päätevahvistimen toimintapiste lähellä saturaatiopistettä, jolloin sen hyötysuhde on korkeimmillaan. Radiolaitteiden tulee myös täyttää niitä koskevat suositukset muun muassa lähetettävän signaalin spektrin suhteen. Suosituksissa määritellään kuinka paljon radiolähetteen tehosta saa vuotaa viereisille kanaville tai lähetystaajuuden monikerroille.

Edellä esitetyt vaatimukset ovat ristiriidassa keskenään, koska lähellä saturaatiopistettä toimiva päätevahvistin on hyvin epälineaarinen ja näin ollen tuottaa paljon epälineaarista säröä. Epälineaarinen särö aiheuttaa sen, ettei radiolähete täytä enää suositusten vaatimuksia. Suositusten vaatimukset saadaan täytettyä päätevahvistimen keskimääräistä tehoa pudottamalla, josta taas seuraa päätevahvistimen huonompi hyötysuhde. Oravanpyörä on valmis. Edellä mainitut vaatimukset on mahdollista täyttää samanaikaisesti linearisoimalla tehovahvistin. Oikein toteutettuna linearisointi vähentää epälineaarista säröä ja kasvattaa hyötysuhdetta.

Epälineaarista säröä voidaan vähentää monin eri tavoin. Yksinkertaisin tapa on tiputtaa päätevahvistimen keskimääräistä tehoa hyötysuhteen kustannuksella. Tällöin päätevahvistin täytyy ylivoimaisesti kyseessä olevaan sovellukseen, joka muun muassa kasvattaa lopputuotteen hintaa. Toinen tapa pienentää epälineaarista säröä on suunnitella päätevahvistimeen suurtaajuinen linearisointikytkentä. Tällaista tekniikkaa on menneinä vuosina käytetty muun muassa matkapuhelimissa ja mobiiliverkkojen tukiasemissa. Nykyisin suosituin menetelmä, jota myös tässä lopputyössä käytetään, on signaalin digitaalinen esisäröytys. Tässä menetelmässä radiolähettimen digitaalisessa kantataajuusosassa signaalia esisäröytetään siten, että päätevahvistimen epälineaarisuudet kumoutuvat. Lopputuloksena saadaan lähes lineaarinen päätevahvistin saturaatiopisteeseen saakka. Esisäröytys on oikein toteutettuna kustannustehokas ratkaisu päätevahvistimen linearisoimiseksi. Linearisointimenetelmiä hyödyntäen voidaan radiolähtimiin suunnitella pienempitehoinen päätevahvistin ja silti saavuttaa haluttu tehotaso, sekä täyttää suositusten vaatimukset.

Useimmiten esisäröytystä hyödynnetään mobiilitukiasemissa ja -päätelaitteissa, jotka toimivat yli gigahertsin taajuusalueella ja lähettävät signaalia, jonka kaistanleveys voi olla jopa kymmeniä megahertsejä. Tässä lopputyössä tutkitaan esisäröytymisen toimintaa HF-taajuusalueella ja signaalilla, jonka kaistanleveys on 6 kHz. HF-taajuusalue on tässä tapauksessa 2 MHz – 30 MHz.

Ennen esisäröytymisen toteutusta täytyy päätevahvistimen ominaisuudet tunkea ja mallintaa mahdollisimman tarkasti. Päätevahvistimen ominaisuudet mitataan tätä tarkoitusta varten tehdyllä mittajärjestelyllä. Päätevahvistimesta mitataan sen tulo- ja lähtösignaalien välinen riippuvuus. Mitattu riippuvuus sisältää informaation päätevahvistimen amplitudivasteesta, vaihevasteesta sekä muistiominaisuuksista.

Päätevahvistimen mallinnuksessa tulo- ja lähtösignaalien välisen riippuvuuden kuvaamiseen käytetään mitattavissa olevaan käyttäytymiseen perustuvia malleja, fysikaalisten mallien sijaan. Fysikaaliset mallit perustuvat päätevahvistimen komponenttitason mallinnukseen, mistä johtuen mallin tulo- ja lähtösignaalien välistä riippuvuutta kuvaa epälineaarinen yhtälöryhmä. Fysikaaliset mallit ovat tarkkoja ja niitä käytetään piirisimulointiohjelmassa, mutta ne ovat laskennallisesti liian raskaita käytännön sovelluksiin.

Käyttäytymiseen perustuvat mallit, joita kutsutaan myös ”black box”-malleiksi, eivät tarvitse tietoa päätevahvistimen sisäisestä rakenteesta. Nämä mallit ovat laskennallisesti kevyempiä kuin vastaavat fysikaaliset mallit. Kääntöpuolena näiden mallien tarkkuuteen vaikuttaa hyvin voimakkaasti mallin rakenne ja sen parametrisointi. Erilaisia käyttäytymiseen perustuvia malleja on lukuisia. Toiset mallit ovat tarkempia ja laskennallisesti kompleksisempia kuin toiset. Mallin valinta onkin kompromissi laskennallisen kompleksisuuden ja tarkkuuden välillä. Koska käyttäytymiseen perustuvat mallit toimivat radiolähtimen digitaalisessa kantataajuusosassa, ovat ne kompleksiarvoisia diskreetti-aikaisia malleja.

Mallinnusvaiheessa pyritään ennalta valitulle mallille löytämään sellaiset parametrit, että sen tulo- ja lähtösignaalien välinen riippuvuus on mahdollisimman samanlainen kuin mallinnettavalla päätevahvistimella. Parametrit löydetään laskennallisilla menetelmillä. Muodostetun mallin hyvyttä mitataan päätevahvistimen ja sen mallin välisestä erosignaalista. Käytettyjä hyvyyslukuja ovat viereisen kanavan virhetehosuhte (ACEPR) sekä normalisoitu keskineliövirhe (NMSE). ACEPR kuvaa viereiselle kanavalle vuotaneen virhesignaalin tehon suhdetta lähetyskanavan tehoon, kun taas NMSE on virhesignaalin tehon suhteeseen päätevahvistimen lähtötehoon. Molempien yksikkönä on tässä työssä desibeli.

Tässä lopputyössä tehovahvistimen mallina käytettiin rinnakkaista muistipolynomimallia. Kyseinen malli koostuu rinnakkain kytketyistä haaroista, missä jokaisessa haarassa on epälineaarisenä osana polynomin yksi aste ja sen perässä FIR-suodin. Lopuksi haarat summataan lähtösignaaliksi. Rinnakkainen muistipolynomimalli on parametriensa suhteen lineaarinen ja sen parametrien määrittämiseen käytettiin lineaarisille järjestelmille

soveltuvia matemaattisia työkaluja. Validoinnin tuloksena kaikille mitatuille signaali-kombinaatioille saatiin ACEPR- ja NMSE-lukuarvot. Mittausdataa validointia varten ker-tyi noin puoli gigatavua.

Päätevahvistimen linearisointiin käytettävät esisäröytysmallit ovat samoja kuin niiden mallinnukseen käytetyt mallit. Esisäröytysmallit parametrisoidaan siten, että ne ovat päätevahvistinmallin käänteismalleja. Esisäröytysmallin valintaa ohjaa päätevahvistimen mallinnuksesta saadut tulokset. Jos esimerkiksi päätevahvistimen mallinnuksessa muistittomalla mallilla on saatu hyviä tuloksia, voi muistitonta mallia kokeilla myös esisäröy-tyksessä. Linearisoinnin hyvyttä mitataan suoraan linearisoidun päätevahvistimen läh-tösignaalista. Käytettyjä hyvyyslukuja ovat viereisen kanavan tehosuhte (ACPR) ja vir-hevektorin amplitudi (EVM). ACPR kuvaa viereiselle kanavalle vuotaneen tehon suh-detta lähetyiskanavan tehoon, yksikkönä on desibeli. EVM kuvaa virhevektorin ja kons-tellaation vektoreiden tehollisarvojen suhdetta, joka ilmoitetaan prosentteina.

Tässä lopputyössä esisäröytysmalliksi valittiin muistiton polynomimalli. Mallin valinta seurasi suoraan mallinnusvaiheessa saaduista tuloksista. Validoinnin tuloksena saatiin kaikille mittauskombinaatioille ACPR- ja EVM-lukuarvot. Mittauskombinaatioita kertyi yhteensä 378 kappaletta, ja niiden automatisoitu mittaaminen vei aikaa arviolta 24 tuntia.

Tämän diplomityön luvussa kaksi esitellään läheisesti tehovahvistimen mallinnukseen ja linearisointiin liittyviä käsitteitä. Lisäksi esitellään neljä erilaista tehovahvistimen lineari-sointimenetelmää. Luvussa kolme esitellään erilaisia tehovahvistin- ja esisäröytys mal-leja, sekä menetelmiä eri mallien parametrien määrittämiseksi. Lopuksi esitellään mallien validointiin yleisimmin käytettävät hyvyysluvut. Luku neljä sisältää tehovahvistimen mallinnuksen ja linearisoinnin tulokset. Osa tuloksista on laitettu liitteeksi, niiden suuren määrän takia.

2. TAUSTAA

2.1 Lineaarisuus

Lineaarisen järjestelmän määrittelee kaksi ominaisuutta, additiivisuus ja homogeenisuus [1]. Additiivisuuden määritelmä on

$$L(u_1) + L(u_2) = L(u_1 + u_2) \quad (2.1)$$

missä L on jokin lineaarinen operaatio sekä u_1 ja u_2 ovat parametreja. Homogeenisuuden määritelmä on

$$\alpha L(u) = L(\alpha u) \quad (2.2)$$

missä L on lineaarinen operaatio, u parametri ja α skalaarikerroin. Ylläolevat ominaisuudet voidaan kuvata yhdellä yhtälöllä seuraavasti

$$\alpha L(u_1) + \beta L(u_2) = L(\alpha u_1 + \beta u_2) \quad (2.3)$$

Yhtälöstä (2.3) nähdään, että lineaarisen järjestelmän herätteiden summaaminen ja vakiolla kertominen on sama kuin vasteiden kertominen vakiolla ja summaaminen. Tästä seuraa, että yksittäinen herätesignaali skaalautuu ja summautuu muihin herätteisiin järjestelmän läpi kulkiessaan, mutta ei muuta muotoaan. Analogisen vahvistimen tapauksessa tämä tarkoittaa taajuustasossa sitä, että järjestelmään syötetyn signaalin spektriin ei synny uusia taajuuskomponentteja järjestelmän läpi kulkiessaan [2, 3].

2.2 Lineaarinen ja epälineaarinen malli

Eri tieteen aloilla on käytössä lukematon määrä erilaisia malleja. Mallit voidaan jakaa lineaarisiin ja epälineaarisiin malleihin. Yksinkertaisissa tapauksissa mallin lineaarisuus tai epälineaarisuus voidaan todeta suoraan lineaarisuuden määritelmän (2.3) avulla [1]. Esimerkiksi ensimmäisen asteen polynomimalli

$$y(x(t)) = a_1 \cdot x(t) \quad (2.4)$$

toteuttaa operaation, missä tulosignaali $x(t)$ skaalataan kertoimella a_1 . Mallin lineaarisuuden voi todeta sijoittamalla sen lineaarisuuden määritelmään (2.3)

$$\begin{aligned} L(\alpha x_1(t) + \beta x_2(t)) &= a_1(\alpha x_1(t) + \beta x_2(t)) \\ \Leftrightarrow \alpha a_1(x_1(t)) + \beta a_1(x_2(t)) &= \alpha L(x_1(t)) + \beta L(x_2(t)) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Sijoituksen (2.5) ensimmäinen ja viimeinen muoto on lineaarisuuden määritelmä, joten malli on lineaarinen. Polynomimallin kaikki korkeamman asteen termit ovat epälineaarisia, jonka voi osoittaa niin ikään lineaarisuuden määritelmän (2.3) avulla. Esimerkiksi toisen asteen polynomimalli

$$y(x(t)) = a_2 \cdot x^2(t) \quad (2.6)$$

toteuttaa operaation, missä tulosignaali $x(t)$ kerrotaan itsellään ja skaalataan kertoimella a_2 . Kun malli sijoitetaan lineaarisuuden määritelmään, saadaan

$$\begin{aligned} L(\alpha x_1(t) + \beta x_2(t)) &= a_2(\alpha x_1(t) + \beta x_2(t))^2 \\ \Leftrightarrow a_2(\alpha x_1(t))^2 + 2a_2\alpha\beta x_1(t)x_2(t) + a_2(\beta x_2(t))^2 &\neq \alpha L(x_1(t)) + \beta L(x_2(t)) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Sijoituksesta (2.7) havaitaan, että se ei toteuta lineaarisuuden määritelmää, joten toisen asteen polynomimalli on epälineaarinen. Lineaarisuus on yleisesti toivottu ominaisuus suurtaajuusvahvistimissa. Käytännössä vahvistimet eivät kuitenkaan ole lineaarisia vaan epälineaarisuus kasvaa lähtötehon funktiona [3].

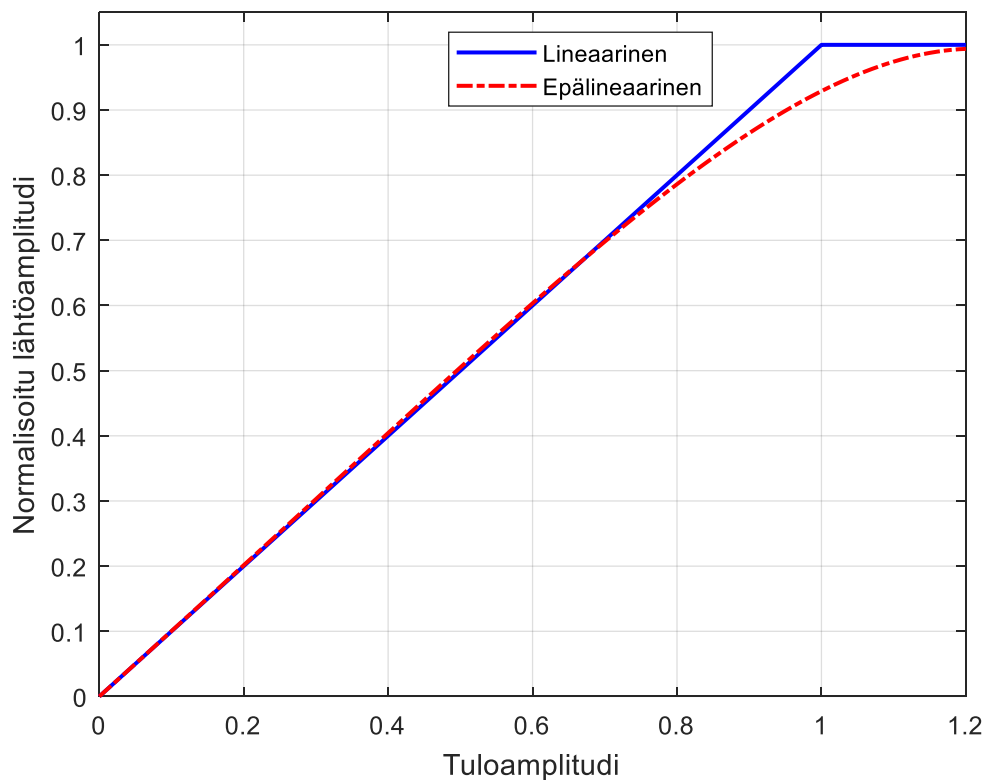
2.3 Epälineaarisuus ja sen vaikutukset

Yleisesti vahvistimet ovat hyvin epälineaarisia komponentteja toimiessaan lähellä maksimitehoaan. Tällöin vahvistimen tulo- ja lähtösignaaleiden välistä riippuvuutta ei voi kuvata lineaarisella mallilla [4]. Epälineaarille vahvistimille on suuri määrä erilaisia epälineaarisia malleja. Eräs yksinkertaisimmista malleista on polynomimalli [4]. Esimerkki polynomimallista on

$$y(t) = a_1 \cdot x(t) + a_2 \cdot x^2(t) + a_3 \cdot x^3(t) + a_5 \cdot x^5(t) \quad (2.8)$$

missä a_1 on piensignaali vahvistus, a_2 , a_3 ja a_5 ovat toisen-, kolmannen- ja viidennen asteen epälineaarisuuskertoimia, $x(t)$ on tulosignaali ja $y(t)$ lähtösignaali. Mallissa (2.8) on yksinkertaisuuden vuoksi esitetty vain neljä eri asteista termiä. Kaistanpäästöjärjestelmän kantataajuisessa mallinnuksessa, jota tässä työssä käsitellään, käytetään useimmiten vain parittomia asteita, mutta muuten yleisesti myös parillisia [5, 6].

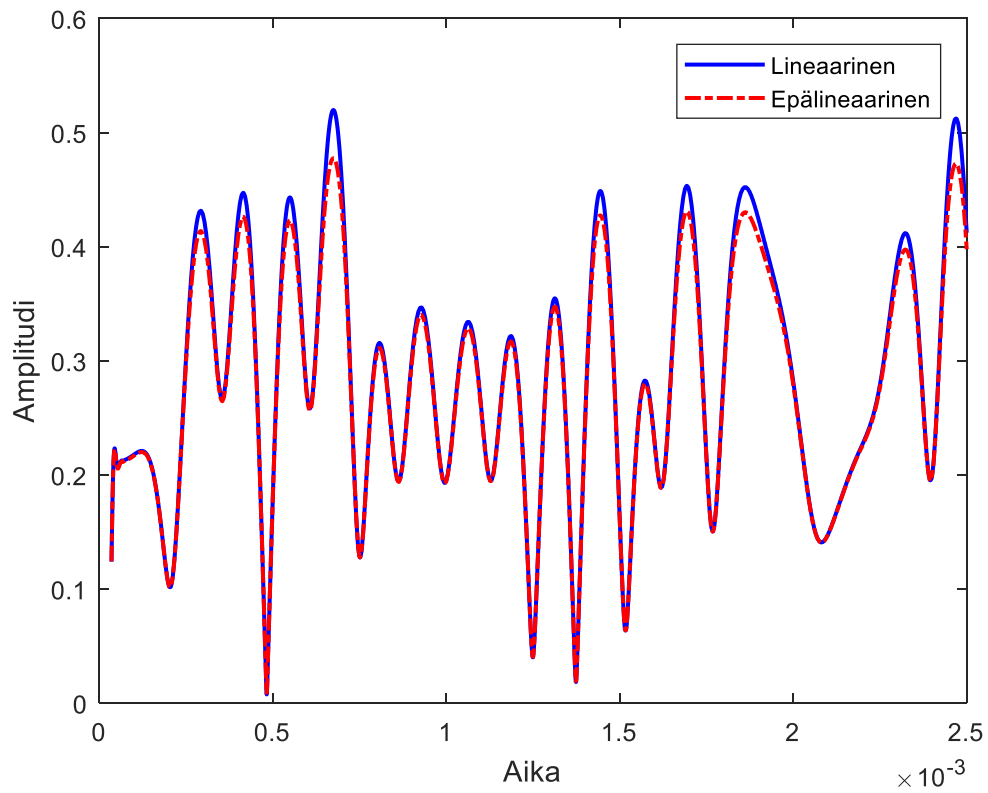
Polynomimallin avulla on helppo mallintaa aika- ja taajuusalueessa, miten vahvistimeen syötetty signaali vääristyy [4]. Mallin (2.8) tulo- ja lähtösignaalien välinen riippuvuus, jota kutsutaan vahvistukseksi, on normalisoituna esitetty kuvassa 1. Polynomimallin kertoimet on tässä valittu edustamaan tyypillisen puolijohteilla toteutetun tehovahvistimen käyttäytymistä. Kuvaan on myös piirretty malli, jolla on sama piensignaali vahvistus ja joka on lineaarinen saturaatiotasoon saakka. Tätä voidaan pitää ideaalisesti linearisoidun tehovahvistimen mallina.



Kuva 1. Lineaarisen ja epälineaarisen mallin (2.8) vahvistus

Kuvasta 1 havaitaan, että vahvistus pienenee tuloamplitudin lähestyessä ykköstä. Tämä aiheuttaa lähtösignaalin kompressoitumista [4]. Kompressio tulee hyvin esiin tarkasteltaessa aikatason signaaleja.

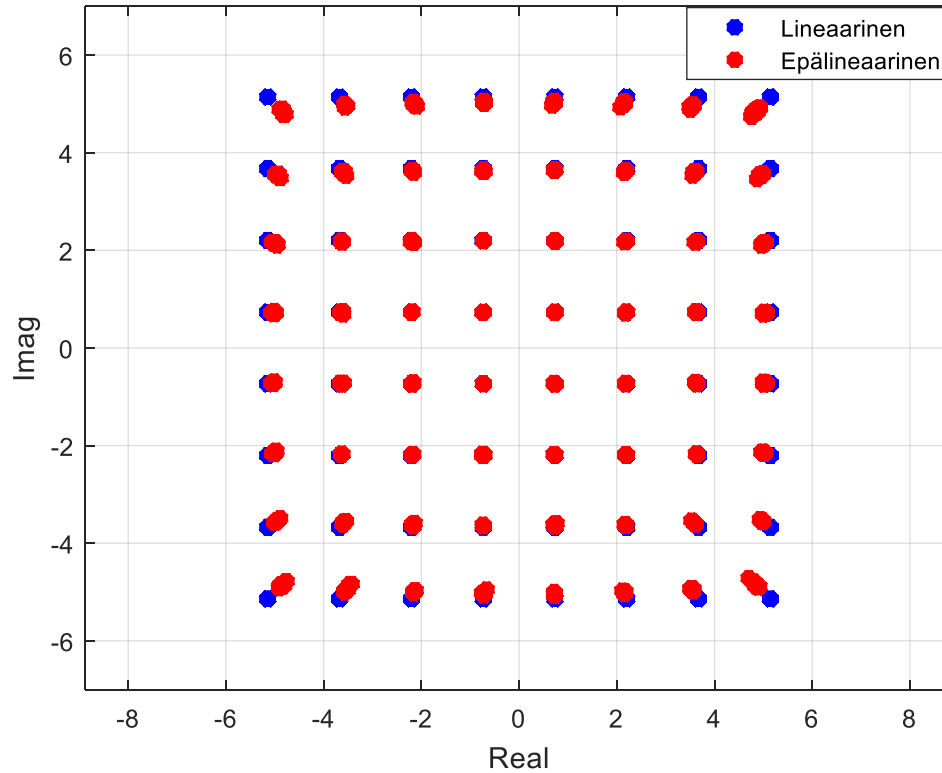
Kuvassa 2 on kahden kantataajuisen QAM-64-signaalin verhoikäyrät, joista toinen on kulkenut lineaarisen- ja toinen epälineaarisen mallin läpi.



Kuva 2. QAM-64-signaalien verhoikäyrät lineaarisen- ja epälineaarisen mallin jälkeen.

Kuvasta 2 havaitaan, että pienillä signaalitasoilla kompressoitumista ei juurikaan tapahdu, mutta tuloamplitudin kasvaessa on kompressio selvästi havaittavissa. Kompressio tulee hyvin esiin myös verrattaessa QAM-64-signaalien sirontakuvioita.

Kuvassa 3 on demoduloitujen symbolien sirontakuviot lineaarisen- ja epälineaarisen mallin jälkeen.

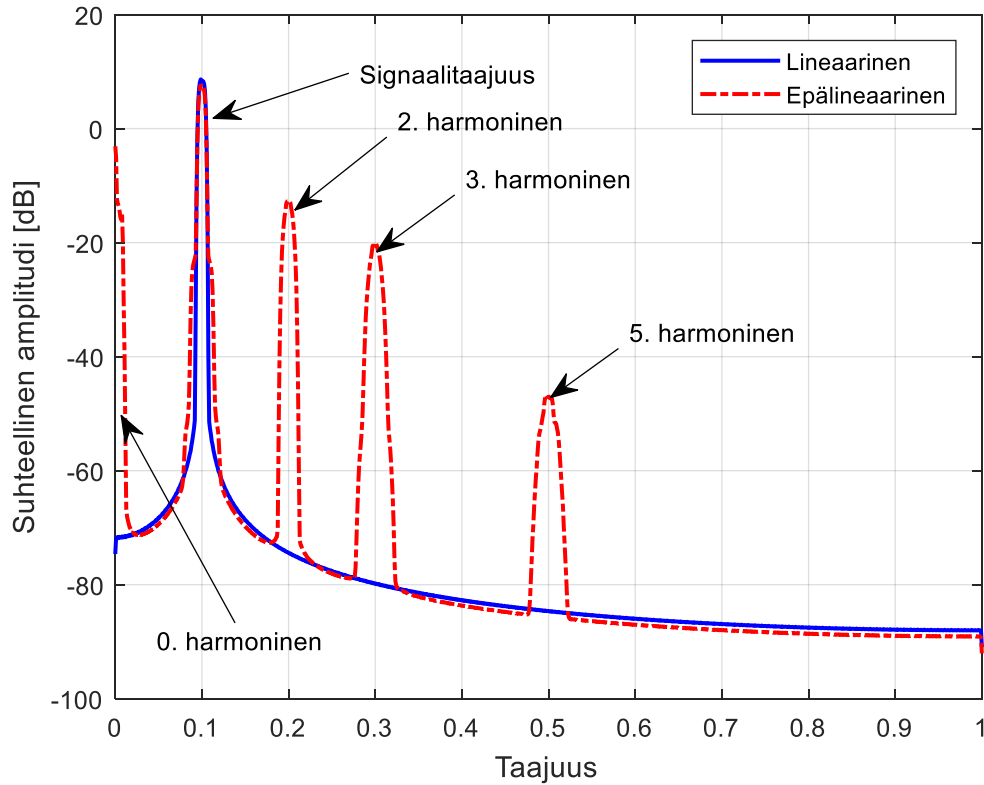


Kuva 3. *QAM-64-sirontakuviot demoduloituna ja symbolitaajuudella näytteistettyinä lineaarisen ja epälineaarisen mallin jälkeen*

Kompressio aiheuttaa konstellaation pyöristymistä kulmistaan, missä symbolien amplitudit ovat suurimmat [7, 8]. Tämä on ekvivalenttia aikatazon esityksen kanssa, jossa huippuamplitudit jäävät saavuttamatta. Koska kompressio pienentää symbolien välistä etäisyyttä konstellaatiossa, kasvaa symbolien virhetulkitodennäköisyys. Tästä syystä kompressio kasvattaa bittivirhetodennäköisyyttä (bit error rate, BER).

Toisin kuin lineaarisissa järjestelmissä, epälineaarisisissa järjestelmissä syntyy lähtösignaaliin taajuuskomponentteja, joita tulossignaaliin ei ole [2, 4]. Näin käy myös mallin (2.8) kanssa. Malli (2.8) on tiukasti muistiton (strictly memoryless), joka tarkoittaa sitä, että siinä ei synny vaihevirhettä [9]. Kuitenkin kuvasta 2 havaittiin, että malli (2.8) muuttaa signaalin aaltomuotoa. Näin ollen voidaan päätellä, että lähtösignaaliin on syntynyt uusia taajuuskomponentteja.

