

# **METODE DE REDUCERE A PAPR ÎN SISTEMELE DE COMUNICAȚII OFDM**

Teză destinată obținerii  
titlului științific de doctor inginer  
la  
Universitatea Politehnica Timișoara  
în domeniul INGINERIE ELECTRONICĂ SI  
TELECOMUNICAȚII  
de către

**Ing. Eugen-Victor Cuteanu**

Conducător științific: prof.univ.dr.ing. Alexandru Isar  
Referenți științifici: prof.univ.dr.ing. Miranda Naforniță  
prof.univ.dr.ing. Constantin Paleologu  
conf.univ.dr.ing. Romulus Terebeș

Ziua susținerii tezei: 12 mai 2014

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- |   |  |
|---|--|
| 1. Automatică                               | 9. Inginerie Mecanică                      |
| 2. Chimie                                   | 10. Știința Calculatoarelor                |
| 3. Energetică                               | 11. Știința și Ingineria Materialelor      |
| 4. Ingineria Chimică                        | 12. Ingineria sistemelor                   |
| 5. Inginerie Civilă                         | 13. Inginerie energetică                   |
| 6. Inginerie Electrică                      | 14. Calculatoare și tehnologia informației |
| 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații | 15. Ingineria materialelor                 |
| 8. Inginerie Industrială                    | 16. Inginerie și Management                |

Universitatea Politehnica Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul Școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2014

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității Politehnica Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,  
Tel./fax 0256 403823  
e-mail: editura@edipol.upt.ro

## Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele în cadrul Departamentului de Comunicații al Facultății de Electronică și Telecomunicații a Universității Politehnica din Timișoara. Deși aceste rânduri se află pe prima pagină din cadrul prezentei lucrări, ele au fost scrise la sfârșitul perioadei dedicate cercetării doctorale, având încărcătură emoțională corespunzătoare absolvirii acestui ciclu de studii postuniversitare. Rezultatele bune obținute pe parcursul acestor studii, dar și încheierea cu succes a acestora, se datorează într-o bună măsură și persoanelor menționate mai jos, cărora doresc să le adresez gratitudinea mea.

În primul rând doresc să îmi exprim recunoștința și cuvintele de mulțumire conducătorului meu de doctorat, Dl. Prof. Dr. Ing. Alexandru Isar, atât pentru suportul tehnic, dar și pentru încurajările ce mi-au întărit încrederea, pe tot parcursul acestei perioade. Documentația oferită și sfaturile tehnice au reprezentat motivul principal pentru care m-am îndreptat către acest domeniu de cercetare, reprezentând totodată și ajutorul principal fără de care finalizarea acestei teze nu ar fi fost posibilă.

Totodată, doresc să-i mulțumesc Dnei. Prof. Dr. Ing. Dorina Isar, pentru ajutorul acordat în vederea participării la unele dintre conferințe și susținerea unora dintre articolele scrise.

De asemenea, doresc să le mulțumesc referenților științifici, Dna. Prof. Dr. Ing. Miranda Naforniță, Dl. Prof. Dr. Ing. Constantin Paleologu și Dl. Conf. Dr. Ing. Remulus Terebeș pentru timpul pe care l-au dedicat analizei acestei lucrări și pentru efortul pe care l-au făcut pentru a lua parte la susținerea publică a tezei. De asemenea doresc să mulțumesc domnului Prof. Dr. Ing. Radu Vasii pentru acceptul de a prezida comisia de doctorat.

Nu în ultimul rând doresc să mulțumesc părinților mei, care pe lângă înțelegerea de care am avut nevoie, mi-au oferit și sprijinul moral fără de care absolvirea acestor studii de asemenea nu ar fi fost posibilă.

Cel mai mare geniu al omenirii, Albert Einstein, a spus: "Niciodată să nu privești studiul ca pe o datorie, ci ca pe un prilej demn de invidiat care te învață ce înseamnă influența eliberatoare a frumuseții pe tărâmul spiritului, pentru bucuria ta personală și beneficiul comunității căreia îi va aparține munca ta de mai târziu."

Astfel, următoarele versuri sunt dedicate persoanelor menționate în semn de recunoștință și mulțumiri pentru tot ajutorul profesional dar și spiritual primit.

## Dedicatie,

Învață de la apă să ai statornic drum,  
Învață de la flăcări că toate-s numai scrum.  
Învață de la pietre cât trebuie să spui,  
Învață de la soare cum trebuie s-apui.  
Învață de la păsări să fii mai mult în zbor,  
Învață de la toate, că totu-i trecător.  
la seamă, ființă a jertfei, prin lumea-n care treci,  
Să-nveți din tot ce piere, cum să trăiești în veci!

(din poezia ‚Învață de la toate’ din lirica Norvegiană)

Cuteanu, Eugen Victor

### **Metode de reducere a PAPR în sistemele de comunicații OFDM**

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 74, Editura Politehnica, 2014, 248 pagini, 181 figuri, 3 tabele.

Cuvinte cheie: OFDM, PAPR, amplificatoare de putere, canale radio.

Rezumat,

În această teză se studiază diferite tehnici de reducere a PAPR a semnalelor OFDM, cu scopul minimizării zgomotelor neliniare introduse de către amplificatorul de putere din componența transmițătorului, efectului de limitare și de memorie. O atenție deosebită este îndreptată către diferitele metode hibride, ce au fost obținute prin compunerea metodelor standard originale sau derivate ale acestora. Se arată că aceste soluții mixte conduc la o îmbunătățire a eficienței de reducere a PAPR în condițiile în care tehnicile clasice își ating limita superioară. Evaluarea acestor soluții a fost făcută din perspectiva eficienței de reducere a PAPR, a complexității computaționale respectiv a performanțelor BER, aceste caracteristici având o deosebită importanță în alegerea parametrilor algoritmilor de prelucrare. Cu scopul optimizării acestor caracteristici, au fost propuse noi funcții neliniare pentru compresia semnalului în domeniul timp. De asemenea, o îmbunătățire suplimentară a acestei tehnici de reducere a PAPR, a fost realizată și prin elaborarea unor noi algoritmi adaptivi.

## CUPRINS

Lista de tabele.....	7
Lista de figuri.....	14
Acronime.....	15
Simboluri.....	18
1. Introducere.....	23
1.1. Informații preliminare .....	23
1.2. Motivație .....	24
1.3. Structura tezei pe capitole .....	25
1.3.1. Introducere .....	25
1.3.2. Multiplexarea ortogonală cu divizare în frecvență.....	25
1.3.3. Amplificatoare de putere.....	25
1.3.4. Tehnici de reducere a PAPR.....	25
1.3.5. Tehnici hibride de reducere a PAPR.....	26
1.3.6. Concluzii și perspective.....	26
1.3.7. Organigrama contribuțiilor originale.....	26
1.4. Lista lucrărilor .....	28
2. Multiplexarea ortogonală cu divizare în frecvență.....	29
2.1. Originea OFDM .....	29
2.2. Sistemul OFDM.....	30
2.3. Modelul OFDM .....	36
2.4. Mediul de comunicații .....	40
2.4.1. Canalul AWGN.....	40
2.4.2. Canale cu interferență .....	42
2.5. Prefixul circular și egalizarea canalului .....	49
3. Amplificatoare de putere .....	55
3.1. Clasificarea dispozitivelor amplificatoare .....	55
3.2. Tehnici de liniarizare .....	57
3.2.1. Bucla de reacție carteziană (CLFB) .....	58
3.2.2. Adăugarea decalajului de amplificare la ieșire (FF).....	59
3.2.3. Eliminarea și reconstrucția anvelopei (EER) .....	60
3.2.4. Amplificare liniară cu componente neliniare (LINC) .....	61
3.2.5. Modulador universal în bucla de calare analogică (CALLUM) .....	62
3.2.6. Predistorsionarea.....	63
3.3. Modele de amplificatoare .....	65
3.3.1. Modele de amplificatoare fără efect de memorie.....	65
3.3.2. Proprietățile semnalului în raport cu caracteristicile amplificatorului. ....	74
3.3.3. Modele de amplificatoare cu efect de memorie .....	99
3.3.4. Privire de ansamblu asupra reducerii distorsiunilor .....	101
4. Tehnici de reducere a PAPR .....	103
4.1. Aspecte generale .....	103
4.2. Parametrul PAPR .....	105
4.3. Capacitatea de reducere a PAPR .....	106
4.4. Tehnica SLM .....	108
4.5. Tehnica PTS.....	115
4.6. Tehnica Interleaving .....	118
4.7. Tehnica TR .....	119
4.8. Tehnica TI .....	125
4.9. Tehnica Coding.....	131
4.10. Tehnica Clipping .....	136

---

4.11.	Tehnici de compresie.....	140
4.11.1.	Tehnici de compresie adaptivă.....	153
4.11.2.	Analiza statistică a semnalului OFDM comprimat .....	162
4.12.	Technica ACE .....	179
4.13.	Alte tehnici .....	190
5.	Tehnici hibride de reducere a PAPR.....	191
5.1.	Criterii de combinare a tehnicilor standard.....	191
5.2.	Tehnici combinate cu prelucrare de tip liniar-neliniar.....	194
5.2.1.	Metoda hibridă SLM-Clipping .....	194
5.2.2.	Metoda hibridă PTS-Clipping.....	201
5.2.3.	Metoda hibridă TR-Clipping .....	206
5.2.4.	Metoda hibridă TI-Clipping .....	212
5.2.5.	Metoda hibridă precodare-compresie .....	217
5.3.	Tehnici combinate de tip liniar-liniar .....	221
5.3.1.	Metoda hibridă SLM-TR.....	221
5.3.2.	Metoda hibridă ACE-TR.....	227
5.4.	Tehnici combinate de tip neliniar-neliniar .....	230
5.4.1.	Metoda hibridă limitare-compresie.....	230
5.5.	Considerente asupra evaluării complexității computaționale .....	237
5.6.	Alegerea tehnicii hibride .....	237
6.	Concluzii și perspective.....	239
6.1.	Sumarul contribuțiilor.....	239
6.2.	Propuneri pentru continuarea cercetării.....	241
	Bibliografie.....	243

## Lista Figurilor

1.1. Organigrama contribuțiilor originale din cadrul acestei teze.....	27
2.1. Schema bloc al unui lanț transmițător-receptor ce folosește modulația OFDM.....	31
2.2. Constelațiile corespunzătoare modulațiilor 8-PSK respectiv 16-QAM. ....	32
2.3. Schema bloc a modulatorului în cuadratură alături de convertoarele numeric-analogice și amplificatorul de putere. ....	34
2.4. Schema bloc a demodulatorului în cuadratură alături de convertoarele analog-numerice și amplificatorul cu zgomot redus. ....	35
2.5. Reprezentarea grafică a spectrelor individuale ale subpurtătoarelor OFDM.....	39
2.6. Reprezentarea grafică în domeniul timp a subpurtătoarelor ortogonale din OFDM.....	39
2.7. Reprezentarea distribuției Gaussiene pentru câteva valori ale lui $\sigma$ . ....	41
2.8. Reprezentarea densității spectrale de putere Doppler de tip Jakes. ....	44
2.9. Constelația M-QAM pentru un canal dispersiv, pentru cazurile în care frecvența Doppler este 100 Hz respectiv 500 Hz. ....	46
2.10. Reprezentarea densității de probabilitate pentru distribuția Rayleigh. ....	48
2.11. Reprezentarea densității de probabilitate pentru distribuția Rice. ....	48
2.12. Model de canal compus din două căi de propagare.....	49
2.13. Interferența inter-simbol dată de suprapunerea blocurilor OFDM.....	50
2.14. Exemple de dispunere a subpurtătoarelor pilot în planul timp-frecvență. a) repartizate simetric, b) repartizate uniform și constant la anumite poziții.....	52
3.1. Diagrama bloc a metodei de liniarizare pe bază de buclă de reacție carteziană.....	59
3.2. Diagrama bloc a metodei de liniarizare pe bază de feedforward. ....	60
3.3. Diagrama bloc a metodei de liniarizare pe bază de eliminare și refacere a anvelopei. ....	61
3.4. Diagrama bloc a metodei de amplificare liniară de tip LINC. ....	61
3.5. Diagrama bloc a tehnicii de liniarizare de tip CALLUM. ....	62
3.6. Diagrama bloc a tehnicii de predistorsionare digitală adaptivă. ....	63
3.7. Tabela de corespondență de tip a) cartezian și b) polar. ....	64
3.8. Caracteristicile de amplitudine și fază de tip Saleh.....	66
3.9. Ansamblul format din blocul de predistorsionare și amplificatorul de putere. ....	67
3.10. Caracteristicile inversate de amplitudine și fază de tip Saleh. ....	69
3.11. Reprezentarea caracteristicilor de amplitudine și fază de tip Ghorbani.....	71
3.12. Reprezentarea caracteristicii de amplitudine de tip Rapp.....	72
3.13. Reprezentarea caracteristicilor de amplitudine și fază de tip White. ....	73
3.14. Comparație între diferite caracteristici de amplificare în raport cu punctul de saturație. ....	75
3.15. Exemplu de semnal OFDM cu amplitudinea normalizată la pragul de limitare.....	75
3.16. Dependența rapoartelor IBO și OBO de $\sigma$ .....	78
3.17. Interdependența dintre mărimile OBO și IBO. ....	79
3.18. Dependența parametrului $SNR_{clip}$ de $\sigma$ pentru diferite valori ale lui $\beta$ .....	80
3.19. Dependența parametrului $SNR_{clip}$ de mărimea IBO, în formă logaritmică.....	80

3.20. Dependența mărimii <i>NEPR</i> de valoarea modală $\sigma$ .....	82
3.21. Dependența mărimii <i>NEPR</i> de raportul <i>IBO</i> . ....	82
3.22. Amplitudinea de saturație reală funcție de factorul de amplificare pentru modelul Rapp. ....	84
3.23. Factorul de amplificare reală funcție de factorul de amplificare derivație pentru modelul Rapp. ....	84
3.24. Dependența parametrului <i>LDFPR</i> de valoarea modală $\sigma$ . ....	87
3.25. Dependența parametrului <i>LDFPR</i> de raportul <i>IBO</i> .....	87
3.26. Dependența parametrului <i>LDFPR</i> de valoarea modală $\sigma$ . ....	88
3.27. Dependența parametrului <i>LDFPR</i> de raportul <i>IBO</i> .....	88
3.28. Dependența parametrului <i>ADTPR</i> de valoarea modală $\sigma$ .....	89
3.29. Dependența parametrului <i>ADTPR</i> de raportul <i>IBO</i> . ....	89
3.30. Dependența parametrului <i>ADTPR</i> de valoarea modală $\sigma$ .....	90
3.31. Dependența parametrului <i>ADTPR</i> de raportul <i>IBO</i> . ....	90
3.32. Dependența parametrului <i>SNDR</i> de marimile $\sigma$ și <i>SNR</i> . ....	93
3.33. Dependența parametrului <i>SNDR</i> de mărimile <i>IBO</i> și <i>SNR</i> . ....	93
3.34. Dependența parametrului <i>SNDR</i> de mărimile $\sigma$ și <i>SNR</i> (pentru $\beta=2$ ). ....	95
3.35. Dependența parametrului <i>SNDR</i> de mărimile <i>IBO</i> și <i>SNR</i> (pentru $\beta=2$ ). ....	95
3.36. Dependența <i>BER</i> funcție de <i>SNR</i> în prezența distorsiunilor, pentru ( $\beta=1.0$ ). ....	97
3.37. Dependența <i>BER</i> funcție de <i>SNR</i> în prezența distorsiunilor, pentru ( $\beta=1.2$ ). ....	97
3.38. Capacitatea canalului funcție de <i>SNR</i> în prezența distorsiunilor, pentru ( $\beta=1.0$ ). ....	98
3.39. Capacitatea canalului funcție de <i>SNR</i> în prezența distorsiunilor, pentru ( $\beta=1.2$ ). ....	98
4.1. Schema bloc a tehnicii de reducere a PAPR de tip SLM (cazul unei implementări de tip paralel).....	108
4.2. Codarea informației adiționale prin modificarea amplitudinii. ....	111
4.3. Codarea informației adiționale prin modificarea parțială a cadrului OFDM. ....	111
4.4. Codarea informației adiționale prin modificarea unghiului de referință a constelației. ....	112
4.5. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu $N=128$ , utilizând tehnica SLM cu număr diferit de faze. ....	114
4.6. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu $N=2048$ , utilizând noua tehnică SLM cu codarea informației auxiliare. ....	114
4.7. Schema bloc a tehnicii de reducere a PAPR de tip PTS (cazul unei implem. de tip secvențial). ....	116
4.8. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu $N=128$ , utilizând tehnica PTS cu număr diferit de faze. ....	117
4.9. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu $N=2048$ , utilizând noua tehnică PTS cu codarea informației auxiliare. ....	117
4.10. Repartiția în cadrul simbolului OFDM a subpurtătoarelor pilot utilizate la tehnica TR. ....	120
4.11. Schema bloc standard a tehnicii de reducere a PAPR de tip TR.....	121
4.12. Schema bloc optimizată a tehnicii de reducere a PAPR de tip TR. ....	122
4.13. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu $N=256$ , utilizând tehnica TR secvențială și cu grupare a subpurtătoarelor. ....	124



---

4.14. Spectrul semnalului OFDM 16-QAM cu N=256 subpurtătoare după aplicarea tehnicii TR secvențială și cu grupare a subpurtătoarelor.....	124
4.15. Repartiția în cadrul simbolului OFDM a subpurtătoarelor utilizate de tehnica TI. ....	126
4.16. Constelația extinsă cu dispunere radială și faza variabilă a punctelor adiționale corespunzătoare aceluiași simbol. ....	128
4.17. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128, utilizând tehnica TI secvențială și cu grupare a subpurtătoarelor.....	129
4.18. Spectrul semnalului OFDM 16-QAM cu N=128 subpurtătoare după aplicarea tehnicii TI secvențială și cu grupare a subpurtătoarelor. ....	129
4.19. Rata erorii de bit a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128 subpurtătoare după aplicarea tehnicii TI secvențială și cu grupare a subpurtătoarelor. ....	130
4.20. Constelația extinsă cu dispunere radială și faza constantă a punctelor adiționale corespunzătoare aceluiași simbol. ....	130
4.21. Diagrama de calcul a transformatei Walsh-Hadamard complexe ordonată natural. ....	133
4.22. Relația dintre ordonarea secvențială și cea naturală a matricii Hadamard complexe.....	133
4.23. Schema bloc a tehnicii compuse Interleaver-transformata Walsh-Hadamard.....	135
4.24. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128, utilizând tehnica compusă Interleaving-precodare Walsh-Hadamard.....	135
4.25. Diagrama bloc a tehnicii clipping cu filtrare în domeniul frecvență. ....	136
4.26. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128, utilizând tehnica Clipping cu filtrare.....	139
4.27. Rata erorii de bit a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128 subpurtătoare după aplicarea tehnicii Clipping cu filtrare.....	139
4.28. Modelul transmisiei de informație folosind compresia semnalului.....	140
4.29. Funcțiile de compandare: $\mu$ -law, exponențială, raport de polinoame de gradul întâi, cvasi-liniară.....	147
4.30. Funcțiile de expandare: $\mu$ -law <sup>-1</sup> , exponențiala <sup>-1</sup> , inv. raport de polinoame de gradul întâi, inv. cvasi-liniară. ....	147
4.31. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128, utilizând tehnici de compresie.....	148
4.32. Rata erorii de bit a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128 subpurtătoare după aplicarea tehnicilor de compresie.....	148
4.33. Funcțiile de compresie: $\mu$ -law, exponențiala, sinus hiperbolic inversat, logistică.....	151
4.34. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128, utilizând tehnici de compresie.....	152
4.35. Rata erorii de bit a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128 subpurtătoare după aplicarea tehnicilor de compresie.....	152
4.36. Setul de funcții cvasiliniare utilizate în tehnica adaptivă bazată pe variația punctului de tranziție. (reprezentarea este făcută pt. indici incrementali cu valori între [1..3]. ....	155
4.37. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128, utilizând tehnica adaptivă de compresie cu funcții cvasiliniare. ....	155
4.38. Rata erorii de bit a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128 subpurtătoare după aplicarea tehnicii adaptive de compresie cu funcții cvasiliniare.....	156