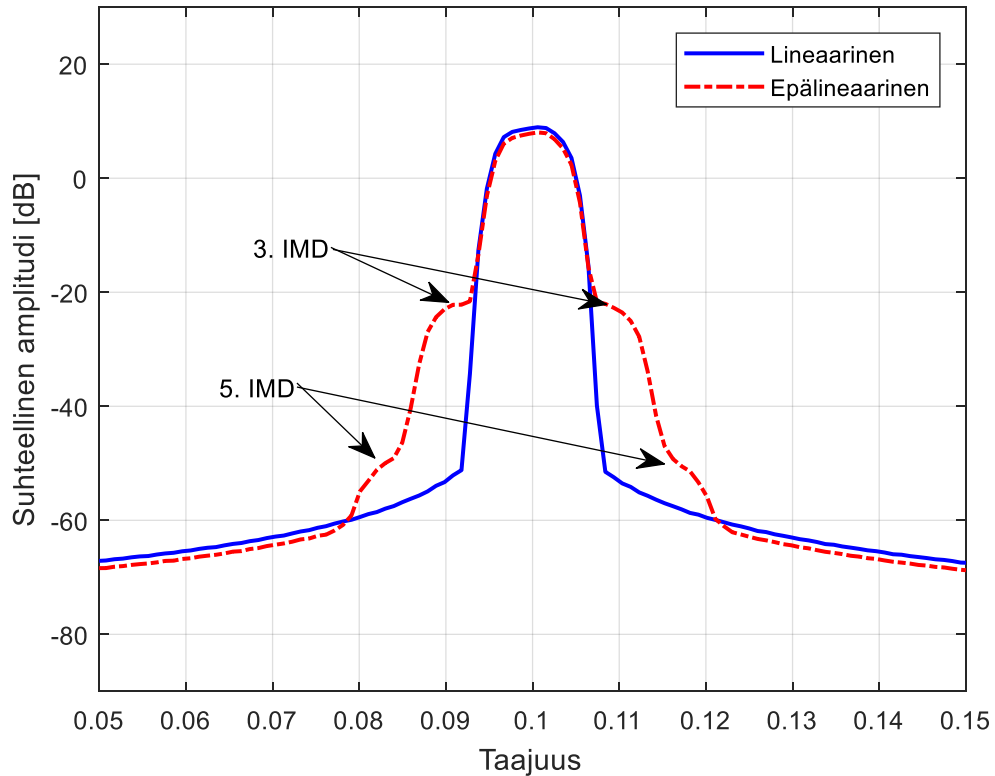
Uusien taajuuskomponenttien syntymisen voi havaita kuvasta 4, missä kuvan 2 esimerkisignaali on esitetty taajuustasossa.



Kuva 4. Lineaarisen ja epälineaarisen mallin synnyttämä spektri QAM-64-esimerkisignaaliille

Kuvasta 4 voi havaita, että lineaarisen mallin spektrissä on vain signaalitaajuiset komponentit, kun taas epälineaarisen mallin spektristä löytyy signaalitaajuuden lisäksi komponentteja nolla-, kaksin-, kolmin- ja viisinkertaisilta taajuuksilta. Kerrannaistaajuuksien syntymistä epälineaarisisissa järjestelmissä kutsutaan harmoniseksi säröksi [2, 4]. Mallin (2.8) toisen asteen termi synnyttää nollan- ja kaksinkertaisen taajuuden harmoniset komponentit. Kolmannen asteen termi synnyttää kolminkertaisen- ja viidennen asteen termi viisinkertaisen taajuuden harmoniset komponentit. Jos mallissa (2.8) olisi neljännen asteen termi, synnyttäisi se nollan- ja nelinkertaisen taajuuden harmoniset komponentit [4].

Kuvaan 5 on suurennettu testisignaalin spektri perustaajuuden ympäriltä.



Kuva 5. Suurennettu signaalitaajuinen spektri.

Kun verrataan kuvan 5 spektrejä, havaitaan, että epälineaarisen mallin tuottama spektri on levinnyt yli kaksinkertaiseksi lineaarisen mallin tuottamaan spektriin verrattuna. Signaalitaajuuden spektrin leviämisen aiheuttaa mallin (2.8) kolmannen- ja viidennen asteen termit [2, 4]. Yleisesti spektrin leviämistä aiheuttavat epälineaarisen mallin termit, joiden asteluku on pariton. Epälineaarista säröä, joka tuottaa signaalitaajuuksia ja sen läheisyydessä olevia taajuuskomponentteja kutsutaan keskeismodulaatiosäröksi (intermodulation distortion, IMD). Spektrin leviämisestä käytetään alan kirjallisuudessa termiä ”spectral regrowth” [5].

Kuten edellä havaittiin, tuottaa epälineaarinen järjestelmä epälineaarista säröä. Epälineaarinen särö koostuu harmonisesta- ja keskeismodulaatiosäröstä. Käytännön radiolähettimissä tehovahvistin (power amplifier, PA) edustaa epälineaarista järjestelmää ja aiheuttaa näin ollen edellä mainittuja särötyyppejä. Harmonisen särön tuottamat taajuuskomponentit ovat signaalitaajuuden monikertoja sekä tasajännitteen läheisyydessä olevia komponentteja [2, 4]. Koska harmoniset komponentit ovat kaukana signaalitaajuudesta, voidaan ne radiolähettimessä poistaa tehovahvistimen jälkeisellä suodattimella. Keskeismodulaation tuottamat taajuuskomponentit aiheuttavat enemmän ongelmia, koska ne osuvat

signaalitaajuudelle ja sen välittömään läheisyyteen. Näitä komponentteja ei voi suodattaa, koska ne sijaitsevat useampikanavaisen radiolähettimen päästökaistalla. Edellä mainituista syistä johtuen, epälineaarisia järjestelmiä kuvaavissa polynomimalleissa käytetään usein vain parittomia polynomiasteita [5]. Keskeismodulaatiosärön aiheuttamia ongelmia voi tehokkaasti pienentää tehovahvistimen linearisoinnilla [2, 4, 5]. Linearisointimenetelmiä on useita erilaisia ja niitä käytetään yleisesti digitaalisissa tiedonsiirtojärjestelmissä.

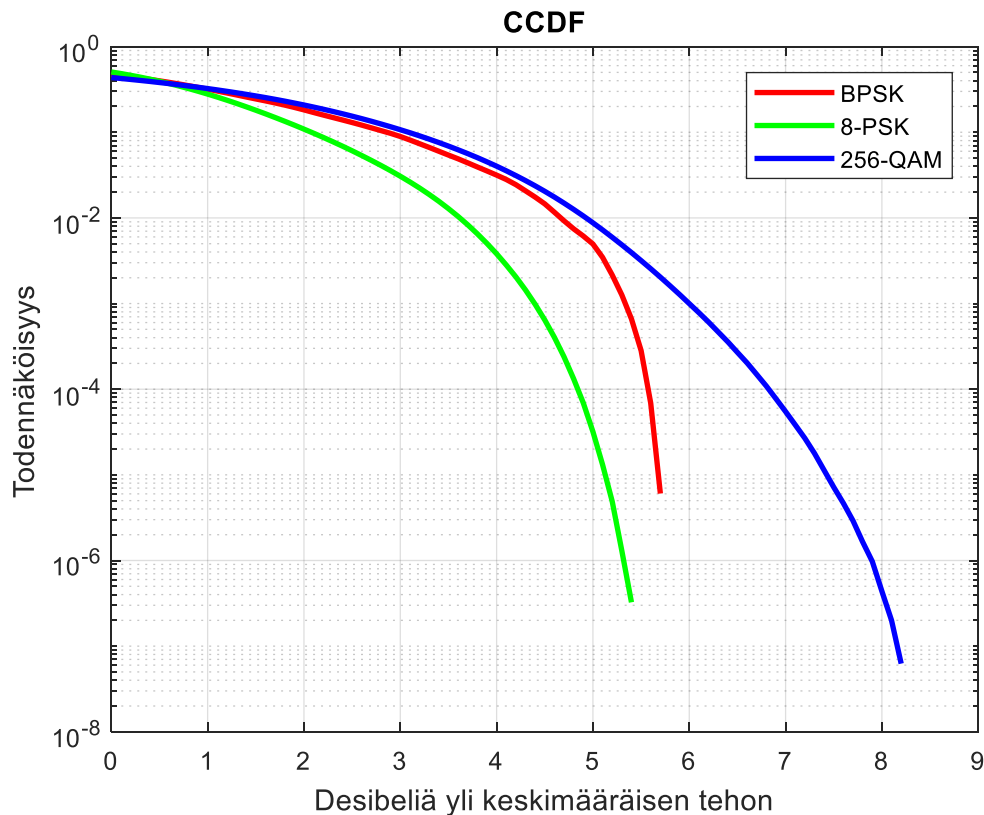
2.4 Käytännön tiedonsiirtosignaalit epälineaarisisessa järjestelmässä

Radiojärjestelmät, joissa tiedonsiirtosignaalin verhoikäyrä pysyy vakiona, kärsivät kohtalaisen vähän epälinearisesta säröstä [10]. Tällaisia radiojärjestelmiä ovat esimerkiksi Bluetooth ja GSM [11]. Vakioverhoikäyrä tuottaa epälinearisessa järjestelmässä ainoastaan harmonista säröä [9]. Koska IMD-säröä ei muodostu, ei lähetteen spektri leviä päästökaistalla viereisille kanaville. Tästä syystä vakioverhoikäyrän tuottavat modulaatiot ovat olleet suosittuja menneinä vuosina. Tiedonsiirtonopeuksien kasvun myötä on siirrytty monimutkaisempiin modulaatiomenetelmiin, joissa signaalin verhoikäyrä ei ole enää vakio [10]. Signaalin verhoikäyrän dynamiikkaa kuvataan verhoikäyrän huippu- ja keskimääräisen tehon suhteella (peak-to-average power ratio, PAPR), joka ilmoitetaan yleensä desibeleinä. Ajan T-mittaisen signaalin PAPR määritellään yhtälöllä

$$PAPR(x(t)) = 10 \log_{10} \left(\frac{\max(|x(t)|^2)}{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \right) \quad (2.9)$$

missä $x(t)$ on jokin ajasta t -riippuva signaali [3, 12]. Tiedonsiirtosignaalit ovat luonteeltaan satunnaisia, mistä seuraa, että niiden PAPR:it ovat satunnaismuuttujia [9]. PAPR riippuu näytesignaalin pituudesta sekä sen ajankohdasta. PAPR:in tilastollisia ominaisuuksia kuvataan usein kumulatiivisen jakaumafunktion komplementilla (complementary cumulative distribution function, CCDF). CCDF määritellään yhtälöllä $p(\alpha) = \Pr\{PAPR > \alpha\}$, joka antaa todennäköisyyden sille, että signaalin PAPR on suurempi kuin α .

Kuvassa 6 on tässä työssä käytettyjen testisignaalien CCDF-kuvaajat. Kuvaajat on laskettu signaaleista, joissa on 10 000 000 symbolia 8-kertaisella ylinäytteistyksellä sekä nostetun kosinisuodattimen α -arvolla 0.2.



Kuva 6. Tässä työssä käytettyjen testisignaalien CCDF-kuvaajat.

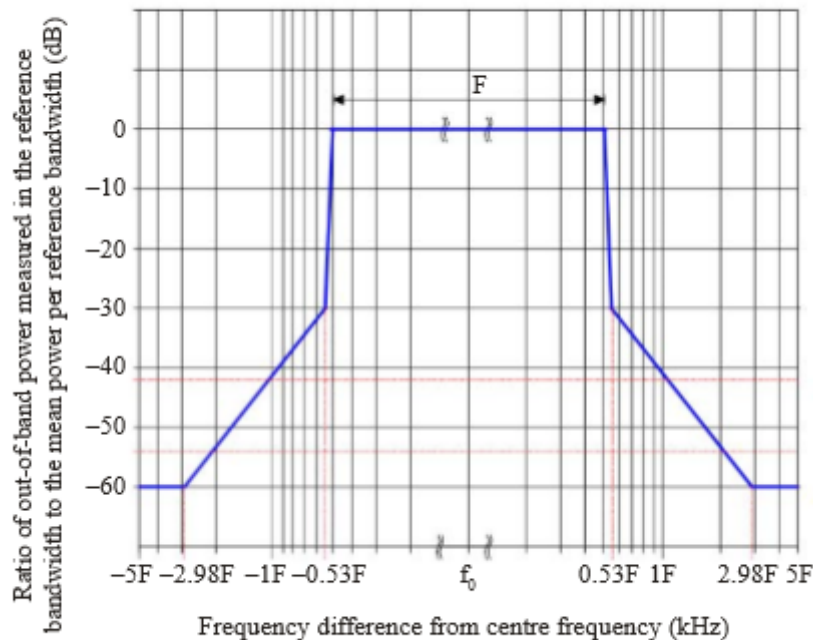
2.5 ITU-R spektrimaskit

Kansainvälinen televiestintäliitto (international telecommunication union, ITU) laatii suosituksia lähes kaikille televiestintäjärjestelmille [13]. ITU:n organisaatio jakautuu kolmeen eri sektoriin, jotka ovat televiestintäsektori (ITU-T), radioviestintäsektori (ITU-R) ja kehityssektori (ITU-D). ITU-R laatii radiolaitteita koskevat suositukset, jotka tämänkin lopputyön HF-radiolähtimen on täytettävä. Epälineaarisen särön kannalta kiinnostavia ITU-R:n suosituksia ovat ITU-R SM.329-12 ja ITU-R M.1798-1, jotka yhdessä määrittelevät spektrimaskin, jota radiolähtimen lähtösignaali ei saa ylittää [14, 15].

ITU-R SM.329-12 määrittelee spektrimaskin taajuuksille, jotka ovat radiolähteeseen tarvittavan hyötykaistan ulkopuolella [15]. Tämä spektrimaski rajoittaa muun muassa harmonisen särön aiheuttamien taajuuskomponenttien tehotasot. Tässä lopputyössä käytettävälle HF-radiolähtimelle ITU-R SM.329-12 määrittelee häiriötehotasoksi -60 dB alle keskimääräisen hyötykaistatehon 10 kHz kaistanleveydellä mitattuna.

ITU-R M.1798-1 määrittelee liikkuvassa meriliikenteessä MF- ja HF-taajuusalueella käytettävät radiojärjestelmät ja tiedonsiirtoprotokollat [14]. Nämä määritelmät pitävät sisälleen myös spektrimaskin radiolähetteen hyötykaistalle, joka käytännössä rajoittaa keskeismodulaatiosärön määrää. ITU-R M.1798-1 spektrimaski on kuvassa 7. Kuvasta havaitaan, että spektrimaski määritellään suhteessa hyötykaistanleveyteen F . Määrittelypisteet ovat 0.5, 0.53, ja 2.98 kertaa hyötykaistanleveys ja vastaavat suhteelliset häiriötasot ovat 0 dB, -30 dB ja -60 dB. Esimerkiksi 6 kHz hyötykaistanleveydellä sallitaan 17.88 kHz päässä keskitaajuudesta ja siitä eteenpäin -60 dB suhteellinen häiriötaso.

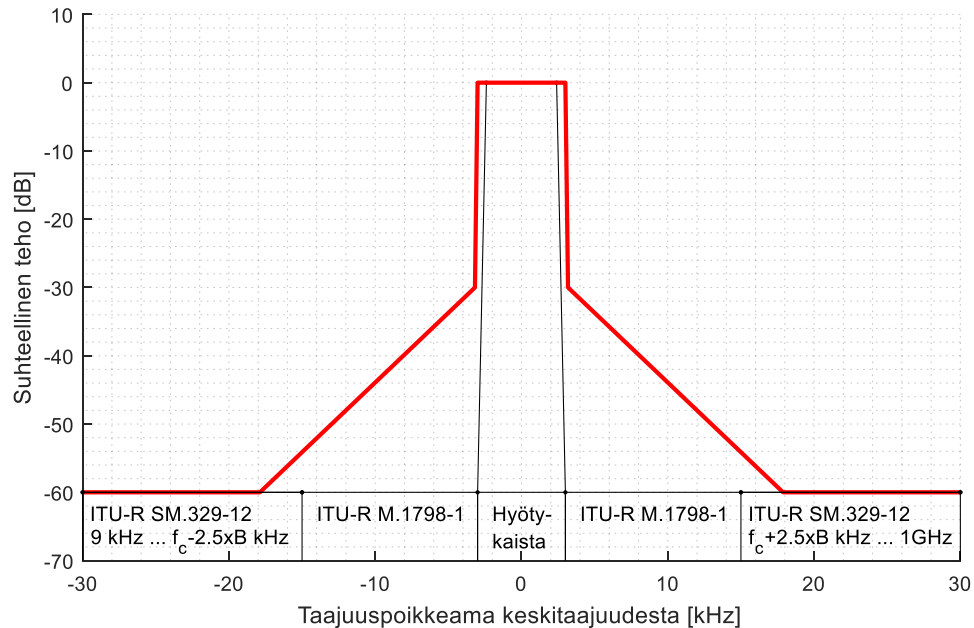
Spectral occupation of HF signal with bandwidth $F=10\text{-}20$ kHz



M.1798-56

Kuva 7. ITU-R M.1798-1 spektrimaski radiolähetteen hyötykaistalle [14].

Kun suositusten ITU-R SM.329-12 ja ITU-R M.1798-1 spektrimaskit yhdistetään, saadaan tässä työssä käytettävälle HF-radiolähttimelle taajuusalueen 9 kHz – 1 GHz kattava spektrimaski [14, 15]. Tällainen spektrimaski 6 kHz hyötykaistanleveydelle on kuvassa 8.



Kuva 8. Suositusten ITU-R SM.329-12 ja ITU-R M.1798-1 määrittelemä spektrimaski tässä työssä käytettävälle HF-radiolähttimelle, kun hyötykaistanleveys on 6 kHz. Perustuu lähteisiin [14, 15].

2.6 Tehovahvistimen linearisointi

Radiolaitteissa lähttimen PA on eniten tehoa kuluttava osa. Energian säästämiseksi on edullista pitää PA:n toimintapiste lähellä saturaatiopistettä, jolloin sen hyötysuhde on korkeimmillaan [16]. Radiolaitteiden tulee myös täyttää eri standardien vaatimukset muun muassa lähetettävän signaalin spektrin suhteen. ITU-R -suosituksissa määritellään kuinka paljon radiolähtteen tehosta saa vuotaa viereisille kanaville tai lähetystaajuuden monikerroille.

Edellä esitetyt vaatimukset ovat ristiriidassa keskenään, koska lähellä saturaatiopistettä toimiva päätevahvistin on hyvin epälineaarinen ja näin ollen tuottaa paljon epälineaarista säröä [16]. Epälineaarinen särö aiheuttaa sen, ettei radiolähtete täytä ITU-R:n suosituksia. Toisaalta lineaarisella alueella toimiva vahvistin tuottaa vähän epälineaarista säröä ja voi täyttää ITU-R:n suositukset, mutta toimii samalla huonolla hyötysuhteella.

PA:n linearisointiin on monia eri menetelmiä [16]. Kaikille menetelmille on yhteistä se, että ne pienentävät epälineaarisen särön määrää merkittävästi. Eri menetelmät kuitenkin tuottavat erilaisen hyötysuhteen. Toiset menetelmät pitävät hyötysuhteen suunnilleen ennallaan tai jopa huonontavat sitä, kun taas parhailla menetelmillä hyötysuhde paranee. Linearisointi voidaan toteuttaa joko analogisesti tai digitaalisesti.

2.7 Linearisointi tehoa pudottamalla

Yksinkertaisin tapa pienentää epälineaarista säröä on pienentää PA:n keskimääräistä tehoa (back-off), jolloin se toimii lineaarisella alueella [16]. Jos PA linearisoidaan tällä menetelmällä, täytyy se ylittää kyseessä olevaan sovellukseen, joka muun muassa kasvattaa lopputuotteen hintaa. Lisäksi ylitytetty PA toimii huonolla hyötysuhteella.

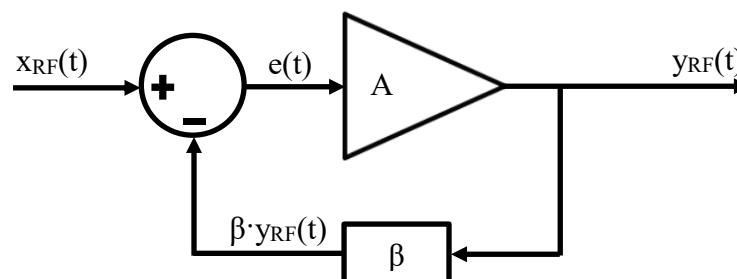
Käytännössä back-off:ia joudutaan käyttämään tiedonsiirtosignaalien korkean PAPR:in takia [9, 16]. Näin vältetään signaalin huippujen voimakas kompressoituminen PA:ssa.

2.8 Linearisointi takaisinkytkennällä

Takaisinkytkentämenetelmästä on olemassa useita eri variaatioita, joista löytyy niin analogisia kuin digitaalisiaakin toteutuksia [2, 16]. Perusmuoto perustuu analogiseen suurtaajuiseen takaisinkytkentään, jolloin PA:n vahvistus saadaan yhtälöstä

$$G = \frac{A}{1 + \beta \cdot A} \quad (2.10)$$

missä A on PA:n avoimen silmukan vahvistus ja β on takaisinkytkentäkerroin. Kuvassa 9 on analogisen takaisinkytkennän lohkokaavio.

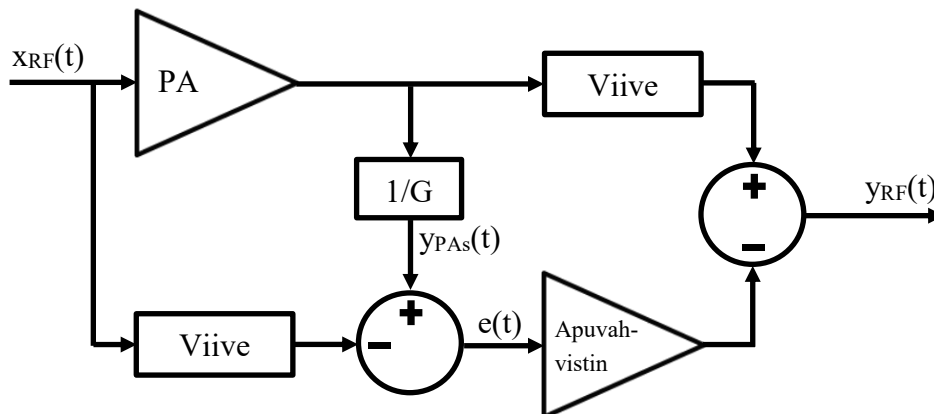


Kuva 9. Analogisen takaisinkytkennän lohkokaavio.

PA:n skaalatusta lähtösignaalista $\beta \cdot y_{RF}(t)$ ja alkuperäisestä tulosignaalista $x_{RF}(t)$ muodostetaan erosignaali $e(t)$, joka syötetään takaisin PA:n tuloon. Tällainen kytkentä pienentää PA:n harmonista säröä ja vahvistusta. Säättömielessä takaisinkytkentämenetelmä on suljettu silmukka, mistä johtuen se voi olla epästabiili [2]. Käytännössä stabiilin takaisinkytkentäsilmukan toteuttaminen suurtaajuudella on hyvin hankalaa. Takaisinkytkentähaaran viiveestä johtuen takaisinkytkentämenetelmä ei sovellu järjestelmiin, joissa käytetään suuria radiotaajuuksia tai laajakaistaisia tiedonsiirtosignaaleita [2].

2.9 Linearisointi myötäkytkennällä

Myötäkytkentä on analoginen linearisointimenetelmä, jossa linearisointi tapahtuu PA:n toimintataajuudella. Myötäkytkentämenetelmä on säättömielessä avoin silmukka, mistä johtuen se on stabiili menetelmä [2, 17]. Myötäkytkentämenetelmän lohkokaavio on kuvassa 10.



Kuva 10. Myötäkytkentämenetelmän lohkokaavio

Myötäkytkentämenetelmässä PA:n skaalatusta lähtösignaalista $y_{PA_S}(t)$ ja alkuperäisestä tulosignaalista $x_{RF}(t)$ muodostetaan erosignaali $e(t)$, joka vahvistetaan lineaarisessa apuvahvistimessa [2, 16, 17]. Lopuksi apuvahvistimen signaali vähennetään PA:n signaalista. Apuvahvistimen lähtösignaali sisältää teoriassa vain PA:n särökomponentit, joten viimeinen erotusvaihe poistaa lähtösignaalista särökomponentit ja kytkentä linearisoituu. Lohkokaaviossa olevat viiveet ovat vahvistimien sisäisten viiveiden mittaisia ja ne huolehtivat siitä, että signaalit syötetään oikeassa vaiheessa eroelimiin. Myötäkytkentämenetelmä ei kasvata PA:n kokonaishyötysuhdetta, koska apuvahvistin kuluttaa myös tehoa.

2.10 Linearisointi esisäröyttämällä

PA:n linearisointi esisäröyttämällä voidaan toteuttaa analogisesti tai digitaalisesti. Digitaalinen esisäröytys (digital predistortion, DPD) on nykyisin suosituin linearisointimenetelmä ja sitä käytetään myös tässä lopputyössä. DPD:ssä radiolähettimen digitaalisessa kantataajuusosassa signaalia esisäröytetään siten, että päätevahvistimen epälinearisuudet kumoutuvat [16]. Lopputuloksena saadaan lähes lineaarinen päätevahvistin saturaatiopisteeseen saakka. Linearisoitua päätevahvistinta ei tarvitse ylimitoitaa, josta seuraa järjestelmän parempi hyötysuhde ja -kustannustehokkuus. DPD-menetelmä kuvataan tarkemmin aliluvussa 3.9.

3. TEHOVAHVISTIMEN MALLINNUS JA ESI-SÄRÖYTYS

Ensimmäinen vaihe digitaalisen esivääristyksen suunnittelussa on mallintaa tehovahvistin mahdollisimman tarkasti [5]. PA:n tulo- ja lähtösignaalien välisen riippuvuuden kuvaamiseen käytetään mitattavissa olevaan käyttäytymiseen perustuvia malleja, fysikaalisten mallien sijaan [5, 10, 18]. Fysikaaliset mallit perustuvat PA:n komponenttitason mallinnukseen, mistä johtuen mallin tulo- ja lähtösignaaleiden välistä riippuvuutta kuvaa epälineaarinen yhtälöryhmä. Fysikaaliset mallit ovat tarkkoja ja niitä käytetään piirisimulointiohjelmassa, mutta ne ovat laskennallisesti liian raskaita käytännön DPD-sovelluksiin.

Käyttäytymiseen perustuvat mallit, joita kutsutaan myös ”black box”-malleiksi, eivät tarvitse tietoa PA:n sisäisestä rakenteesta, koska ne perustuvat mitattavissa oleviin tulo- ja lähtösignaalien välisiin riippuvuuksiin [5, 10, 18]. Nämä mallit ovat laskennallisesti kevyempiä kuin vastaavat fysikaaliset mallit. Kääntöpuolena näiden mallien tarkkuuteen vaikuttaa hyvin voimakkaasti mallin rakenne ja sen parametrisointi. Erilaisia käyttäytymiseen perustuvia malleja on lukuisia. Toiset mallit ovat tarkempia ja laskennallisesti kompleksisempia kuin toiset [5, 10, 18]. Mallin valinta onkin kompromissi laskennallisen kompleksisuuden ja tarkkuuden välillä. Käytännössä valitaan mahdollisimman yksinkertainen malli, joka täyttää suunnitteluspesifikaation vaatimukset.

Käytännön digitaalisissa radiojärjestelmissä osa signaaleista on kompleksisia diskreetti-aikaisia signaaleita [5]. Näitä moduloimattomia signaaleita kutsutaan kantataajuisiksi signaaleiksi. Kantataajuisen signaalien verhoikäyrä on sama kuin PA:n ulostulossa olevan RF-signaalien verhoikäyrä. DPD-toteutukset, jotka perustuvat PA:n käänteiseen käyttäytymismalliin, toimivat kantataajuisilla signaaleilla [5]. Tästä syystä PA-mallit ovat diskreetti-aikaisia kompleksisia malleja.

3.1 Muistittomat ja muistilliset mallit

PA-mallilla on suuri vaikutus DPD:n suorituskykyyn. Tämän vuoksi on tärkeää tuntea PA:n epälineaarisuudet ja muisti-ilmiöt mahdollisimman tarkasti sekä löytää hyvä malli kuvaamaan järjestelmässä käytettävää PA:ta [5, 10]. Muistittoman mallin lähtösignaali riippuu epälineaarisesti tulosignaalin hetkellisestä amplitudista, joten mallin amplitudi ja vaihevaste ovat staattisia tulosignaalin riippumattomia kuvaajia. Samalla myös amplitudi- ja vaihesärö riippuvat vain tulosignaalin hetkellisestä amplitudista [5, 10]. Muistiton malli voi kuvata hyvin PA:ta tilanteessa, jossa tulosignaalin kaistanleveys on pieni verrattuna PA:n omaan kaistanleveyteen.

Muistillisen mallin lähtösignaaliin vaikuttaa hetkellisen tulosignaalin lisäksi sen historia [5, 10]. Amplitudi ja vaihevasteen kuvaajat ovat dynaamisia ja riippuvat myös tulosignaalin historiasta. Tästä johtuen muistilliset mallit ovat monimutkaisempia kuin muistittomat mallit. Muistillisia malleja käytetään PA:ta mallinnuksessa tilanteessa, jossa tulosignaalin kaistanleveys on suuri [5, 10].