4.39. Diagrama explicativă pentru tehnica de compresie adaptivă bazată pe evaluarea nivelului mediu al semnalului.....	157
4.40. Setul de funcții de tipul inversul sinusului hiperbolic, obținut prin modificarea unui parametru specific.....	157
4.41. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128, utilizând tehnica adaptivă bazată pe evaluarea nivelului mediu al semnalului, asociată cu legea de compandare inv.sin hip. ....	158
4.42. Rata erorii de bit a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128 subpurtătoare după aplicarea tehnicii adaptive bazată pe evaluarea nivelului mediu al semnalului. ....	158
4.43. Setul de funcții de tipul logaritm-în-logaritm, obținut prin modificarea unui parametru specific.....	160
4.44. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128, utilizând tehnica adaptivă bazată pe evaluarea nivelului mediu al semnalului, asociată cu legea de compandare log-în-log. ....	161
4.45. Rata erorii de bit a semnalului OFDM 16-QAM cu N=128 subpurtătoare după aplicarea tehnicii adaptive bazată pe evaluarea nivelului mediu al semnalului. ....	161
4.46. Setul de funcții de tip raport de polinoame de ordinul întâi, utilizat în analiza statistică. ....	164
4.47. Setul de funcții de tip inversul sinusului hiperbolic, utilizat în analiza statistică.....	164
4.48. Densitatea de probabilitate a modulelor eşantioanelor semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip raport de polinoame de ordinul întâi.....	167
4.49. Densitatea de probabilitate a modulelor eşantioanelor semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat.....	167
4.50. Amplitudinea medie a semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip raport de polinoame de ordinul întâi. ....	168
4.51. Amplitudinea medie a semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat. ....	168
4.52. Puterea medie a semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip raport de polinoame de ordinul întâi.....	169
4.53. Puterea medie a semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat. ....	169
4.54. Varianta semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip raport de polinoame de ordinul întâi. ....	170
4.55. Varianta semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat.....	170
4.56. Curbele CCDF pentru semnalul OFDM comprimat în baza funcțiilor neliniare de tip raport de polinoame de ordinul întâi. ....	171
4.57. Curbele CCDF pentru semnalul OFDM comprimat în baza funcțiilor neliniare de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat. ....	171
4.58. Eficiența de reducere a PAPR a semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip raport de polinoame de ordinul întâi. ....	172
4.59. Eficiența de reducere a PAPR a semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat. ....	172
4.60. Diagramele LCR pentru semnalul OFDM compandat în baza funcției de tip raport de polinoame de ordinul întâi. ....	177

---

4.61. Diagramele LCR pentru semnalul OFDM compandat în baza funcției de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat. ....	177
4.62. Diagramele AFD pentru semnalul OFDM compandat în baza funcției de tip raport de polinoame de ordinul întâi. ....	178
4.63. Diagramele AFD pentru semnalul OFDM compandat în baza funcției de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat. ....	178
4.64. Constelația extinsă de puncte, de tip 16-QAM, utilizată în tehnica ACE. Zonele rectangulare indică domeniul de valori admise pentru punctele marginale.....	179
4.65. Detalii referitoare la constelația extinsă de tip M-QAM, utilizată de către tehnica ACE.....	182
4.66. Detalii referitoare la cazul particular corespunzător constelației extinse de tip 16-QAM, utilizată de către tehnica ACE. ....	182
4.67. Detalii referitoare la constelația extinsă de tip M-QAM, utilizată de către tehnica ACE.....	183
4.68. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu $N=256$ , utilizând tehnica ACE, aplicând primul mod de constrângere a coordonatelor. ....	187
4.69. Performanța BER a semnalului OFDM 16-QAM cu $N=256$ subpurtătoare după aplicarea tehnicii ACE, aplicând constrângerile de tipul I. ....	187
4.70. Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu $N=256$ , utilizând tehnica ACE, aplicând al doilea mod de constrângere a coordonatelor. ....	188
4.71. Performanța BER a semnalului OFDM 16-QAM cu $N=256$ subpurtătoare după aplicarea tehnicii ACE, în conformitate cu constrângerile de tipul II. ....	188
4.72. Distribuția punctelor în cadrul constelației extinse, corespunzătoare tehnicii ACE-POCS. ....	189
4.73. Distribuția punctelor în cadrul constelației extinse, corespunzătoare tehnicii ACE-SGP. ....	189
4.74. Distribuția punctelor în cadrul constelației extinse, în cazul tehnicii ACE-CGP.....	190
5.1. Schema bloc a metodei hibride SLM-Clipping. ....	194
5.2. Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride SLM-Clipping, în cazul unui semnal OFDM cu $N=256$ subpurt. 16-QAM, în raport cu tehnica SLM standard. ....	196
5.3. Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă SLM-Clipping. ....	196
5.4. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă SLM-Clipping. ....	197
5.5. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă SLM-Clipping. ....	197
5.6. Numărul de operații corespunzător diferitelor tipuri de transformate FFT optimizate.....	198
5.7. Numărul de operații necesare tehnicii hibride SLM-Clipping pentru diferite lungimi ale simbolului OFDM. ....	200
5.8. Formatul unui simbol OFDM segmentat în blocuri indexate cu ajutorul unor subpurtătoare alocate acestui scop. ....	202
5.9. Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride PTS-Clipping, în cazul unui semnal OFDM cu $N=256$ subpurt. 16-QAM. ....	203

5.10. Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă PTS-Clipping.....	203
5.11. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă PTS-Clipping.....	204
5.12. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă PTS-Clipping.....	204
5.13. Densitatea spectrală de putere pentru semnalul OFDM cu N=256 subpurt. 16-QAM, pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride PTS-Clipping. ....	205
5.14. Schema bloc a tehnicii hibride TR-Clipping.....	206
5.15. Numărul de operații necesare tehnicii hibride TR-Clipping pentru diferite lungimi ale simbolului OFDM original. ....	208
5.16. Constelația de puncte utilizată pentru modularea subpurtătoarelor TR. ....	209
5.17. Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride TR-Clipping, în cazul unui semnal OFDM cu N=256 subpurtătoare modulate 16-QAM.....	209
5.18. Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă TR-Clipping.....	210
5.19. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă TR-Clipping. ....	210
5.20. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă TR-Clipping. ....	211
5.21. Densitatea spectrală de putere pentru semnalul OFDM cu N=256 subpurt. 16-QAM, pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride TR-Clipping.....	212
5.22. Constelația de puncte extinsă utilizată pentru modularea subpurtătoarelor TI. ....	214
5.23. Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride TI-Clipping, în cazul unui semnal OFDM cu N=256 subpurtătoare modulate 16-QAM.....	214
5.24. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă TI-Clipping. ....	215
5.25. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă TI-Clipping. ....	215
5.26. Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă TI-Clipping. ....	216
5.27. Densitatea spectrală de putere pentru semnalul OFDM cu N=256 subpurt. 16-QAM, pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride TI-Clipping.....	216
5.28. Numărul de operații necesare tehnicii hibride precodare-compresie pentru diferite lungimi ale simbolului OFDM original. ....	218
5.29. Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride precodare-compresie, în cazul unui semnal OFDM cu N=256 subpurtătoare modulate 16-QAM. ....	218
5.30. Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă precodare-compresie. ....	219
5.31. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă precodare-compresie. ....	220
5.32. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă precodare-compresie. ....	220
5.33. Schema bloc a tehnicii hibride SLM-TR. ....	221

---

5.34. Numărul de operații necesare tehnicii hibride SLM-TR pentru diferite lungimi ale simbolului OFDM original. ....	223
5.35. Constelația de puncte utilizată pentru modularea subpurțătoarelor TR. ....	224
5.36. Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride SLM-TR, în cazul unui semnal OFDM cu N=256 subpurțătoare modulate 16-QAM. ....	224
5.37. Densitatea spectrală de putere pentru semnalul OFDM cu N=256 subpurț. 16-QAM, pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride SLM-TR. ....	225
5.38. Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă SLM-TR. ....	225
5.39. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă SLM-TR. ....	226
5.40. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă SLM-TR. ....	226
5.41. Numărul de operații necesare tehnicii hibride ACE-TR pentru diferite lungimi ale simbolului OFDM original. ....	228
5.42. Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride ACE-TR, în cazul unui semnal OFDM cu N=256 subpurțătoare modulate 16-QAM. ....	228
5.43. Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă ACE-TR. ....	229
5.44. Schema bloc a tehnicii hibride Clipping-compandare. ....	230
5.45. Numărul de operații necesare tehnicii hibride limitare (cu filtrare)-compresie pentru diferite lungimi ale simbolului OFDM original. ....	232
5.46. Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite variante ale tehnicii hibride limitare-compresie cu fct. rap. polinoame grad 1, în cazul unui semnal OFDM cu N=256 subpurțătoare modulate 16-QAM. ....	233
5.47. Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite variante ale tehnicii hibride limitare-compresie cu fct. exponențială, în cazul unui semnal OFDM cu N=256 subpurțătoare modulate 16-QAM. ....	233
5.48. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă limitare-compresie cu fct. rap. polinoame grad 1. ....	234
5.49. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă limitare-compresie cu fct. exponențială. ....	234
5.50. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă limitare-compresie cu fct. rap. polinoame grad 1. ....	235
5.51. Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă limitare-compresie cu fct. exponențială. ....	235
5.52. Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă limitare-compresie cu fct. rap. polinoame grad 1. ....	236
5.53. Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă limitare-compresie cu fct. exponențială. ....	236

## Lista Tabelelor

4.1. Clasificarea tehnicilor de reducere a PAPR. ....	103
5.1. Clasificarea tehnicilor standard de reducere a PAPR. ....	192
5.2. Clasificarea tehnicilor combinate de reducere a PAPR. ....	193

## Acronime

ACE	Active Constellation Extension
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
ADTPR	Amplitude Difference to Transfer Function Power Ratio
AFD	Average Fade Durate
ARMA	Auto Regresive Moving Average
ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CALLUM	Combined Analogue Locked Loop Universal Modulator
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CDF	Cumulative Distribution Function
CGP	Compresion based Gradual Projection
CLFB	Cartesian Loop Feedback
CLP	Clipping
COMP	Compression
CR	Clipping Ratio
DAB	Digital Audio Broadcasting
DCT	Discrete Cosine Transform
DFT	Discrete Fourier Transfrom
DMT	Discrete Multi-Tone
DVB	Digital Video Broadcasting
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
EA	Error Amplifier
EER	Envelope Elimination and Restoration
IBO	Input Back-Off
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transfrom
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ITU	International Telecommunication Union
JPDF	Joint Probability Density Function
FIR	Finite Impulse Response
HPA	High Power Amplifier

FF	Feedforward
FFT	Fast Fourier Transform
IIR	Infinite Impulse Response
FLOP	Floating point Operation
KLT	Karhunen-Loève Transform
LCR	Level Cross Rate
LDFPR	Linear Derivate Model to Transfer Function Power Ratio
LINC	Linear amplification with Nonlinear Components
LNA	Low Noise Amplifier
LPF	Low Pass Filter
LTE	Long Term Evolution
LUT	Look-up Table
NEPR	Nonlinear Error Power Ratio
NOP	Number of Operations
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
OBO	Output Back-Off
OSC	Oscillator
OTOP	One Tone One Peak
PA	Power Amplifier
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PC	Partial Clipping
PD	Predistorsioner
POCS	Projection Onto Convex Sets
PSD	Probability Density Function
PSK	Phase Shift Keying
PTS	Partial Transmit Sequence
PWSC	Piecewise scalling
RF	Radio Frequency
SGP	Smart Gradient Projection
SLM	Selective Mapping
SNDR	Signal to Noise with Distortion Ratio
SPMK	Spectral Masking
SNR	Signal to Noise Ratio
SSPA	Solid State Power Amplifier



TETRA	Terrestrial Trunked Radio
TI	Tone Injection
TR	Tone Reservation
TWT	Travelling Wave Tube
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
WHT	Walsh Hadamard Transform
ZP	Zero Padding

## Simboluri

$A_n(t)$	Variația amplitudinii subpurtătoarei cu indexul $n$
$A(u)$	Funcția de transfer în amplitudine ce caracterizează un amplificator de putere
$A^{-1}(u)$	Caracteristica inversă de amplitudine aferentă unui amplificator de putere
$\bar{A}(\sigma, k)$	Amplitudinea medie a semnalului OFDM caracterizat prin distribuția Rayleigh cu $\sigma$ , după compresia cu o funcție ce depinde de parametrul $k$
$\overline{A^2}(\sigma, k)$	Media pătratului amplitudinii unui semnal OFDM caracterizat prin distribuția Rayleigh cu $\sigma$ , după compresia cu o funcție ce depinde de parametrul $k$
$C_{chn}$	Capacitatea canalului
$C_P^Q$	Numărul de combinații cu $Q$ elemente luate dintr-o mulțime de $P$ elemente
$c(t)$	Funcția temporală multiplicativă ce descrie comportamentul canalelor cu interferență
$E_b$	Energia unui bit de informație
$E_s$	Energia unui simbol de informație
$f_o$	Frecvența purtătoarei radio
$f_{c\text{mpoly}}(x)$	Funcție compusă dintr-o funcție liniară și funcția de tipul raportului dintre două polinoame de gradul întâi
$f_{exp}(x)$	Legea de compandare de tip exponențial
$f_{exp}^{-1}(y)$	Legea de expandare de tip exponențial
$f_{i\sinh}(x)$	Funcția neliniară normalizată de tipul inversului sinusului hiperbolic generalizat
$f_{i\sinh}^{-1}(x)$	Funcția normalizată de tipul sinusului hiperbolic generalizat
$f_{lgic}(x)$	Funcția logistică generalizată normalizată
$f_{lgic}^{-1}(x)$	Funcția logistică generalizată normalizată inversată
$f_{lg\ln lg}(x)$	Funcția normalizată de tipul logaritm-în-logaritm
$f_{lg\ln lg}^{-1}(x)$	Funcția normalizată de tipul logaritm-în-logaritm inversat
$f_{poly}(x)$	Funcția de tipul raportului dintre două polinoame de gradul întâi
$f_{poly}^{-1}(y)$	Funcția de tipul inversului raportului dintre două polinoame de gradul întâi
$f_{sqrt}(x)$	Funcția normalizată de tipul rădăcină de ordinul 2
$f_{sqrt}^{-1}(x)$	Funcția normalizată de tipul inversului rădăcinii de ordinul 2

$f_{\mu-law}(x)$	Legea de compandare $\mu$
$f_{\mu-law}^{-1}(y)$	Legea de expandare $\mu$
$F$	Matricea FFT
$F^{-1}$	Matricea IFFT
$g_{clin}(x)$	Funcția compusă dintr-o funcție liniară și funcția raport a două polinoame de gradul întâi
$g_{mexp}(x)$	Funcția nenormalizată compusă din mai multe exponențiale definite pe intervale consecutive
$g_{i\sinh}(x)$	Funcția nenormalizată de tipul inversului sinusului hiperbolic generalizat
$g_{lgic}(x)$	Funcția logistică generalizată
$g_{lg\ln lg}(x)$	Funcția generalizată de tipul logaritm-în-logaritm
$G_{AM}$	Funcția de câștig în amplitudine a unui amplificator de putere
$G_{HPA}$	Funcția de câștig complexă a unui amplificator de putere
$G_{PM}$	Funcția de câștig în fază a unui amplificator de putere
$G_{TI}$	Coeficientul de creștere energetică rezultată în urma prelucrării cu un algoritm de reducere a PAPR de tip TI
$G_{TR}$	Coeficientul de creștere energetică rezultată în urma prelucrării cu un algoritm de reducere a PAPR de tip TR
$G_{pwr}$	Factorul de creștere al puterii
$G_{AM}^{-1}$	Funcția inversă de câștig în amplitudine a unui amplificator de putere
$G_{HPA}^{-1}$	Funcția inversă de câștig complexă a unui amplificator de putere
$G_{PM}^{-1}$	Funcția inversă de câștig în faza a unui amplificator de putere
$h(t)$	Funcția răspuns la impuls caracteristică canalului de comunicații
$H(f)$	Funcția de transfer în domeniul frecvență a canalului
$H_N$	Matricea transformatei Walsh-Hadamard naturală pentru o secvență de $N$ elemente din mulțimea numerelor complexe
$I_0(t)$	Funcția Bessel modificată de tipul 1 și ordinul 0
$j$	Versorul imaginar din planul numerelor complexe
$J_0(t)$	Funcția Bessel de tipul 1 și ordinul 0
$K_{atn}$	Factorul de atenuare specific modelului Ochiai
$N$	Numărul de subpurtoare din componența semnalului OFDM
$N_{clip}$	Puterea zgomotului de limitare
$N_o$	Densitatea spectrală a zgomotului

$n_k$	Semnalul în domeniul timp discret datorat zgomotului aditiv alb gaussian
$p(x)$	Densitatea de probabilitate a unei variabile aleatoare
$p_{lin}(y)$	Densitatea de probabilitate a semnalului OFDM obținut în urma translatării liniare a amplitudinii acestuia
$p_{poly}(y)$	Densitatea de probabilitate a semnalului OFDM comprimat conform funcției de tipul raportului a două polinoame de gradul întâi
$p_{i\sinh}(y)$	Densitatea de probabilitate a semnalului OFDM comprimat conform funcției de tipul inversului sinusului hiperbolic generalizat
$p_{rayl}(x)$	Densitatea de probabilitate Rayleigh
$p_{rice}(x)$	Densitatea de probabilitate Rice
$p_X(x)$	Densitatea de probabilitate a unui proces aleator $X$
$p_{X\dot{X}}(x, \dot{x})$	Densitatea de probabilitate a unei variabile aleatoare $X$ condiționată de derivata acesteia în raport cu timpul
$P_b$	Rata erorii de bit
$\bar{P}_{clip}$	Partea de semnal amplificat supusă limitării
$\bar{P}_{delta}$	Puterea medie corespunzătoare diferenței dintre modelul liniar limitator și modelul teoretic al dispozitivului amplificator
$\bar{P}_{Eclip}$	Puterea semnalului de eroare datorat limitării
$\bar{P}_{in}$	Puterea medie a semnalului aplicat la intrarea dispozitivului amplificator
$\bar{P}_{out}$	Puterea medie a semnalului de la ieșirea dispozitivului limitator
$\bar{P}_{outmul}$	Puterea medie a semnalului amplificat în absența distorsiunilor neliniare
$\bar{P}_{outrapp}$	Puterea medie a semnalului de la ieșirea amplificatorului a cărui funcție de transfer corespunde modelului Rapp
$R_C(t)$	Funcția de autocorelație în domeniul timp
$R_H(f)$	Funcția de autocorelație în domeniul frecvență
$r_k$	Semnal recepționat în domeniul timp discret
$\tilde{r}(t)$	Reprezentarea în domeniul timp a semnalului OFDM recepționat modulat RF
$s(t)$	Reprezentarea în domeniul timp continuu a semnalului OFDM de transmis
$\tilde{s}(t)$	Reprezentarea în domeniul timp a semnalului OFDM de transmis modulat RF
$s_n(t)$	Semnalul în domeniul timp corespunzător subpurtătoarei cu indexul $n$
$s_k$	Semnal transmis în domeniul timp discret
$S_C(u)$	Densitatea spectrală de probabilitate a unui proces aleator
$S_H(\tau)$	Spectrul de putere aferent întârzierilor

$T_d$	Durata unui simbol de date
$T_s$	Durata unui simbol de OFDM
$Var(\sigma, k)$	Varianta unui semnal OFDM caracterizat prin distribuția Rayleigh cu $\sigma$ , după compresia cu o funcție ce depinde de parametrul $k$
$\dot{x}$	Derivata variabilei aleatoare $x$ în raport cu timpul
$\bar{x}$	Reprezentarea în domeniul timp a semnalului OFDM rezultat în urma operației de limitare în amplitudine
$\tilde{x}$	Reprezentarea în domeniul timp a semnalului OFDM după aplicarea constrângerilor ACE
$\hat{x}$	Reprezentarea în domeniul timp a semnalului OFDM rezultat în urma prelucrării conform etapelor unei iterații din cadrul algoritmului ACE-SGP
$x_o$	Secvența de eșantioane a reprezentării în domeniul timp a unui simbol OFDM original (neprelucrat)
$\bar{X}$	Reprezentarea în domeniul frecvență a semnalului OFDM rezultat în urma operației de limitare în amplitudine
$\tilde{X}$	Reprezentarea în domeniul frecvență a semnalului OFDM după aplicarea constrângerilor ACE
$\hat{X}$	Reprezentarea în domeniul frecvență a semnalului OFDM rezultat în urma prelucrării conform etapelor unei iterații din cadrul algoritmului ACE-SGP
$X_o$	Secvența de eșantioane a reprezentării în domeniul frecvență a unui simbol OFDM original (neprelucrat)
$x_k$	Secvența de eșantioane a reprezentării în domeniul timp a unui simbol OFDM modificat
$X_k$	Secvența de eșantioane a reprezentării în domeniul frecvență a unui simbol OFDM modificat
$W_N$	Matricea transformatei Walsh-Hadamard naturală pentru o secvență de $N$ elemente din mulțimea numerelor reale
$\omega_n$	Frecvența unghiulară a subpurtătoarei cu indexul $n$
$\varphi_n(t)$	Variația fazei subpurtătoarei cu indexul $n$
$\varphi(u)$	Funcția de transfer în fază ce caracterizează un amplificator de putere
$\psi(u)$	Caracteristica inversă de fază aferentă unui amplificator de putere
$\alpha$	Constanta specifică modelului Ochiai
$\beta$	Factorul de amplificare liniară
$\delta$	Constanta ce descrie tipul de spectru Doppler
$\tau_0$	Constanta numerică reprezentând, timpul de decorelare, definit ca punctul de pliere al funcției de autocorelație
$\sigma$	Deviația standard a unei variabile aleatoare cu distribuție normală, valoarea modală corespunzătoare unei variabile aleatoare cu distribuție de tip Rayleigh, sau factorul de scalare al distribuției Rice.
$u$	Frecvența Doppler caracteristică canalelor cu interferențe