3.2 Hakutaulukkomalli

Hakutaulukkomalli (look up table, LUT) on muistiton malli, jossa PA:n staattinen amplitudi- ja vaihevaste on tallennettu joko omiin taulukoihinsa tai yhteen taulukkoon kompleksisina kertoimina [5, 10]. Taulukkoa indeksoidaan hetkellisellä tulosignaalilla. Mallin tulo- ja lähtösignaalin välinen riippuvuus on muotoa

$$y(k) = G(|x(k)|) \cdot x(k) \quad (3.1)$$

missä $G(|x(k)|)$ on taulukon kompleksinen kerroin, eli kompleksinen vahvistus hetkelliselle tulosignaalille $|x(k)|$ [5, 10]. Taulukon lukuarvot voidaan määrittää esimerkiksi mittaamalla amplitudi- ja vaihevasteet sekä sovittamalla niihin polynomi. Taulukon kompleksiset kertoimet voidaan laskea sovitetusta polynomista.

3.3 Muistiton polynomimalli

Muistiton polynomimalli on yksi tunnetuimmista ja useimmin käytetyistä malleista. Esimerkki muistittomasta polynomimallista reaalisignaalille oli aliluvussa 2.3 yhtälö (2.8). Muistiton polynomimalli saadaan Taylorin sarjakehitelmästä. Kaistanpäästöepälineaarisuuden kantataajuinen malli on muotoa

$$y(k) = \sum_{p=1}^P a_p \cdot x(k) \cdot |x(k)|^{p-1} \quad (3.2)$$

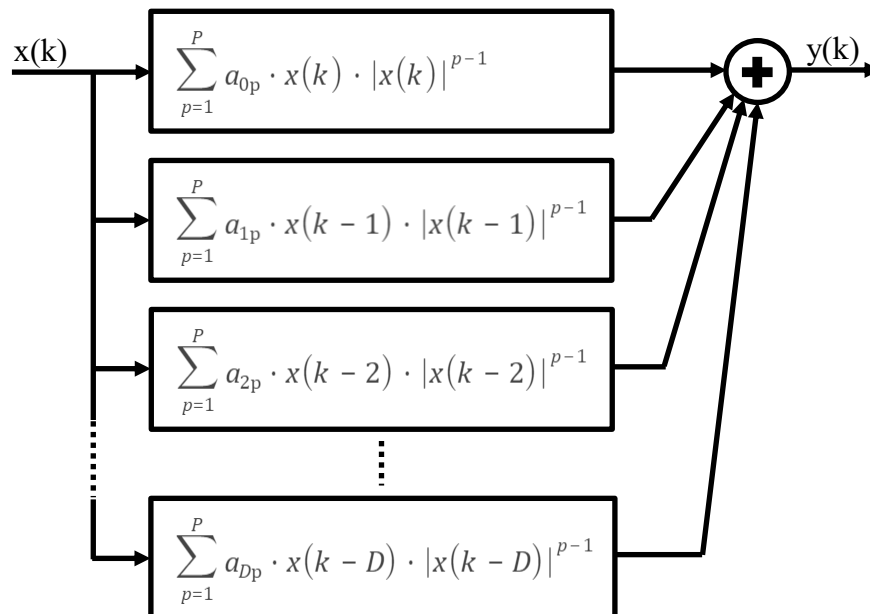
missä $x(k)$ ja $y(k)$ ovat tulo- ja lähtösignaalit sekä P mallin aste [5, 10]. Kompleksiset kertoimet a_p ovat mallin parametreja, jotka määritetään PA mallinnuksessa. Yleinen malli (3.2) sisältää kaikki epälineaarisuustermit yhdestä K :hon, mutta useimmiten käytännön malleissa esiintyvät vain parittomat epälineaarisuustermit. Muistiton polynomimalli voidaan myös toteuttaa LUT-mallina.

3.4 Muistipolynomimalli

Muistipolynomimalli on yksi yksinkertaisimmista muistimalleista. Sitä on laajasti käytetty PA:n mallinnukseen sekä DPD:n toteutukseen [10]. Muistipolynomimalli koostuu sarjasta rinnakkaisia polynomimalleja, joita on viivästetty toisiinsa nähden. Lopuksi polynomien ulostulot on laskettu yhteen [5, 10, 19]. Muistipolynomimallista on olemassa useita eri variaatioita. Perus muistipolynomimallin tulo- ja lähtösignaalien välinen riippuvuus esitetään muodossa

$$y(k) = \sum_{d=0}^D \sum_{p=1}^P a_{dp} \cdot x(k-d) \cdot |x(k-d)|^{p-1} \quad (3.3)$$

missä P on epälineaarisuusaste ja D muistin syvyys. Kompleksiset kertoimet a_{dp} ovat mallin parametreja. Muistipolynomimallin lohkokkaavio on kuvassa 11.



Kuva 11. Muistipolynomimallin lohkokkaavio

3.5 Wiener-malli

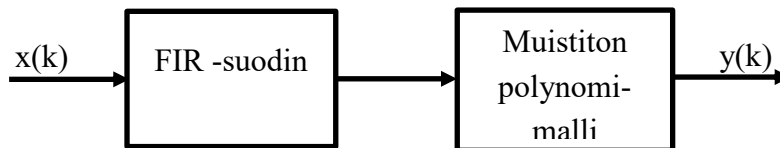
Wiener-malli on kaksiosainen malli [5, 10, 20]. Ensimmäinen osa on jokin lineaarinen aikainvariantti (linear time invariant, LTI)-systeemi ja sitä seuraa muistiton epälineaarinen malli. PA-mallinnuksessa ja DPD-sovelluksissa LTI-systeeminä on yleensä FIR-suodin ja epälineaarisuutena muistiton polynomi- tai LUT-malli. Jos epälineaarisenä mallina on muistiton polynomimalli, sijoitetaan äärellisen impulssivasteen (finite impulse response, FIR)-suotimen konvoluutiosumma

$$y_{\text{FIR}}(k) = \sum_{d=0}^D h(d) \cdot x(k-d) \quad (3.4)$$

polynomimalliin (3.2), saadaan Wiener-malli

$$y(k) = \sum_{p=1}^P a_p \left(\sum_{d=0}^D h(d) \cdot x(k-d) \right) \left| \sum_{d=0}^D h(d) \cdot x(k-d) \right|^{p-1} \quad (3.5)$$

missä P on epälineaarisuusaste ja D muistin syvyys [5, 10]. Suotimen impulssivaste h sekä kompleksiset kertoimet a_p ovat mallin parametreja. Mallista havaitaan, että FIR -suotimen konvoluutiosumma on korotettu $(p-1)$ potenssiin ja kerrottu lisäksi parametreilla a_p . Edellisestä johtuen, malli on epälineaarinen parametriensa suhteen ja sen karakterisoinnissa ei voi käyttää lineaarisille järjestelmille tarkoitettuja matemaattisia työkaluja [5, 10, 20]. Wiener-mallin lohkokaavio on kuvassa 12.



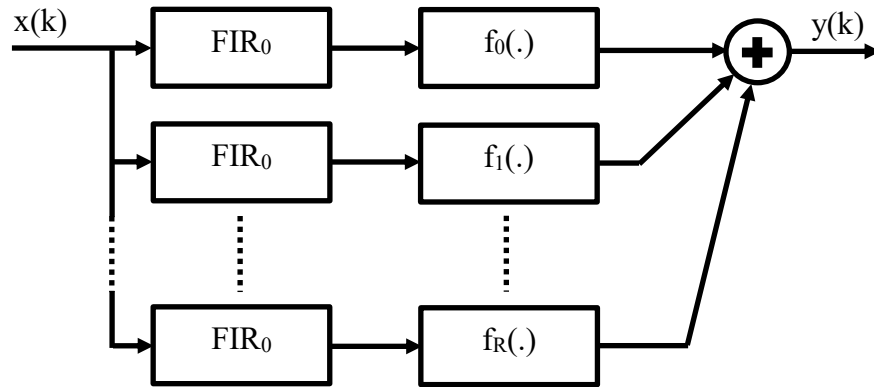
Kuva 12. Wiener-mallin lohkokaavio

Eräs Wiener-mallin muunnelma on rinnakkainen Wiener-malli [5]. Tässä mallissa on yksittäisiä Wiener-malleja kytketty rinnakkain ja niiden lähdöt on laskettu yhteen. Rinnakkaisen Wiener-mallin yleinen tulo- ja lähtösignaalien välinen riippuvuus on

$$y(k) = \sum_{r=1}^R f_r \left(\sum_{d=0}^{D(r)} h_r(d) \cdot x(k-d) \right) \quad (3.6)$$

missä R on rinnakkaisten haarojen lukumäärä ja $D(r)$ muistin syvyys, joka voi olla erilainen jokaisella rinnakkaisella haaralla. Suotimien impulssivasteet h_r sekä muistittomien epälineaaristen funktioiden f_r kompleksiset kertoimet ovat mallin parametreja.

Rinnakkaisen Wiener-mallin lohkokaavio on kuvassa 13.



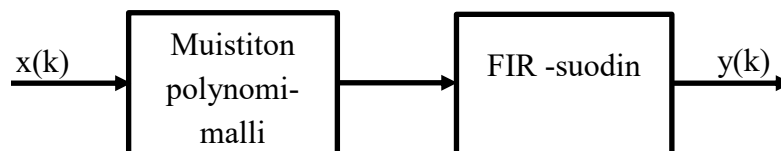
Kuva 13. Rinnakkaisen Wiener-mallin lohkokaavio

3.6 Hammerstein-malli

Hammerstein-malli on kaksiosainen malli, joka koostuu muistittomasta epälinearisesta osasta ja LTI-osasta [5, 10, 21]. Mallissa on samat lohkot kuin Wiener-mallissa, mutta käänteisessä järjestyksessä. Jos epälinearisena mallina on polynomimalli ja LTI-osana FIR-suodin, saadaan Hammerstein-mallin tulo- ja lähtösignaalien välinen riippuvuus sijoittamalla polynomimalli (3.2) FIR-suotimen konvoluutiosummaan (3.4). Riippuvuudeksi saadaan

$$y(k) = \sum_{d=0}^D h(d) \sum_{p=1}^P a_p \cdot x(k-d) \cdot |x(k-d)|^{p-1} \quad (3.7)$$

missä P on epälinearisuusaste ja D muistin syvyys. Impulssivasteen kertoimet $h(d)$ sekä kompleksiset kertoimet a_p ovat mallin parametreja. Kuten Wiener-malli, on Hammerstein-malli epälineaarinen parametriensa suhteen [5, 10, 21]. Epälinearisuuden aiheuttaa mallin parametrien kertominen keskenään. Hammerstein-mallin lohkokaavio on kuvassa 14.

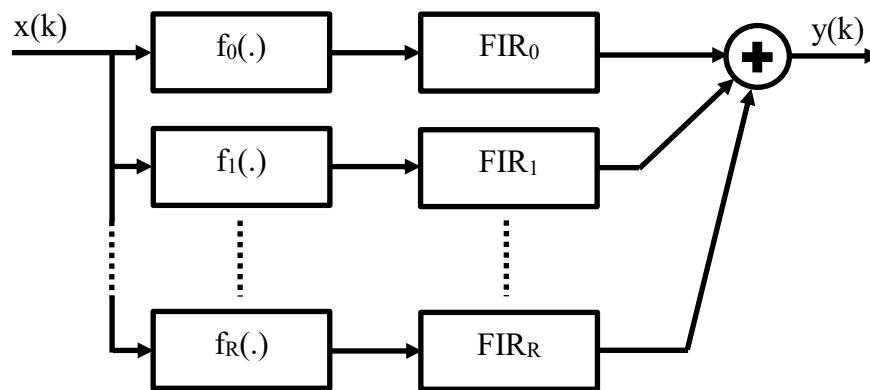


Kuva 14. Hammerstein-mallin lohkokaavio

Hammestein-mallista on olemassa erilaisia muunnelmia. Eräs tällainen muunnelma on rinnakkainen Hammerstein-malli (parallel Hammerstein, PH), missä yksittäisiä Hammerstein-malleja on kytketty rinnakkain [5]. Jos LTI-osana on FIR-suodin, saadaan PH-mallin tulo- ja lähtösignaalien väliseksi riippuvuudeksi

$$y(k) = \sum_{r=1}^R \sum_{d=0}^{D(r)} h_r(d) \cdot f_r(x(k-d)) \quad (3.8)$$

missä R on rinnakkaisten haarojen lukumäärä ja $D(r)$ eri haarojen muistin syvyys. Suotimien impulssivasteet h_r sekä muistittomien epälineaaristen funktioiden f_r kompleksiset kertoimet ovat mallin parametreja [22]. PH-mallin lohkokkaavio on kuvassa 15. PH-mallin voi esittää muistipolynomimallina, jos LTI-osana on FIR-suodin ja epälineaarisuutena polynomi. Tällöin FIR-suotimet konfiguroidaan eri mittaisiksi viiveiksi ja niiden vahvistukset asetetaan ykkösiksi.

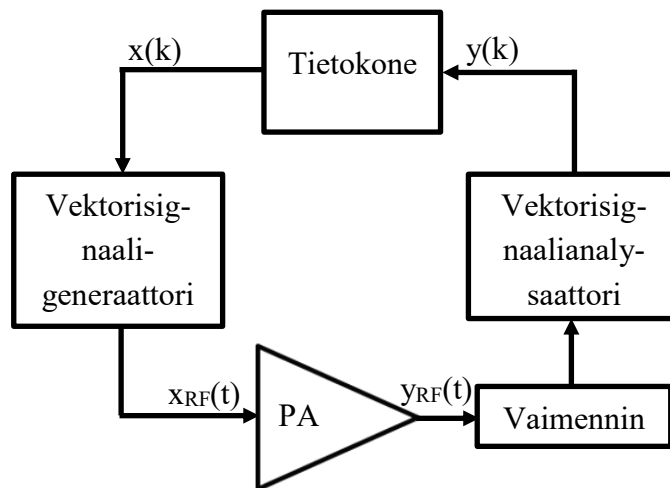


Kuva 15. Rinnakkaisen Hammerstein-mallin lohkokkaavio

Tavallinen Hammerstein-malli (3.7) voidaan esittää myös PH-mallina [22]. Kun mallin (3.7) parametrit $h(d)$ ja a_p yhdistetään ja summausjärjestys vaihdetaan, päädytään PH-malliin, missä jokaisessa haarassa on epälineaarisenä osana polynomin yksi aste ja sen perässä FIR-suodin. Tällainen PH-malli on parametriensa suhteen lineaarinen ja sen parametrien määrittämiseen voidaan käyttää lineaarisille järjestelmille soveltuvia matemaattisia työkaluja [23]. Tosin syntynyt malli on yliparametrisoitu, joka tarkoittaa sitä, että siinä on enemmän parametreja kuin alkuperäisessä Hammerstein-mallissa.

3.7 Tehovahvistinmallin parametrisointi

Edellä esitetyt PA-mallit sisältävät joukon parametreja, jotka täytyy määrittää siten, että malli kuvaa mahdollisimman hyvin mallinnettavaa PA:ta [5]. Parametrit määritetään jollakin numeeriseen laskentaan tarkoitettulla ohjelmistolla kuten Matlabilla. Jotta käyttäytymiseen perustuva malli voidaan parametrisoida, täytyy PA:n käyttäytyminen mitata [5]. PA:n käyttäytyminen voidaan mitata käyttäen kuvan 16 mukaista mittajärjestelyä, joka on yleisimmin käytetty mittajärjestely [24].

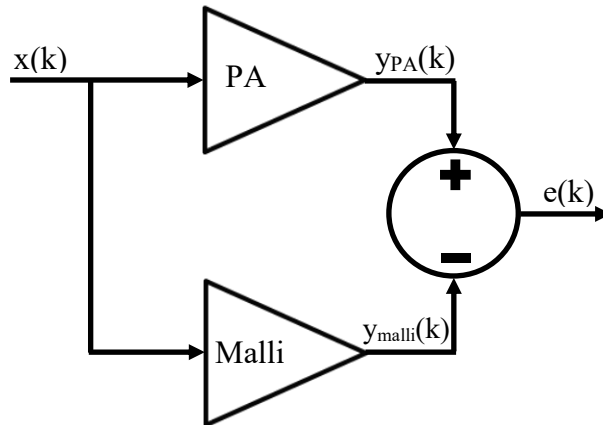


Kuva 16. Mittajärjestely PA:n käyttäytymisen mittaamiseen

Kantataajuinen signaali $x(k)$ muodostetaan kuvan 16 tietokoneessa, josta se siirretään vektorisignaali-generaattoriin lähetettäväksi. Vektorisignaali-generaattori lähettää PA:lle suurtaajuisen signaalin $x_{RF}(t)$, joka on moduloitu tietokoneessa muodostetulla kantataajuuisella signaalilla. PA:n lähdöstä signaali $y_{RF}(t)$ vastaanotetaan vektorisignaalianalysaattorilla, joka alassekoittaa, näytteistää, demoduloi ja tallentaa vastaanotetun signaalin kantataajuuisena kompleksisena signaalina $y(k)$. Vastaanotettu signaali siirretään analysaattorista tietokoneelle analysointia varten.

Kun vahvistimen käyttäytyminen on mitattu ja PA-malli valittu, saadaan PA mallinnettua ja validoitua samalla kuvan 16 mittajärjestelyllä, jolla PA:n käyttäytyminen mitataan. Mallinukseen ja validointiin käytetään kantataajuisia virhesignaalia.

Kantataajuinen periaatekuva virhesignaalin muodostamisesta on kuvassa 17



Kuva 17. PA:n mallinnus ja validointi

missä $x(k)$ on yhteinen tulosignaali PA:lle ja PA-mallille [5]. Signaalit $y_{PA}(k)$ ja $y_{malli}(k)$ ovat mitattavan PA:n- ja parametrisoitavan mallin lähtösignaalit. Virhesignaali $e(k)$ on muotoa

$$e(k) = y_{PA}(k) - y_{malli}(k) \quad (3.9)$$

Parametrien määrittämiseen käytetään PA:n käytösmittauksessa tallennettuja signaaleita $x(k)$ ja $y_{PA}(k)$, kun taas verifiointiin käytetään uusia testisignaaleita. Mallin parametrit määritetään siten, että virhesignaalin (3.9) keskineliövirhe (mean square error, MSE) minimoituu [5, 22]. Keskineliövirhe saadaan yhtälöstä

$$\varepsilon = \sum_{k=1}^K |e(k)|^2 \quad (3.10)$$

missä K on minimointiin käytettävän signaalin pituus. Keskineliövirheen minimointi johtaa matriisiyhtälöön, jonka koostumus riippuu valitusta mallista. Jos valittu malli on parametriensa suhteen epälineaarinen, kuten Wiener-malli, joudutaan parametrien määrittämisessä käyttämään menetelmiä lähteistä [20, 21, 25]. Jos malli on parametriensa suhteen lineaarinen, kuten polynomi- tai PH-malli, saadaan parametrit määritettyä pienimmän neliösumman (least squares, LS)-menetelmällä [22, 24, 26, 27]. Esimerkiksi polynomimalli (3.2) voidaan esittää matriisimuodossa

$$\mathbf{Ca} = \mathbf{y} \quad (3.11)$$

mikä viidennen asteen polynomimallin tapauksessa on muotoa

$$\begin{bmatrix} x(k) & x(k)|x(k)|^2 & x(k)|x(k)|^4 \\ x(k-1) & x(k-1)|x(k-1)|^2 & x(k-1)|x(k-1)|^4 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x(k-n) & x(k-n)|x(k-n)|^2 & x(k-n)|x(k-n)|^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_3 \\ a_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(k) \\ y(k-1) \\ \vdots \\ y(k-n) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Yhtälössä (3.12) matriisi \mathbf{C} sisältää sovitettavan polynomin eriaisteiset termit laskettuna tulosignaalin näytearvolla. Jokainen tulosignaalin näyte muodostaa yhden rivin matriisiin \mathbf{C} . Vektorissa \mathbf{y} on tulosignaalin näytteitä vastaavat lähtösignaalin näytteet ja vektori \mathbf{a} sisältää mallin ratkaistavat parametrit. Matriisin \mathbf{C} eriaisteisia polynomitermejä kutsutaan mallin kantafunktioiksi. Haettaessa LS-ratkaisua yhtälölle (3.11) päädytään matriisiyhtälöön

$$\mathbf{C}^H \mathbf{C} \mathbf{a} = \mathbf{C}^H \mathbf{y} \quad (3.13)$$

jota kutsutaan yhtälön (3.11) normaaliryhmäksi [28]. Jos matriisi $\mathbf{C}^H \mathbf{C}$ on kääntövä niin yhtälön (3.13) ratkaisu on

$$\mathbf{a} = (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{y} \quad (3.14)$$

missä käänteismatriisia $(\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H$ kutsutaan matriisin \mathbf{C} pseudoinverssiksi. Kun mallin parametrivektori \mathbf{a} on ratkaistu, saadaan polynomimallin ulostulo yhtälöstä (3.11). Yhtälöstä (3.14) saatu ratkaisu on yksikäsitteinen vain, jos matriisi $\mathbf{C}^H \mathbf{C}$ on kääntövä. Jos näin ei ole, on ratkaisuja äärettömän monta.

3.8 Tehovahvistinmallin validointi

PA-mallin tarkkuuden mittaamiseen ja parametrien määrittämiseen käytetään samaa testijärjestelyä [22, 26]. Tarkkuuden mittaamiseen käytetään uusia testisignaaleita, samalla kun mallin parametrit pidetään vakiona. Mallin tarkkuutta kuvataan erilaisilla tunnusluvuilla, jotka määritetään testijärjestelyn virhesignaalista (3.9). Usein käytettyjä tunnuslukuja ovat normalisoitu keskineliövirhe (normalized mean square error, NMSE) ja viereisten kanavien virhetehosuhde (adjacent channel error power ratio, ACEPR) [22, 26].

NMSE määritellään yhtälöllä

$$\bar{\varepsilon} = 10 \log_{10} \left(\frac{\varepsilon}{\sum_{k=1}^K |y_{PA}(k)|^2} \right) \quad (3.15)$$

missä ε on keskineliövirhe (3.10). ACEPR määritellään yhtälöllä

$$ACEPR = \frac{\int_{adj} |E(f)|^2 df}{\int_{ch} |Y(f)|^2 df} \quad (3.16)$$

missä $E(f)$ ja $Y(f)$ ovat virhesignaalin (3.9) ja PA:n lähtösignaalin Fourier muunnokset. Osoittajan integraali lasketaan erikseen molempien viereisten kanavien yli ja suurempaa lukuarvoa käytetään ACERP laskentaan [22, 26]. Nimittäjän integraali lasketaan lähetyskanavan yli. Mitä pienempiä NMSE ja ACEPR lukuarvot ovat, sitä paremmin malli kuvaa mitattua PA:ta.

Myös virhesignaalin tehospektriä (power spectral density, PSD) käytetään mallin hyvyden arviointiin. Se antaa hyvän visuaalisen yleiskuvan mallista ja sen avulla voi vertailla eri malleja taajuuden funktiona. Virhesignaalin tehospektri taajuuden funktiona ja desibelasteikolla saadaan yhtälöstä

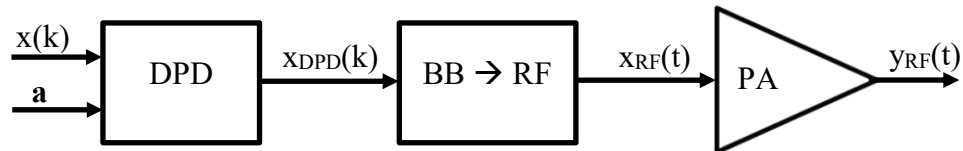
$$EPDS(f) = 10 \cdot \log_{10}(|E(f)|^2) \quad (3.17)$$

missä $E(f)$ on virhesignaalin (3.9) Fourier muunnos.

3.9 Digitaalinen esisäröytys

PA:n linearisointiin käytettävät DPD-mallit ovat samoja kuin PA-mallinnuksessa käytetyt mallit [5, 10]. DPD-mallit parametrisoidaan siten, että ne ovat PA-mallin käänteismalleja. Tämä tarkoittaa sitä, että DPD-mallin amplitudi- ja vaihevastefunktio on PA-mallin vastaavan funktion käänteisfunktio ja vastafunktio. PA:n amplitudivastefunktiolle löytyy käänteisfunktio vain, jos PA:n amplitudivaste on aidosti monotoninen. Jos PA:n amplitudivasteessa on voimakasta kompressoitumista, käänteisfunktiota ei välttämättä ole olemassa [5]. PA:n vaihevaste on välillä $[-\pi, \pi]$ ja sen vastafunktio on aina olemassa. DPD-mallin valintaa ohjaa PA:n mallinnuksesta saadut tulokset. Jos esimerkiksi PA-mallinnuksessa muistittomalla mallilla on saatu hyviä tuloksia, voidaan muistitonta mallia keilla myös DPD:ssä.

Käänteismalliin perustuva DPD sijaitsee digitaalisen radiolähettimen kantataajuusosassa [16]. DPD vääristää kantataajuisia signaalia siten, että PA:n epälineaarisuudet kumoutuvat. Tällöin lähetysketju muuttuu lähes lineaariseksi. Periaatekuva linearisoidusta lähetysketjusta on kuvassa 18



Kuva 18. Linearisoidun lähetinketjun lohkokaavio

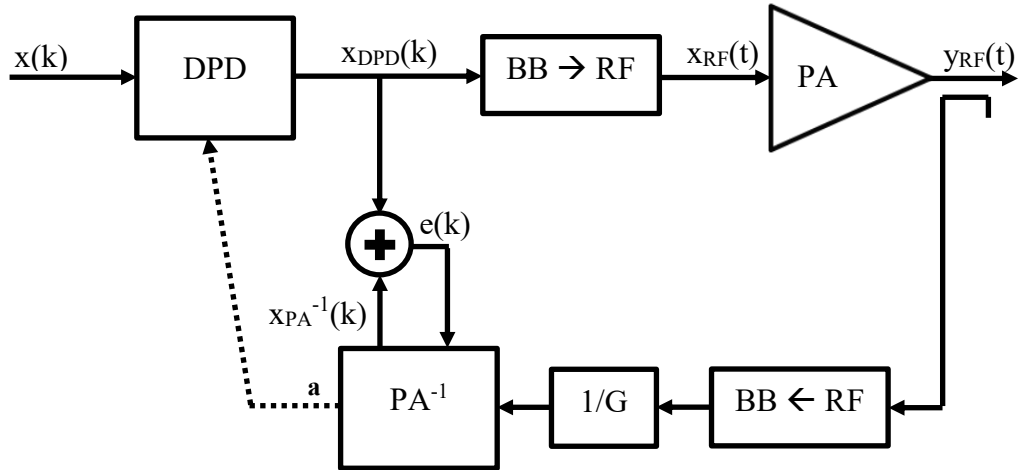
missä $x(k)$ on tulosignaali, $x_{\text{DPD}}(k)$ esivääristetty signaali sekä $x_{\text{RF}}(t)$ ja $y_{\text{RF}}(t)$ suurtaajuus-signaaleita. Merkintä $\text{BB} \rightarrow \text{RF}$ tarkoittaa kantataajuudelta RF-taajuudelle siirtoa. Vektori \mathbf{a} sisältää mallin parametrit. Parametrivektorin lukuarvot voidaan etukäteen määrittää parametrisoimalla PA aliluvun 3.7 mukaisesti ja muodostamalla PA:n parametrivektorista inverssi [5]. Parametrien määrittäminen voidaan tehdä myös adaptiiviseksi. Tällöin PA:n lähtösignaali takaisinkytketään kantataajuudelle, missä DPD-mallin parametrit estimoidaan uudestaan tietyin väliajoin [5, 29, 30].