$\delta(t)$	Funcția Impuls sau Dirac
$\Delta\omega$	Decalajul de frecvență unghiulară dintre două subpurtătoare adiacente
$\Delta f$	Decalajul de frecvență dintre două subpurtătoare adiacente
$ x $	Valoarea absolută a unei variabile
$\ n\ $	Norma sau modulul unei variabile complexe

# 1. INTRODUCERE

## 1.1. Informații preliminare

Tehnologiile tot mai performante, concepute în ultima perioadă au permis o continuă expansiune a comunicațiilor electronice, prin intermediul canalelor radio terestre și celor prin satelit, dar și o creștere permanentă a vitezelor de transmitere a semnalelor în format digital. Una din aceste tehnici este multiplexarea ortogonală cu divizare în frecvență (OFDM), ce presupune utilizarea mai multor subpurtătoare radio, cu scopul transferului în paralel a mai multor secvențe de semnal. Pentru fiecare tip de aplicație s-au elaborat diferite standarde specifice, ce prevăd formate și lungimi diferite pentru mesajele OFDM, unele dintre aceste având în componență până la 4096 de subpurtătoare. Acest lucru face ca reprezentarea în domeniul timp a secvenței de semnal corespunzătoare unui simbol OFDM, să aibă aspectul unui semnal de tip zgomot. În cadrul prezentei lucrări, se va arăta că modulul acestui semnal prezintă o distribuție de tip Rayleigh, a cărei caracteristică principală este apariția unor vârfuri de amplitudine foarte mare. Pentru a asigura legături radio pe distanțe mari, transmițătorul trebuie să efectueze o amplificare în putere a semnalului modulat. În mod evident, această operație necesită utilizarea unor dispozitive amplificatoare cu un grad mare de liniaritate, ce admit o gamă largă de valori atât pentru intrare cât și pentru ieșire. Dificultatea realizării unor asemenea circuite amplificatoare, dar și costul ridicat al acestora, reprezintă o constrângere foarte importantă în proiectarea transmițătoarelor. Astfel, caracterul parțial neliniar al funcției de transfer și domeniul de valori finit admis pentru amplitudinea semnalului, conduc la apariția distorsiunilor neliniare. Una din soluțiile pentru contracararea acestei probleme este de a reduce raportul dintre valoarea maximă și valoarea medie a puterii (PAPR), utilizând diferite tehnici de prelucrare numerică a semnalului. Funcție de strategia adoptată, aceste tehnici pot modifica faza sau amplitudinea subpurtătoarelor de date, pot introduce subpurtătoare suplimentare, să schimbe constelația de puncte după care se efectuează modulația unora dintre subpurtătoare, să efectueze o amplificare neliniară în domeniul timp. În unele cazuri, aceste tehnici necesită algoritmi de refacere a semnalului original la receptor. Din acest motiv, uneori se recurge la transmiterea unor informații auxiliare, în baza cărora receptorul poate să refacă semnalul inițial cu un număr mai mic de iterații. Deoarece aceste tehnici alterează formatul simbolurilor OFDM la nivel fizic, compatibilitatea dintre transmițător și receptor reprezintă o altă problemă importantă. Fiecare dintre aceste tehnici prezintă diferite avantaje și dezavantaje, determinate în special de complexitatea computațională și impactul asupra ratei erorii de bit. De cele mai multe ori, există o strânsă legătură între eficiența de reducere a PAPR, degradarea performanțelor BER și numărul de operații necesare. Din acest motiv, în ultimii ani s-au elaborat și studiat diferite tehnici derivate din tehnicile originale, care să maximizeze eficiența de reducere a vârfurilor de semnal și să minimizeze impactul asupra ratei erorii de bit sau să reducă numărul total de operații necesare.

În secțiunile următoare, pe lângă prezentarea obiectivului acestei teze și a contribuțiilor aduse, se indică structura pe capitole și conținutul acestora. La final se prezintă lista lucrărilor scrise, ce au stat la baza elaborării acestei teze.

## 1.2. Motivație

Funcție de modul de prelucrare a semnalului, tehnicile de reducere a PAPR se împart în două categorii importante. De regulă, tehnicile cu prelucrare de tip liniar efectuează modificări ale amplitudinii sau fazei vectorilor modulatori ai subpurtătoarelor de date sau a celor rezervate, pentru a obține reprezentări diferite ale aceluiași simbol OFDM. Această abordare face ca eficiența de reducere a vârfurilor de semnal să fie în mod direct dependentă de numărul de variante, considerate de către algoritmul de minimizare a PAPR. Mai mult, aceste soluții prezintă și un fenomen de saturare, în sensul că de la un anumit număr, orice creștere suplimentară a numărului de reprezentări alternative ale semnalului original, nu mai aduce nici un câștig în ceea ce privește estomparea vârfurilor de semnal. Din această grupă fac parte următoarele tipuri de tehnici: modificarea fazelor subpurtătoarelor de date (SLM,PTS), modularea unor subpurtătoare adiționale cu un set de tonuri rezervate (TR), inserție de tonuri în subpurtătoarele de date (TI), precodarea (PCOD) și extinderea domeniului punctelor marginale din constelație (ACE). Cealaltă categorie, a tehnicilor cu prelucrare de tip neliniar, realizează diminuarea PAPR fie prin limitarea propriu-zisă a amplitudinii vârfurilor de semnal, fie prin aplicarea unei transformări neliniare, care să conducă la modificarea raportului dintre amplitudinea maximă și nivelul mediu al semnalului. Este evident faptul că aceste soluții permit reducerea PAPR oricât de mult, însă doar cu prețul unor degradări semnificative ale performanțelor BER. Din această clasă, fac parte tehnica de limitare (CLP) și tehnica de compresie (CMPR).

Dat fiind modalitățile diferite de prelucrare a semnalului, putem afirma că fiecare dintre aceste tehnici de reducere a PAPR prezintă unele constrângeri sau limitări, ce au un impact diferit asupra performanțelor întregului sistem de comunicații. Din acest motiv, în dezvoltarea sistemelor de comunicații, în unele cazuri, funcție de puterea de procesare sau caracteristicile canalului de comunicații, algoritmi de reducere a PAPR trebuie configurați să lucreze la parametri suboptimali, pentru a nu afecta performanțele globale ale transmisiei.

Obiectivul acestei teze este de a dezvolta și studia câteva soluții alternative, care fie să îmbunătățească eficiența de reducere a PAPR, fie să diminueze degradarea performanțelor BER datorate prelucrării neliniare, acolo unde este cazul. În acest sens, au fost propuse următoarele tehnici derivate: compresie utilizând noi funcții neliniare, compresie adaptivă funcție de caracteristicile semnalului, ACE cu modificarea punctelor din constelație prin compresie graduală și TR cu gruparea subpurtătoarelor auxiliare. De asemenea, pentru îmbunătățirea eficienței de reducere a PAPR au fost propuse câteva tehnici hibride, obținute prin compunerea a două dintre tehnicile standard menționate anterior. Toate tehnicile propuse sunt pe larg descrise în capitolele dedicate, performanțele lor fiind arătate prin rezultatele numerice obținute în urma simulărilor.

Nu în ultimul rând, pentru a pune în evidență importanța subiectului ales, am efectuat o analiză a diferitelor tipuri de amplificatoare, arătând legătura dintre pragul de limitare și caracteristicile semnalului de intrare.



---

## **1.3. Structura tezei pe capitole**

### **1.3.1. Introducere**

După expunerea câtorva informații de bază, este prezentată motivația de la care s-a pornit pentru elaborarea acestei teze. Apoi, în cadrul acestei secțiuni, este descris pe scurt conținutul fiecărui capitol. La finalul acestui capitol se prezintă lista lucrărilor în baza cărora s-a scris prezenta teză.

### **1.3.2. Multiplexarea ortogonală cu divizare în frecvență**

Acest capitol oferă informații și noțiuni de bază despre sistemele OFDM. La început se arată originea acestei tehnici de modulație și se justifică utilizarea ei. Apoi se prezintă structura și principalele relații ce caracterizează un sistem de comunicații, ce utilizează modulația de tip OFDM. De asemenea, se prezintă modul în care sunt contracarate unele dintre problemele datorate distorsiunilor și interferențelor din canalele prin care aceste echipamente trebuie să comunice.

### **1.3.3. Amplificatoare de putere**

La început sunt prezentate cele mai uzuale clase de amplificatoare și principalele tehnici electronice de compensare a neliniarităților caracteristicii de intrare-ieșire, ce caracterizează aceste dispozitive electronice. Apoi, sunt prezentate câteva dintre modelele matematice utilizate, pentru a descrie funcția de transfer a amplificatoarelor cu și fără atenuare după punctul de saturație, ce nu prezintă efect de memorie. Pentru acest tip de amplificatoare s-a elaborat o analiză detaliată a legăturii dintre proprietățile semnalului și câteva dintre caracteristicile tipice amplificatorului. În acest sens, au fost utilizate și câteva mărimi ajutătoare, prin intermediul cărora au fost evaluate diferite rapoarte de putere, menite să pună în evidență efectul de limitare. O atenție deosebită a fost acordată și evaluării raportului semnal-zgomot, în prezența distorsiunilor neliniare, funcție de mărimile introduse. La final, sunt prezentate succint și câteva dintre modelele matematice utilizate pentru descrierea funcției de transfer a amplificatoarelor ce prezintă efect de memorie.

### **1.3.4. Tehnici de reducere a PAPR**

După o scurtă clasificare a tehnicilor existente, se introduc mărimile statistice ce permit evaluarea eficienței de reducere a PAPR. Apoi, pentru fiecare dintre tehnicile standard existente, sunt prezentate în paragrafe distincte, principalele caracteristici și structura de bază a algoritmilor de reducere a PAPR considerați. Unele dintre paragrafe continuă și cu prezentarea unor tehnici derivate, caz în care sunt explicate avantajele și dezavantajele acestor soluții alternative. În cazul tehnicilor bazate pe generarea reprezentărilor alternative, s-au propus noi metode de a transmite informația auxiliară, necesară receptorului pentru reconstituirea semnalului original. Pentru compresia de semnal, a fost dedicată o secțiune suplimentară, în care este studiată dependența dintre caracteristicile statistice ale semnalului prelucrat, eficiența de reducere a PAPR și parametrii unora dintre funcțiile neliniare propuse.

### **1.3.5. Tehnici hibride de reducere a PAPR**

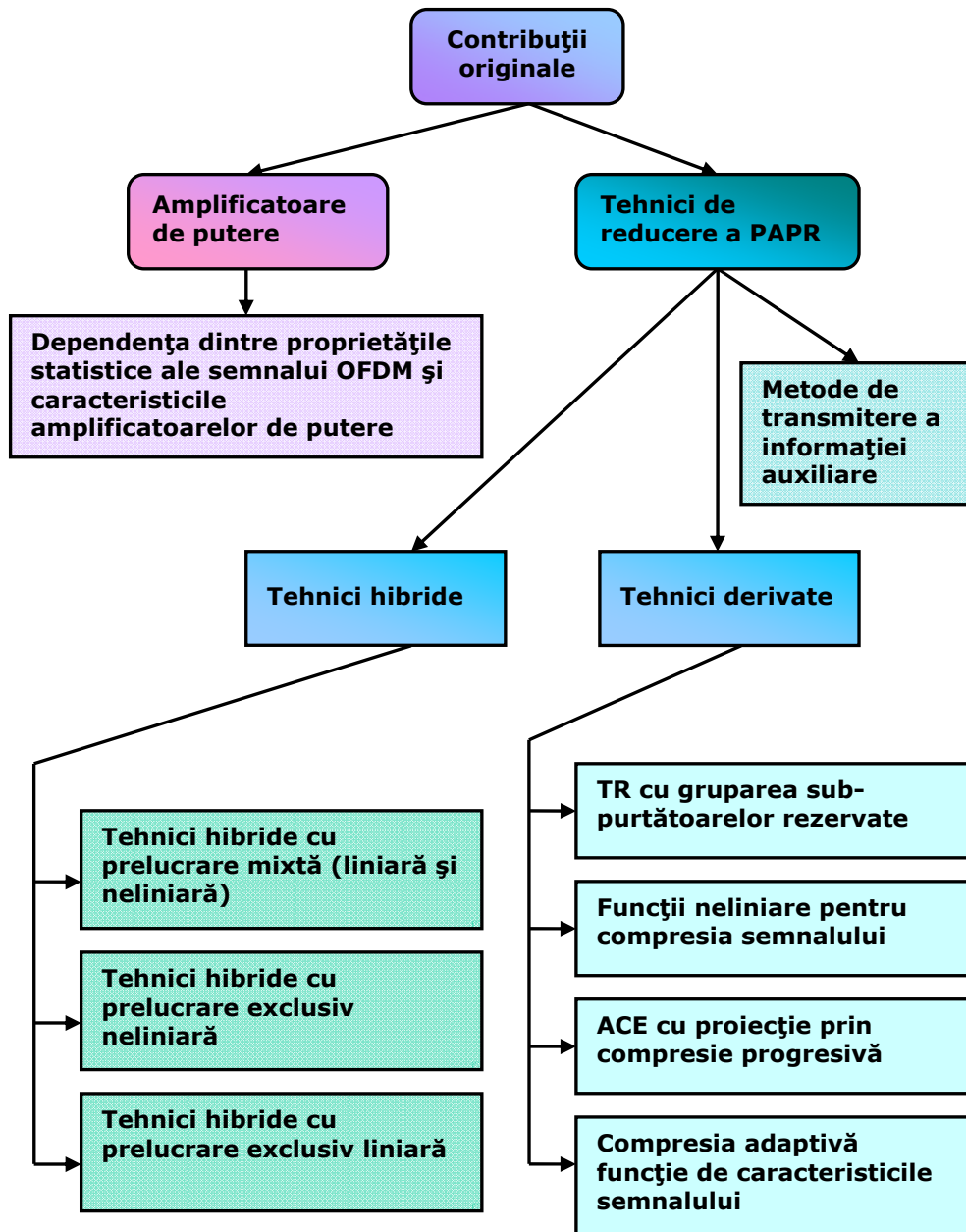
Ținând cont de trăsăturile specifice, se pun în evidență diferitele limitări ale fiecăreia dintre tehnicile standard considerate. În funcție de aceste limitări, sunt indicate criteriile în baza cărora se pot alcătui tehnici hibride, care să conducă la o îmbunătățire a eficienței de reducere a PAPR. În cadrul acestui capitol, sunt propuse mai multe tehnici compuse, care sunt grupate pe trei categorii, funcție de tipul de prelucrare a semnalului implicat. Pentru fiecare dintre acestea, se prezintă curbele ce indică eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor caracteristici. De asemenea, se evaluează performanțele BER atât pentru canalul cu zgomot alb Gaussian (AWGN), cât și pentru un model de canal cu interferențe, aceste curbe având o deosebită importanță în evaluarea distorsiunilor introduse de către algoritmi, ce conțin și blocuri cu prelucrare neliniară. Totodată, pentru fiecare dintre aceste tehnici se evaluează complexitatea computațională, pentru un caz particular de procesor de semnal.

### **1.3.6. Concluzii și perspective**

În acest ultim capitol, este prezentat un rezumat succint al rezultatelor obținute, iar apoi sunt subliniate contribuțiile personale din cadrul acestei teze. La final, sunt trecute în revistă posibile direcții pentru o viitoare cercetare a subiectului tratat în cadrul acestei teze.

### **1.3.7. Organigrama contribuțiilor originale**

Dat fiind multitudinea tehnicilor standard și derivate de reducere a PAPR studiate sau elaborate, dar și diversitatea tehnicilor compuse, în cadrul acestei secțiuni se prezintă organigrama contribuțiilor originale. Această diagramă indică și modul original de analiză a dependențelor dintre mărimile statistice ale semnalului OFDM și caracteristicile specifice ale amplificatoarelor de putere.



**Figura 1.1.** Organigrama contribuțiilor originale din cadrul acestei teze.

#### 1.4. Lista lucrărilor

1. V. Cuteanu and A. Isar, "PAPR reduction of OFDM signals using hybrid clipping-companding scheme with sigmoid functions", International Conference on Applied Electronics, pp. 75-78, September 2011, Plzen, Czech Republic.
2. V. Cuteanu, A. Isar and C. Naforniță, "PAPR Reduction of OFDM Signals Using Multiple Symbol Representations - Clipping Hybrid Scheme", Proceedings of SPAMEC 2011, pp. 45-48, Cluj-Napoca, Romania.
3. V. Cuteanu, A. Isar and C. Naforniță, "PAPR Reduction of OFDM Signals using Sequential Tone Reservation - Clipping Hybrid Scheme", Proceedings of SPAMEC 2011, pp. 49-42, Cluj-Napoca, Romania.
4. V. Cuteanu and A. Isar, "PAPR Reduction of OFDM Signals using Active Constellation Extension and Tone Reservation Hybrid Scheme", IARIA AICT, pp. 156-163, June 2012, Stuttgart, Germany.
5. V. Cuteanu and A. Isar, "PAPR Reduction of OFDM Signals using Partial Transmit Sequence and Clipping Hybrid Scheme", IARIA AICT, pp. 164-171, June 2012, Stuttgart, Germany.
6. V. Cuteanu and A. Isar, "PAPR Reduction of OFDM Signals Using Selective Mapping And Clipping Hybrid Scheme", EUSIPCO, pp. 2551-2555, August 2012, Bucuresti, Romania.
7. V. Cuteanu and A. Isar, "Hybrid PAPR Reduction Scheme with Selective Mapping and Tone Reservation", Applied Electronics, pp. 55-58, September 2012, Plzen, Czech Republic.
8. V. Cuteanu and A. Isar, "PAPR Reduction Scheme with Clipping and Quasilinear Sigmoid Compression Functions", Applied Electronics, pp. 59-64, September 2012, Plzen, Czech Republic.
9. V. Cuteanu, D. Isar, "Hybrid PAPR reduction scheme using Walsh Hadamard precoding and signal companding", International Symposium on Electronics and Telecommunications, pp.195 - 198, November 2012, Timisoara, Romania.
10. V. Cuteanu, "Analysis of a new Hybrid Clipping-SLM PAPR Reduction", Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timisoara, Transactions on Electronics and Communications, pp. 9-12, Vol. 57(71), No. 1, 2012, Timisoara, Romania.
11. V. Cuteanu, A. Isar, "PAPR Reduction of OFDM Signals using Gradual Projection Active Constellation Extension and Sequential Block Grouping Tone Reservation Hybrid Scheme", pp.188-203, IARIA International Journal on Advances in Telecommunications, 2012.
12. V. Cuteanu, "PAPR Reduction of OFDM Signals using Adaptive Companding Scheme", International Conference on Applied Electronics, pp. 59-62, September 2013, Plzen, Czech Republic.
13. V. Cuteanu, D. Isar, "PAPR Reduction of OFDM Signals Using Logarithm Based Compression Functions", nr.pg. 4, Radioelektronika 2014, Bratislava, Slovak Republic.

## 2. MULTIPLEXAREA ORTOGONALĂ CU DIVIZARE ÎN FRECVENȚĂ

### 2.1. Originea OFDM

Conceptul multiplexării datelor pe mai multe subpurtătoare derivă din tehnicile precedente de acces multiplu, folosite pentru partajarea canalului de comunicații comun la mai mulți utilizatori. Aceste tehnici realizau o multiplexare cu diviziune în frecvență a canalului, prin care fiecărui utilizator  $i$  se aloca o parte din banda de frecvență disponibilă a canalului. Astfel, semnalele de debit joase ale utilizatorilor erau modulate în amplitudine pe câte o frecvență purtătoare diferită, obținându-se un semnal complex de debit mare. Saltul către modulația multi-purtătoare a fost realizat odată cu ideea alocării tuturor subpurtătoarelor la un singur utilizator. În acest scop, secvența de date seriale cu debit mare este împărțită în mai multe fluxuri de date paralele, ce sunt transmise pe câte o subpurtătoare diferită. Pentru o funcționare corectă, fiecare dintre subpurtătoare este decalată astfel încât să se evite suprapunerea spectrelor semnalelor transmise la modulare, respectiv să se asigure o filtrare eficientă la demodulare. Pe de altă parte, această soluție prezintă și un dezavantaj datorat intervalelor de gardă dintre subpurtătoare, ce determină o scădere a eficienței spectrale.

Una din soluțiile propuse pentru optimizarea eficienței spectrale, a fost dezvoltată în cadrul implementării sistemului Kineplex, unde similar multiplexului cu diviziune în frecvență folosit în prezent, subpurtătoarele erau decalate între ele echidistant, cu intervale de frecvență egale cu inversul duratei unui semnal corespunzător unui simbol compus dintr-o secvență de date în format paralel. De asemenea, caracteristica de frecvență de tip sinus cardinal a semnalelor modulatorie asigură îndeplinirea condiției de ortogonalitate între subpurtătoare, această proprietate fiind necesară pentru separarea semnalelor transmise pe fiecare subpurtătoare în parte.