Nykyisten tiedonsiirtosignaaleiden PAPR on suuri, jota DPD vielä kasvattaa [5]. Tämä on vahvistimen kannalta ongelmallista, koska keskimääräistä lähtötehoa on laskettava, jotta signaalin huipputeho ei ylitä vahvistimen huipputehoa (peak envelope power, PEP). Silti signaalin huippukohdat ajavat vahvistimen syvälle saturaatioon, mikä tuottaa korkea-asteisia IMD-särökomponentteja lähtösignaaliin. Tämä on huomioitava DPD:tä hyödyntävän lähetysketjun suunnittelussa, missä DPD:n lähtö- sekä takaisinkytkentäsignaalille on varattava riittävästi kaistanleveyttä ja dynamiikkaa [5]. Verrattuna normaaliin lähetysketjuun, käytetään DPD-lähetysketjun DAC:issa suurempaa näytetaajuutta ja mahdollisesti enemmän bittejä riittävän dynamiikan saavuttamiseksi.

Tiedonsiirtosignaalien korkea PAPR:ia kompensoidaan erilaisilla signaalin dynamiikkaa kaventavilla menetelmillä (crest factor reduction, CFR) [27]. CFR pienentää signaalin PAPR:ia ja ACPR:ää, mutta samalla kasvattaa EVM:ää tai heikentää signaalin spektraalista tehokkuutta. Tämä on kompromissi, joka usein tehdään taajuustason vaatimusten saavuttamiseksi. Paras linearisointitulos saavutetaan yhdistämällä CFR ja DPD [5].

3.10 Epäsuoran oppimisen arkkitehtuuri

Usein kirjallisuudessa ja julkaisuissa mainittu adaptiivinen arkkitehtuuri parametrien estimointiin on epäsuora oppiminen (Indirect Learning Architecture, ILA) [5, 10, 30]. ILA:n lohkokkaavio on kuvassa 19.



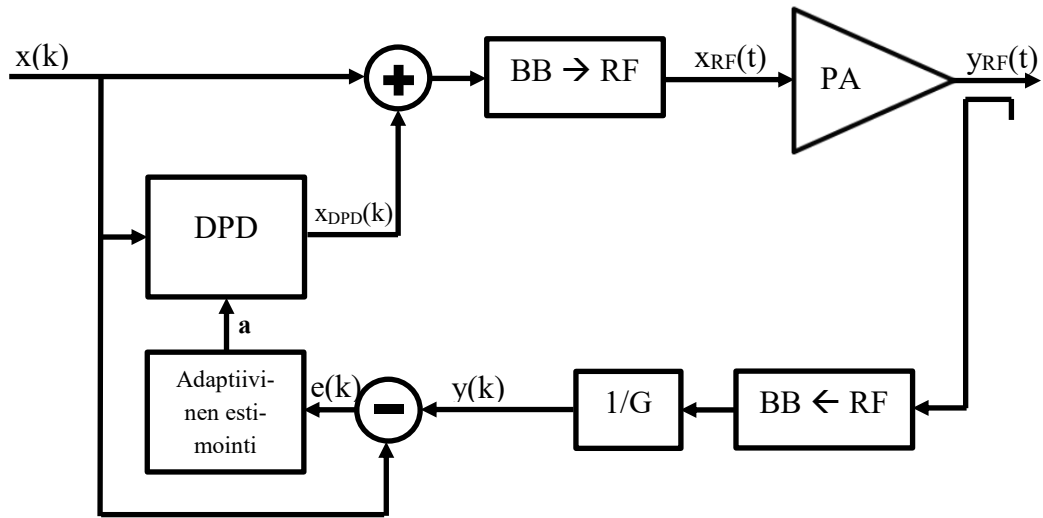
Kuva 19. ILA arkkitehtuurin lohkokkaavio

ILA arkkitehtuurissa lähtösignaalista $y_{RF}(t)$ tuodaan PA:n vahvistuksella skaalattu kanta-
taajuinen takaisinkytkentä PA^{-1} -lohkolle. PA^{-1} -lohkon lähtösignaalista $x_{PA^{-1}}(k)$ ja PA:n
tulosignaalista $x_{DPD}(k)$ muodostetaan virhesignaali $e(k)$. PA^{-1} -lohko on jokin PA-malli
esimerkiksi muistiton polynomimalli. PA^{-1} -lohkon parametrit määritetään siten, että vir-
hesignaali $e(k)$ minimoituu esimerkiksi LS-menetelmällä (3.11) ja (3.12) [31]. Tällöin
 PA^{-1} -lohkoon muodostuu PA:n käänteismalli. Käänteismallin parametrivektori \mathbf{a} kopioi-
daan DPD-lohkoon, joka on identtinen PA^{-1} -lohkon kanssa. Näin DPD-lohkoon syntyvä
malli on PA:n käänteismalli, joka linearisoi tulo- ja lähtösignaalien välisen riippuvuuden.
ILA perustuu oletukseen, että linearisointilohko on vaihdannainen siten, että sen voi siir-
tää PA:n perästä sen eteen [32].

3.11 Dekorrelaatioon perustuva oppimisarkkitehtuuri

Adaptiivinen dekorrelaatioon perustuva parametrien estimointimenetelmä on kehitetty
Tampereen teknillisessä yliopistossa [29]. Toisin kuin ILA, on tämä arkkitehtuuri ”closed
loop” -tyyppinen.

Dekorrelaatioon perustuvan oppimisarkkitehtuurin lohkokaavio on kuvassa 20



Kuva 20. Dekorrelaatioon perustuvan oppimisarkkitehtuurin lohkokaavio

Tässä arkkitehtuurissa PA:n vahvistuksella skaalatusta lähtösignaalista $y_{RF}(t)$ muodostetaan kantataajuinen signaali $y(k)$. Takaisinkytkentäsignaali estimointilohkolle on virhesignaali $e(k)$, joka on signaalin $y(k)$ ja tulosignaalin $x(k)$ erotus. Estimointilohko tuottaa DPD-lohkolle parametrivektorin \mathbf{a} . DPD-lohko ei korjaa signaalin lineaarista osaa, vaan se jää vastaanottimen kanavakorjaimen tehtäväksi. DPD-malli on rinnakkainen Hammerstein-malli ja sen lähtösignaali $x_{DPD}(k)$ lisätään tulosignaliin $x(k)$. DPD lähtösignaali saadaan yhtälöstä

$$x_{DPD}(k) = \sum_{q=3}^Q a_{q,k}^* \star s_q(k) \quad (3.17)$$

missä \mathbf{a}_q ja \mathbf{s}_q ovat suotimen tappikertoimet ja parittomat ortogonalisoidut q :nnen asteen kantafunktiot haarassa q [29]. Adaptiivinen decorrelaatioon perustuva parametrin estimointi on toteutettu lohkopohjaisella LMS-algoritmilla. Päivitetty parametrivektori lasketaan viimeisimmästä datalohkosta ja DPD käyttää sitä seuraavan datalohkon lineaarisointiin. Päivitetty parametrivektori $\mathbf{a}(m+1)$ saadaan matriisiyhtälöstä

$$\mathbf{a}(m+1) = \mathbf{a}(m) - \mu [\mathbf{e}(m)^H \mathbf{S}(m)]^T \quad (3.18)$$

missä m on estimointilohkon indeksi ja $\mathbf{a}(m)$ on edellinen parametrivektori [29]. Korrelaatio lasketaan virhesignaalin $\mathbf{e}(m)$ ja ortogonalisoidun kantafunktio matriisin $\mathbf{S}(m)$ sisätulona ja sitä painotetaan kertoimella μ .

3.12 Digitaalisen esisäröytysmallin validointi

DPD-mallin validointiin voidaan käyttää aliluvun 3.7 kuvan 16 mukaista mittajärjestelyä [10]. Tässä tapauksessa signaalin generoinnin lisäksi myös esisäröytys tapahtuu järjestelmää ohjaavassa tietokoneessa. Kiinteän esiparametrisoidun DPD-mallin tarkkuutta voidaan arvioida jokaisen testisignaalin vasteesta. Adaptiivinen DPD tarvitsee riittävän määrän iteraatiokierroksia DPD-mallin opettamiseen, jonka jälkeen mallin tarkkuutta voidaan arvioida [29, 30]. DPD-mallin tarkkuutta mitataan erilaisilla tunnusluvuilla, jotka määritetään PA:n lähtösignaalin spektristä tai ilmaistusta konstellaatiosta. Tällaisia tunnuslukuja ovat viereisten kanavien tehosuhte (adjacent channel power ratio, ACPR) ja virhevektorin amplitudi (error vector magnitude, EVM) [33, 34]. ACPR määritellään yhtälöllä

$$ACPR = \frac{\int_{adj} |Y(f)|^2 df}{\int_{ch} |Y(f)|^2 df} \quad (3.19)$$

missä $Y(f)$ on PA:n lähtösignaalin Fourier-muunnos. Osoittajan integraali lasketaan erikseen molempien viereisten kanavien yli ja suurempaa lukuarvoa käytetään ACPR laskentaan [34]. Nimittäjän integraali lasketaan lähetyskanavan yli. ACPR ilmoitetaan yleensä desibeleinä. EVM määritellään yhtälöllä

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |S_n - S_{0,n}|^2}{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |S_{0,m}|^2}} \quad (3.20)$$

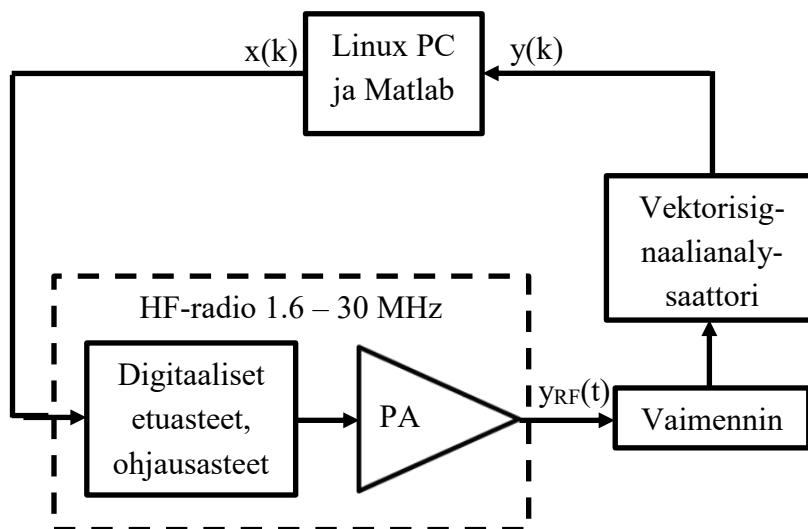
missä N on symbolijonon pituus, M on konstellaatiopisteiden lukumäärä, S_n on ilmaistu symboli ja $S_{0,n}$ on ilmaistua symbolia vastaava ideaalinen symboli [33]. EVM on virhevektorin ja konstellaation vektoreiden tehollisarvojen suhde, joka ilmoitetaan usein prosentteina. EVM:stä on myös määritelmä, jossa neliöjuuren osoittajassa on normalisoiduna konstellaation pisimmän vektorin normin neliö. Mitä pienempiä ACPR ja EVM lukuarvot ovat, sitä paremmin DPD-malli kompensoi PA:n epälinearisuuksia.

4. TULOKSET

PA-mallinnusta ja -linearisointia käsittelevässä kirjallisuudessa ja julkaisuissa on pääsääntöisesti keskitytty gigahertsialueella toimivien laajakaistasisignaalia lähettävien pääteasteiden mallintamiseen ja linearisointiin. Tämän työn tarkoituksena on mallintaa ja linearisoida HF-taajuusalueen PA, joka lähettää kapeakaistaista yksikantaalta (single carrier, SC)-signaalia.

4.1 Mittajärjestely

PA:n käyttäytymisen mittaus tehtiin kuvan 21 mukaisella mittajärjestelyllä.



Kuva 21. PA:n mittaamiseen käytetty mittajärjestely

Mallinnettava ja linearisoitava PA on kuvassa 21 olevan radion tehopääteaste. Radio on Kyynel Oy:n valmistama. PA:n nimellinen jatkuva lähtöteho on 50 W taajuusalueella 1.6 - 30 MHz. Radio on suoramuuunnos tyyppinen, joten lähetettävä RF signaali $y_{RF}(t)$ tulee suoraan DA-muuntimelta ohjausasteiden kautta PA:n vahvistettavaksi. Kanavan kaistanleveys on tässä mittajärjestelyssä rajoitettu 48 kHz:iin digitaalisella suotimella. Erillistä vektorisignaali generaattoria ei tässä mittajärjestelyssä tarvita, koska PC:llä tuotettu kantataajuinen testisignaali $x(k)$ siirretään LAN:in kautta radion puskuriin, josta se lähetetään 60 dB:n vaimentimen läpi vektorisignaalianalysaattorin CXA-9000A vastaanotettavaksi.

Vastaanotettava kantataajuinen signaali $y(k)$ siirretään LAN:in kautta takaisin PC:lle analysoitavaksi. Matlab ohjaa radion ja vektorisignaalianalysaattorin toimintaan LAN:in kautta.

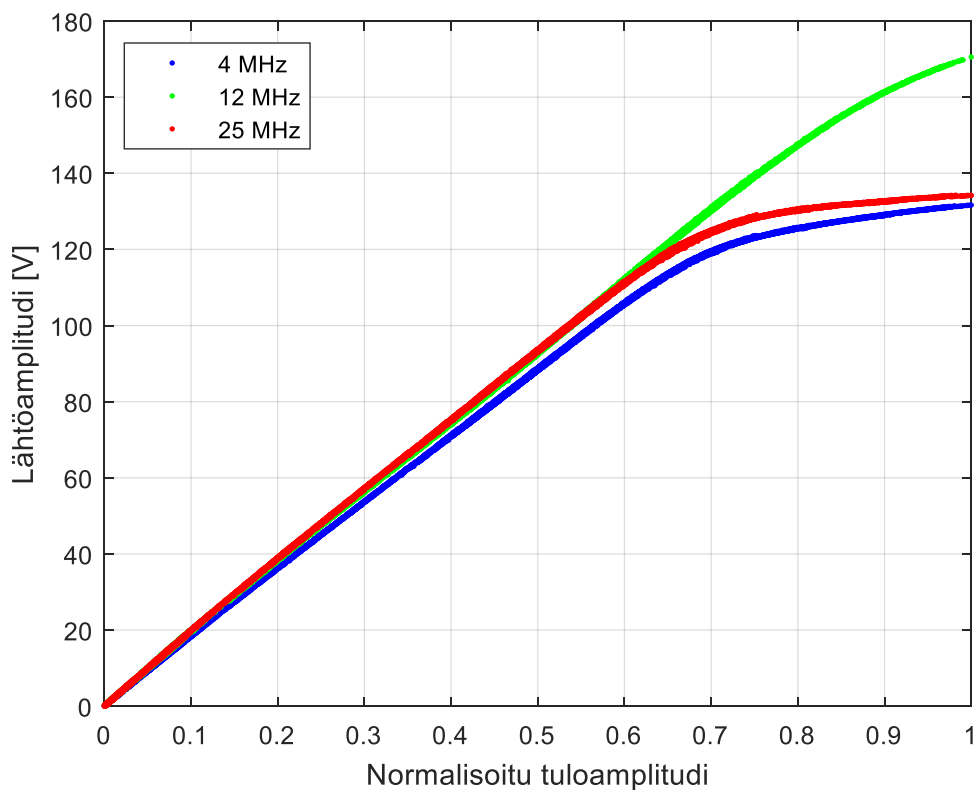
PA:n mallinnusvaiheen mittaus suunnitelmaan määriteltiin seuraavat mittausparametrit

- Taajuudet 4.162 MHz, 12.394 MHz ja 25.194 MHz
- Tehotasot 10 W, 50 W ja 100 W
- Modulaatiot BPSK, 8-PSK ja QAM-256
- Testisignaalin kaistanleveys 6 kHz

joista kaikki eri kombinaatiot mitattiin. Tehotasot määritettiin mittaamalla. Parametrisoitavaksi malliksi valittiin rinnakkainen Hammerstein, jonka voi konfiguroida vastaamaan muistitonta- tai muistipolynomimallia. Parametrit määritettiin LS -menetelmällä. Jatkossa tässä lopputyössä mittaustaajuudet ilmoitetaan megahertsin tarkkuudella. Esimerkiksi 25 MHz tarkoittaa taajuutta 25.194 MHz.

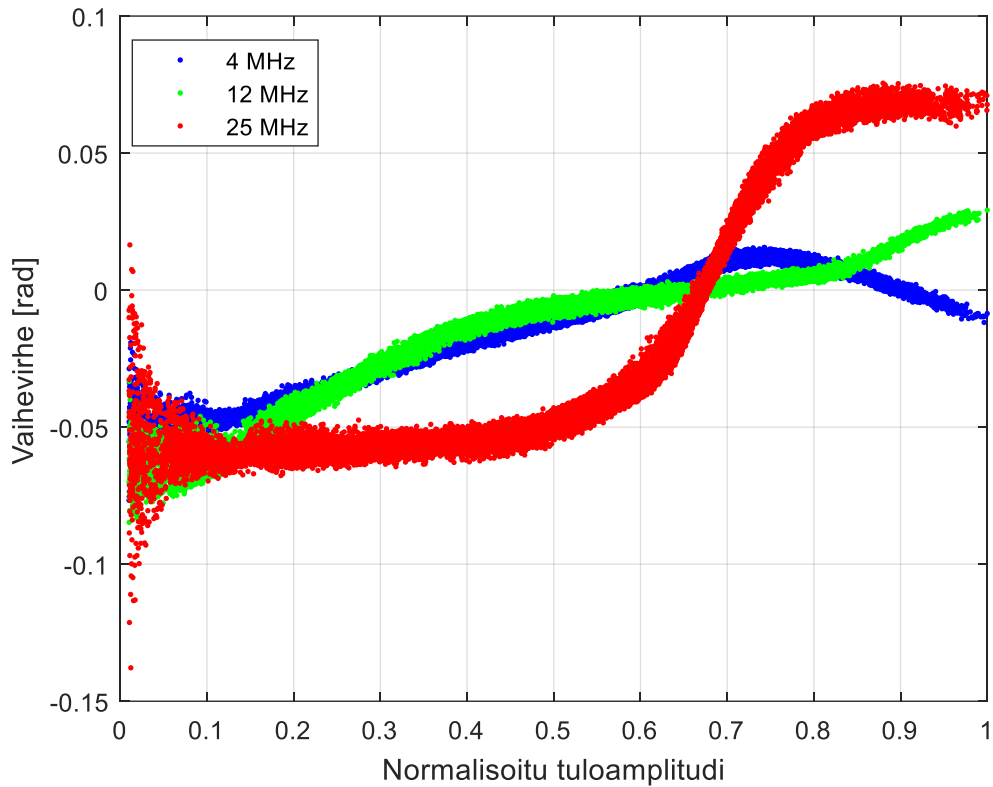
4.2 Tehovahvistimen amplitudi- ja vaihevasteet

Jokaisesta mittaussuunnitelman kombinaatiota varten generoitiin 10 testisignaalia. Jokaisen testisignaalin pituus on 166 000 näytettä, vastaten 20750 PSK/QAM-symbolia, joka on riittävä PA:n mallinnukseen ja DPD:n toteutukseen. Testisignaaleita generoitiin yhteensä 270 kappaletta, joten analysoitavaa dataa kertyi noin puoli gigatavua. PA:n käyttäytymistä analysoidessa, PA:n lähtö- sekä tulosignaalit skaalattiin saman tehoisiksi. PA:n amplitudi- ja vaihevastevaste eri taajuuksilla on kuvissa 22 ja 23. Kuvaajat on mitattu 100 W:n tehotasolla ja BPSK-modulaatiolla.



Kuva 22. PA:n amplitudivaste kolmella eri taajuudella

Kuvasta 22 havaitaan, että PA kompressoii voimakkaasti 100 W tehotasolla. Erityisen voimakasta kompressio on 4 MHz ja 25 MHz taajuuksilla. Voimakas kompressio on hyvin haastava DPD:lle, koska käänteisfunktiota ei välttämättä ole olemassa. Jos DPD ei kykene linearisoimaan PA:ta riittävästi, joudutaan tehotasoa pudottamaan, jotta lähetysignaali mahtuu ITU-R suositusten mukaiseen spektrimaskiin. Kuvasta 22 havaitaan myös, että 12 MHz taajuudella PA on lineaarisempi kuin muilla taajuuksilla ja pystyy tuottamaan suuremman lähtötehon.

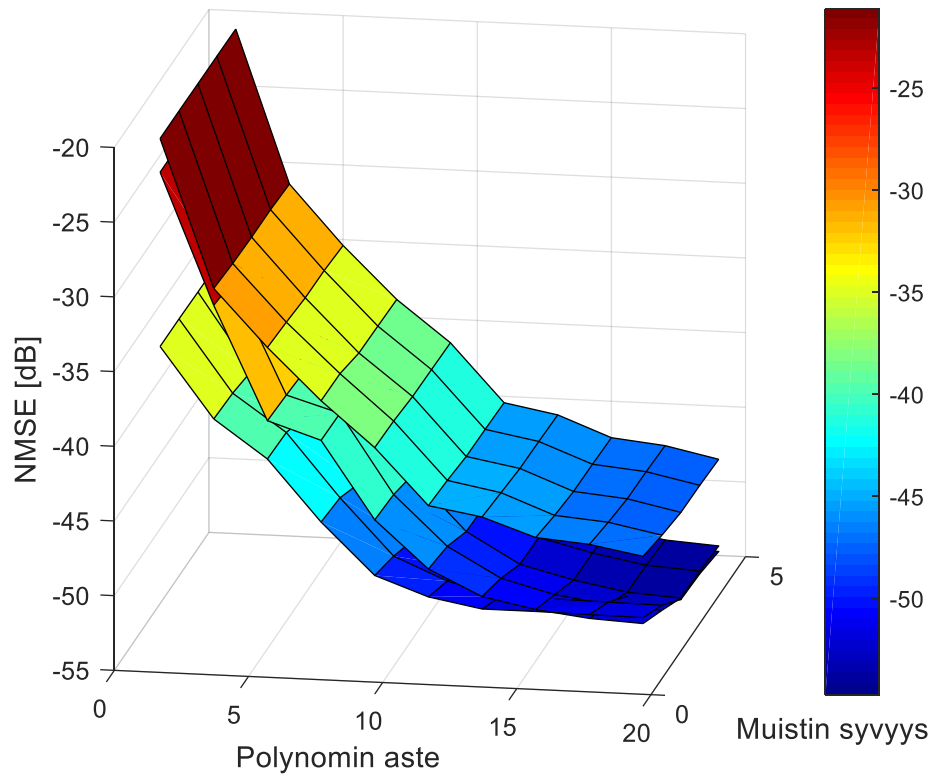


Kuva 23. PA:n vaihevaste kolmella eri taajuudella

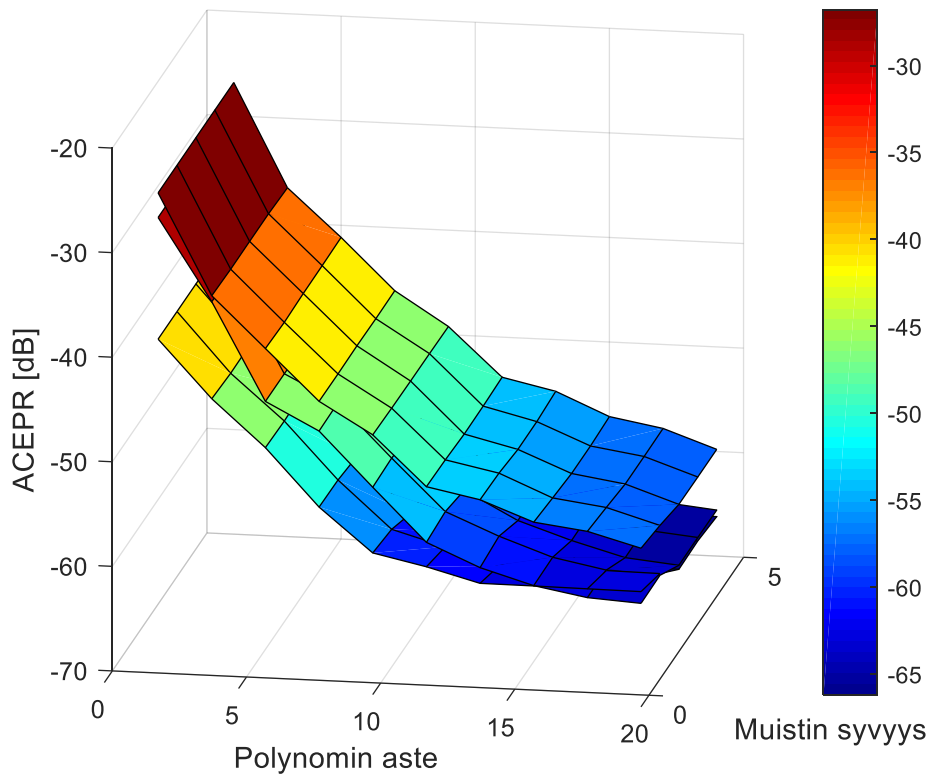
Kuvasta 23 havaitaan, että vaihevaste on hyvin erilainen eri taajuuksilla. Kuitenkin vaihevirhe pysyy kaikilla taajuuksilla alle 0.08 radiaanissa. Vaihevirhe on niin pieni, ettei sillä ole merkittävää vaikutusta BER:iin. Kuvien 22 ja 23 amplitudi- ja vaihevasteen kuvaajissa on hyvin vähän hajontaa, mistä voi päätellä, että PA:n muisti-ilmiöt ovat pieniä. Koska muisti-ilmiöt ovat pieniä, voi muistiton polynomimalli DPD-mallina tuottaa hyviä tuloksia.

4.3 Tehovahvistinmallin validointitulokset

Kuvista 24 ja 25 nähdään muistipolynomimallin muistin syvyyden ja polynomin asteen vaikutus NMSE:hen ja ACEPR:ään. Kuvissa on vaaka-akseleilla muistin syvyys ja polynomin aste sekä pystyakseleilla NMSE ja ACEPR desibeleinä. Muistin syvyys on 1 – 5 tappia ja polynomin aste 1 – 19, missä vain parittomat asteet ovat mukana. Mittaustaajuudet ovat 4, 12 ja 25 MHz, tehotaso 100 W sekä modulaationa BPSK.

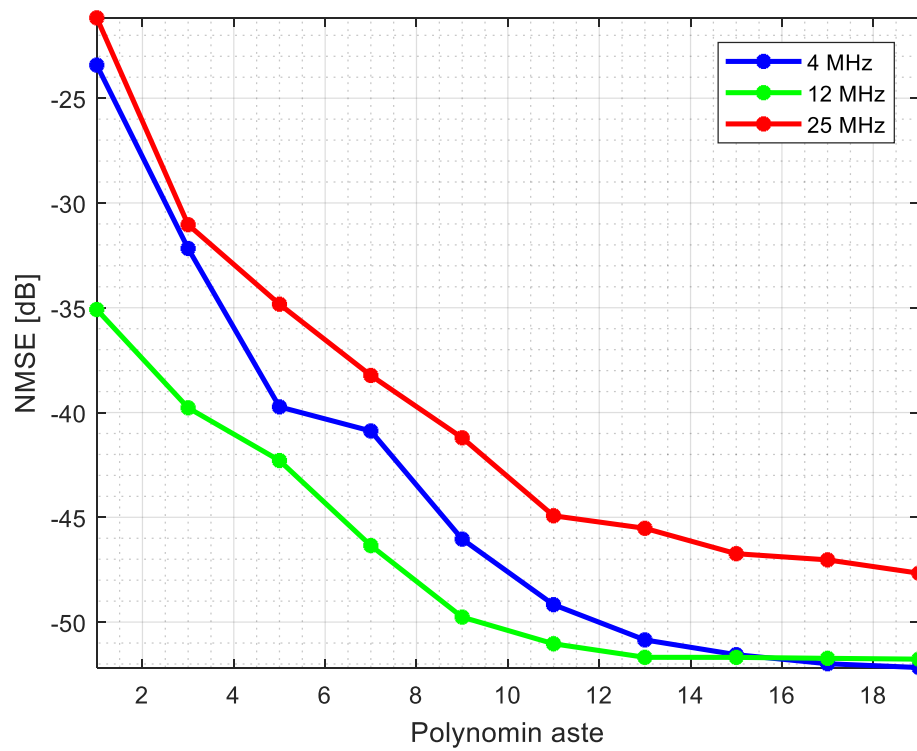


Kuva 24. Muistipolynomimallin muistin syvyyden ja polynomin asteen vaikutus NMSE:hen 100 W teholla. Kuvaajien taajuudet ylimmästä lukien 25, 4 ja 12 MHz.

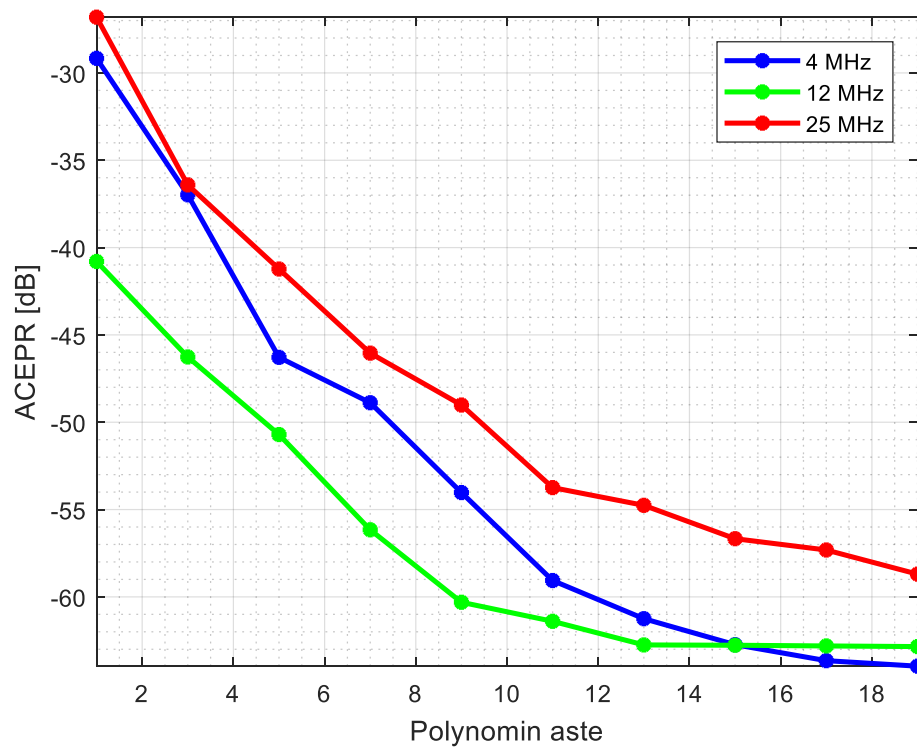


Kuva 25. Muistipolynomimallin muistin syvyyden ja polynomin asteen vaikutus ACEPR:ään 100 W teholla. Kuvaajien taajuudet ylimmästä lukien 25, 4 ja 12 MHz.

Kuvista 24 ja 25 havaitaan, että muistin syvyydellä ei juurikaan ole vaikutusta NMSE:hen tai ACEPR:ään. Esimerkiksi kolmannen asteen termeissä, muistin kasvattaminen yhdestä viiteen tappiin, parantaa ACEPR:ää 0.23 dB ja NMSE:tä 0.4 dB. Tulos on linjassa alaluvun 4.1 amplitudi- ja vaihevastekuvaajista tehtyjen arvioiden kanssa. Koska muisti-ilmiöt ovat pieniä, supistuu muistipolynomimalli muistittomaksi polynomimalliksi. Jos tavoitteena on linearisoida PA mahdollisimman tarkasti, esimerkiksi sotilaskäyttöön tarkoitetun spektrimaskin alittaminen, täytyy pienetkin muisti-ilmiöt huomioida. Tällöin muistipolynomimallia ei tule korvata muistittomalla polynomimallilla. Kuvissa 26 ja 27 on muistittoman polynomimallin NMSE- ja ACEPR-kuvaajat. Kuvaajat on poimittu kuvista 24 ja 25 muistin syvyydellä yksi.



Kuva 26. Muistittoman PA-mallin NMSE kuvaajat 100 W teholla



Kuva 27. Muistittoman PA-mallin ACEPR kuvaajat 100 W teholla

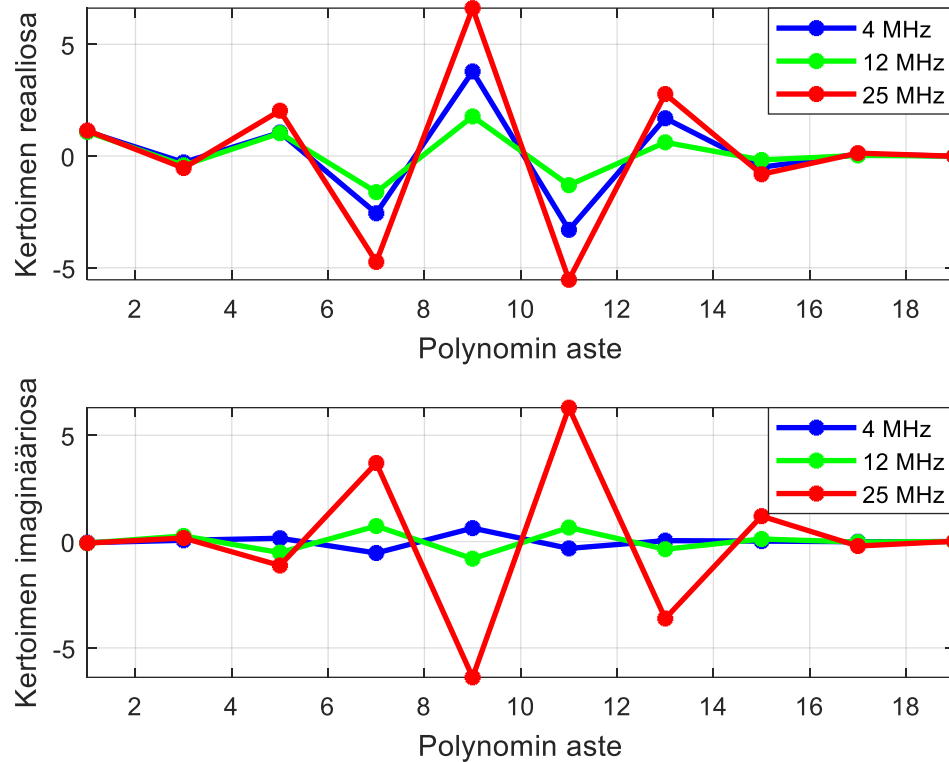
Kuvista 26 ja 27 havaitaan, että polynomin aste vaikuttaa voimakkaasti NMSE:hen ja ACEPR:ään. Esimerkiksi 25 MHz taajuudella, putoaa NMSE 9-asteen muistittomalla polynomimallilla alkuperäisestä -21.17 desibelistä -41.21 dB:iin. Vastaavasti ACEPR putoaa -26.81 desibelistä -49.02 dB:iin.

Taajuudella 12 MHz ovat tulokset alle 15-asteen polynomimallilla huomattavasti parempia kuin muilla taajuuksilla. Esimerkiksi 9-asteen muistittoman polynomimallin NMSE on -49.76 dB, mikä on 8.55 dB parempi tulos kuin 25 MHz taajuudella. Vastaavasti ACEPR on 11.28 dB parempi 12 MHz:in kuin 25 MHz:in taajuudella. Eron selittää PA:n parempi lineaarisuus 12 MHz taajuudella, joka havaittiin alaluvun 4.1 amplitudivastekuvaajasta.

Kuvista 26 ja 27 havaitaan myös, että korkea-asteisilla polynomitermeillä on merkittävä vaikutus NMSE:hen ja ACEPR:ään. Esimerkiksi 11-asteen polynomitermin vaikutus 25 MHz taajuudella on NMSE:hen 3.72 dB ja ACEPR:ään 4.72 dB. Tulos kertoo PA:n voimakkaasta saturaatiosta 100 W tehotasolla. Merkitsevät korkea-asteiset polynomitermit ovat merkki siitä, että signaalin spektri sisältää IMD-taajuuskomponentteja, jotka poikkeavat paljon signaalin keskitaajuudesta. Nämä IMD-komponentit eivät mahdu radion digitaalisen osan päästökaistalle. Tästä syystä korkea-asteiset polynomitermit eivät tule täysin hyödynnettyä DPD:n yhteydessä ja se tulee todennäköisesti näkymään ACPR:ässä 100 W tehotasolla.

4.4 Tehovahvistinmallin kertoimet

Muistittoman polynomimallin kertoimet käyttäytyvät eri taajuuksilla kuvan 28 mukaisesti. Vaaka-akselilla on polynomikertoimen parittomat asteet 1 - 19 sekä pystyakselilla kertoimien reaali- ja imaginääriosat. Tehotaso on 100 W ja modulaatio BPSK.



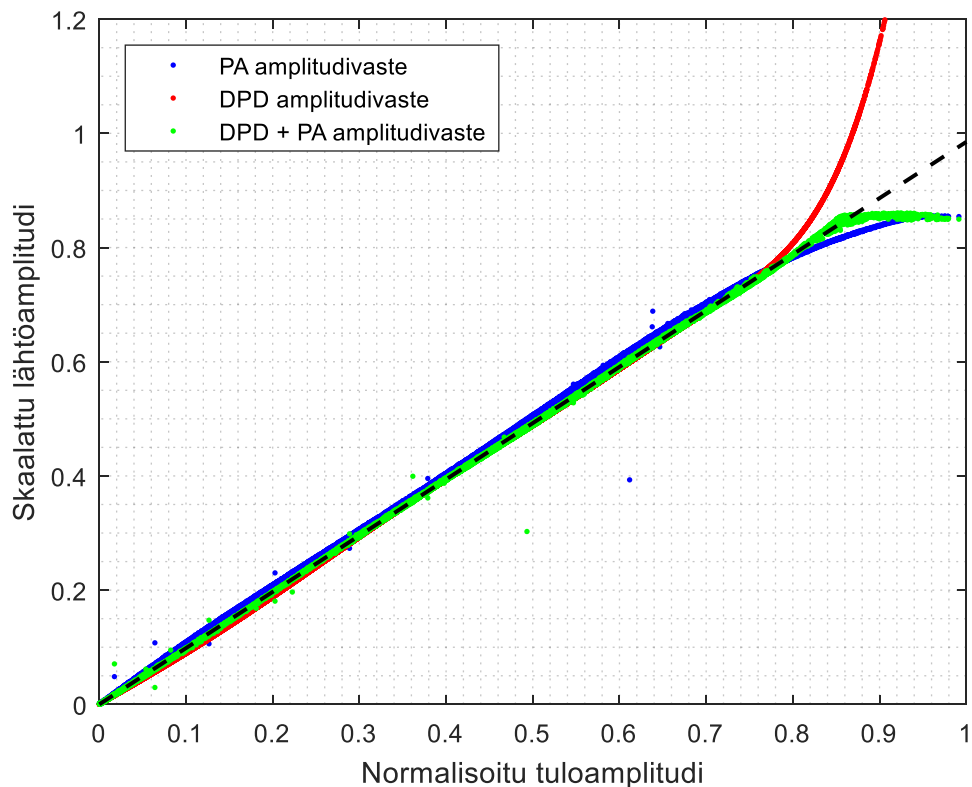
Kuva 28. Eri asteisten polynomitermien kertoimet kolmella eri taajuudella

Kuvan 28 kuvaajista huomaa, että kertoimien välillä on jonkinlaista riippuvuutta. Esimerkiksi 12 MHz kertoimista on mahdollista approksimoida 4 MHz ja 25 MHz kertoimet. Tämä pätee kuitenkin vain 100 W BPSK tapauksessa eikä esimerkiksi 50 W QAM-256 tapauksessa, missä eri taajuuksien kertoimien välillä on lineaarista riippuvuutta. Tästä johtuen eri taajuuksien mallien kertoimet on taulukoitava. Lineaarinen riippuvuus saattaa kuitenkin löytyä, jos mittaustaajuuksien välillä on lähempänä toisiaan.

4.5 Digitaalisen esisäröityksen vaihe- ja amplitudivasteet

DPD:n parametrisointiin ja validointiin käytettiin samaa kuvan 21 mittajärjestelyä kuin PA:n mallinnukseen. DPD:ssä käytettiin adaptiivista dekorrelaatioon perustuvaa oppimistekniikkaa. DPD mallina oli muistipolynomimalli, joka tässä tapauksessa supistui

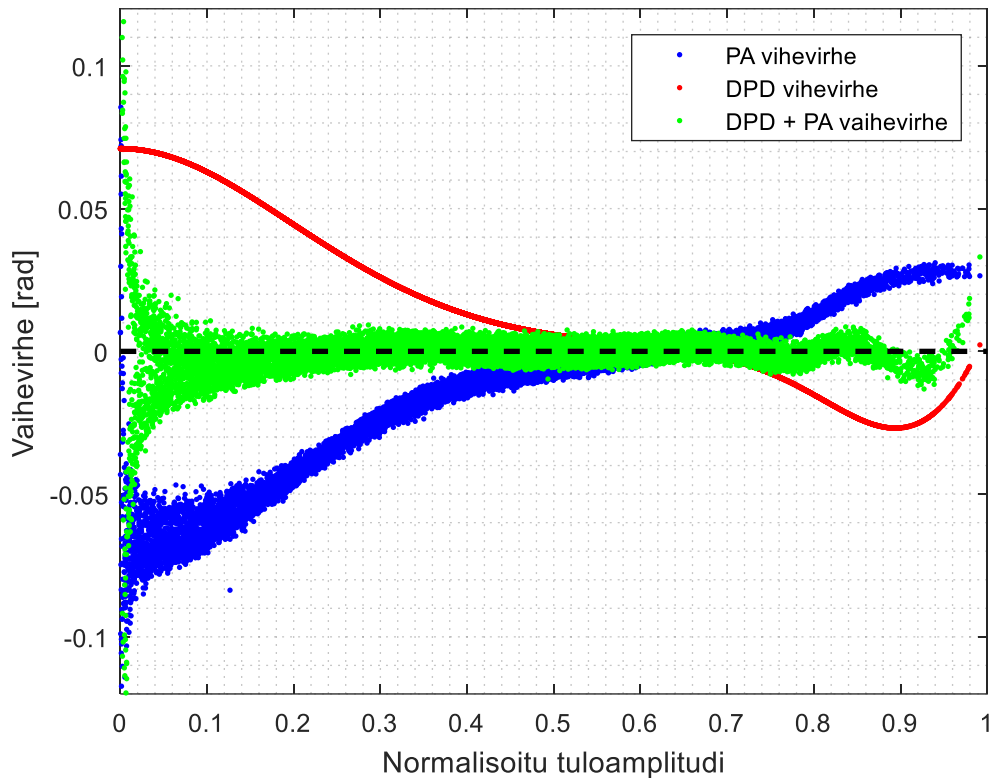
muistittomaksi polynomimalliksi. Kaikkia mittaussuunnitelman mukaisia mittauksia ei pystytty normaalisti suorittamaan. Erityisesti 100 W tehotasolla QAM-256 modulaation mittaaminen on ongelmallista. Ongelma johtuu QAM-256 signaalin korkeasta noin 8 dB:n PAPR:ista, jota DPD vielä kasvattaa. Kun tällainen signaali skaalataan täyttämään radion digitaalinen dynamiikka, jää keskimääräinen ulostuloteho noin 50 W tasolle. Kaikissa 100 W mittauksissa digitaalista signaalia skaalattiin siten, että 100 W tehotaso saavutettiin. Tämä aiheuttaa digitaalisen signaalin huippujen leikkaantumisen, joka todennäköisesti heikentää QAM-256/100 W mittaustuloksia. Leikkautumista tapahtuu 100 W tehotasolla myös muilla modulaatioilla, mutta se on huomattavasti vähäisempää. Kuvassa 29 on lähetysketjun amplitudivaste DPD:n kanssa sekä ilman DPD:tä. Lisäksi kuvassa on pelkän DPD:n amplitudivaste. Tulokset on mitattu 100 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK modulaatiolla ja 13-asteen muistittomalla polynomimallilla.



Kuva 29. Lähetysketjun amplitudivasteet 100 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13-asteen muistittomalla polynomimallilla.

Kuvaan 29 on lisätty lineaarista vastetta kuvaava musta katkoviiva. Sininen kuvaaja on PA:n amplitudivaste. Punainen kuvaaja on DPD:n amplitudivaste ja sen tulisi olla PA:n amplitudivasteen käänteisfunktio. Vihreä kuvaaja on DPD:n ja PA:n yhdistetty amplitudivaste, joka on sama kuin koko lähetysketjun amplitudivaste. Lähetysketjun amplitudi-

vastekäyrästä näkee, miten DPD pystyy korjaamaan PA:n alkavan kompression normalisoidun tuloamplitudin välillä 0.8 – 0.86. Tämän pidemmälle epälineaarisuutta ei voi korjata, koska PA:n maksimiampplitudi on saavutettu. Kuvassa 30 on lähetysketjun vaihevasteet, jotka ovat peräisin samasta mittauksesta kuin kuvan 29 amplitudivasteet.

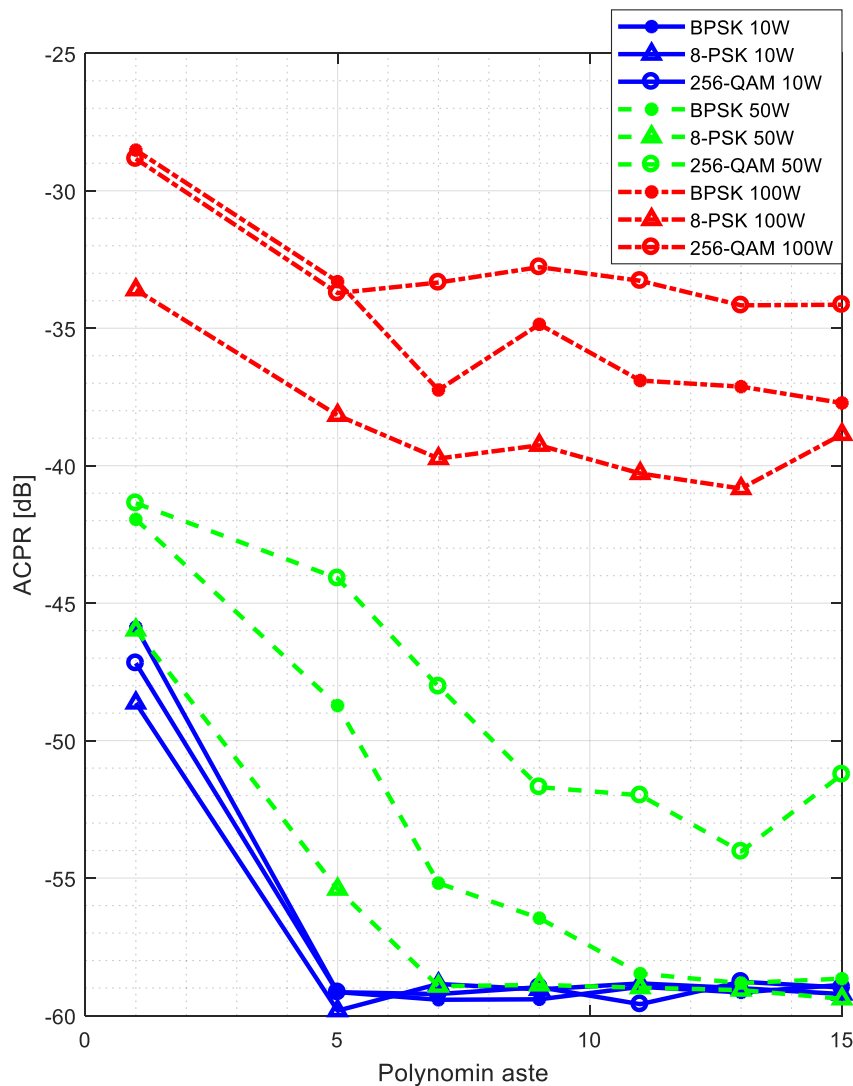


Kuva 30. Lähetysketjun vaihevasteet 100 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13-asteen muistittomalla polynomimallilla.

Kuvaan 27 on lisätty ideaalinen vaihevaste mustalla katkoviivalla. Sininen kuvaaja on PA:n vaihevaste ja punainen kuvaaja DPD:n vaihevaste. DPD:n vaihevasteen tulisi olla PA:n vaihevasteen vastafunktio. Vihreä kuvaaja on PA:n ja DPD:n yhdistetty vaihevaste, joka on samalla koko lähetysketun vaihevaste. Kuvasta havaitaan, että DPD:n vaihevaste ei ole PA:n vaihevasteen vastafunktio. Lisäksi lähetysketjun vaihevaste poikkeaa nolasta, kun normalisoitu tuloamplitudi on suurempi kuin 0.7. Poikkeamat vaihevasteessa saattavat selittyä PA:n epälineaarisella käytöksellä 100 W tehotasolla sekä digitaalisen signaalin leikkaantumisella sitä luotaessa.

4.6 Digitaalisen esisäröityksen validointitulokset

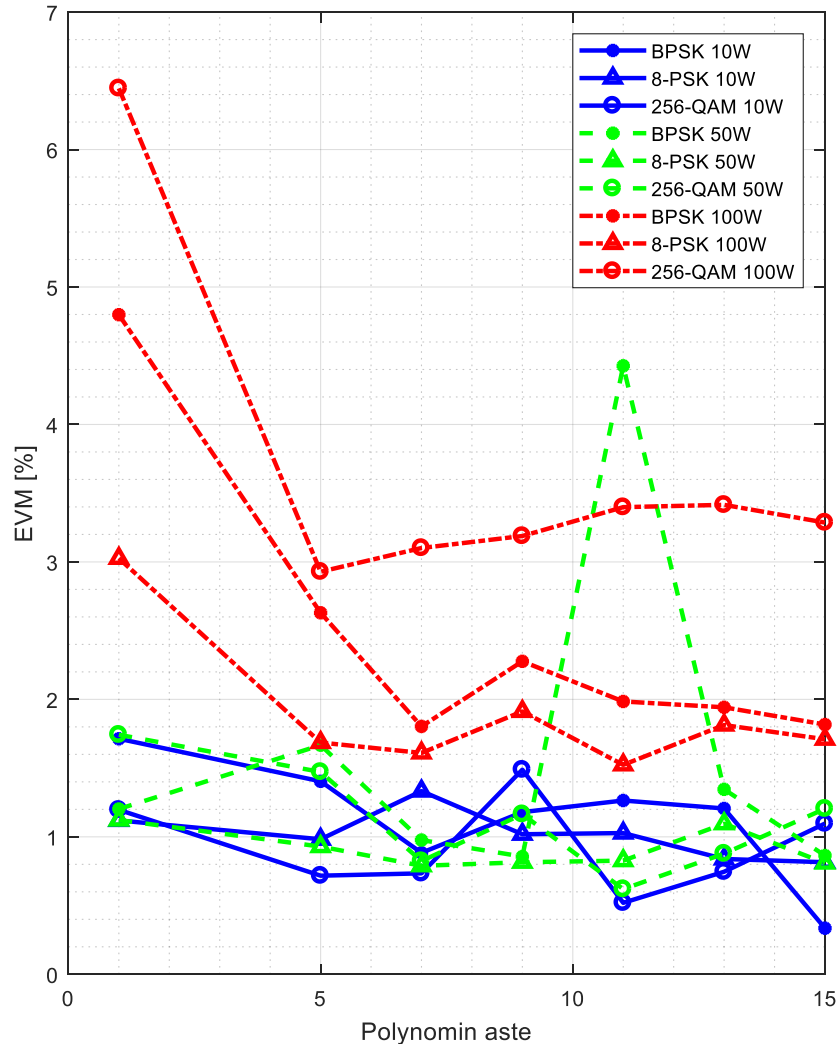
Seuraavassa kuuden kuvan sarjassa on lähetyksetjun ACPR- ja EVM-kuvaajat mitattu 4, 12 ja 25 MHz taajuuksilla. Jokaisen kuvan mittaukset on suoritettu kolmella eri tehotasolla ja -modulaatiolla. Kuvissa polynomin aste on 1 – 15, missä asteluku yksi kuvaa tilannetta, jossa DPD ei ole käytössä. Kuvassa 31 on lähetyksetjun ACPR kuvaajat 4 MHz mittaustaajuudella. Kuvasta havaitaan, että 10 W ja 50 W tehotasolla polynomiasteen kasvaessa ACPR putoaa nopeasti noin -58 dB tasolle.



Kuva 31. ACPR-kuvaajat eri asteisilla polynomimalleilla 4 MHz taajuudella

Poikkeuksena QAM-256, joka laskee noin -52 dB:n tasolle. Korkeammalla 100 W tehotasolla tulokset ovat heikompia voimakkaan kompression takia. Moduloitujen signaalien PAPR selittää kuvaajien keskinäisen järjestyksen, siten että pienimmän PAPR:n signaali

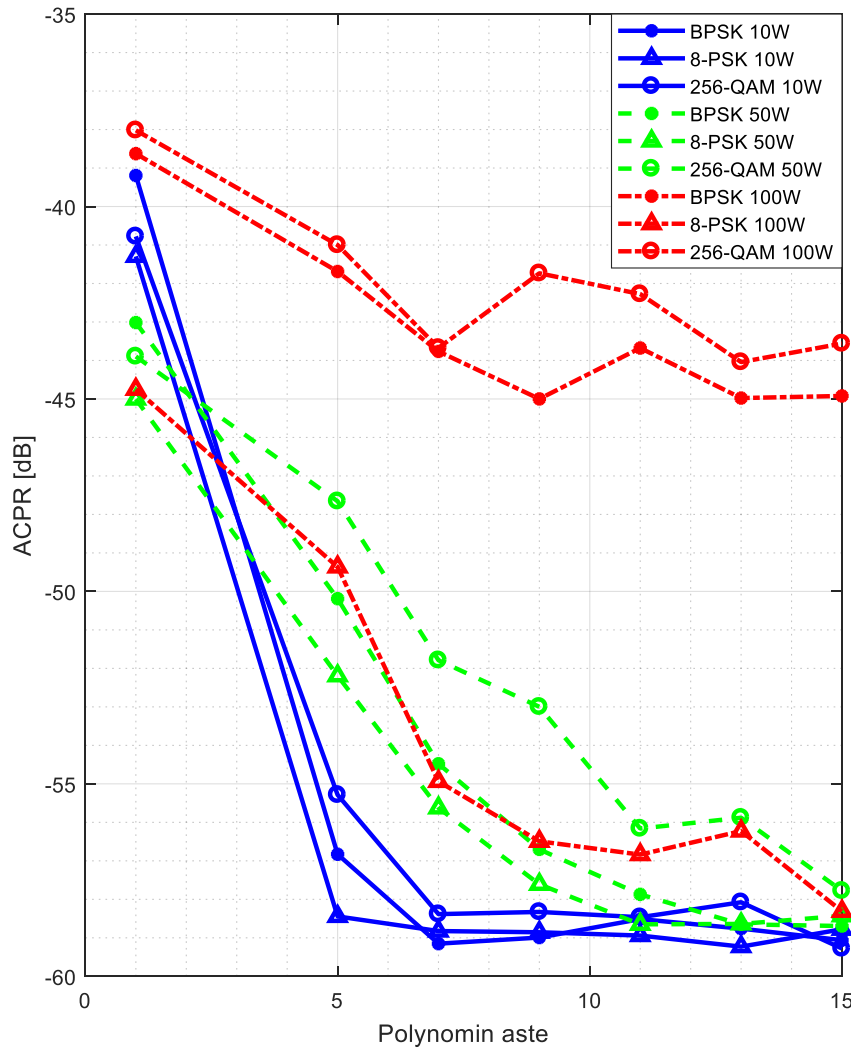
8-PSK saavuttaa parhaan tuloksen, ja suurimman PAPR:n signaali QAM-256 huonoimman.