Un pas important în dezvoltarea acestei tehnici a fost realizat când Chang și-a publicat lucrarea despre sinteza semnalelor de bandă limitată pentru transmisii multi-canal [1], unde a expus principiul transmiterii mai multor mesaje simultan printr-un canal linear de bandă limitată, așa încât să se evite distorsiunile datorate interferențelor interpurtătoare și intersimbol. Ulterior, după scurt timp, aceste cercetări au fost continuate de către Saltzberg, care a elaborat teoria transmiterii eficiente a datelor în format paralel reducând interferența între canalele adiacente [2]. Totuși, pasul revoluționar a fost realizat de către Weinstein și Ebert care au utilizat transformata Fourier discretă pentru efectuarea modulației și a demodulației în banda de bază [3]. În decursul deceniilor, algoritmi de calcul al transformatei Fourier discrete s-au diversificat, urmărind pe de o parte timpii de procesare diminuați și pe de altă parte precizia numerică ridicată. Printre acești algoritmi se enumeră Algoritmul Radix 2 DIT [4], ca o formă uzuală a variantei originale propuse de Cooley&Tukey [5], algoritmul Sørensen [6] și algoritmul Edelman [7]. O altă contribuție remarcabilă a fost dată de Peled și Ruiz [8], care au propus utilizarea prefizului circular pentru diminuarea interferențelor inter-simbol, păstrând totodată ortogonalitatea dintre subpurtătoare. Astfel, pentru cazul în care canalul are un răspuns la impuls mai scurt decât durata extensiei ciclice, semnalul rezultat poate fi descris cu ajutorul convoluției ciclice. Acest lucru introduce o pierdere de energie

proporțională cu lungimea prefixului circular, însă interferența interpuțătoare nulă motivează utilizarea acestuia.

Deși ideea care stă la baza modulației OFDM a apărut cu mult timp în urmă, utilizarea ei în sistemele de comunicații pe scară largă a fost întârziată datorită complexității de implementare, care în sistemele pe bază de circuite analogice conducea la dificultăți tehnologice și costuri ridicate.

Odată cu dezvoltarea tehnologiilor ce permit fabricarea microprocesoarelor cu performanțe ridicate și introducerea tehnicilor de prelucrare a semnalelor digitale în proiectarea modernă, utilizarea OFDM în practică, a devenit tot mai facilă. În decursul ultimilor ani, tehnica modulației OFDM a cunoscut o dezvoltare rapidă, mai ales în sistemele ce folosesc comunicații radio. Astfel, o gamă largă de standarde de radiodifuziune, telefonie și rețele de date folosesc OFDM la nivelul fizic de transmitere a informației.

În acest sens, printre cele mai cunoscute standarde se enumeră Digital Audio Broadcasting (DAB) [9], Digital Video Broadcasting (DVB) [10], ce sunt utilizate atât în radiodifuziunea terestră cât și cea via satelit. De asemenea, tehnica OFDM este inclusă și în standarde de rețele, printre care enumerăm: IEEE 802.11a [11], IEEE 802.11b [12], HiperLAN/2 [13] ca standarde WLAN. Totodată, dintre comunicațiile telefonice mobile mixte, ce permit și accesul la rețelele de date, se enumeră WiMAX IEEE 802.16 [14], Long Term Evolution LTE [15]. Performanțe deosebite au fost obținute și în cadrul transmisiilor de date prin liniile telefonice clasice, printre acestea fiind tehnicile Discrete Multi-Tone (DMT) [16] care reprezintă o implementare particulară a OFDM ce a fost adoptată în standardul Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) [17].

În cele ce urmează, se vor prezenta caracteristicile și conceptele principale ce stau la baza modulației OFDM. Astfel, după prezentarea originii și tehnicii modulației multi-purtătoare, se vor detalia câteva aspecte legate de ortogonalitate și prefix circular. În continuare, se va prezenta schema bloc a unui sistem de comunicații OFDM împreună cu modelul matematic de bază aferent. După prezentarea modelelor uzuale corespunzătoare canalelor cu interferență, acest capitol se va încheia cu o secțiune dedicată tehnicilor de egalizare a canalelor.

## 2.2. Sistemul OFDM

Așa cum se poate observa din paragraful anterior, sistemele OFDM au fost introduse datorită avantajelor pe care le aduc. Astfel, tehnica modulației de tip OFDM a fost propusă ca o soluție de contracarare a efectelor de distorsiune ce au loc în canalele dispersive cu propagare multi-cale, exploatând la maxim lățimea de bandă de frecvență a canalului, pentru a oferi debite de transfer ridicate.

Pentru a realiza acest lucru, tehnica OFDM presupune divizarea spectrului de frecvență disponibil în mai multe subcanale (mai multe subpurtătoare), fiecare dintre ele fiind folosită pentru a transmite o parte din fluxul de date provenit de la sursa de informație. Totodată, eficiența spectrală mărită este obținută prin suprapunerea ortogonală a răspunsului în frecvență a subcanalelor. Această proprietate de ortogonalitate este menținută chiar și în cazul în care semnalul trece printr-un canal dispersiv, datorită prefixului circular aplicat semnalului. Această extensie a semnalului se realizează prin concatenarea la începutul semnalului a unei fracțiuni de la sfârșitul acestuia. Astfel semnalul obținut prezintă un caracter

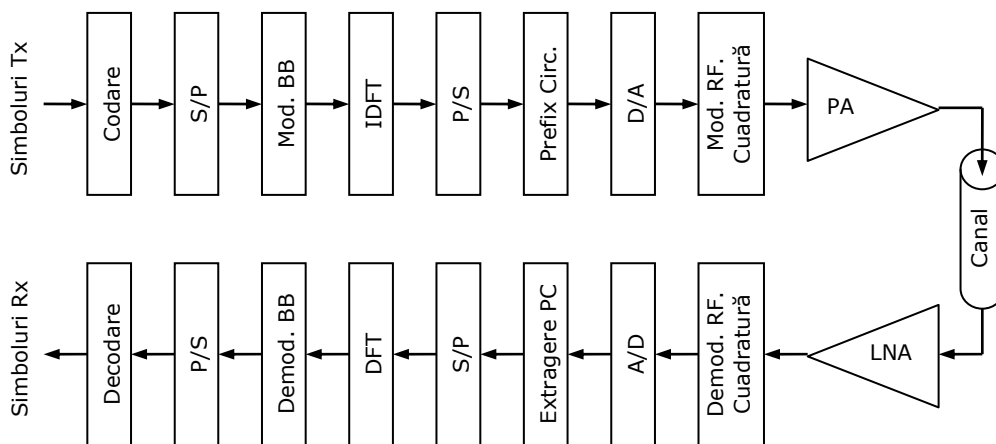
periodic, fapt de o mare importanță în evitarea interferențelor inter-purtătoare și inter-simbol.

În Figura 2.1, se prezintă schema bloc a unui sistem de comunicații bazat pe multiplexul ortogonal cu divizare de frecvență. Simbolurile de informație de la transmițător sunt aplicate unui codor ce are ca scop, pe de o parte protecția datelor împotriva perturbațiilor din canal și pe de altă parte securizarea acestora, pentru a permite accesul doar utilizatorilor înregistrați în rețeaua respectivă. Tehnicile de codare utilizate pot fi de diverse tipuri, funcție de categoria și caracteristicile codurilor utilizate. Din cadrul codurilor bloc, cele mai cunoscute sunt codurile Hamming, codurile Bose&Ray-Chaudhuri (BCH), codurile Reed-Solomon (RS), și codurile Low-Density Parity-Check (LDPC). O categorie aparte este cea a codurilor convoluționale ce au fost extensiv utilizate în multe aplicații de radiodifuziune digitală, comunicații mobile și comunicații prin satelit.

De-a lungul ultimilor ani, cercetările din domeniu au condus la apariția turbo-codurilor, ce reprezintă o clasă de coduri de tip forward-error-correction (FEC) cu performanțe ridicate [18], capabile să atingă valori foarte apropiate de capacitatea canalului. Datorită proprietăților superioare, turbo codurile sunt utilizate tot mai mult în comunicațiile mobile și prin satelit, asigurând rate de transfer a informației mărite pentru canale, a căror caracteristici impun o anumită lățime de bandă și latență a transferului datelor.

Simbolurile de informație obținute după codare, reprezintă o secvență de biți, ce este supusă unei conversii serial-parallel. De regulă, această conversie împarte secvența de date în grupe a căror lungime constantă este de câte  $W$  biți, astfel că datele numerice pot fi privite ca o secvență de elemente ce aparțin unui alfabet cu  $M = 2^W$  simboluri posibile. Mărimea acestui alfabet este aleasă corespunzător valorilor impuse parametrilor blocului de modulare în banda de bază unde sunt aplicate.

Rolul blocului de modulare în banda de bază este de a converti datele dintr-un format numeric într-un format analogic, astfel că fiecărui simbol numeric îi este asociată o valoare complexă, ce descrie amplitudinea și faza semnalului analogic din banda de bază.



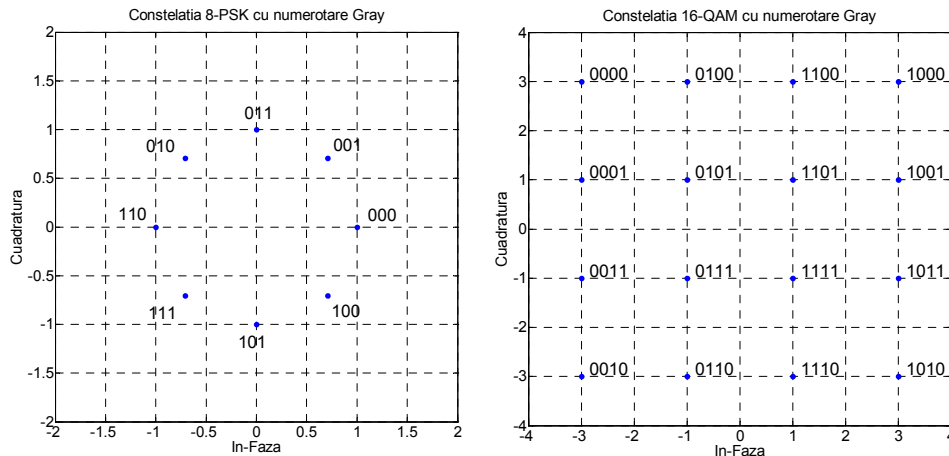
**Figura 2.1.** Schema bloc al unui lanț transmițător-receptor ce folosește modulația OFDM.

Așadar, fiecărui simbol din cadrul alfabetului îi corespunde o valoare complexă ce reprezintă un punct din planul mulțimii numerelor complexe. Mulțimea acestor valori complexe sau puncte, împreună cu distribuția lor în planul complex, definesc constelația semnalului. Vectorii care unesc originea sistemului de referință cu punctele constelației indică tocmai amplitudinea și faza semnalului analogic. Funcție de tipul de parametru (amplitudine sau fază) prin care acești vectori diferă, modulațiile numerice se pot clasifica în modulație de amplitudine (ASK), modulație de fază (PSK), sau modulație mixtă, numită modulație în cuadratură (QAM) [19].

O caracteristică importantă, asociată acestor constelații este rata erorii de bit funcție de raportul semnal zgomot. Această mărime indică probabilitatea detectiei eronate a unui bit din cadrul unui simbol numeric, funcție de raportul semnal zgomot existent în canalul de comunicații. Această caracteristică depinde și de modul în care se face corespondența dintre simbolurile numerice și punctele din constelații. Pentru a minimiza această mărime, constelația este alcătuită astfel încât oricare două simboluri numerice corespunzătoare unor puncte învecinate, să aibă doar un bit diferit. Acest mod de distribuție a simbolurilor în punctele constelației se realizează cu ajutorul codurilor Gray unidimensionale pentru constelațiile M-ASK și M-PSK, respectiv bidimensionale pentru constelațiile M-QAM. O exemplificare a acestor codări pentru cazurile 8-PSK și 16-QAM este prezentată în Figura 2.2. Astfel, pentru cazul modulațiilor M-PSK și M-QAM ce folosesc codarea Gray, ratele erorii de bit corespunzătoare canalelor de tip zgomot alb Gaussian aditiv (AWGN) sunt date de următoarele relații [19]:

$$P_b^{M-PSK} = \frac{1}{\log_2(M)} \cdot \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\log_2(M)} \cdot \sin^2 \left( \frac{\pi}{M} \right) \cdot \frac{E_b}{N_0} \right), \quad (2.1)$$

$$P_b^{4-QAM} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right), \quad (2.2)$$



**Figura 2.2.** Constelațiile corespunzătoare modulațiilor 8-PSK respectiv 16-QAM.



$$P_b^{16-QAM} \cong \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{2 E_b}{5 N_0}} \right), \quad (2.3)$$

$$P_b^{64-QAM} \cong \frac{7}{24} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{1 E_b}{7 N_0}} \right), \quad (2.4)$$

unde fracția  $E_b / N_0$  reprezintă raportul dintre energia unui bit din semnalul util și energia zgomotului din canal. Astfel, având în vedere că un simbol de informație este reprezentat pe  $M$  biți, energia corespunzătoare unui bit de informație este:

$$E_b = E_s / \log_2(M). \quad (2.5)$$

Pe baza acestei relații, se poate face legătura dintre probabilitatea erorii de bit și raportul semnal zgomot, definit prin:

$$SNR = \log_2(M) \cdot \frac{E_b}{N_0}. \quad (2.6)$$

Este de remarcat faptul că expresiile ratei erorii de bit pentru cazul M-QAM de ordin superior sunt aproximative. Acest lucru se datorează creșterii complexității expresiilor probabilităților fiecărui simbol în parte, odată cu creșterea numărului de puncte din constelație. Astfel, diferite lucrări din cadrul literaturii de specialitate au studiat diferite posibilități de a calcula exact valoarea acestei mărimi [20, 21]. Se folosesc cunoștințe de calcul integral și de funcții speciale (Bessel) pentru fiecare tip de constelație și de model de canal.

Fiecare din valorile complexe obținute în urma modulației numerice va modula o purtătoare complexă. Acest proces este realizat prin intermediul algoritmului Inverse Fast Fourier Transform (IFFT), a cărui implementare diferă funcție de varianta aleasă. Printre variantele care caută să reducă numărul de operații necesare, se numără varianta split-radix [4] ce reprezintă o versiune a algoritmului Cooley-Tukey [5]. Acești algoritmi descompun calculul transformatei Fourier discrete (DFT) a  $N$  elemente în calculul DFT a  $N/2$  respectiv  $N/4$  elemente, reducând semnificativ numărul de operații. O altă abordare a calculului FFT este dată de Sorensen [6], care a propus un algoritm ce efectuează numai calculul unei părți din numărul total de valori de ieșire, considerând că numai acea parte este de interes pentru rezultatul final. O altă variantă interesantă a fost propusă de către Edelman, care își propune să reducă numărul de operații cu prețul unei erori impuse. Acest algoritm prezintă o viteză de prelucrare mărită și este de preferat a fi utilizat în cazul platformelor de procesare ce permit calculul paralel.

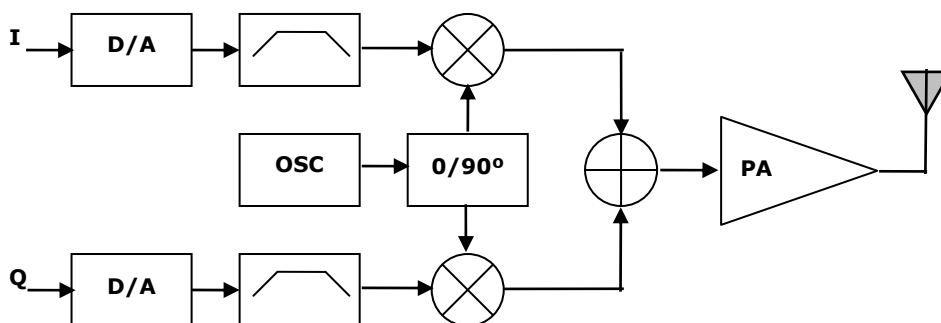
Secvența de numere complexe obținută în urma aplicării unui algoritm de calcul IFFT, este serializată pentru a obține semnalul discret complex din domeniul timp. Acest semnal reprezintă un simbol OFDM în domeniul timp, care este extins prin adăugarea prefixului circular în vederea creșterii eficienței comunicației. Dat fiind faptul că procesul de serializare al datelor nu reprezintă altceva decât accesul secvențial la adresele de memorie unde sunt stocate eșantioanele semnalului, operația de adăugare a prefixului circular poate fi integrată ușor în procesul de serializare a datelor. Acest lucru se poate realiza prin definirea unui set de celule de

memorie ce vor fi adresate de două ori, astfel încât semnalul transmis către blocul următor să conțină și extensia ciclică dorită.

În etapa următoare, eșantioanele semnalului discret sunt aplicate convertorului numeric-analogic, care are ca scop generarea formei de undă a cărui curent sau tensiune electrică este direct proporțională cu eșantioanele din formatul numeric. Această operație, deși la prima vedere pare simplă, este extrem de importantă, deoarece imperfecțiunile convertorului numeric-analogic pot introduce erori și perturbații în semnalul util de la ieșire. Din acest motiv, performanța convertorului numeric-analogic trebuie să fie suficient de mare încât eroarea de cuantizare respectiv timpul de răspuns să fie suficient de mici în raport cu amplitudinea eșantioanelor respectiv perioada acestora. Având în vedere reprezentarea în spațiul numerelor complexe a semnalului electric, în realitate acest bloc conține câte un convertor separat pentru componenta reală, respectiv componenta imaginară a semnalului digital.

Odată obținut, semnalul analogic este aplicat modulatorului în cuadratură unde se realizează transferul semnalului din banda de bază în banda de radiofrecvență dorită. Acest proces este realizat prin utilizarea a două purtătoare defazate cu 90 de grade, care sunt modulate în amplitudine de către componenta reală respectiv componenta imaginară a semnalului util, așa cum se arată în Figura 2.3.

Semnalul de radiofrecvență obținut se aplică unui amplificator de putere pentru ca semnalul de transmis să aibă o energie suficient de mare, corespunzătoare unui raport semnal-zgomot suficient de mare, pentru a se putea asigura o recepție de calitate. Procesul de amplificare, aparent destul de simplu, este extrem de complicat, în special când se doresc puteri mari de ordinul 10...1000 Watt. Acest lucru se datorează caracteristicilor constructive ale amplificatorului ce are banda de frecvență respectiv timpul de răspuns limitate. Totuși, cel mai important aspect al acestui circuit electronic este funcția de transfer care de cele mai multe ori prezintă un caracter neliniar, putând introduce distorsiuni suplimentare în semnalul util, fapt ce determină o demodulare mai dificilă la receptor. Trebuie menționat faptul că forma funcției de transfer este determinată de către natura constructivă a amplificatorului. În acest sens, se pot distinge două categorii importante de amplificatoare de putere: cele de tip solid-state-power-amplifier (SSPA), adică cele realizate din materiale semiconductoare, respectiv travel-wave-tube (TWT), ce prezintă o structură similară tuburilor radio [22, 23].



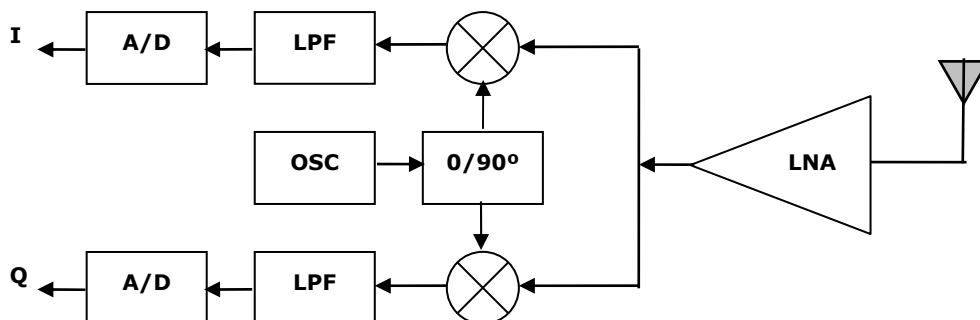
**Figura 2.3.** Schema bloc a modulatorului în cuadratură alături de convertoarele numeric-analogice și amplificatorul de putere.

Pentru a exploata la maximum funcția de amplificare a acestor circuite, de-a lungul timpului, s-au propus și realizat diferite tehnici de compensare a neliniarităților prezente în funcția de transfer a acestora. Soluțiile propuse în acest sens folosesc atât tehnici de prelucrare numerică a semnalului aplicat la intrarea convertoarelor numeric-analogice, cât și tehnici bazate pe circuite de radiofrecvență suplimentare. Datorită costurilor reduse și a posibilităților de implementare mult mai facile, în ultimii ani, tehnicile de prelucrare numerică folosite în acest scop au cunoscut o dezvoltare tot mai accentuată. Acest subiect va fi dezvoltat pe larg în capitolele următoare, unde se vor prezenta câteva dintre soluțiile consacrate, cât și performanțele acestora.