Kuva 32. EVM-kuvaajat eri asteisilla polynomimalleilla 4 MHz taajuudella

Kuvassa 32 on lähetyksetjun EVM kuvaajat 4 MHz mittaustaajuudella. Kuvasta havaitaan, että 10 W ja 50 W tehotasoilla EVM pysyy alle kahdessa prosentissa lähes kaikilla polynomiasteilla. Polynomien asteen nostamisella on vain vähäinen vaikutus EVM:ään. Tehotasolla 50 W, on BPSK-kuvaajassa 4.4 % piikki. Piikki johtuu todennäköisesti automaattisen mittauksen aikana tapahtuneesta signaalien synkronointivirheestä. Suurimmalla 100 W tehotasolla polynomien asteella on jo havaittava vaikutus EVM:ään. BPSK- ja 8-PSK-modulaatioilla päästään lähelle pienempien tehotasojen EVM lukemia, mutta

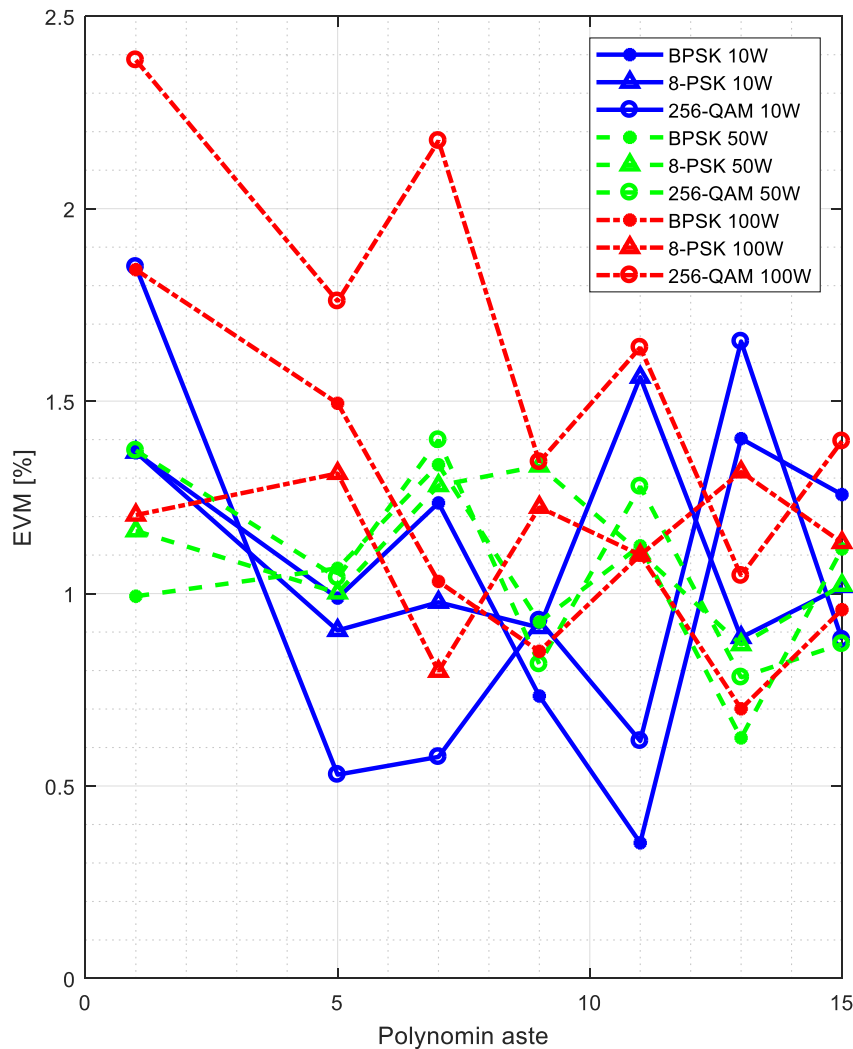
QAM-256 jää noin 3 – 3.5 % tasolle. Ero selittyy QAM-256 signaalin korealla PAPR:illa ja kantataajuussignaalin voimakkaalla leikkaamisella, jotta 100 W tehotaso saavutetaan.



Kuva 33. ACPR- kuvaajat eri asteisilla polynomimalleilla 12 MHz taajuudella

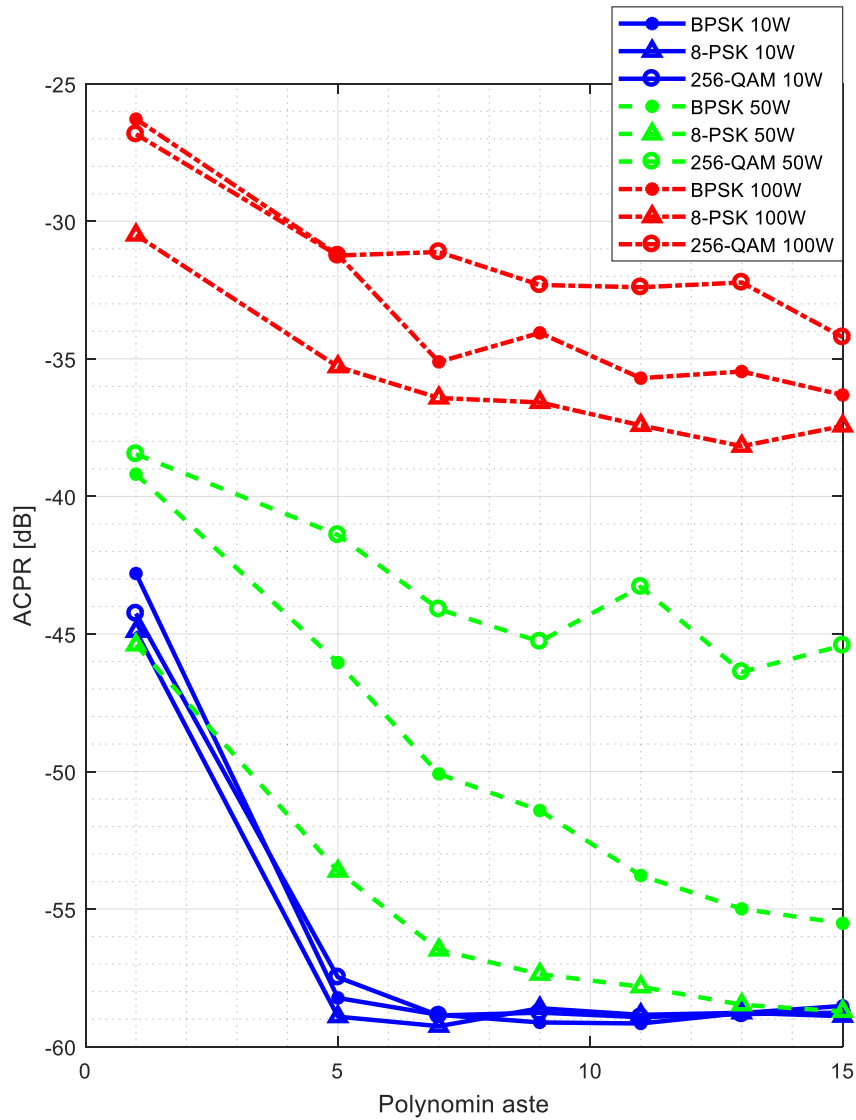
Kuvassa 33 on lähetyksetjun ACPR kuvaajat 12 MHz mittaustaajuudella. Kuvasta havaitaan, että 10 W tehotasolla ja seitsemännen asteen polynomilla on ACPR pudonnut -58 dB tasolle eikä polynomiasteen kasvattaminen enää paranna tulosta. Myös 50 W kuvaajat lähestyvät -58 dB tulosta polynomiasteen kasvaessa. Suurimmalla 100 W tehotasolla eri modulaatioiden väliset erot ovat yllättävän suuria. BPSK- ja QAM-256-modulaatioiden tulokset ovat linjassa 4 MHz tulosten kanssa, kun huomioidaan 12 MHz taajuusalueen parempi lineaarisuus. Sen sijaan 8-PSK-modulaation tulokset ovat yli 15 dB parempia kuin vastaavat 4 MHz tulokset. Tämä selittyy 8-PSK signaalin pienemmän

PAPR:in ja 12 MHz taajuusalueen paremman lineaarisuuden yhdistelmällä. Yhdistelmä on niin hyvä, että PA linearisoituu 100 W tehotasolla lähes täydellisesti, ja saavuttaa 15-asteen polynomilla vastaavat tulokset kuin pienemillä tehotasoilla.



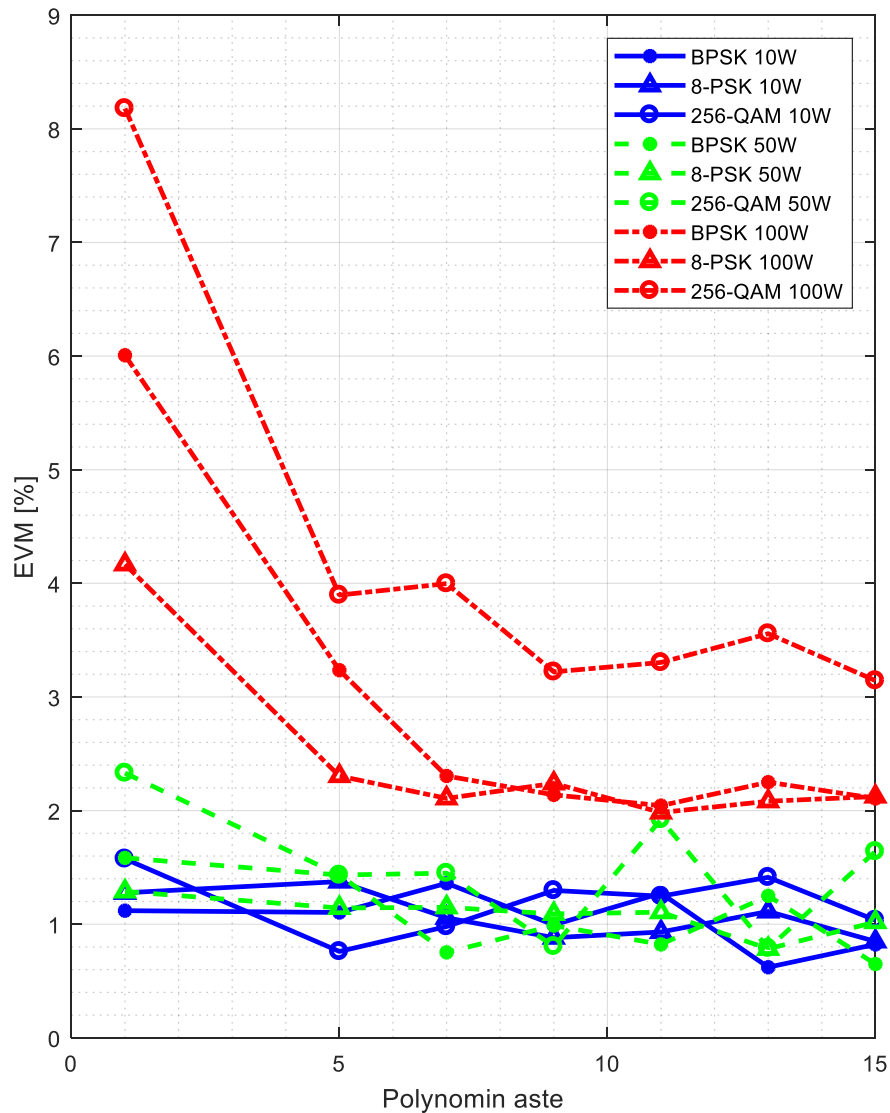
Kuva 34. EVM- kuvaajat eri asteisilla polynomimalleilla 12 MHz taajuudella

Kuvassa 34 on lähetyksetjun EVM kuvaajat 12 MHz mittaustaajuudella. Kuvasta havaitaan, että EVM on alle 2.5 % kaikilla tehotasoilla ja modulaatioilla. Tulosten vaihtelu näyttää satunnaiselta ja polynomiasteesta riippumattomalta. Ainoastaan 100 W tehotasolla ja QAM-256 modulaatiolla voi kuvaajasta havaita laskevan trendin polynomiasteen kasvaessa. Hyvä EVM tulos 12 MHz taajuudella selittyy PA:n muita mittaustaajuuksia paremmalla lineaarisuudella.



Kuva 35. ACPR- kuvaajat eri asteisilla polynomimalleilla 25 MHz taajuudella

Kuvassa 35 on lähetyksen ACPR kuvaajat 25 MHz mittaustaajuudella. Kuvasta havaitaan, että 10 W tehotasolla riittää viidennen asteen polynomi noin -58 dB ACPR-arvon saavuttamiseen, eikä polynomiasteen nostaminen enää paranna tulosta. Myös 50 W tehotasolla 8-PSK-kuvaaja lähestyy -58 dB lukemaa polynomiasteen kasvaessa. Yleisesti 50 W ja 100 W tehotasoilla kuvaajissa on havaittavissa laskeva trendi polynomiasteen kasvaessa. Lisäksi kuvaajat ovat loogisesti PAPR:in mukaisessa paremmuusjärjestyksessä.



Kuva 36. EVM- kuvaajat eri asteisilla polynomimalleilla 25 MHz taajuudella

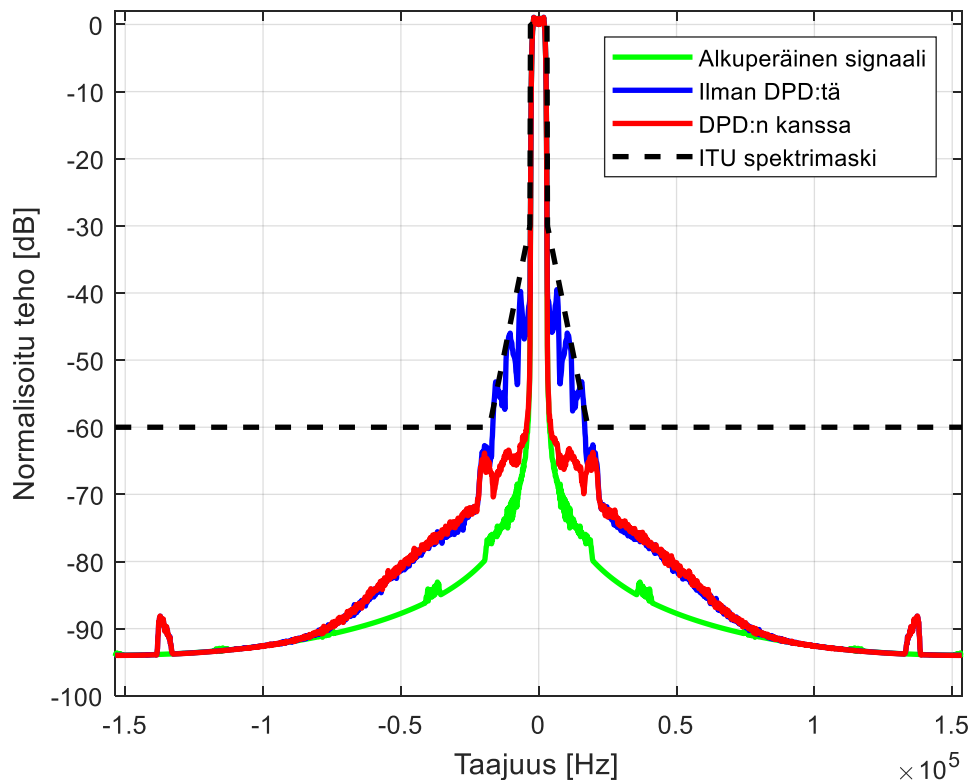
Kuvassa 36 on lähetyksetjun EVM kuvaajat 25 MHz mittaustaajuudella. Kuvasta havaitaan, että 10 W ja 50 W tehotasoilla EVM vaihtelee satunnaisesti alle 2.5 % tasolla, eikä polynomiasteen kasvattamisella ole vaikutusta siihen. Sen sijaan 100 W tehotasolla EVM laskee nopeasti saavuttaen miniminsä yhdeksännen asteen polynomilla. Heikoin EVM-tulos 3.2 % saadaan odotetusti QAM-256-modulaatiolla 100 W tehotasolla.

Alustavasti odotettiin, että BPSK ja 8-PSK modulaatioilla saataisiin suunnilleen samantaisia tuloksia. Kaikista ACPR kuvaajista voi kuitenkin havaita, että 8-PSK:lla saavutetaan huomattavasti parempia tuloksia kuin BPSK:lla. Tulos yllätti, koska BPSK:n ja 8-PSK:n PAPR:eissa on eroa vain 0.3 dB. QAM-256-modulaation ACPR- ja EVM-tulokset

olivat odotetusti kaikkein heikoimmat. Heikoimmat tulokset selittyvät QAM-256 signaalin korkealla PAPR:illa sekä signaalin huippujen leikkaantumisella jo niitä generoitaessa. Parhaat tulokset saavutettiin 12 MHz mittaustaajuudella. Tämä johtuu PA:n paremmasta lineaarisuudesta 12 MHz mittaustaajuudella. Yleisesti ACPR tulos on hyvä, jos se on alle -50 dB ja heikko jos se on yli -30 dB. ACPR tuloksia voidaan ongelmien huomioon pitää kohtuullisen hyvinä. Myös heikoin EVM-luku on alle 3.5 %, jota voi BER:in kannalta pitää hyvänä tuloksena [33].

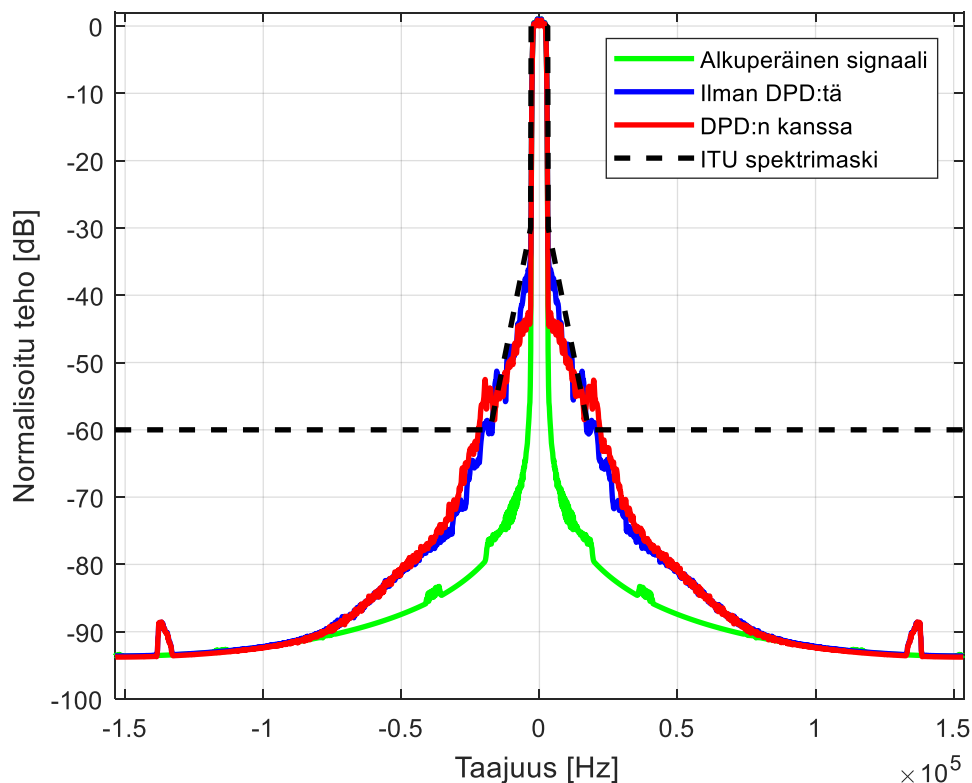
4.7 Digitaalisen esisärötyksen tehosppektrit

Kuvassa 37 on kantataajuisten signaalien tehosppektrit 12 MHz taajuudella ja 50 W tehotasolla. Vihreä kuvaaja on alkuperäinen BPSK-moduloitu signaali, jonka kaistanleveys on 6 kHz. Sininen kuvaaja on PA:n lähtösignaali ilman DPD:tä ja punainen kuvaaja DPD:n kanssa. Lisäksi kuvassa on yhdistetty ITU-R M.1798-1 ja ITU-R SM.329-12 spektrimaski mustalla katkoviivalla.



Kuva 37. Signaalien tehosppektrit 50 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK -modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla

Kuvasta 37 havaitaan selvästi linearisoinnin vaikutus IMD-säröön. Mitatut ACPR-arvot samalle modulaatiolle ja tehotasolle saadaan kuvasta 33, jotka ovat -43 dB ilman DPD:tä ja -58.5 dB DPD:n kanssa. Vaikka kuvan 33 signaalin realisaatio ei ole sama kuin kuvassa 37, on tulos ilman DPD:tä silmämääräisesti oikea. Tulos DPD:n kanssa on jopa parempi kuin kuvassa 33. Kuvasta havaitaan myös, että signaalin kaistanleveyden lähestyessä 48 kHz:iä, DPD:n IMD-säröä vähentävä vaikutus katoaa. Tämä johtuu radion digitaalisen osan 48 kHz:in kaistanleveydestä. Suurempi kaistanleveys mahdollistaisi paremman DPD:n toiminnan. Tällöin takaisinkytkentähaaran kautta saatu informaatio voitaisiin täysimääräisenä käyttää IMD-särön pienentämiseen.



Kuva 38. Signaalien tehospektrit 100 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla

Kuvassa 38 on sama mittaus kuin kuvassa 37, mutta 100 W tehotasolla. Kuvaajista nähdään, että linearisointi pienentää hiukan ACPR:ää, mutta kauempana keskitajuudesta on tulos DPD:n kanssa alkuperäistä signaalia huonompi. Tämä johtuu PA:n voimakkaasta epälineaarisuudesta 100 W tehotasolla sekä 48 kHz digitaalisesta suotimesta, joka estää DPD:n toiminnan kauempana keskitajuudesta. Mitatut ACPR-arvot samalle modulaatiolle ja tehotasolle kuvasta 33 ovat -38.5 dB ilman DPD:tä ja -45 dB DPD:n kanssa. Kuvasta 38 havaitaan myös, ettei lähtösignaali täytä ITU-R:n suosituksia linearisoinnista

huolimatta. Yleisesti linearisointitulokset olisivat voineet olla parempia, jos kantataajui-
nen 48 kHz suodin olisi voitu ohittaa. Tällöin koko DPD:n tuottama esivääristetty signaali
olisi saatu hyödynnettyä. Kaikki linearisointitulokset ja mitatut tehospektrit ovat taulu-
kossa 1 sekä liitteessä A. Tehospektrit olivat 25 MHz taajuudella ja 10 W tehotasolla
jääneet vahingossa mittaamatta, joten ne puuttuvat liitteestä A sekä taulukosta 1. Taulu-
kosta 1 löytyy erikoinen mittaustulos 50 W teholla, 25 MHz taajuudella ja QAM-256
modulaatiolla. Tulos alittaa ITU-R spektrimaskin vain, kun DPD ei ole käytössä. Tulos
on yllättävä, mutta ainakin osittain se selittyy radion rajoitetulla kaistanleveydellä.

Taulukko 1. Yhteenveto linearisointimittauksista

Taajuus (MHz)	Teho (W)	Modulaatio	ACPR (dB)	EVM (%)	Alittaa ITU-R- spektrimaskin
4	10	BPSK	-59	0.4	Kyllä
4	10	8-PSK	-59	0.8	Kyllä
4	10	QAM-256	-59	0.5	Kyllä
4	50	BPSK	-59	0.8	Kyllä
4	50	8-PSK	-59	0.8	Kyllä
4	50	QAM-256	-54	0.6	Kyllä
4	100	BPSK	-38	1.8	Ei
4	100	8-PSK	-39	1.6	Ei
4	100	QAM-256	-34	2.9	Ei
12	10	BPSK	-59	0.4	Kyllä
12	10	8-PSK	-59	0.9	Kyllä
12	10	QAM-256	-59	0.6	Kyllä
12	50	BPSK	-59	0.6	Kyllä
12	50	8-PSK	-59	0.9	Kyllä
12	50	QAM-256	-58	0.8	Kyllä
12	100	BPSK	-45	0.7	Ei
12	100	8-PSK	-58	0.8	Kyllä
12	100	QAM-256	-44	1.1	Kyllä
25	10	BPSK	-59	0.6	-
25	10	8-PSK	-59	0.9	-
25	10	QAM-256	-59	0.8	-
25	50	BPSK	-55	0.8	Kyllä
25	50	8-PSK	-59	0.8	Kyllä
25	50	QAM-256	-46	0.8	Kyllä / Ei
25	100	BPSK	-36	2.0	Ei
25	100	8-PSK	-37	2.0	Ei
25	100	QAM-256	-34	3.2	Ei

5. YHTEENVETO

Tässä lopputyössä linearisoitiin HF-taajuusalueella toimiva 50 W tehovahvistin. Lisäksi selvitettiin, voiko samaa tehovahvistinta käyttää linearisoituna 100 W tehotasolla siten, että ITU-R:n suositukset täyttyvät. Lineariointimenetelmänä käytettiin digitaalista esisäröytystä. Ennen esisäröytyksen toteutusta tehovahvistin mallinnettiin. Tehovahvistimen malliksi valittiin muistipolynomimalli. Muistipolynomimalli on parametriensa suhteen lineaarinen, joten sen parametrien määrittämiseen käytettiin pienimmän neliösumman menetelmää. Mallinnuksessa ja koko lopputyössä mittaustaajuudet olivat 4.162 MHz, 12.394 MHz ja 25.194 MHz. Malli validoitiin kaikilla mittaustaajuuksilla ja kaikilla parittomilla polynomimalleilla 19-asteen polynomimalliin saakka. Lisäksi muistin syvyys validoitiin kaikilla 1 – 5 tapin FIR-suotimen pituuksilla. Tulokset esitetään lopputyössä vain 100 W tehotasolla ja BPSK-modulaatiolla. Näin tulosten määrä pysyy kohtuullisena.

Validointivaiheessa kävi ilmi, että linearisoitavalla päätevahvistimella ei ollut muistiominaisuuksia. Tästä seurasi se, että muistipolynomimalli supistui muistittomaksi polynomimalliksi. Validoinnin tuloksena kaikille mittauskombinaatioille saatiin ACEPR- ja NMSE-lukuarvot. Tehovahvistimen mallinnuksessa ei ilmennyt mitään ongelmia ja validointitulokset olivat vähintäänkin hyviä. Parhaimmillaan 100 W tehotasolla tuloksiksi saatiin ACEPR = -64 dB ja NMSE = -52 dB.

Tehovahvistimen mallinnuksen jälkeen toteutettiin digitaalinen esisäröytys. Esisäröytyksessä mallina käytettiin edelleen muistipolynomimallia, joka oli konfiguroitu muistittomaksi polynomimalliksi. Mallin valinta seurasi suoraan mallinnusvaiheessa saaduista tuloksista. Mallin parametrien estimointiin käytettiin Tampereen teknillisessä yliopistossa kehitettyä adaptiivista dekorrelaatioon perustuvaa parametrien estimointimenetelmää. Malli validoitiin kolmella eri mittaustaajuudella 15-asteen polynomimalliin saakka. Lisäksi mitattavat tehotasot olivat 10 W, 50 W ja 100 W sekä modulaatiot BPSK, 8-PSK ja QAM-256. Validoinnin tuloksena saatiin kaikille kombinaatioille ACPR- ja EVM-lukuarvot. Lisäksi vahvistimen lähtösignaalin tehospektriä verrattiin suositusten ITU-R M.1798-1 ja ITU-R SM.329-12 spektrimaskeihin.

Esisäröytyksen validoinnissa 50 W teholla päästiin hyviin tuloksiin. Vastaavat tulokset 100 W teholla jäivät huomattavasti heikommiksi, vaikka parhaimmillaan 100 W tulokset vastasivat 50 W tuloksia. Parhaat validointitulokset 50 W teholla olivat ACPR = -59 dB ja EVM = 0.6 % sekä 100 W teholla ACPR = -58 dB ja EVM = 0.8 %. Yleisesti heikommät ACPR-tulokset 100 W tehotasolla johtuivat tehovahvistimen osittaisesta saturaatiosta sekä testisignaalien huippujen digitaalisesta leikkaantumisesta. EVM-tulokset olivat kaikilla tehotasoilla hyviä. ITU-R vaatimukset täyttyivät 10 W ja 50 W teholla kaikissa mittauksissa, yhtä mittausta lukuun ottamatta. Suurimmalla 100 W teholla ITU-R

vaatimukset täytyivät vain kahdessa mittauksessa. Keskimäärin parhaat tulokset saavutettiin 12 MHz mittaustaajuudella. Tämä johtui siitä, että tehovahvistimen käytös 12 MHz taajuudella oli lineaarisempaa kuin muilla taajuuksilla.

Esisäröytyksen kanssa mitatuissa amplitudi- ja vaihevasteissa oli havaittavissa pientä epäideaalisuutta tehotason funktiona. Amplitudivaste ei ollut täysin lineaarinen ja vaihevaste vaihteli hiukan nollan molemmin puolin. Epäideaalisuus vasteissa ei ollut suuri, mutta vastaavissa julkaisuissa amplitudivaste on täysin lineaarinen ja vaihevaste pysyy nollassa. Suurilla tehotasoilla edellä mainittu ilmiö selittyy vahvistimen voimakkaalla kompressiolla, jolloin käänteisfunktiota ei välttämättä ole olemassa.

Tässä työssä käytetty Kyynel Oy:n radio alitti ITU-R-spektrimaskit 50 W teholla kaikissa mittauksissa. Kuitenkin yhtä poikkeuksellista tapausta lukuun ottamatta, DPD:n kanssa pystyttiin 50W teholla täyttämään huomattavasti tiukemmat vaatimukset kuin mitä ITU-R-spektrimaskit edellyttävät. Korkeammalla 100 W teholla tilanne muuttuu oleellisesti. Pääteaste on tällä teholla jo niin epälineaarinen, ettei DPD pysty sitä enää linearisoimaan. Poikkeuksena edelliseen on 12 MHz taajuudella 8-PSK:lla moduloitu signaali, jolloin tehovahvistin linearioituu lähes täydellisesti. Tulosten perusteella voidaan sanoa, ettei 100 W teholla saada ITU-R:n vaatimuksia täytettyä, 12 MHz / 8-PSK tapausta lukuun ottamatta. DPD auttaa myös EVM:n heikkenemiseen isoilla lähetystehoilla. Vaikka 100 W tehoon ei päästy vaatimusten puitteissa, niin todennäköisesti DPD auttaisi lähetystehon kasvattamisessa yli 50 Wattiin. Tätä emme ehtineet selvittää, mutta olisi kiinnostava aihe jatkotyölle.

Jos lähettimen dynamiikkaa voitaisiin parantaa tai olemassa olevaa dynaamista aluetta siirtää siten, että se tuottaisi suuremman lähtötehon, päästäisiin eroon testisignaalien digitaalisesta leikkaantumisesta. Lisäksi jos 48 kHz:iin rajoitettua kaistanleveyttä voitaisiin kasvattaa, saattaisi ITU-R-vaatimusten täyttäminen olla mahdollista myös 100 W teholla.

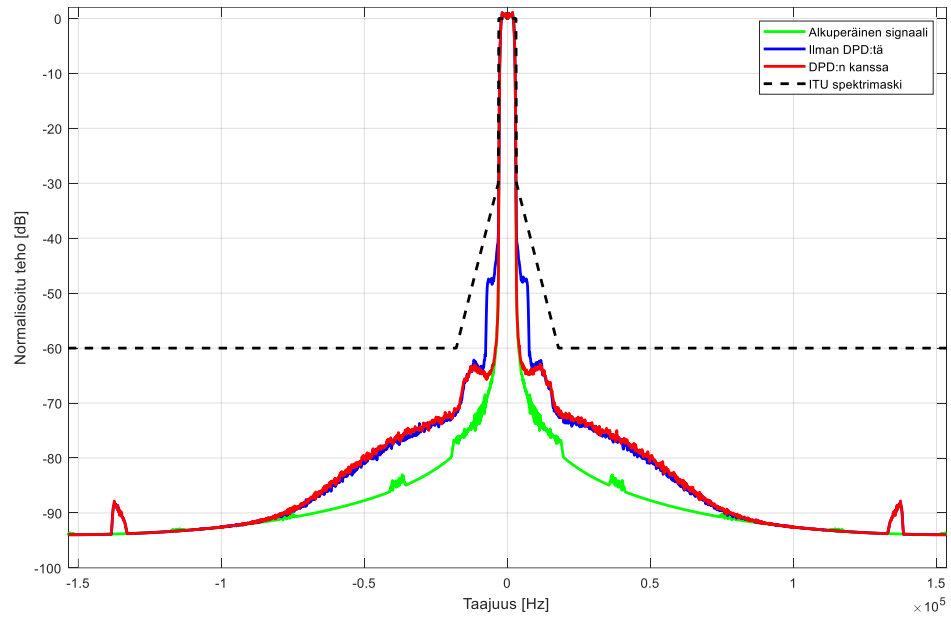
LÄHTEET

- [1] R.A. Gabel, R.A. Roberts, Signals and linear systems, 3rd ed. Wiley, New York, NY, 1987.
- [2] J. Legarda, Feedforward Amplifiers for Wideband Communication Systems, Springer Verlag, Boston, MA, 2006.
- [3] P.B. Kenington, High-linearity RF Amplifier Design, in: Microwaves & RF, Penton Media, Inc., Penton Business Media, Inc, Cleveland, 2000, pp. 105.
- [4] J. Vuolevi, T. Rahkonen, Distortion in RF Power Amplifiers, Artech House Inc, GB, 2003.
- [5] F. Luo, Digital Front-End in Wireless Communications and Broadcasting : Circuits and Signal Processing, Cambridge University Press, Cambridge, 2011.
- [6] G.T. Zhou, H. Qian, L. Ding, R. Raich, On the baseband representation of a band-pass nonlinearity, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 53, Iss. 8, 2005, pp. 2953-2957.
- [7] S. Sen, S. Devarakond, A. Chatterjee, Phase Distortion to Amplitude Conversion-Based Low-Cost Measurement of AM-AM and AM-PM Effects in RF Power Amplifiers, IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, Vol. 20, Iss. 9, 2012, pp. 1602-1614.
- [8] S. Sen, S. Devarakond, A. Chatterjee, Low cost AM/AM and AM/PM distortion measurement using distortion-to-amplitude transformations, 2009 International Test Conference, pp. 1-10.
- [9] L. Anttila, Digital Front-End Signal Processing with Widely-Linear Signal Models in Radio Devices, Tampere University of Technology, 2011.
- [10] F.M. Ghannouchi, O. Hammi, M. Helaoui, Behavioral Modelling and Predistortion of Wideband Wireless Transmitters, 1st ed. John Wiley & Sons Inc, GB, 2014.
- [11] P. Reynaert, M. Steyaert, Rf power amplifiers for mobile communications, Springer Verlag, Dordrecht, 2006, .
- [12] H.G. Myung, J. Lim, D.J. Goodman, Peak-To-Average Power Ratio of Single Carrier FDMA Signals with Pulse Shaping, 2006 IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, IEEE, pp. 1-5.
- [13] Kansainvälinen televiestintäliitto (ITU), verkkosivusto. Saatavissa (viitattu 15.10.2017): <http://www.itu.int/en/Pages/default.aspx>, .
- [14] International Telecommunication Union/ITU Radiocommunication Sector, Recommendation ITU-R M.1798-1 Characteristics of HF radio equipment for the exchange of digital data and electronic mail in the maritime mobile service, 2010.

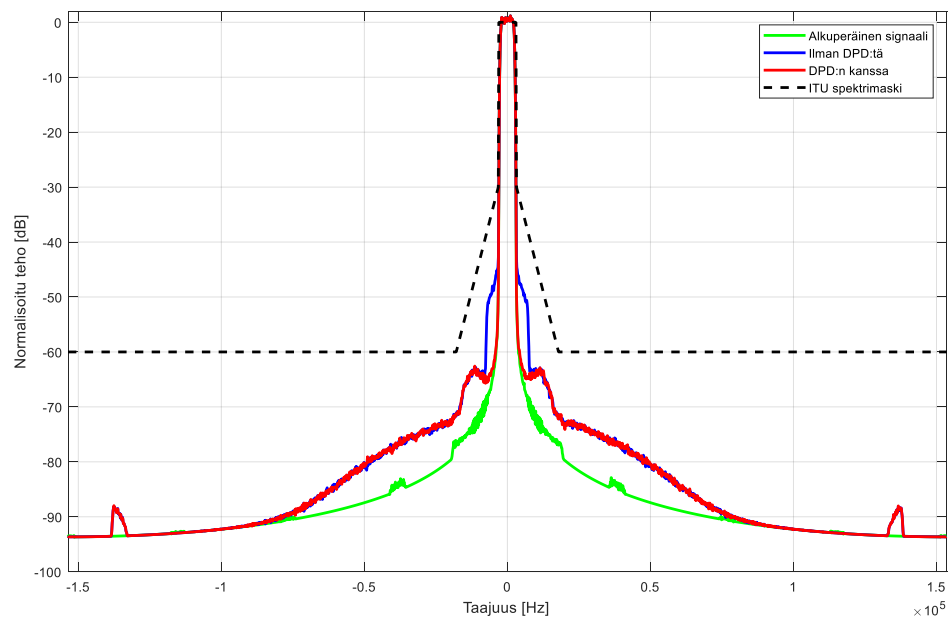
- [15] International Telecommunication Union/ITU Radiocommunication Sector, Recommendation ITU-R SM.329-12 Unwanted emissions in the spurious domain, 2012.
- [16] The Linearity-Efficiency Compromise, in: IEEE Microwave Magazine, IEEE, New York, 2010, pp. 44-58.
- [17] B. Razavi, RF microelectronics, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River (NJ), 1998.
- [18] A. Zhu, T.J. Brazil, Behavioral modeling of RF power amplifiers based on pruned volterra series, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 14, Iss. 12, 2004, pp. 563-565.
- [19] E.B. Kaur, E.S. Badhwar, Modeling of RF Power Amplifier with Memory Effects using Memory Polynomial, International Journal of Engineering Research and Applications, Vol. 4, Iss. 8, 2014, pp. 23-25.
- [20] W. Greblicki, Nonparametric identification of Wiener systems by orthogonal series, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 39, Iss. 10, 1994, pp. 2077-2086.
- [21] S. Ozer, H. Zorlu, S. Mete, System identification application using Hammerstein model, Sādhanā, Vol. 41, Iss. 6, 2016, pp. 597-605.
- [22] M. Isaksson, D. Wisell, D. Ronnow, Ämnesavdelningen för elektronik, Högskolan i Gävle, Institutionen för teknik och byggd miljö, A comparative analysis of behavioral models for RF power amplifiers, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, Iss. 1, 2006, pp. 348-359.
- [23] P.N. Landin, M. Isaksson, P. Händel, Parameter Extraction and Performance Evaluation Method for Increased Performance in RF Power Amplifier Behavioral Modeling, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol. 20, Iss. 2, 2010, pp. 200.
- [24] S. Saied-Bouajina, O. Hammi, M. Jaidane-Saidane, F.M. Ghannouchi, Experimental approach for robust identification of radiofrequency power amplifier behavioural models using polynomial structures, IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 4, Iss. 11, 2010, pp. 1818.
- [25] J.C. Gómez, E. Baeyens, Identification of block-oriented nonlinear systems using orthonormal bases, Journal of Process Control, Vol. 14, Iss. 6, 2004, pp. 685-697.
- [26] M. Isaksson, D. Rönnow, Ämnesavdelningen för elektronik, Högskolan i Gävle, Institutionen för teknik och byggd miljö, A parameter-reduced volterra model for dynamic RF power amplifier modeling based on orthonormal basis functions, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol. 17, Iss. 6, 2007, pp. 542-551.
- [27] J. Wood, Behavioral Modeling and Linearization of RF Power Amplifiers, Artech House Inc, Norwood, 2014.

- [28] T.S. Shores, *Applied Linear Algebra and Matrix Analysis*, Springer New York, New York, NY, 2007.
- [29] M. Abdelaziz, L. Anttila, A. Kiayani, M. Valkama, *Decorrelation-Based Concurrent Digital Predistortion With a Single Feedback Path*, 2017.
- [30] L. Ding, G.T. Zhou, D.R. Morgan, Z. Ma, J.S. Kenney, J. Kim, C.R. Giardina, Memory polynomial predistorter based on the indirect learning architecture, *Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM '02. IEEE*, IEEE, pp. 971 vol.1.
- [31] X. Feng, Y. Wang, B. Feuvrie, A. Descamps, Y. Ding, Z. Yu, Analysis on LUT based digital predistortion using direct learning architecture for linearizing power amplifiers, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Vol. 2016, Iss. 1, 2016, pp. 1-14.
- [32] M. Schetzen, Theory of pth-order inverses of nonlinear systems, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 23, Iss. 5, 1976, pp. 285-291.
- [33] R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, C. Koos, J. Becker, W. Freude, J. Leuthold, Error Vector Magnitude as a Performance Measure for Advanced Modulation Formats, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 24, Iss. 1, 2012, pp. 61-63.
- [34] M. Fellows, C. Baylis, J. Martin, L. Cohen, R.J. Marks, Direct algorithm for the Pareto load-pull optimisation of power-added efficiency and adjacent-channel power ratio, *IET Radar, Sonar and Navigation*, Vol. 8, Iss. 9, 2014, pp. 1280-1287.

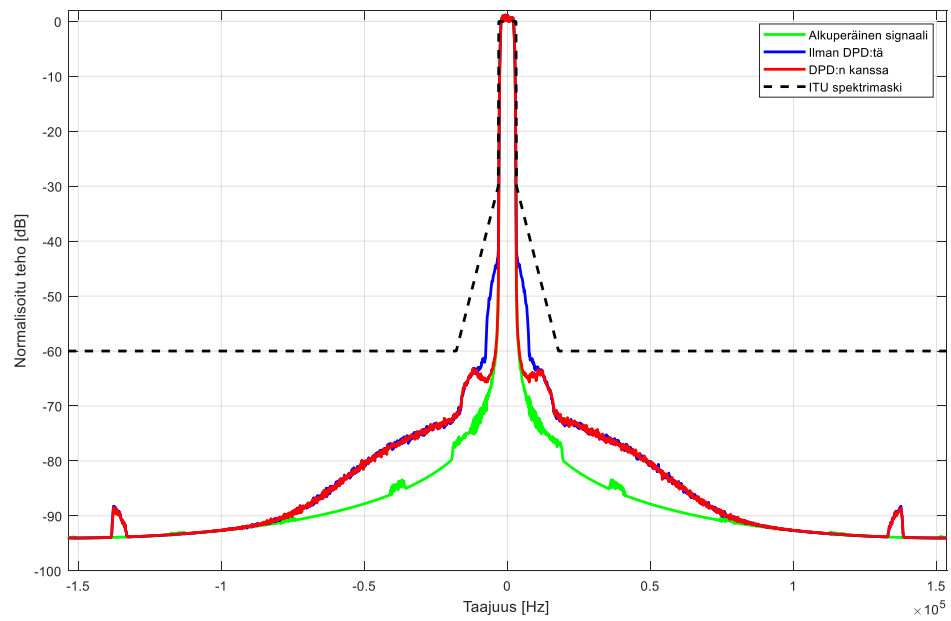
LIITE A: KAIKKI MITATUT TEHOSPEKTRIT 4, 12 JA 25 MHz TAAJUUKSILLA



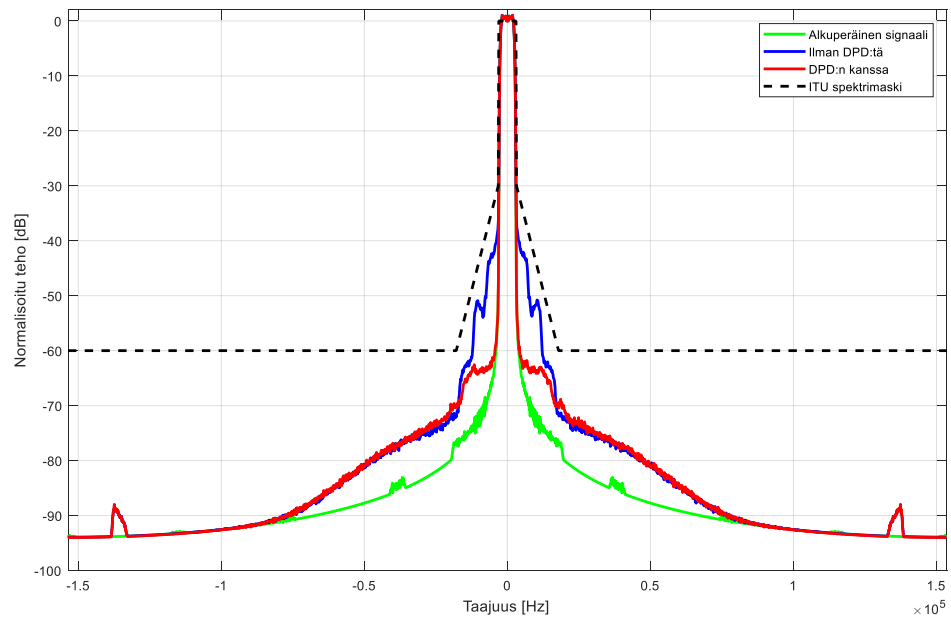
Kuva 39. Signaalien tehospektrit 10 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



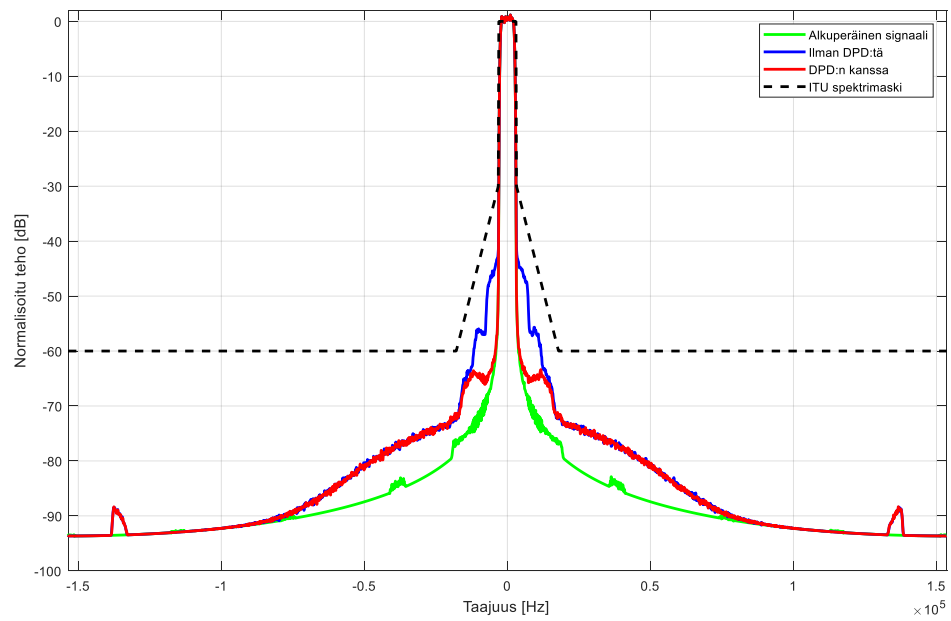
Kuva 40. Signaalien tehospektrit 10 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, 8-PSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



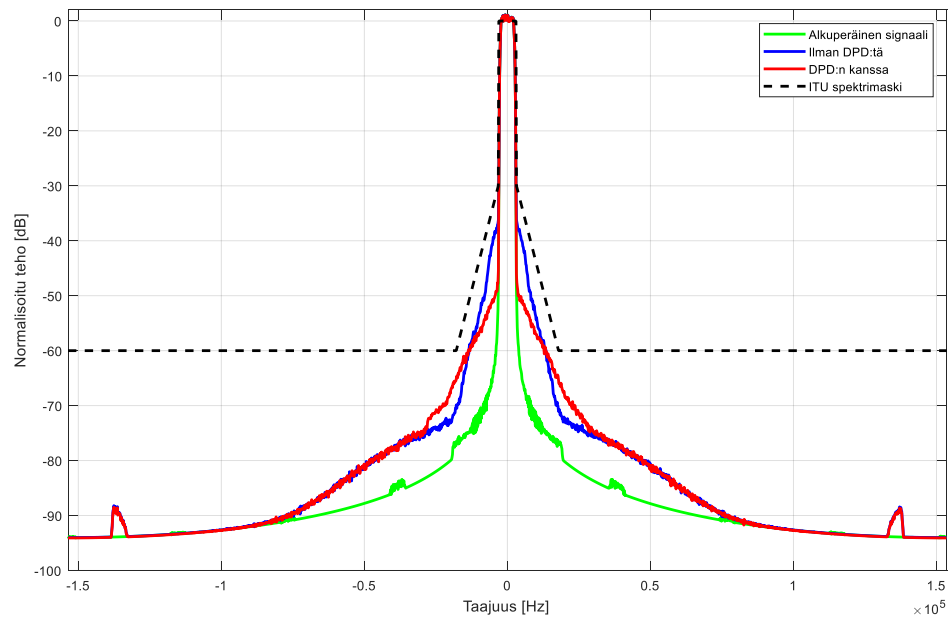
Kuva 41. Signaalien tehosppektrit 10 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, QAM-256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



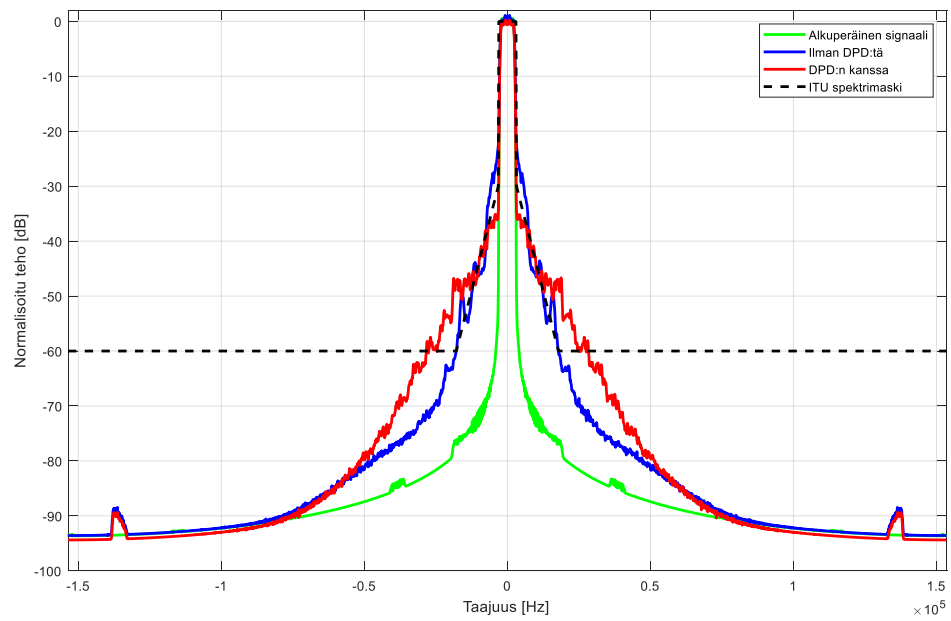
Kuva 42. Signaalien tehosppektrit 50 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



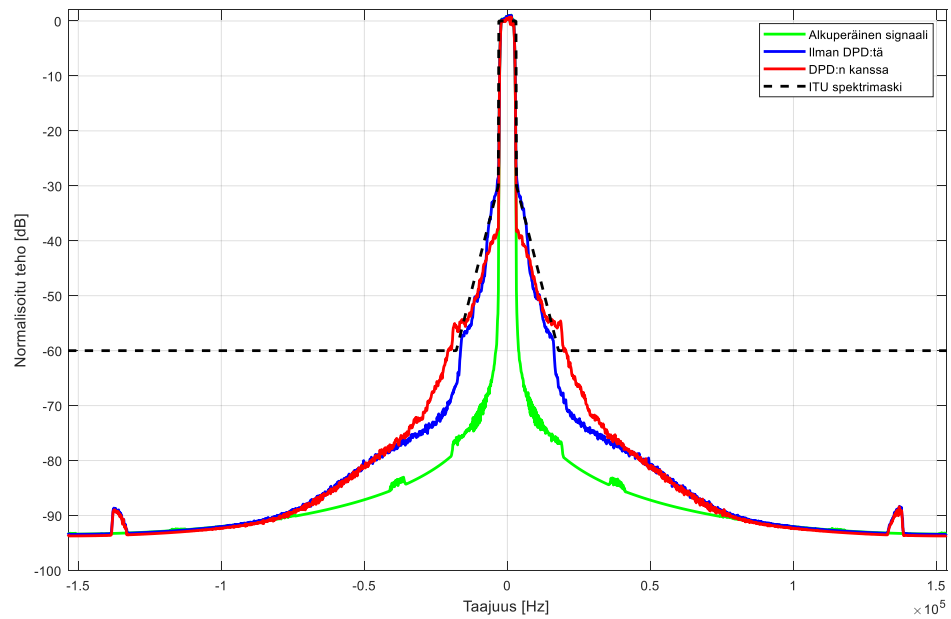
Kuva 43. Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, 8-PSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



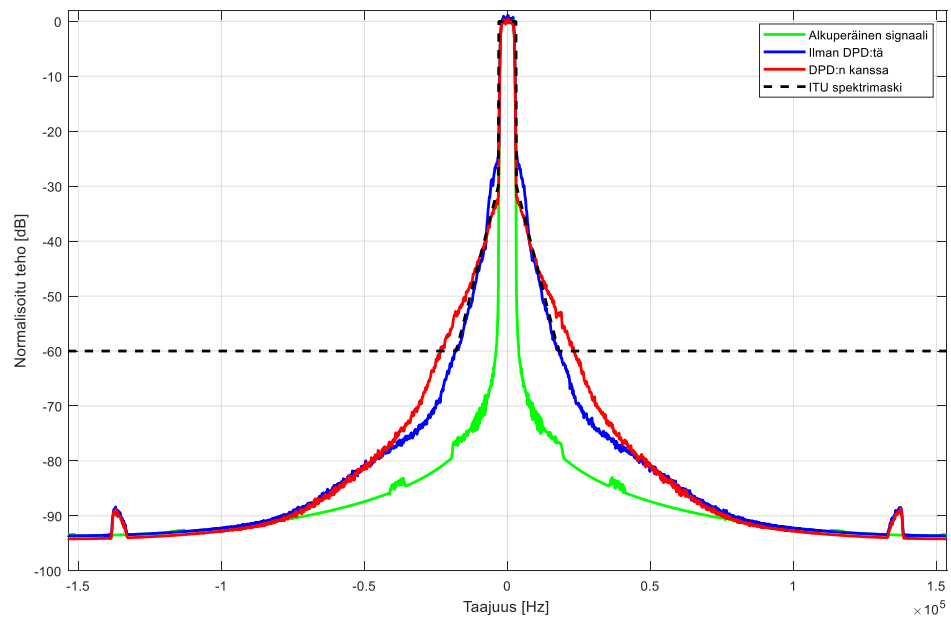
Kuva 44. Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, QAM-256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



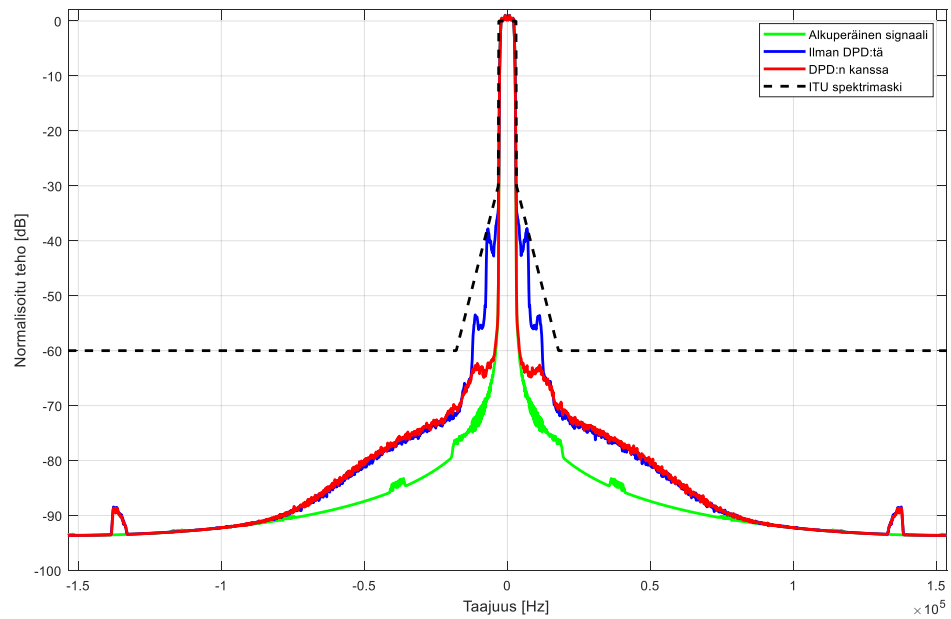
Kuva 45. Signaalien tehospektrit 100 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