Receptorul realizează operații complementare în succesiune inversă, având o structură similară transmițătorului. Astfel, în prima etapă, pentru a mări calitatea recepției, semnalul recepționat este supus unui amplificator cu zgomot redus, ce include și anumite circuite de filtrare și acord. Semnalul obținut este aplicat demodulatorului în cuadratură, a cărei structură este prezentată în Figura 2.4.

După filtrare, semnalul din banda de bază este aplicat convertoarelor analog-numerice, unde se realizează trecerea în partea de prelucrare numerică a semnalului. Asemeni convertoarelor inverse, caracteristicile convertoarelor analog-numerice au o importanță deosebită în ceea ce privește calitatea recepției. Eroarea de cuantizare trebuie să aibă valori suficient de mici și viteza de conversie trebuie să fie suficient de mare, pentru ca procesul de conversie să introducă un zgomot suplimentar redus. Acești parametri depind mult de modul în care aceste dispozitive implementează funcția de conversie. Printre cele mai cunoscute tipuri de convertoare analog-numerice, se enumeră cele cu conversie directă, cu comparatoare de semnal rampă, cu subdivizare sau de tip pipeline, respectiv cele cu modulație de tip sigma-delta.

Un alt factor important în alegerea unui convertor analog-numeric este numărul de circuite necesare în implementarea funcției de conversie. În cazul tehnicii cu conversie directă, numărul necesar de comparatoare crește exponențial cu numărul de biți de la ieșire. O asemenea soluție, deși are avantajul unui timp de răspuns foarte mic, prezintă dezavantajul dificultăților tehnologice legate de împerecherea comparatoarelor și al puterii consumate mărite. Deoarece tehnicile bazate pe operații secvențiale necesită un număr redus de circuite, acestea, prezintă avantajul unor puteri consumate respectiv unor puteri disipate reduse, fiind totodată mult mai ușor de integrat.



**Figura 2.4.** Schema bloc a demodulatorului în cuadratură alături de convertoarele analog-numerice și amplificatorul cu zgomot redus.

Astfel, în ultimii ani, datorită performanțelor deosebite și al costurilor reduse, în comunicațiile wireless a fost adoptată tot mai frecvent tehnica de conversie cu modulatoare sigma-delta. În cazul acestei tehnici, filtrul trece-jos din bucla de reacție, ce implementează funcția de conversie, se comportă ca un filtru, trece-sus pentru zgomotul de cuantizare, prin reducerea densității spectrale de putere a acestuia în domeniul de frecvență în care se situează spectrul semnalului util. Totodată distribuția neuniformă de tip trece-sus a spectrului zgomotului de cuantizare, determină ca prin creșterea frecvenței de eșantionare a sistemului, să se reducă impactul zgomotului de cuantizare asupra semnalului util. Performanțe îmbunătățite se pot obține și cu convertoare sigma-delta de ordin superior și cu variante constructive ce folosesc cuantizoare multibit. Acestea din urmă, pe lângă reducerea accentuată a zgomotului de cuantizare, prezintă și avantajul unei stabilități superioare a buclei de reacție. Totuși, un asemenea cuantizor trebuie să fie extrem de liniar pentru a nu introduce zgomot suplimentar peste semnalul util [24]. Totodată, trebuie remarcat deosebitul potențial oferit de convertoarele sigma-delta în ceea ce privește prelucrarea mixtă a semnalului. Astfel, de remarcat este soluția de compensare a subpurtătoarelor pe baza unor coeficienți calculați funcție de zgomotul de cuantizare în contextul unui canal cu dispersie [25].

Semnalul numeric obținut este supus blocurilor de prelucrare numerică în ordinea inversă celei de la transmisie. Trebuie menționat faptul că modelul sistemului OFDM prezentat presupune un canal de comunicații liniar și invariant în timp, al cărui răspuns la impuls are o durată mult mai mică decât durata prefixului circular, motiv pentru care acest model nu include blocul egalizor de canal. În această ipoteză simplificată, după înlăturarea prefixului circular, secvența de eșantioane în format paralel este aplicată direct blocului de calcul a transformatei Fourier discrete. Eșantioanele de semnal obținute sunt trecute prin blocul de demodulare în banda de bază, unde se obține secvența de simboluri numerice, ce se aplică blocului de decodare, la a cărui ieșire se obține secvența de simboluri echivalente cu cele ale sursei de date.

Analizând secvența de blocuri din componența sistemului de comunicații, se poate remarca faptul că rata erorii de bit a semnalului obținut la ieșirea receptorului în raport cu semnalul de la intrarea transmițătorului, depinde atât de zgomotul introdus de canal și de circuitele transmițătorului respectiv receptorului, cât și de performanțele sistemului de codare a canalului folosit.

### 2.3. Modelul OFDM

Așa cum rezultă din cele prezentate în paragrafele anterioare, ideea de bază a modulației OFDM este transmisia simultană a mai multor simboluri numerice prin utilizarea concomitentă a mai multor subcanale. Pentru a realiza acest lucru, tehnica OFDM utilizează mai multe subpurtătoare, fiecare din ele fiind modulată de câte un simbol numeric. Din punct de vedere matematic, fiecare subpurtătoare poate fi descrisă ca fiind o exponențială complexă:

$$s_n(t) = A_n(t) \cdot \exp(j \cdot (\omega_n \cdot t + \varphi_n(t))) . \quad (2.7)$$

Se poate remarca faptul că atât amplitudinea semnalului,  $A_n(t)$  cât și faza acestuia,  $\varphi_n(t)$  pot să varieze în timp, conform formei de undă a semnalului

modulator. Totuși, se poate admite faptul că acești parametri sunt constanți pe durata de transmisie a fiecărui simbol. Astfel, ținând cont de forma acestui semnal și având în vedere faptul că modulația OFDM folosește  $N$  subpurtătoare, rezultă că semnalul corespunzător întregului simbol OFDM care este transmis în canal, este obținut ca sumă a tuturor semnalelor componente corespunzătoare subpurtătoarelor modulate:

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cdot \exp(j \cdot (\omega_n \cdot t + \varphi_n)) . \quad (2.8)$$

Dacă se ține cont de faptul că în domeniul frecvență fiecare subpurtătoare este decalată față de subpurtătoarele vecine cu un pas  $\Delta\omega$ , se poate scrie că:

$$\omega_n = n \cdot \Delta\omega . \quad (2.9)$$

Pe de altă parte, deoarece am admis că semnalele modulate sunt constante pe durata  $T_s$  corespunzătoare unui simbol, modelul de comunicații considerat este de tip discret, astfel că se poate scrie:

$$t = k \cdot T_d . \quad (2.10)$$

Înlocuind variabilele de frecvență și timp din relația (2.8) cu cele menționate în relațiile (2.9) și (2.10), se poate obține expresia semnalului complex corespunzător unui întreg simbol OFDM ca fiind:

$$s(k \cdot T_d) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cdot \exp(j \cdot (n \cdot \Delta\omega \cdot k \cdot T_d + \varphi_n)) . \quad (2.11)$$

Dacă comparăm această expresie, cu relația corespunzătoare transformatei Fourier discrete inverse:

$$f(k \cdot T_d) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} F\left(\frac{n}{N \cdot T_d}\right) \cdot \exp(j2\pi \cdot n \cdot k / N) , \quad (2.12)$$

se poate deduce faptul că dacă pasul de frecvență relativă între două subpurtătoare alăturate este identic cu inversul duratei  $T_s$  corespunzătoare unui simbol OFDM, cele două relații (2.11) și (2.12) sunt indentice, această condiție fiind:

$$\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = \frac{1}{N \cdot T_d} = \frac{1}{T_s} . \quad (2.13)$$

Odată impusă această condiție, se poate remarca faptul că funcția de generare a semnalului complex din relația (2.11) de către modulator, este dată de transformata Fourier inversă. Mai mult, datorită proprietății de inversabilitate, se poate remarca

faptul că demodulatorul poate fi implementat cu ajutorul transformatei Fourier directe. Din acest motiv, relația (2.13) reprezintă condiția de ortogonalitate a subpurtătoarelor, de unde și numele de "modulație ortogonală", ce îndeplinește și următoarea condiție:

$$\int_{k \cdot T_s}^{(k+1) \cdot T_s} \sin(m \cdot f_0 \cdot t) \cdot \sin(n \cdot f_0 \cdot t) \cdot dt = \begin{cases} T_s / 2 & , m = n \\ 0 & , m \neq n \end{cases} \quad (2.14)$$

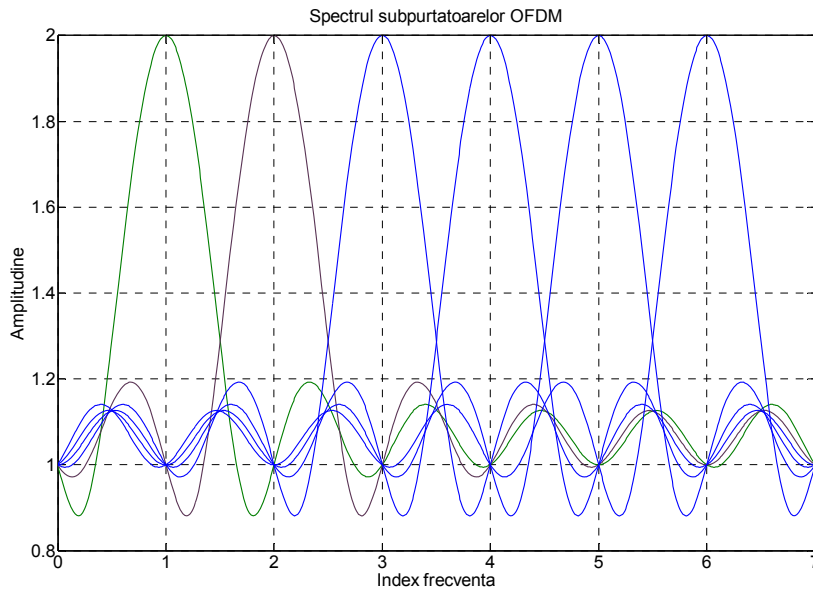
Dacă se consideră faptul că subpurtătoarele folosite în cadrul comunicației sunt separate prin intervalul de frecvență menționat în relația (2.13), atunci spectrele de frecvență corespunzătoare acestor subpurtătoare au forma celor din Figura 2.5. În cadrul acestui spectru, se poate observa forma de sinus cardinal ce înfășoară fiecare subpurtătoare ca urmare a modulației de amplitudine cu purtătoare sinusoidală și cu modulator dreptunghiular de durată egală cu cea a unui simbol OFDM. Din punct de vedere matematic, dacă ținem cont de perioada simbolului OFDM, aceste spectre sunt descrise prin intermediul expresiei:

$$\text{sinc}(f \cdot T_s) = \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot T_s)}{\pi \cdot f \cdot T_s} \quad (2.15)$$

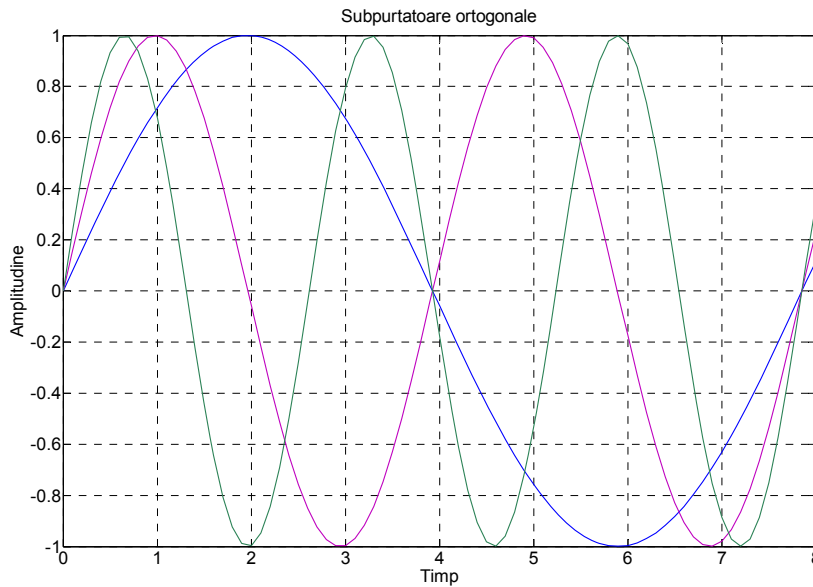
O caracteristică deosebită pe care o prezintă "forma de undă" corespunzătoare acestor spectre este faptul că punctele de amplitudine nulă ale înfășurătoarei fiecărei subpurtătoare se situează la frecvențele celorlalte subpurtătoare. Datorită acestui lucru, la aceste frecvențe interferența inter-purtătoare este nulă, fapt ce permite separarea subpurtătoarelor la receptor. O situație similară exemplificată în Figura 2.6, se regăsește și în cadrul reprezentării în domeniul timp. Trebuie menționat faptul că atât în domeniul frecvență cât și în domeniul timp, eșantioanele de semnal corespunzătoare fiecăreia dintre subpurtătoare sunt numere complexe. Acest lucru înseamnă că în domeniul timp, fiecărei subpurtătoare îi corespunde o sinusoidă pentru partea imaginară, respectiv o cosinusoidă pentru partea reală. Totuși, fără a restrânge generalitatea celor afirmate, pentru reprezentarea în domeniul timp este suficient a se reprezenta doar sinusoidale. Urmărind pozițiile relative ale nodurilor și ventrelor corespunzătoare fiecărei sinusoidale, se poate remarca o relație între perioadele acestora. Se poate observa faptul că fiecare sinusoidă parcurge un număr întreg de cicluri, ceea ce indică multiplul comun între valorile acestor perioade. Această caracteristică din domeniul timp a subpurtătoarelor derivă tocmai din condiția de ortogonalitate menționată mai sus.

Din relația (2.13), ce exprimă condiția de ortogonalitate am văzut legătura dintre perioada  $T_s$  a semnalului corespunzător unui simbol OFDM și decalajul de frecvență  $\Delta f$  dintre subpurtătoarele acestuia. Totuși, valoarea perioadei  $T_s$  este importantă și din punct de vedere al canalului de comunicații, al cărui răspuns la impuls trebuie să fie mult mai mic decât această valoare, pentru a se asigura calitatea comunicației. Din acest motiv, pentru a contracara distorsiunile generate de interferențele din canal, lungimea simbolurilor OFDM este extinsă cu un timp de gardă, pentru a mări raportul dintre perioada acestora și durata răspunsului la impuls corespunzător canalului.

În analiza acestui fenomen, un rol deosebit îl are modelul canalului de comunicații, pe baza căruia sunt evaluați parametri ce descriu comportamentul în domeniul timp sau frecvență al acestuia. Astfel, în secțiunea următoare se vor prezenta tipuri semnificative de canale de comunicație, împreună cu modelele matematice aferente acestora.



**Figura 2.5.** Reprezentarea grafică a spectrelor individuale ale subportătoarelor OFDM.



**Figura 2.6.** Reprezentarea grafică în domeniul timp a subportătoarelor ortogonale din OFDM.

## 2.4. Mediul de comunicații

Așa cum s-a putut vedea încă de la începutul acestui capitol, comunicațiile electronice sunt afectate de perturbații, a căror influență are de cele mai multe ori un impact major asupra transmisiei.

Acest lucru se datorează atât factorilor interni, determinați de caracteristicile componentelor electronice ce alcătuiesc echipamentele de comunicații, cât și factorilor externi, determinați de caracteristicile mediului de comunicații. Dat fiind faptul că multe dintre echipamentele bazate pe OFDM se regăsesc în aplicațiile destinate comunicațiilor mobile și prin satelit, precum cele telefonice, în această secțiune ne vom referi la mediile de comunicație electrică prin unde radio. În acest sens, după o scurtă prezentare a canalului cu zgomot Gaussian, ne vom referi la canalele cu interferență, ce au o importanță deosebită în cadrul comunicațiilor ce folosesc modulația OFDM.

### 2.4.1. Canalul AWGN

Unul din factorii care influențează comunicațiile electronice este zgomotul. În cazul în care zgomotul termic este singura sursă de perturbații din mediul fizic, modelul matematic uzual pentru canalul de comunicații este zgomotul aditiv alb Gaussian (AWGN). Acesta este un proces aleator de tip Gaussian, staționar cu medie nulă, a cărui densitate spectrală de putere (PSD),  $N_0$ , este constantă, astfel încât  $B \cdot N_0$  reprezintă zgomotul ce aparține lățimii de bandă  $B$ . De obicei, ca model fizic de referință, se ia în considerare zgomotul termic al unui rezistor, pentru care avem  $N_0 = k \cdot T_0$ , unde  $k$  este constanta lui Boltzmann și  $T_0$  este temperatura absolută a mediului respectiv.

De asemenea, acest zgomot are o natură aditivă, astfel că el se însumează cu semnalul util. Trebuie menționat faptul că modelul AWGN este o ficțiune matematică, deoarece implică faptul că puterea totală (integrala densității spectrale de putere de-a lungul întregii axe a frecvențelor) este infinită. În realitate, receptoarele din echipamentele de comunicații limitează banda de trecere a semnalului, astfel că zgomotul e filtrat, obținându-se o putere finită [19].

În cazul unui semnal complex discret, semnalul de la receptor este descris prin următoarea relație:

$$r[k] = s[k] + n[k] \quad \forall k \in [1, K], \quad (2.16)$$

unde  $n[k]$  este zgomotul Gaussian complex de forma  $n[k] = x[k] + j \cdot y[k]$ .

Cele două variabile aleatoare au densitatea de probabilitate de tip Gaussian:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \exp\left(\frac{-1}{2\sigma^2} |x|^2\right), \quad (2.17)$$

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \exp\left(\frac{-1}{2\sigma^2} |y|^2\right), \quad (2.18)$$



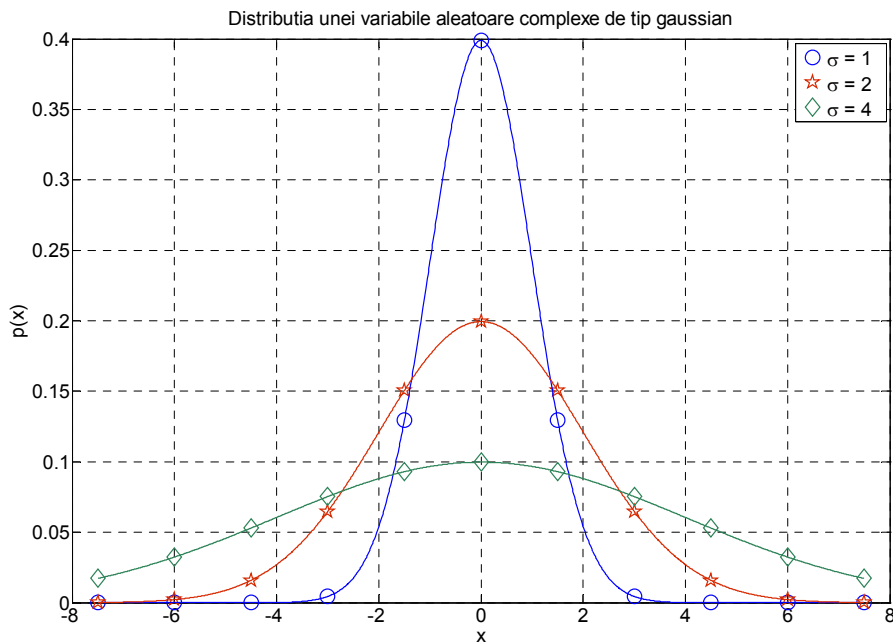
unde  $\sigma = N_0 \cdot 2$ . Astfel, densitatea de probabilitate a variabilei aleatoare complexe este dată de produsul:

$$p(n) = p(x, y) = p(x) \cdot p(y) . \quad (2.19)$$

Acesta, prin convenție se poate rescrie într-o formă compactă prin intermediul următoarei relații:

$$p(n) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(\frac{-1}{2\sigma^2} \cdot \|n\|^2\right) . \quad (2.20)$$

O exemplificare a densității de probabilitate a variabilei aleatoare complexe, pentru câteva valori ale lui  $\sigma$ , este prezentată în Figura 2.7.



**Figura 2.7.** Reprezentarea distribuției Gaussiene pentru câteva valori ale lui  $\sigma$ .

### 2.4.2. Canale cu interferență

Caracteristicile canalelor radio depind mult de topologia mediului de propagare a undelor electromagnetice cât și de poziția relativă dintre transmițător și receptor. Astfel, datorită fenomenului de împrăștiere, difracție și reflexie, undele electromagnetice ajung la antena receptorului pe trasee diferite cu atenuări și întâzieri diferite. Acest fenomen de propagare multicală, ce poate fi echivalat cu o superpoziție incoerentă a mai multor semnale, determină apariția unor interferențe ale căror caracteristici depind de frecvența radio, lățimea de bandă, poziția relativă din cadrul spațiului fizic și viteza de deplasare relativă dintre echipamentele de comunicații. Din punct de vedere matematic, un astfel de canal radio este caracterizat prin varianta în timp și selectivitatea în frecvență [19].