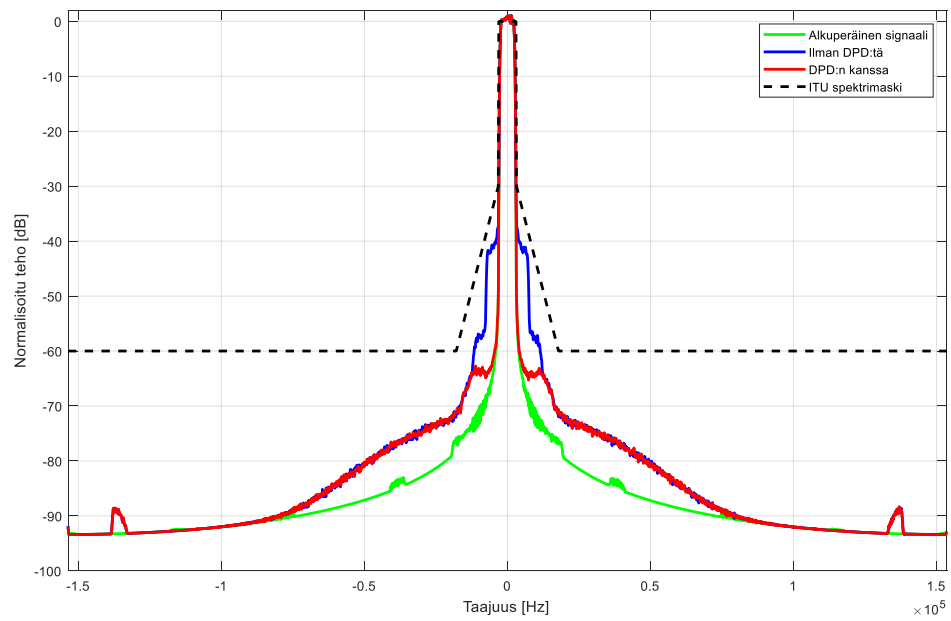
Kuva 46. Signaalien tehospektrit 100 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, 8-PSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



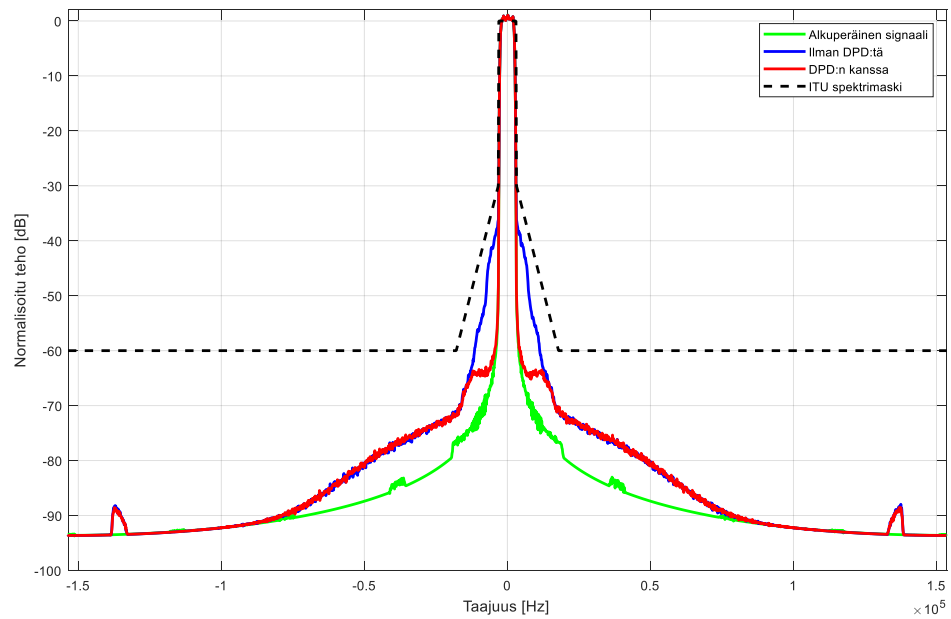
Kuva 47. Signaalien tehospektrit 100 W tehotasolla, 4 MHz taajuudella, QAM-256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



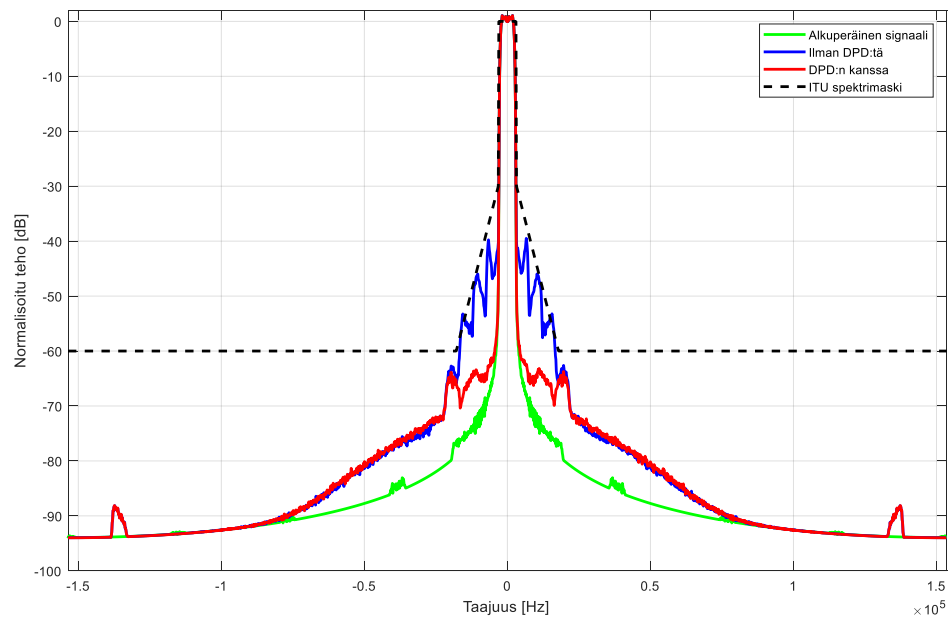
Kuva 48. Signaalien tehospektrit 10 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



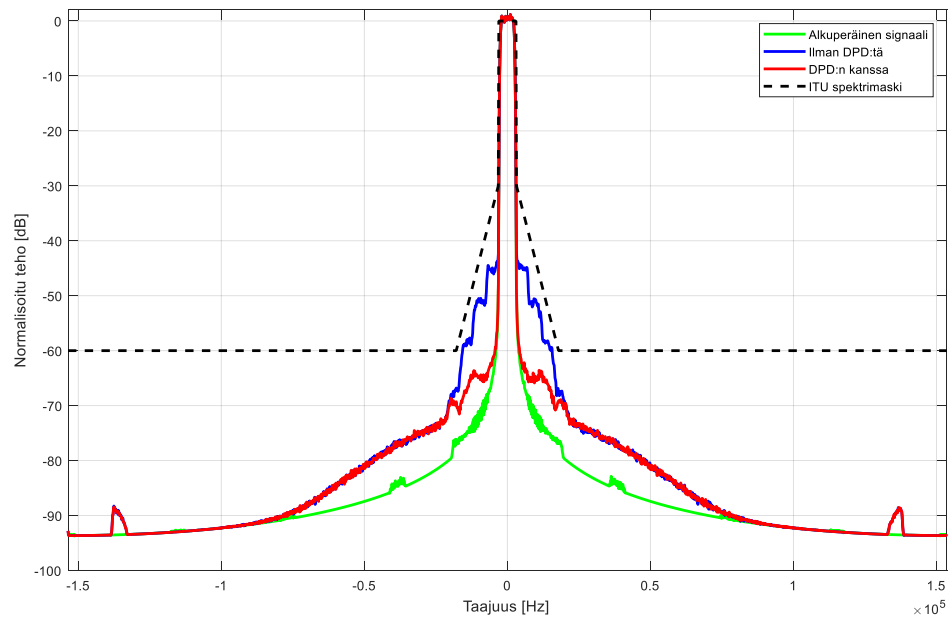
Kuva 49. Signaalien tehospektrit 10 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, 8-PSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



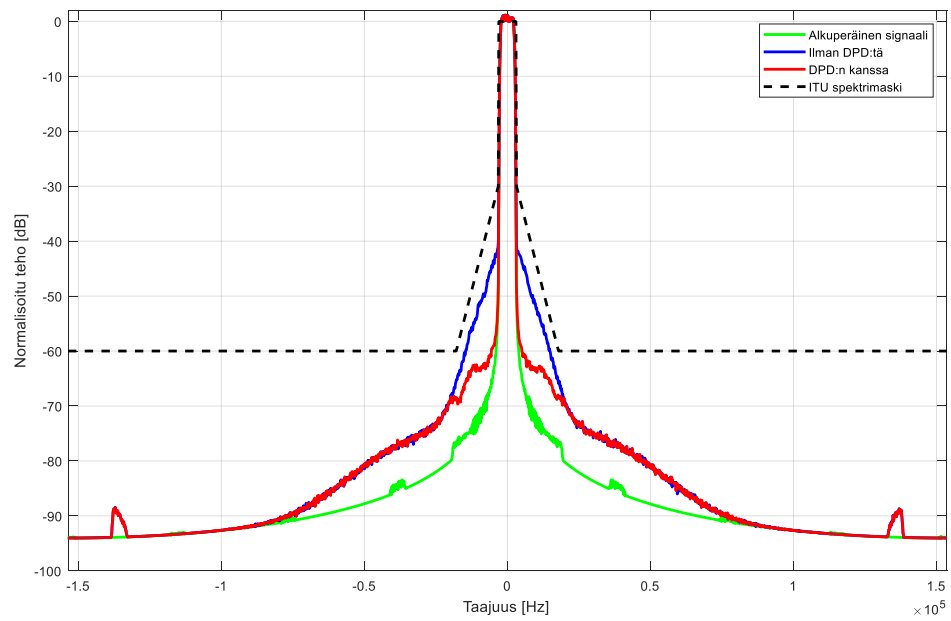
Kuva 50. Signaalien tehospektrit 10 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, QAM-256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



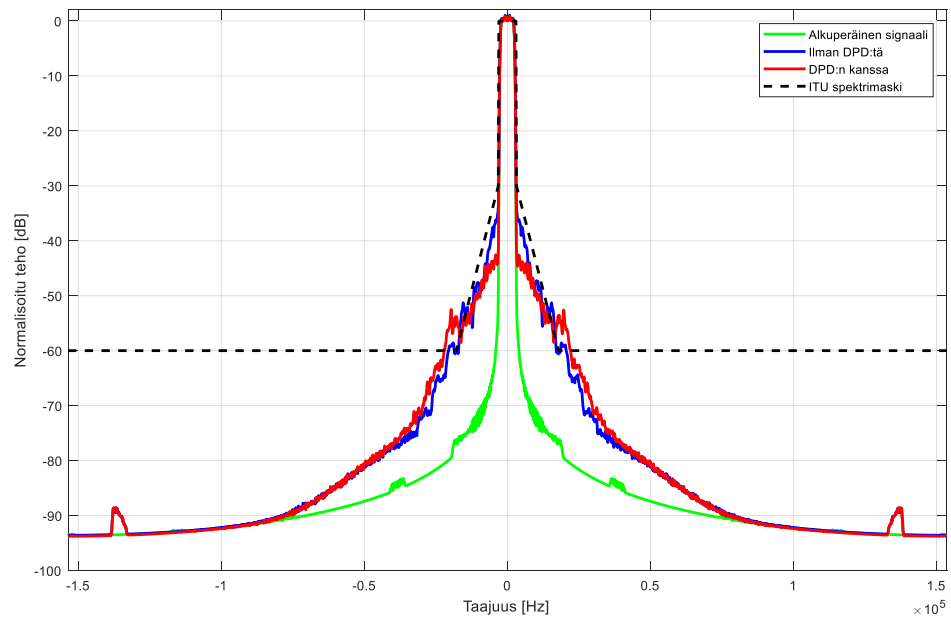
Kuva 51. Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



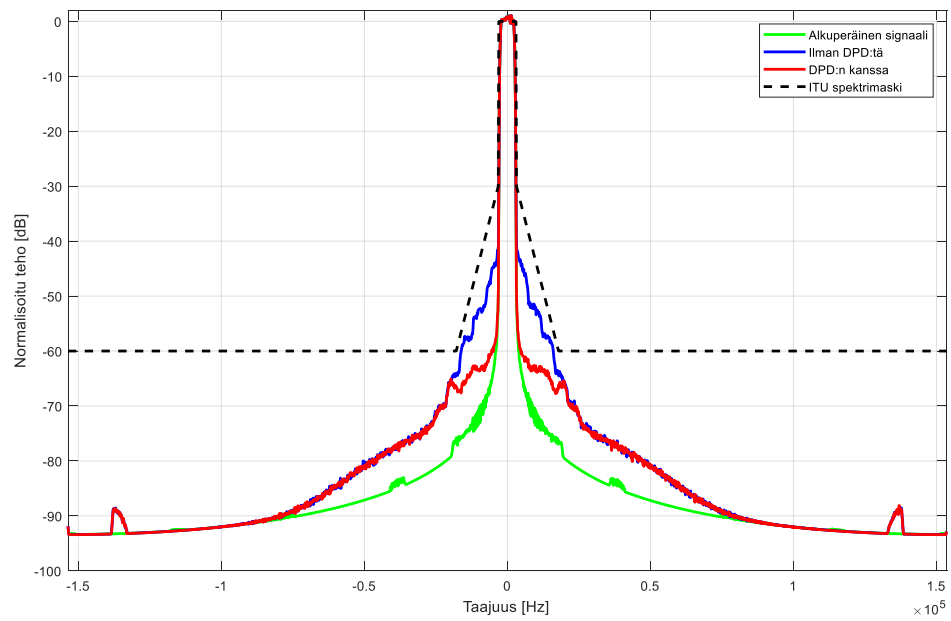
Kuva 52. Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, 8-PSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



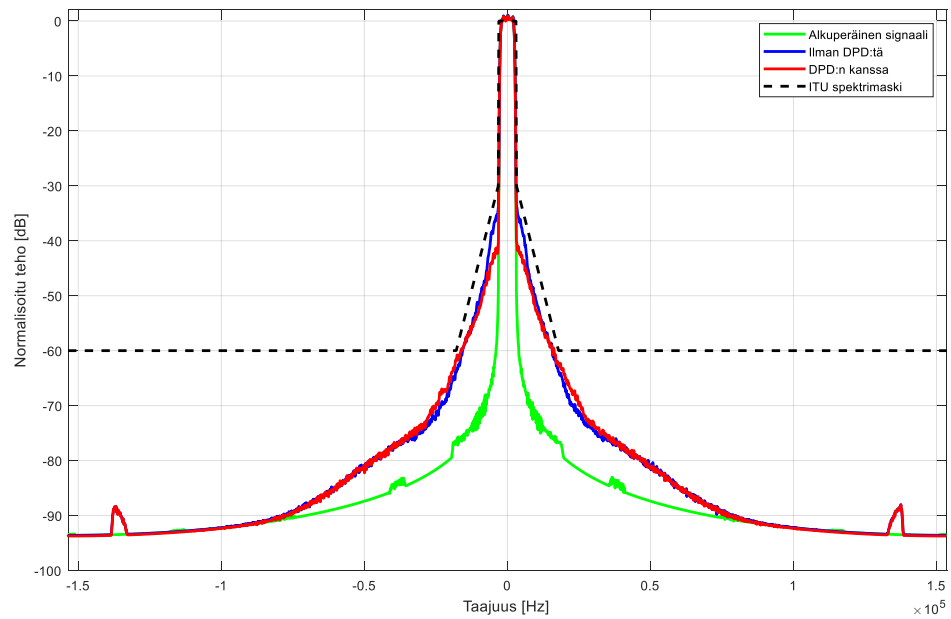
Kuva 53. Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, QAM-256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



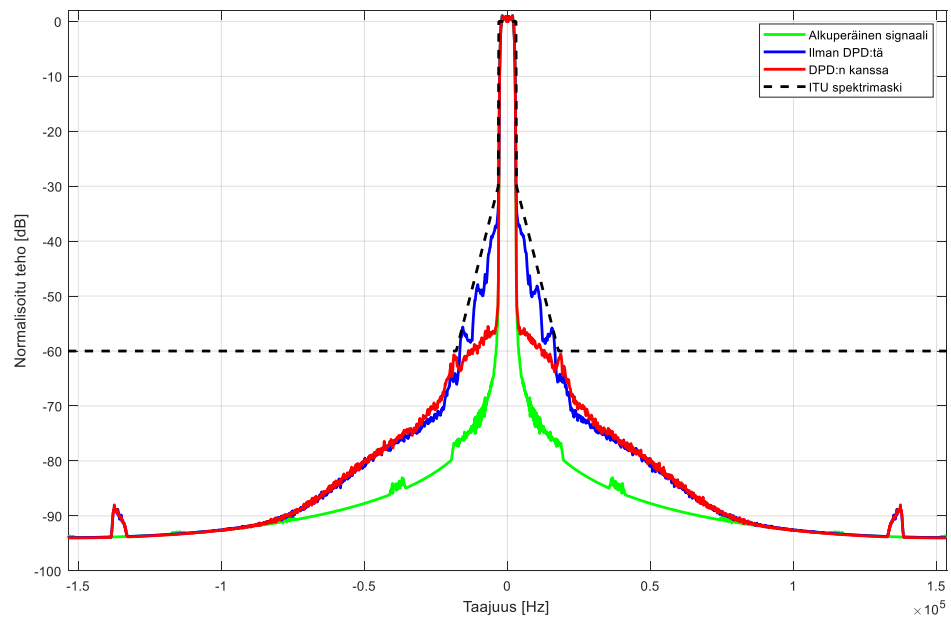
Kuva 54. Signaalien tehospektrit 100 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



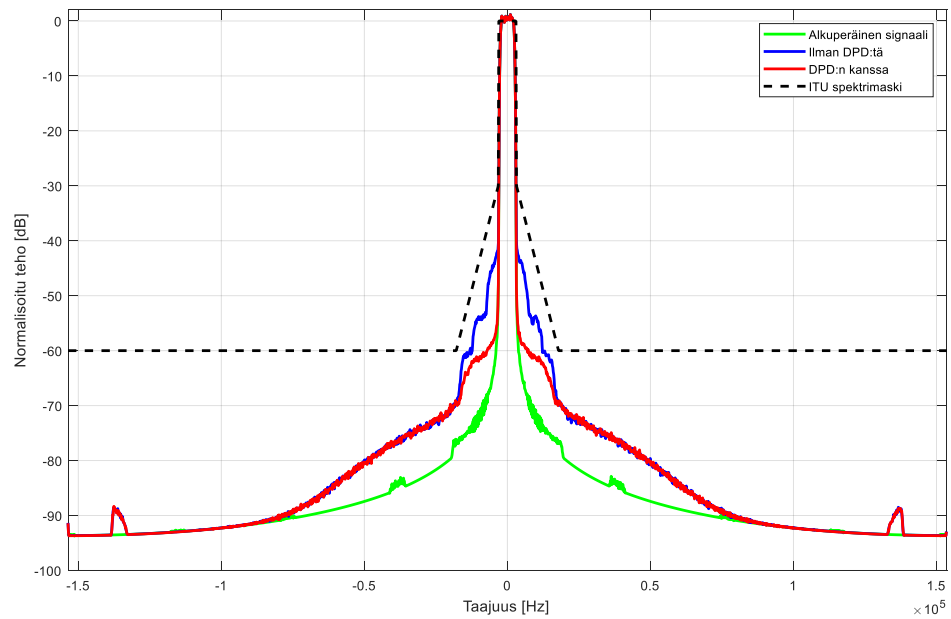
Kuva 55. Signaalien tehospektrit 100 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, 8-PSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



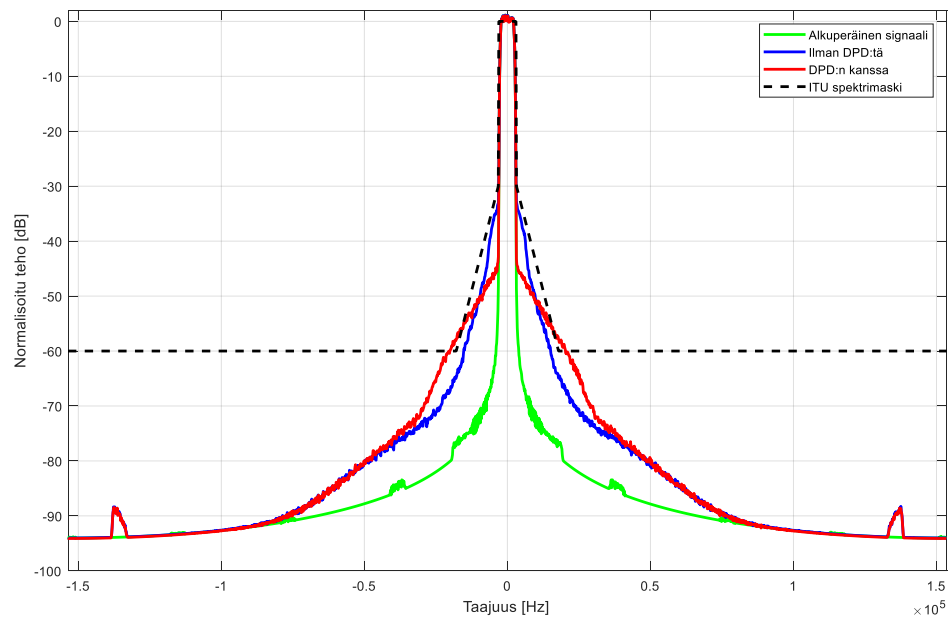
Kuva 56. Signaalien tehospektrit 100 W tehotasolla, 12 MHz taajuudella, QAM-256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



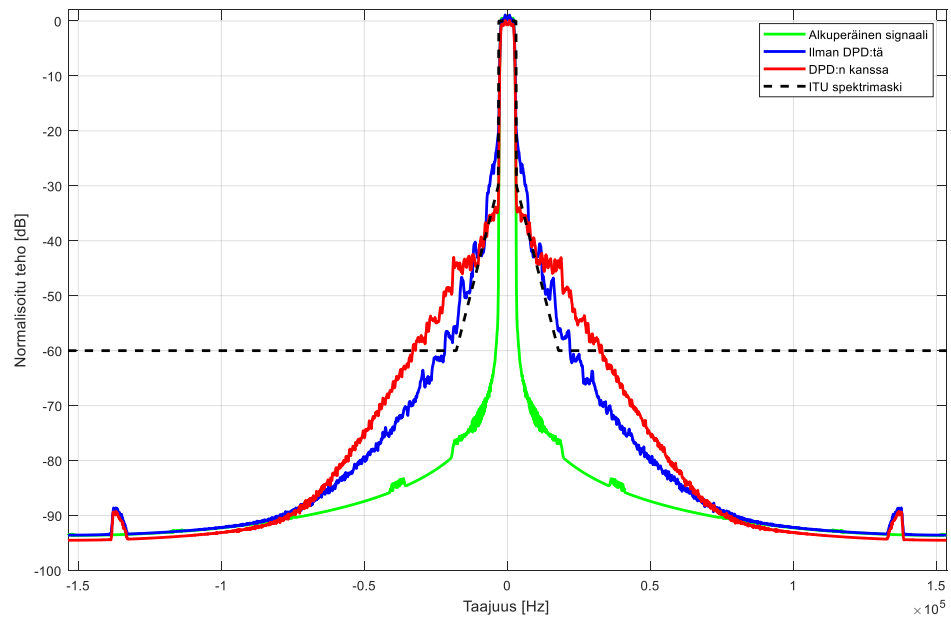
Kuva 57. Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 25 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



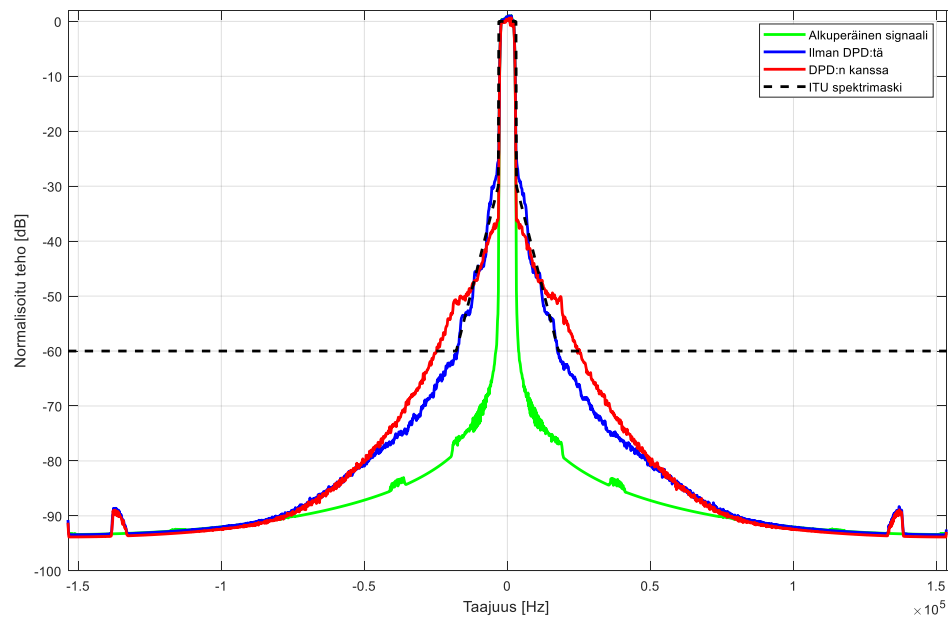
Kuva 58. Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 25 MHz taajuudella, 8-PSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



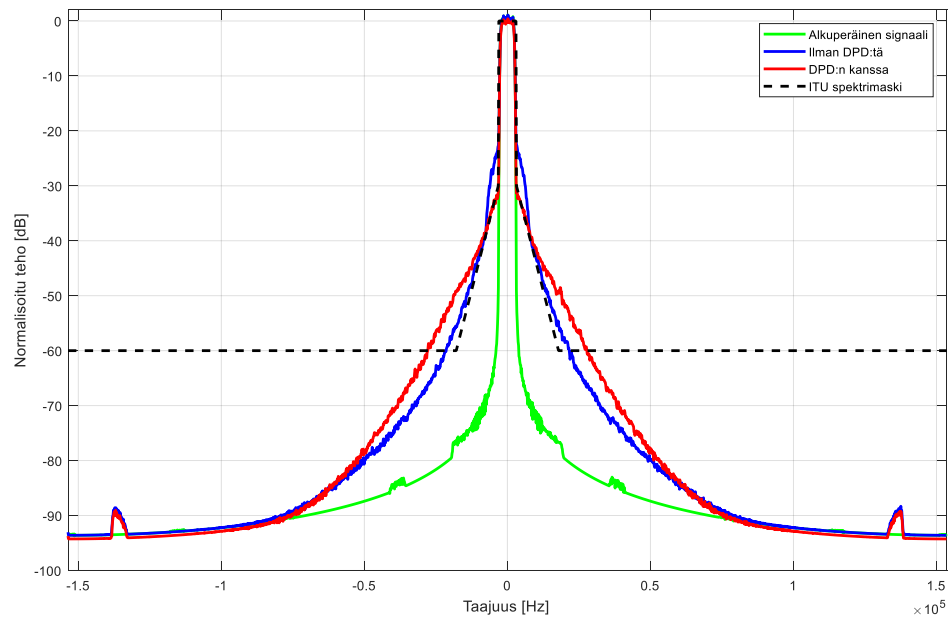
Kuva 59. Signaalien tehospektrit 50 W tehotasolla, 25 MHz taajuudella, QAM-256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



Kuva 60. Signaalien tehospektrit 100 W tehotasolla, 25 MHz taajuudella, BPSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



Kuva 61. Signaalien tehospektrit 100 W tehotasolla, 25 MHz taajuudella, 8-PSK-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla



Kuva 62. Signaalien tehospektrit 100 W tehotasolla, 25 MHz taajuudella, QAM-256-modulaatiolla ja 13. asteen polynomimallilla