Varianța în timp este determinată de viteza relativă  $v$  dintre transmițător și receptor. Lungimea de undă a radiației electromagnetice este  $\lambda = c / f_0$ , unde  $c$  este viteza luminii în vid iar  $f_0$  este frecvența purtătoare. Raportul celor două mărimi  $u_{max}$  reprezintă decalajul maxim de frecvență de tip Doppler cu care se modifică frecvența purtătoare la receptor în intervalul  $[f_0 - u_{max}, f_0 + u_{max}]$ :

$$u_{max} = v \cdot f_0 / c . \quad (2.21)$$

Pentru un unghi  $\alpha$  dintre direcția de recepție a undelor și direcția de deplasare, frecvența de decalaj Doppler se modifică conform următoarei relații:

$$u = u_{max} \cdot \cos(\alpha) . \quad (2.22)$$

Astfel, în cazul unui echipament de comunicații mobil ce se deplasează într-un spațiu ce prezintă un anumit model de interferență, antena receptorului va percepe un semnal a cărui putere va fluctua în timp. Acest fenomen se numește fading și este datorat suprapunerii mai multor semnale, provenite din propagarea pe căi multiple, a căror decalaje de frecvență Doppler diferite, determină o fluctuație a amplitudinii și fazei purtătoare. În aceste condiții, pentru ca transmisia digitală să funcționeze corect, trebuie ca timpul asociat unui simbol să fie mult mai mic decât perioada de timp corespunzătoare inversei frecvenței maxime de decalaj Doppler.

Din punct de vedere matematic, considerând că la antena transmițătorului se aplică semnalul  $\tilde{s}(t)$ , obținut prin modularea în amplitudine a unei purtătoare de amplitudine  $A$  și frecvență  $f_0$  de către semnalul util  $s(t)$ , dat de relația:

$$\tilde{s}(t) = \text{Re} \left\{ s(t) \cdot A \cdot e^{j2\pi f_0 t} \right\} . \quad (2.23)$$

În cazul unui canal dispersiv cu propagare pe  $N$  căi distincte, caracterizate prin atenuările  $a_k$ , defazajele  $\theta_k$  și decalajele Doppler  $u_k$ , semnalul ce ajunge la antena receptorului este dat, în absența oricărui zgomot, de relația:

$$\tilde{r}_{mc}(t) = \sum_{k=1}^N \text{Re} \left\{ a_k \cdot e^{j\theta_k} \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot u_k \cdot t} \cdot s(t) \cdot A \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t} \right\} . \quad (2.24)$$

În aceste condiții, relația dintre semnalele complexe din banda de bază de la receptor și transmițător, este:

$$r(t) = c(t) \cdot s(t) , \quad (2.25)$$

unde  $c(t)$  reprezintă amplitudinile complexe de fading corespunzătoare canalului variant în timp. Acești coeficienți sunt determinați de caracteristicile canalului, astfel că valorile lor sunt date de relația:

$$c(t) = \sum_{k=1}^N a_k \cdot e^{j\theta_k} \cdot e^{j2\pi u_k t} . \quad (2.26)$$

De regulă, prin convenție, se presupune că semnalul perturbator, de natură multiplicativă  $c(t)$  este un semnal aleator staționar. Acest lucru nu este adevărat în realitate, însă dacă presupunem că acești parametri (sau cel puțin faza  $\theta_k$ ) variază foarte încet în timp, putem vorbi de fading pe termen lung. Totuși, în această secțiune ne referim la fadingul pe termen scurt, unde se presupune că parametrii canalului sunt constanți cel puțin pe durata de evaluare a unui singur eșantion din cadrul semnalului util.

De regulă, densitatea spectrală de putere a procesului aleator complex  $c(t)$ , se numește spectru Doppler, care pentru cazul particular uzual corespunzător unei distribuții unghiulare de putere constantă egală cu  $\pi^{-1}$ , este dat de relația:

$$S_c(u) = \frac{1}{\pi \cdot u_{max} \cdot \sqrt{1 - \frac{u^2}{u_{max}^2}}} . \quad (2.27)$$

Acest spectru este denumit și spectru isotropic sau spectru Jakes. Având în vedere relația dintre densitatea spectrală de putere și funcția de autocorelație, dată de relația Wiener-Hincin:

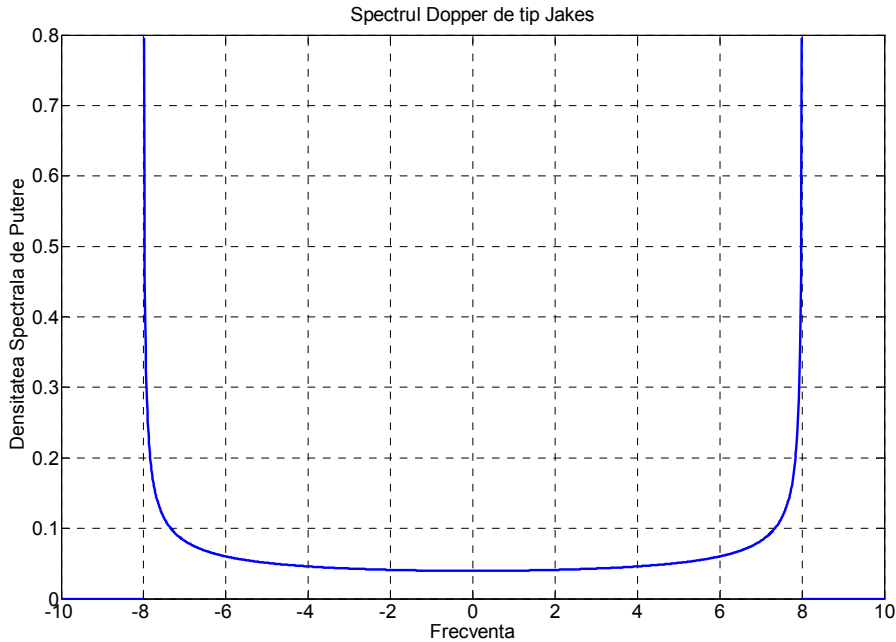
$$S_c(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot u \cdot t} \cdot R_c(t) \cdot dt \quad (2.28)$$

pentru un spectru de tip Jakes, funcția de autocorelație, este dată de expresia:

$$R_c(t) = J_0(2 \cdot \pi \cdot u_{max} \cdot t) , \quad (2.29)$$

unde  $J_0(t)$  este funcția Bessel de tipul 1 și ordinul 0.

O reprezentare grafică a acestui spectru pentru cazul în care  $u_{max} = 8$ , este prezentată în Figura 2.8. Se poate remarca faptul că densitatea spectrală de putere devine nulă în afara intervalului  $[-u_{max}, u_{max}]$ .



**Figura 2.8.** Reprezentarea densității spectrale de putere Doppler de tip Jakes.

Selectivitatea în frecvență este dată de decalajele în timp între diferitele semnale reflectate ce ajung simultan în antenă. Cu cât ecourile sunt mai lungi, cu atât crește numărul fluctuațiilor din cadrul benzii de frecvență a transmisiunii. Astfel, neglijând decalajele Doppler, se poate scrie că semnalul de la antena receptorului este dat de relația:

$$\tilde{r}(t) = \sum_{k=1}^N \operatorname{Re} \left\{ a_k \cdot e^{j\theta_k} \cdot s(t - \tau_k) \cdot A \cdot e^{j2\pi f_0 t} \right\}. \quad (2.30)$$

În aceste condiții, relația de legătură dintre semnalul din banda de bază de la receptor și cel de la transmițător este dată de convoluția:

$$r(t) = h(t) * s(t), \quad (2.31)$$

unde  $h(t)$  reprezintă răspunsul la impuls al canalului de comunicații utilizat. Această funcție depinde de caracteristicile de atenuare, fază și întârziere ale canalului, fiind descrisă de relația:

$$h(t) = \sum_{k=1}^N a_k \cdot e^{j\theta_k} \cdot \delta(t - \tau_k). \quad (2.32)$$

Pe baza acesteia, se poate deduce răspunsul în frecvență al canalului, ca fiind:

$$H(f) = \sum_{k=1}^N a_k e^{j\theta_k} e^{-j2\pi f\tau_k} . \quad (2.33)$$

Există și modele statistice ale canalului de comunicații, ce presupun că  $H(f)$  este un proces aleator variabil în frecvență. De exemplu, distribuția densității de putere poate fi modelată în funcție de timpii de întârziere de pe fiecare cale. În acest caz, un model popular pentru densitatea spectrală de putere este:

$$S_H(\tau) = \frac{1}{\tau_m} \cdot e^{-\tau/\tau_m} . \quad (2.34)$$

Având în vedere relația de legătură dintre această mărime și funcția de autocorelație corespunzătoare:

$$S_H(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau} \cdot R_H(f) \cdot df , \quad (2.35)$$

se poate determina expresia funcției de autocorelație corespunzătoare ecuației de mai sus:

$$R_H(f) = \frac{1}{1 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau_m} . \quad (2.36)$$

Din cele prezentate până aici, s-au putut remarca atât parametri utilizați în descrierea caracteristicilor canalelor radio cu interferență, precum și dependența dintre semnalul transmis și cel recepționat pe care acești parametri o impun. Totodată, trebuie menționat și faptul că în realitatea fizică pot exista și canale ce necesită o modelare mai complexă, care să cuprindă atât aspectul de variație în timp cât și fenomenul de selectivitate în frecvență. Totuși, în practică, de multe ori se recurge la metode simplificate, astfel că, în cele ce urmează se vor prezenta metodele numerice uzuale de simulare a efectelor de fading.

Ținând cont de cele două clase de canale, cel cu zgomot aditiv alb gaussian  $n(t)$  respectiv cele multiplicative cu interferență  $c(t)$ , relația dintre semnalul transmis  $s(t)$  și cel recepționat  $r(t)$  este:

$$r(t) = c(t) \cdot s(t) + n(t) . \quad (2.37)$$

Această relație arată faptul că pentru cazul semnalelor complexe, semnalul perturbator multiplicativ influențează atât faza cât și amplitudinea semnalului util. Acest lucru înseamnă că punctele din constelația semnalului recepționat efectuează o deplasare liniară sau cvasi-circulară în jurul punctelor de referință corespunzătoare constelației semnalului transmis.

Pentru a ilustra acest fenomen, se consideră un semnal modulată în banda de bază potrivit constelației 16-QAM, transmis cu un debit de 500 Kbps, printr-un canal cu fading selectiv în frecvență, modelat cu un spectru Jakes de frecvență Doppler de 100 Hz respectiv 500 Hz. Canalul de comunicații presupune existența atât a unei directe cât și a unei reflectate, conform distribuției Rice cu un factor  $K=20$ . Pentru

fiecare dintre cele două valori ale frecvenței Doppler specificate, în Figura 2.9 se arată decalajele introduse de canal la vectorii corespunzători simbolurilor unei secvențe finite de date recepționate.

Totuși, în diferite situații, se folosesc modele mai simple ce presupun utilizarea unui semnal perturbator multiplicativ cu o variație unghiulară nulă, fapt ce determină ca eșantioanele acestui semnal să aibă valori din mulțimea numerelor reale.

În acest sens, în practica simulărilor computerizate, se pune problema generării unor eșantioane de semnal multiplicativ, care să echivaleze comportarea unui canal dispersiv. De regulă, acest lucru se realizează prin algoritmi ce au ca scop generarea unor semnale aleatoare a căror distribuție este de tip Rayleigh sau Rice, a căror densități de probabilitate sunt descrise de următoarele relații:

$$f_{rayl}(x) = \frac{x}{\sigma^2} \cdot \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.38)$$

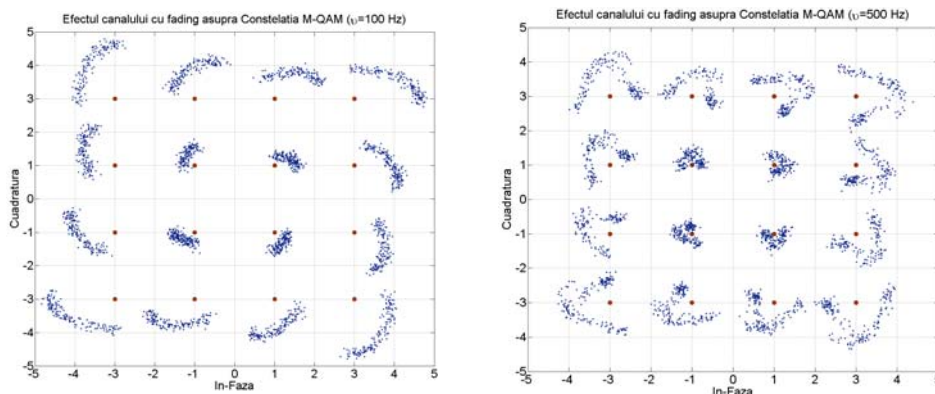
$$f_{rice}(x) = \frac{x}{\sigma^2} \cdot \exp\left(\frac{-(x^2 + u^2)}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{x \cdot u}{\sigma^2}\right), \quad (2.39)$$

unde  $I_0(\cdot)$  reprezintă funcția Bessel modificată de tipul întâi de ordinul zero.

Comparând aceste două relații se poate remarca faptul că pentru  $u = 0$ , densitatea de probabilitate Rice devine identică cu cea de tip Rayleigh. Astfel, se poate spune că distribuția Rice este o formă generalizată a distribuției Rayleigh.

Totodată, trebuie menționat faptul, că pentru simularea canalelor cu fading, a căror funcție de transfer cuprinde atât unda directă cât și unde indirecte, densitatea de probabilitate de tip Rice este rescrisă sub următoarea formă:

$$f_{fading}(x) = \frac{2 \cdot (K + 1) \cdot x}{\Omega} \cdot \exp\left(-K - \frac{(K + 1) \cdot x^2}{\Omega}\right) \cdot I_0\left(2 \cdot \sqrt{\frac{K \cdot (K + 1)}{\Omega}} \cdot x\right), \quad (2.40)$$



**Figura 2.9.** Constelația M-QAM pentru un canal dispersiv, pentru cazurile în care frecvența Doppler este 100 Hz respectiv 500 Hz.

unde  $K$  reprezintă raportul dintre puterea unei directe și suma puterilor undelor dispersate și reflectate, iar  $\Omega$  reprezintă puterea totală provenită de pe toate căile de propagare ( $\Omega = u^2 + 2\sigma^2$ ). Această expresie este similară cu cea anterioară, iar legătura dintre cele două variante ale distribuției Rice, este dată de următoarele relații:

$$u^2 = \frac{K}{1+K} \cdot \Omega , \quad (2.41)$$

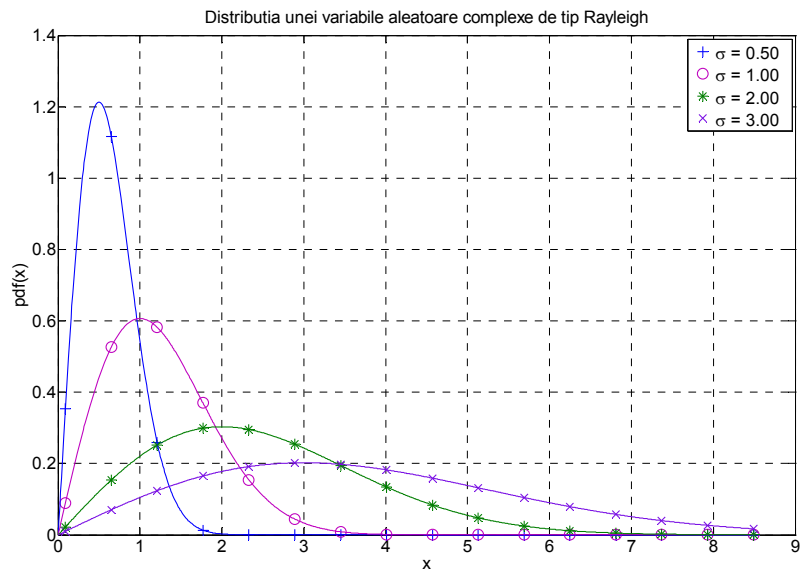
$$\sigma^2 = \frac{\Omega}{2 \cdot (1+K)} . \quad (2.42)$$

O reprezentare grafică a funcțiilor densităților de probabilitate corespunzătoare distribuțiilor de tip Rayleigh și Rice, pentru câteva valori ale lui  $\sigma$  și  $u$ , este dată în Figura 2.10 respectiv Figura 2.11. Comparând cele două figuri, se poate constata că densitatea de probabilitate de tip Rayleigh își păstrează forma, indiferent de valoarea lui  $\sigma$ , deoarece acesta este unicul său parametru, în timp ce densitatea de probabilitate de tip Rice își modifică forma în funcție de valorile celor doi parametri ai săi,  $\sigma$  și  $u$ . De exemplu, pentru  $\sigma = 0.7$  și  $u = 0.5$  se obține o curbă asimetrică (apropiată de forma distribuției Rayleigh) în timp ce pentru  $\sigma = 0.7$  și  $u = 0.4$  se obține o curbă simetrică (apropiată de o Gaussiană). Acest lucru poate fi înțeles și din prisma propagării multicale, care dacă include și unda directă, determină ca impactul undelor dispersate să fie diminuat.

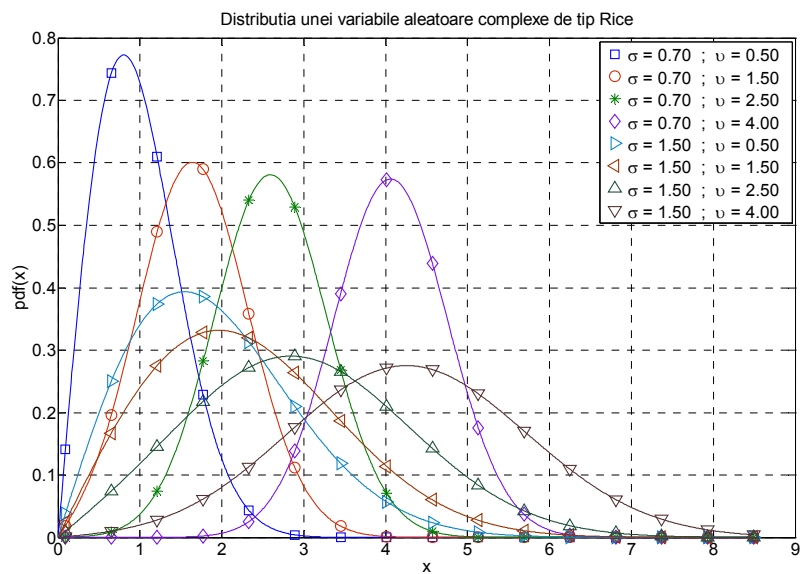
Generarea numerică a semnalelor aleatoare cu distribuție de tip Rayleigh sau Rice poate fi realizată prin calculul mediei geometrice a două semnale aleatoare cu distribuție Gaussiană:

$$c_{fading}[t] = \sqrt{(x[t]^2 + d) + (y[t]^2)} , \quad (2.43)$$

unde  $x[.]$  și  $y[.]$  sunt variabile aleatoare cu distribuție Gaussiană de medie nulă și deviație standard  $r$ , iar  $d$  este coeficientul de descentrare, specific distribuției Rice. În literatura de specialitate sunt prezentați diverși algoritmi pentru generarea numerică a semnalelor aleatoare cu distribuție Rayleigh sau Rice, care înglobează și efectul Doppler [26-29]. Pentru modelarea unui canal multical, se pot utiliza și scheme combinate, care să folosească ambele tipuri de semnale aleatoare, așa cum se arată în Figura 2.12.

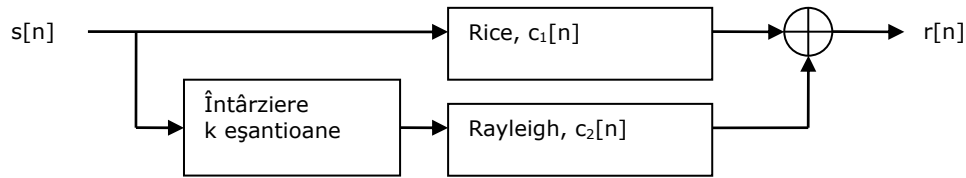


**Figura 2.10.** Reprezentarea densității de probabilitate pentru distribuția Rayleigh.



**Figura 2.11.** Reprezentarea densității de probabilitate pentru distribuția Rice.





**Figura 2.12.** Model de canal compus din două căi de propagare.

Conform acestui model, semnalul discret de la recepție este compus din două semnale dintre care unul reprezintă o undă dispersată cu o întârziere de  $k$  eșantioane. Pentru acest model, relația de legătură dintre semnalul discret transmis și cel recepționat (fără a mai indica și zgomotul aditiv alb gaussian), este:

$$r[n] = c_1[n] \cdot s[n] + c_2[n-k] \cdot s[n-k] . \quad (2.44)$$

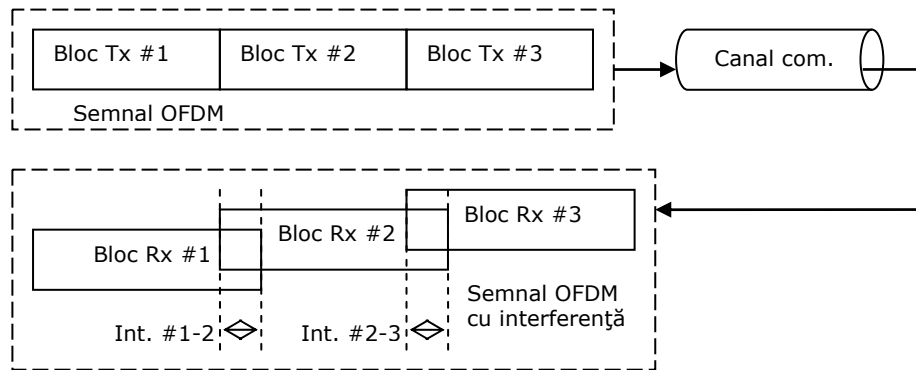
Trebuie menționat faptul că, pentru un semnal complex de tip OFDM, eșantioanele acestor semnale aleatoare de natură multiplicativă, trebuie să aibă o variație care să țină cont de durata unui simbol binar, respectiv unui simbol OFDM. În acest sens, dacă se dorește modelarea unui canal lent variabil în timp, este necesară interpolarea sau extinderea eșantioanelor semnalului aleator pe întreaga durată a unui simbol.

În baza celor expuse în această secțiune, se va studia modul în care transmisia bazată pe modulația OFDM, poate fi optimizată astfel încât influențele canalului cu fading să fie diminuate. În acest sens, în secțiunea următoare se vor prezenta câteva aspecte legate de prefixul circular și egalizarea canalului.

## 2.5. Prefixul circular și egalizarea canalului

Așa cum s-a putut vedea încă de la începutul acestui capitol, în comparație cu modulația unipurtătoare prin intermediul căreia se transmite un semnal în format serial cu debit  $R$ , modulația OFDM folosește  $N$  subpurtătoare care sunt modulate în paralel și au debitele de  $R/N$ . Astfel, prin construcția sa, semnalul OFDM este mai rezistent la perturbațiile datorate interferențelor din canalele cu fading. Totuși, canalele dispersive din mediul real pot prezenta interferențe a căror influență asupra comunicațiilor moderne de tip OFDM nu este de neglijat. Astfel, pentru a asigura transmisii cu debite mari, se impune implementarea unor măsuri care să compenseze efectele canalului asupra semnalelor recepționate.

În baza celor prezentate în cadrul secțiunii anterioare, am remarcat caracterul dispersiv al canalelor radio, care prin împrăștierea semnalului transmis pe mai multe căi cu timpi de propagare diferiți, determină la receptor apariția unei interferențe între simbolurile OFDM consecutive. Acest tip de interferență intersimbol OFDM, denumit și interferență inter-bloc este prezentat în Figura 2.13, în cadrul căreia se poate remarca suprapunerea parțială a blocurilor OFDM consecutive.



**Figura 2.13.** Interferența inter-simbol dată de suprapunerea blocurilor OFDM.

O primă soluție ce a fost propusă pentru contracararea efectelor datorate acestui tip de interferență, este de a separa simbolurile OFDM consecutive prin inserția unei pauze, denumită și interval de liniște. Această metodă cunoscută în literatura de specialitate sub numele de zero padding, a fost studiată în diferite lucrări [30], și a cunoscut diferite îmbunătățiri [31,32]. Totuși, un dezavantaj important al acestei metode constă în numărul redus de tranziții ale semnalului obținut, ce conduce la o sincronizare mai dificilă la receptor.

Soluția alternativă propusă [8], presupune extinderea semnalului util cu o secvență denumită prefix circular. În baza acestei idei, o fracțiune de la sfârșitul semnalului util este copiată și adăugată în fața acestuia. De aici rezultă și caracterul cvasi-periodic al semnalului obținut, lucru ce conduce la o sincronizare și egalizare mai ușoară a canalului. Ulterior, studiile ce au continuat în vederea optimizării lungimii și puterii semnalului transmis, au condus la variante adaptate ale acestei metode [33-35].

Totuși trebuie menționat faptul că extensia ciclică a semnalului util are un impact considerabil asupra puterii transmise. Pentru a evalua acest aspect, se consideră un semnal OFDM compus din  $N$  subpurtătoare, ce ocupă o lățime de bandă de  $F_B$  Hz, și o lungime de simbol de  $T_S$  secunde, dintre care  $T_{CP}$  secunde reprezintă durata prefixului circular, pentru care semnalul normal corespunzător unei subpurtătoare, poate fi scris sub forma:

$$s_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_S - T_{CP}}} \cdot \exp\left(j2\pi \cdot \frac{F_B}{N} \cdot k \cdot (t - T_{CP})\right) & , t \in [0, T_S] \\ 0 & , t > T_S \end{cases} \quad (2.45)$$

unde  $T_S = N / F_B + T_{CP}$ . În acest caz, proprietatea  $s_k(t) = s_k(t + N / F_B)$ , pe intervalul  $t \in [0, T_{CP}]$  descrie caracterul periodic al acestui semnal, a cărui energie este dată de relația:

$$\int_0^{T_S} |s_k(t)|^2 dt = \frac{T_S}{T_S - T_{CP}} \quad (2.46)$$

În baza acestei relații, pierderile de energie datorate prefixului circular ce se elimină din semnalul util la receptor este:

$$SNR_{CP} = -10 \cdot \log_{10}(1 - \gamma) , \quad (2.47)$$

unde  $\gamma = T_{CP} / T_S$  este lungimea relativă a prefixului circular în raport cu lungimea totală a semnalului util corespunzător unui simbol OFDM. De aici rezultă necesitatea limitării lungimii prefixului circular, ca un compromis între compensarea interferenței inter-bloc și pierderile de putere. De regulă, lungimea acestuia este relativ mică, astfel încât compensarea interferențelor motivează pierderile de putere care sunt sub 1dB pentru  $\gamma < 0.2$ . Astfel, dacă durata prefixului circular este suficient de mare în comparație cu timpii de întârziere ai canalului, receptorul va fi capabil să diferențieze simbolurile OFDM consecutive. Totuși, pentru cazul canalelor reale ce determină apariția unor distorsiuni, eșantioanele semnalului sunt o sumă ponderată ale eșantioanelor precedente, potrivit funcției de răspuns la impuls al respectivului canal. În această situație, eșantioanele semnalului de la receptor nu vor mai fi identice cu eșantioanele semnalului transmis, lucru ce conduce la interferența intersimbol binar (din interiorul unui bloc OFDM). Astfel, o simplă introducere a prefixului circular nu este suficientă, pentru recuperarea semnalului emis fiind necesară și operația de egalizare a canalului.

Dacă funcția de transfer a canalului este cunoscută și inversabilă, operația de egalizare se rezumă la aplicarea funcției inverse, compensându-se astfel efectele selectivității canalului. Însă de cele mai multe ori, funcția de transfer a canalului este necunoscută sau inutilizabilă, deoarece canalul este variabil în timp, motiv pentru care comportarea sa trebuie identificată periodic.

Procedura prin care se caută identificarea, sau cel puțin aproximarea funcției de transfer a canalului se numește estimare de canal, iar complexitatea acesteia reprezintă un criteriu important în proiectarea echipamentelor de comunicații.

Pentru ca estimarea canalului să fie posibilă, transmițătorul trebuie să furnizeze receptorului informații despre subpurtătoarele pilot, care prin convenție sunt apriori cunoscute acestuia. Aceste informații reprezintă o referință în baza căreia, receptorul poate să evalueze distorsiunile din canal și să ajusteze parametrii modelului estimator ales. Canalele cu fading necesită o permanentă urmărire, astfel că informațiile pilot trebuie transmise în permanență [19].

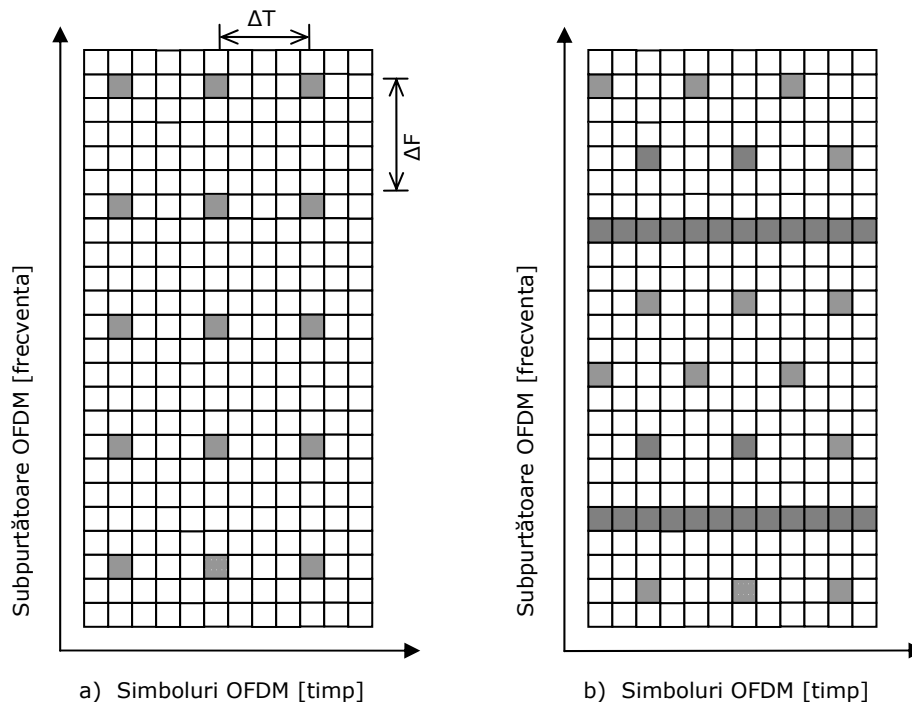
În cazul sistemelor OFDM, informațiile pilot se transmit pe anumite subpurtătoare special rezervate acestui proces, a cărui periodicitate trebuie să fie astfel aleasă încât să fie capabil să surprindă în mod corect modificările funcției de transfer a canalului. Acest lucru poate fi privit ca o eșantionare bidimensională în planul timp-frecvență, în care distanța dintre două eșantioane consecutive este  $\Delta F$  Hz respectiv  $\Delta T$  secunde. Astfel, dacă considerăm un semnal OFDM a cărui distanță între două subpurtătoare consecutive este  $\Delta f = 1 \text{ kHz}$  cu durata unui simbol de  $T_s = 1,5 \text{ ms}$ , conform distribuției corespunzătoare primului model din cadrul exemplului menționat, rezultă că  $\Delta F = 4 \text{ kHz}$  și  $\Delta T = 9 \text{ ms}$ , cea ce înseamnă că dispersia întârzierilor trebuie să se situeze în interiorul unui interval de  $1 / 2\Delta F = 250 \mu\text{s}$ , iar frecvența Doppler trebuie să fie sub  $1 / 2\Delta T = 55 \text{ Hz}$ .

De asemenea, un alt aspect important al acestui proces este modul de distribuție al subpurtătoarelor pilot în cadrul simbolurilor OFDM. Într-o reprezentare grafică în planul descris de axa frecvență și axa timpului, subpurtătoarele pilot pot avea o distribuție uniformă, de periodicitate constantă sau o distribuție specifică în

care unele subpurtătoare sunt mai frecvent utilizate în acest scop, așa cum este exemplificat în Figura 2.14.

Totodată, trebuie luat în considerare faptul că introducerea subpurtătoarelor pilot reduce atât rata de transfer a datelor cât și energia pe bit disponibilă, fapt ce trebuie luat în considerare când se face evaluarea eficienței spectrale a acestor sisteme. În unele sisteme, subpurtătoarele pilot sunt transmise cu puteri mai mari, lucru ce conduce la o distribuție neuniformă a puterii în cadrul simbolului OFDM. Datorită acestui fapt, se recurge la o distribuție neuniformă de tip grid a acestora, așa cum e prezentat în a doua variantă din exemplul menționat.

Performanțele cerute de la un sistem de comunicații modern, rate de transfer mari și probabilități de eroare mici, determină necesitatea unor estimatori de canal de complexitate scăzută și de precizie ridicată. Aceste cerințe sunt însă contradictorii, precizia ridicată necesitând și o complexitate ridicată. În consecință, la implementarea estimatorilor de canal, se face un compromis între precizie și complexitate. În acest sens, tehnicile de estimare de canal pe baza algoritmilor ca zero forcing (ZF), least squares (LS) sau minimum mean square error (LMMSE), au cunoscut diverse modificări și îmbunătățiri sau adaptări potrivit diverselor modele de canal. De exemplu, algoritmul de tip iterative extrapolation zero forcing (IE-ZF), îmbunătățește precizia estimării prin estomparea trecerilor prin zero ale răspunsului în frecvență al canalului, astfel încât inversa răspunsului în frecvență al canalului să aibă o dinamică redusă, fapt ce conduce la un zgomot de estimare mai redus [36].



**Figura 2.14.** Exemple de dispunere a subpurtătoarelor pilot în planul timp-frecvență. a) repartizate simetric, b) repartizate uniform și constant la anumite poziții.

De asemenea, algoritmul LS a cunoscut diferitele modificări în vederea creșterii preciziei prin tehnici ce utilizează urmărirea separată a întârzierilor și a amplitudinilor corespunzătoare căilor de propagare din structura canalelor cu fading [37] și prin utilizarea unor criterii de selecție a coeficienților din funcția de transfer caracteristică canalului [38]. Soluții interesante se regăsesc și în cazul algoritmilor derivați din LMMSE, unde reducerea complexității se realizează prin utilizarea unor operații de calcul al transformatei Fourier, care reușesc să evite calculul inverselor unor matrici [39]. De asemenea, alți algoritmi robusți de estimare a canalului au fost propuși în [40,41].

În concluzie, se poate remarca faptul că prezența interferențelor în canalul de comunicații ridică probleme a căror rezolvare implică adaptarea semnalului OFDM și introducerea unor blocuri de prelucrare de semnal de complexitate diversă. Astfel, am putut remarca faptul, că o simplă introducere a prefixului circular este insuficientă. De aici rezultă și necesitatea utilizării subpurtătoarelor pilot și algoritmilor de estimare și egalizare de canal.



## 3. AMPLIFICATOARE DE PUTERE

### 3.1. Clasificarea dispozitivelor amplificatoare

Așa cum am putut vedea în cadrul capitolului precedent, legăturile radio sunt puternic afectate de către canalul de comunicații utilizat. Dacă fenomenele de interferență pot fi contracarate prin algoritmi de estimare a funcției de transfer a canalului și egalizare a efectelor acestuia, compensarea efectelor de atenuare necesită utilizarea dispozitivelor amplificatoare. Tipul de comunicație radio precum și distanța maximă dintre transmițător și receptor, determină nivelul minim de amplificare necesar pentru a asigura un raport semnal zgomot care să garanteze o rată de erori acceptabilă. Astfel, dacă aplicațiile wireless indoor necesită o putere de transmisie de câteva sute de mW, în cazul sistemelor de comunicații terestre outdoor acest nivel poate ajunge la câteva sute de Watt. Mai mult, în cazul comunicațiilor prin satelit, nivelul semnalului în antena transmițătorului poate ajunge la puteri de ordinul zecilor de kW.

De regulă, amplificatoarele de putere sunt clasificate în funcție de configurația circuitelor electrice și modul de operare. În cazul amplificatoarelor de putere, criteriul cel mai frecvent utilizat este dat de clasele de funcționare A, B, AB, C, D, E și mai recent S. Aceste clase oferă un indiciu important în ceea ce privește eficiența (raportul dintre puterea medie de la ieșire și puterea consumată de la sursa de energie electrică) și gradul de liniaritate al funcției de transfer corespunzătoare amplificatoarelor [42,43].

Amplificatoarele din clasa A, sunt astfel concepute să conducă curent electric pe întreg ciclul de alternanțe, corespunzător semnalului de la intrare. Acest lucru implică faptul că dispozitivul amplificator prezintă un consum energetic permanent, astfel încât curentul electric de repaus de la ieșire, corespunde cu zona de liniaritate maximă de pe caracteristica de transconductanță. Timpul de comutație nu determină ca aceste dispozitive amplificatoare să prezinte avantajul unei performanțe ridicate la frecvențe înalte și o stabilitate îmbunătățită a buclei de reacție. Dezavantajul major al acestor dispozitive este eficiența de maxim 50%, ce implică necesitatea utilizării radiatoarelor pentru degajarea energiei termice corespunzătoare puterii disipate.

Amplificatoarele din clasa B, datorită faptului că sunt concepute să conducă curent electric la ieșire pe durata unei semiperioade, prezintă o eficiență îmbunătățită în ceea ce privește puterea consumată cu prețul unui grad de liniaritate mai scăzut. De regulă, aceste amplificatoare sunt utilizate în configurații push-pull în care câte un dispozitiv amplificator operează asupra unei semiperioade, obținându-se o eficiență de putere de până la 78.5%. Dezavantajul acestei configurații se datorează nepotrivirii între cele două amplificatoare, care cauzează o distorsiune a semnalului la trecerea de la o semiperioadă la cealaltă. Soluția la această problemă este dată de amplificatoarele din clasa AB, care funcționează similar duplexorului de clasa B, cu mențiunea că fiecare dintre dispozitivele amplificatoare generează un curent de intensitate mică și pe durata celeilalte semiperioade. Astfel, perioada de tranzit în care ambele amplificatoare nu conduc, se reduce aproape la zero, fapt ce determină o ușoară scădere a eficienței de putere în favoarea unei liniarități mărite în raport cu modul de operare corespunzător clasei B. Totuși, această configurație trebuie să țină seama de curentul de repaus ce

trece prin ambele dispozitive care poate determina o creștere excesivă a temperaturii.

Amplificatoarele din clasa C, reprezintă o soluție alternativă unde conducția de curent electric este pe o durată mai mică decât o semiperioadă, obținându-se o eficiență de putere de până la 90% în schimbul unui grad foarte mare de distorsiune a semnalului. Performanțe mai ridicate se pot obține cu amplificatoarele din clasa E, care cu ajutorul unor circuite rezonante de protecție suplimentară, permit amplificarea unor frecvențe mult mai înalte, unde timpul de comutație al dispozitivului devine comparabil cu perioada semnalului. De regulă, aceste dispozitive au la ieșire conectat un circuit acordat, care are rol de filtru trece bandă care restaurează forma semnalului. Din acest motiv, aceste dispozitive sunt folosite în amplificarea semnalelor de radiofrecvență ce utilizează o singură frecvență purtătoare fixă.

Amplificatoarele din clasa D, au o structură fundamental diferită de cele corespunzătoare claselor precedente. Dacă amplificatoarele din clasele anterioare sunt surse de curent comandate în tensiune, cele din această clasă sunt dispozitive ce lucrează în regim de comutație, astfel că nu există o relație directă între tensiunea de la intrare și curentul de la ieșire. Blocurile componente ale acestor dispozitive sunt un modulator sigma-delta, care face conversia semnalului de la intrare într-o secvență de impulsuri rectangulare, un dispozitiv amplificator similar celui din clasa AB, care realizează amplificarea semnalului binar și un filtru trece jos care restaurează forma semnalului. Pentru că la aceste dispozitive amplitudinea semnalului este fie maximă, fie zero, produsul tensiune-curent este aproximativ zero, fapt ce determină ca eficiența acestora să fie aproape 100%.

Amplificatoarele din clasa S, sunt similare cu cele din clasa anterioară, singura deosebire fiind că modulatorul sigma-delta și filtrul de semnal sunt de tip trece-bandă. Astfel, prin construcția lor, aceste dispozitive pot amplifica semnale de înaltă frecvență utilizând modulatori de impulsuri sau sigma-delta cu frecvența de eșantionare mult redusă în comparație cu cele necesare dispozitivelor din clasa precedentă. În ultimii ani au fost propuse și variante alternative care prin utilizarea unor topologii de circuite extinse (diplexoare) reușesc să obțină eficiențe mărite și în cazul amplificării semnalelor codate sau a trenurilor de impulsuri [44].

Toate modurile de operare corespunzătoare claselor prezentate se referă la diferite topologii de circuite electronice și regimuri de funcționare (lineare sau nelineare) utilizate, corespunzătoare intervalelor de tensiune și curent din cadrul caracteristicilor de transfer ale dispozitivelor amplificatoare. Totuși, clasele de funcționare nu reprezintă singurul factor ce influențează performanțele acestora. Dacă luăm în considerare gama diversă de puteri necesare în cadrul diverselor aplicații, putem deduce că dimensiunile fizice și natura constructivă a acestora, joacă de asemenea un rol important. Astfel, din punctul de vedere al fenomenului fizic exploatat în vederea obținerii procesului de amplificare, putem distinge două categorii importante de dispozitive amplificatoare.

Din punct de vedere cronologic, prima categorie este cea a tuburilor cu undă progresivă (travelling wave tubes –TWT) care datorită vacuumului intern prezintă zgomote reduse și oferă game de frecvențe de operare foarte extinse [45]. De-a lungul timpului, aceste dispozitive au fost studiate și dezvoltate, obținându-se eficiențe mărite [46,47] și noi soluții constructive [48-50]. Dezvoltarea tehnologică a condus la apariția celei de a doua categorii, a dispozitivelor semiconductoare (solide state power amplifiers – SSPA), care datorită miniaturizării și performanțelor deosebite a cunoscut o dezvoltare accelerată în ultimele decenii.



Dacă primele dispozitive semiconductoare foloseau ca material de bază germaniul sau siliciul, în ultimii ani s-au elaborat și studiat noi tipuri de materiale ce au permis exploatarea frecvențelor ultra-înalte. Printre aceste materiale se enumeră InP, SiC, GaN, GaAs, InGaP sau AlGaIn cu ajutorul cărora s-au putut atinge frecvențe de lucru de ordinul  $n \cdot 10$  și  $n \cdot 100$  GHz. De asemenea, performanțele deosebite ale dispozitivelor semiconductoare pe bază de GaN, permit obținerea unor puteri ridicate, oferind posibilitatea înlocuirii tuburilor electronice folosite în unele aplicații și în prezent [51]. Totodată, deoarece în cazul puterilor ridicate, eficiența dispozitivelor semiconductoare reprezintă un parametru critic, se impune utilizarea modurilor de operare din clasele E/F/S, sau variante derivate [52, 53].

Un alt aspect important este faptul că peste anumite frecvențe de prag sau nivele de putere ale semnalului de la intrare, aceste dispozitive amplificatoare prezintă un caracter nelinear și un efect de limitare, care introduc distorsiuni în semnalul de ieșire [54][55]. Amplificatoarele de putere de radiofrecvență utilizate în transmițătoarele rețelelor de comunicații și radiodifuziune, introduc două tipuri de distorsiuni, ce influențează amplitudinea și respectiv faza semnalului de la ieșire. Pe de altă parte, caracteristicile interne precum capacitatea neliniară și întârzierea de grup și efectele electro-termice, determină ca unele amplificatoare de putere să prezinte efecte de inerție electrică, similare unei histereze dinamice. Acest efect, denumit de memorie, se concretizează prin faptul că valoarea eșantionului de semnal de la un moment dat depinde de valorile eșantioanelor de semnal anterioare.

Pentru descrierea funcțiilor de transfer a amplificatoarelor de putere fără efect de memorie, s-au elaborat diferite modele matematice ce consideră că amplitudinea și faza semnalului de la ieșire, depind de semnalul de la intrare. Pentru modelarea matematică a funcțiilor de transfer ale amplificatoarelor de putere ce prezintă efect de memorie, se consideră că valoarea amplitudinii și fazei eșantionului de semnal curent depind și de valorile corespunzătoare unor eșantioane de semnal anterior.

### 3.2. Tehnici de liniarizare

Așa cum s-a putut vedea în cadrul capitolului anterior, semnalul OFDM în domeniul frecvență are o structură complexă, ce determină ca reprezentarea în domeniul timp a acestui semnal să aibă o formă pseudo-aleatoare, ce conține și vârfuri de semnal de amplitudine mult mai mare decât nivelul mediu. Acest lucru se traduce printr-un raport între nivelul maxim și nivelul mediu de putere ridicat, care determină ca distorsiunile de neliniaritate introduse de către etajul amplificator de putere să aibă un impact extrem de mare asupra performanțelor sistemului de comunicații [56]. Aceste efecte se manifestă prin modificarea punctelor din constelație la nivelul receptorului, ce implică degradarea ratei erorii de bit. De asemenea, distorsiunile semnalelor cu multe subpurtătoare determină apariția unor componente spectrale de zgomot suplimentare, denumite și distorsiuni de intermodulație, ce determină apariția interferențelor între subpurtătoare. Totodată, distorsiunile din afara spectrului alocat semnalului OFDM, determină apariția interferențelor cu alte sisteme de comunicații.

Pentru a contracara aceste probleme, de-a lungul timpului s-au elaborat diferite tehnici de prelucrare numerică care să reducă gama de valori a semnalului, astfel încât regiunea neliniară și de limitare a dispozitivului amplificator să afecteze

cel mult vârfurile de semnal, fapt ce determină păstrarea unui caracter aproape liniar al amplificării.

Soluțiile complementare, se bazează pe diferite tehnici de liniarizare ce permit utilizarea dispozitivelor amplificatoare și în domeniul neliniar al funcției de transfer, astfel obținându-se o eficiență de putere ridicată. Aceste tehnici utilizează fie circuite suplimentare care să diminueze gradul de neliniaritate al dispozitivelor amplificatoare, fie blocuri de prelucrare numerică, care efectuează o predistorționare a semnalului în conformitate cu funcția de transfer inversă, corespunzătoare dispozitivului amplificator. Deși aceste tehnici prezintă avantajul unor performanțe deosebite, necesitatea utilizării unor blocuri funcționale suplimentare determină apariția unor dezavantaje. Acestea se datorează costurilor ridicate aferente procesoarelor și convertoarelor analog-digitale rapide, necesare în prelucrarea semnalelor de bandă largă, respectiv cele aferente circuitelor suplimentare de precizie înaltă, care să introducă erori de semnal minime.

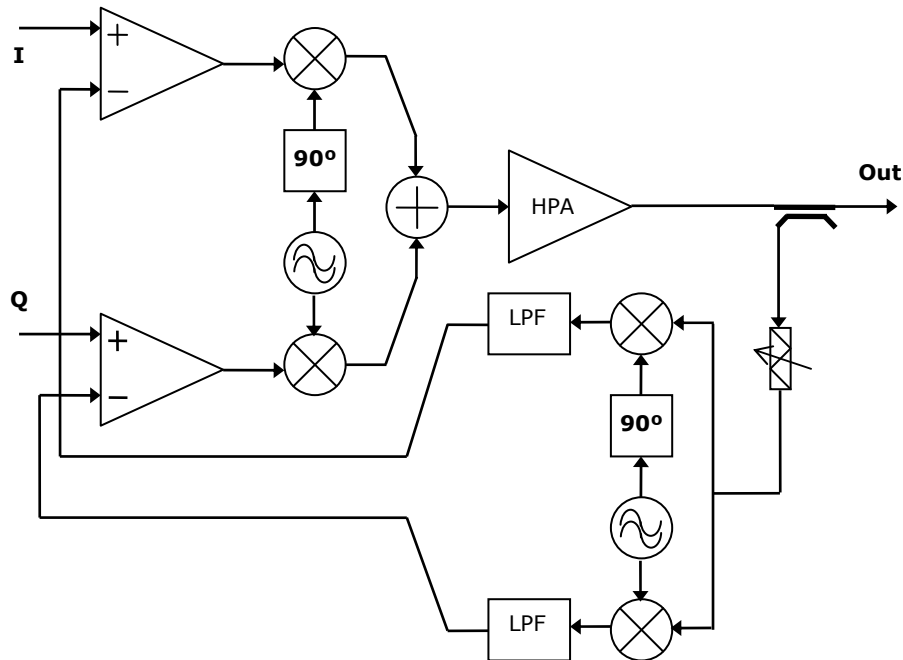
Deoarece subiectul prezentei teze se referă la tehnicile de reducere a raportului dintre puterea maximă și medie a semnalului util, pentru o evaluare comparativă, în cadrul acestui capitol, se vor prezenta câteva dintre tehnicile de liniarizare a funcției de transfer a amplificatorului. De asemenea, în acest capitol se vor prezenta câteva caracteristici și parametrii ce permit evaluarea eficienței tehnicilor studiate.

### 3.2.1. Bucla de reacție carteziană (CLFB)

Această tehnică de liniarizare, dezvoltată pentru prima dată în anii 1980' [57, 58], acum este recunoscută ca fiind o soluție eficientă în cadrul aplicațiilor ce folosesc modulațiile DQPSK, M-PSK și M-QAM, fiind inclusă în standardele de comunicații TETRA [59]. Ideea de bază din cadrul acestei tehnici este utilizarea unei bucle de reacție negativă, ce include atât amplificatorul cât și modulatorul în procesul de liniarizare a amplificării, conform schemei bloc prezentate în Figura 3.1. O caracteristică aparte a acestei tehnici este structura buclei de reacție ce utilizează circuite separate corespunzătoare celor două componente ale semnalului util complex, de unde și numele de 'Cartesian Loop Feedback'.

Semnalul de la ieșirea amplificatorului de putere, preluat cu ajutorul unui dispozitiv de separare, este convertit în banda de bază folosind un demodulator în cuadratură, a cărui structură este similară cu cea a modulatorului. Semnalul obținut este filtrat corespunzător și aplicat la intrarea amplificatoarelor de eroare, astfel realizându-se compensarea neliniarităților generate de către etajul final de putere. Utilizarea unei bucle de reacție cu ramuri separate pentru componentele semnalului, oferă două grade de libertate ce permit atât corecția amplitudinii cât și cea a fazei. Un avantaj remarcabil al acestei tehnici este faptul că prin includerea mixerului în bucla de reacție, determină ca atât procesul de modulație cât și cel de amplificare să fie considerate în procesul de liniarizare. Totuși, acest lucru reprezintă și un dezavantaj, deoarece această structură permite liniarizarea semnalelor de bandă limitată centrate în jurul frecvenței purtătoare [60].

De asemenea, întârzierile asociate blocurilor componente din lanțul de amplificare și respectiv de liniarizare, determină ca bucla de reacție să prezinte un răspuns neuniform la variații mari de frecvență a semnalului de la intrare. Deoarece întârzierile caracteristice blocurilor sunt dependente de frecvență, erorile de semnal asociate diferitelor subpurtătoare din cadrul unui semnal de bandă largă, devin importante la frecvențe de ordinul zecilor de MHz.

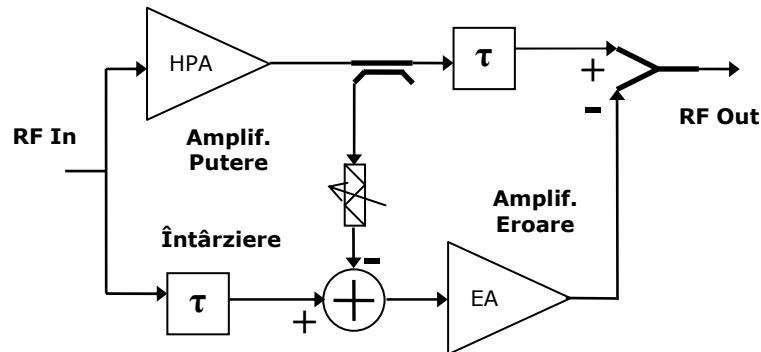


**Figura 3.1.** Diagrama bloc a metodei de liniarizare pe bază de buclă de reacție carteziană.

Totuși, cercetările ulterioare au dus la îmbunătățiri ce permit utilizarea acestei metode și pentru semnale de bandă largă [61].

### 3.2.2. Adăugarea decalajului de amplificare la ieșire (FF)

Configurația tipică corespunzătoare tehnicii de liniarizare de tip feedforward conține două ramuri de amplificare, interconectate între ele prin intermediul unui circuit de transfer, astfel încât una dintre ramuri va avea un rol de compensare a erorilor generate de amplificatorul corespunzător celeilalte ramuri. Schema bloc corespunzătoare acestei tehnici este prezentată în Figura 3.2. Se poate remarca faptul că semnalul de la intrarea amplificatorului de eroare depinde atât de semnalul util original cât și de o parte din semnalul obținut la ieșirea amplificatorului de putere corespunzător celeilalte ramuri. O caracteristică specifică acestei tehnici este utilizarea mai multor componente de putere. Astfel, câștigul limitat al amplificatorului de eroare, pierderile de putere din cuplorul de putere final, cât și decalajele dintre timpii de propagare corespunzători celor două ramuri, determină dificultăți la implementarea și utilizarea acestei tehnici [62]. Totuși, studii ulterioare au condus la reducerea erorilor datorate diferențelor timpilor de propagare de pe cele două căi, permițând utilizarea acestei tehnici și pentru amplificarea semnalelor de bandă largă [63].



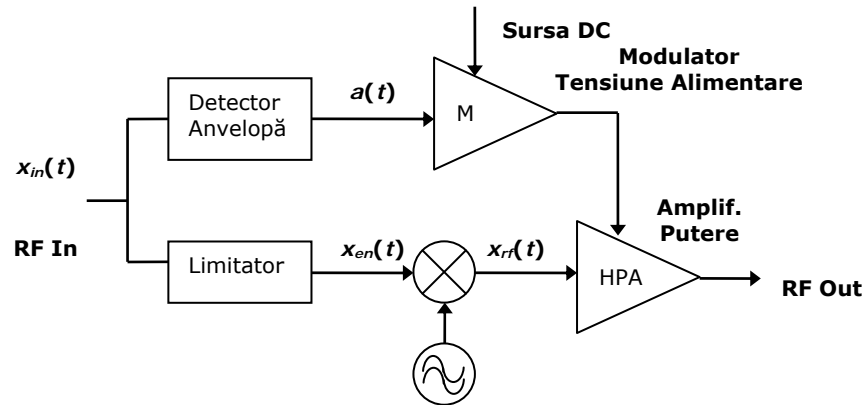
**Figura 3.2.** Diagrama bloc a metodei de liniarizare pe bază de feedforward.

### 3.2.3. Eliminarea și reconstrucția anvelopei (EER)

Această tehnică reprezintă o soluție alternativă al cărei obiectiv este eliminarea influențelor determinate de caracterul neliniar al dispozitivului amplificator asupra semnalului de la ieșire. Pentru a realiza acest lucru, funcția de amplificare este implementată cu ajutorul unui amplificator limitator cu câștig reglabil de tip cascodă, potrivit schemei bloc prezentată în Figura 3.3.

Semnalul util de la intrare  $x_{in}$  de frecvență intermediară este descompus în două componente ce corespund purtătoarei de radiofrecvență și anvelopei. Această operație este realizată cu ajutorul unui limitator de amplitudine și al unui detector de anvelopă. Semnalul de radiofrecvență intermediară  $x_{en}$  astfel obținut, deși are amplitudine constantă, păstrează informația de fază. Acest semnal este aplicat unui mixer, ce realizează conversia la frecvența corespunzătoare purtătoarei de radiofrecvență. Semnalul de frecvență înaltă  $x_{rf}$  astfel obținut este aplicat amplificatorului de putere, ce este pus să lucreze în regim de saturație. În acest fel, informația de fază nu este afectată de distorsiunile neliniare prezente în amplificatorul de putere. În paralel, semnalul din banda de bază  $a$ , ce conține informația de amplitudine este aplicat unui amplificator modulator ce funcționează în regim de sursă de energie comandată în tensiune pentru amplificatorul de putere. Acest lucru determină ca semnalul de la ieșirea amplificatorului de putere să conțină atât informația de amplitudine cât și cea de fază.

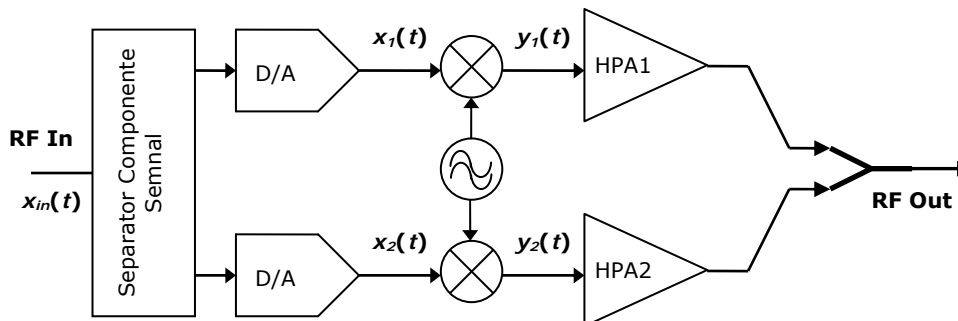
Un avantaj aparte al acestei tehnici rezultă din modul de operare al amplificatorului de putere ce determină ca acesta să funcționeze cu eficiență maximă. Totuși, configurația în care acest amplificator e utilizat, determină ca acesta să funcționeze fără distorsiuni suplimentare doar într-o gamă restrânsă a amplitudinii. Prin utilizarea amplificatoarelor din diferite clase de funcționare, s-au obținut soluții constructive cu performanțe îmbunătățite [64-65].



**Figura 3.3.** Diagrama bloc a metodei de liniarizare pe bază de eliminare și refacere a anvelopei.

### 3.2.4. Amplificare liniară cu componente neliniare (LINC)

O altă modalitate de a evita comportamentul neliniar al amplificatorului asupra semnalului util, este realizată prin tehnica de amplificare liniară cu componente neliniare. Această tehnică se bazează tot pe utilizarea amplificatorului în regim de saturație, deosebirea față de tehnica anterioară regăsindu-se în modul în care se efectuează descompunerea semnalului pe componente. De aici rezultă și modul diferit de conectare al amplificatoarelor, așa cum este prezentat în Figura 3.4 [66]. În această configurație, semnalul din banda de bază de forma  $x_{in}(t) = A(t) \cdot e^{j\theta(t)}$  este descompus în doi vectori de amplitudine egală și decalaj de fază identic dar de semn diferit, definiți ca fiind  $x_1(t) = A_m / 2 \cdot e^{j \cdot (\theta(t) + \varphi(t))}$  și  $x_2(t) = A_m / 2 \cdot e^{j \cdot (\theta(t) - \varphi(t))}$ , ce sunt aplicați unor mixere ce realizează translatarea acestora în banda de frecvență corespunzătoare purtătoarei, astfel obținându-se două semnale de amplitudine constantă ce păstrează decalajul de fază, a căror expresii matematice sunt  $y_1(t) = A_m / 2 \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta(t) + \varphi(t))$  și  $y_2(t) = A_m / 2 \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta(t) - \varphi(t))$ .



**Figura 3.4.** Diagrama bloc a metodei de amplificare liniară de tip LINC.

Proprietatea caracteristică acestor semnale este că, pentru  $\varphi(t) = \cos^{-1}(A(t) / A_m)$ , suma acestora este identică cu semnalul original, astfel că  $x_{in}(t) = y_1(t) + y_2(t)$ , de unde rezultă că informația de amplitudine este convertită în informație de fază. Astfel, procesul de amplificare va genera la ieșirea sumatorului un semnal de putere fără distorsiuni. Totuși, diferențele dintre timpii de propagare și caracteristicile amplificatoarelor de pe cele două ramuri și pierderile de putere din sumatorul final reduc performanțele acestei tehnici.

### 3.2.5. Modulator universal în bucla de calare analogică (CALLUM)

Această tehnică propune utilizarea unei structuri simetrice în care distorsiunile din amplificatoarele de putere sunt corectate cu ajutorul unei bucle de reacție, așa cum este prezentat în Figura 3.5 [67]. Pentru semnalul util se aplică o descompunere vectorială similară celei din cadrul tehnicii anterioare. Cele două componente acționează asupra unor oscilatoare de radiofrecvență comandate în tensiune, ce implementează procesul de modulație. Semnalele astfel obținute comandă amplificatoarele de putere ce sunt configurate să funcționeze în regim de saturație. Bucla de reacție negativă formată dintr-un demodulator în cuadratură și amplificatoarele de eroare, utilizează o parte din semnalul de la ieșirea sumatorului, pentru a obține un semnal de control în banda de bază. Avantajul acestei tehnici este că permite diminuarea efectelor generate de diferențele dintre cele două amplificatoare de putere. De asemenea, similar metodei cu bucla de reacție de tip cartezian, și această tehnică permite corecția erorilor din cadrul modulatorilor. La fel ca în cazul tehnicii precedente, dezavantajul principal se datorează pierderilor de putere din cadrul sumatorului de la ieșire.

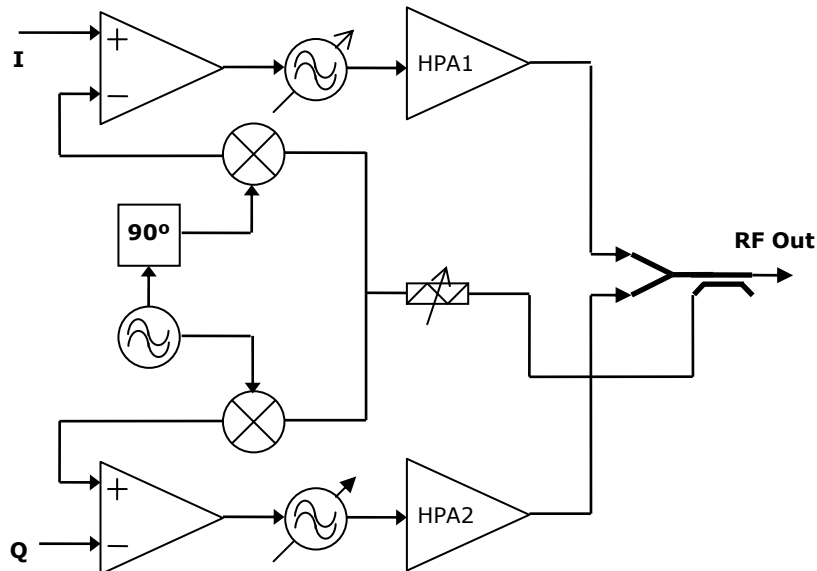
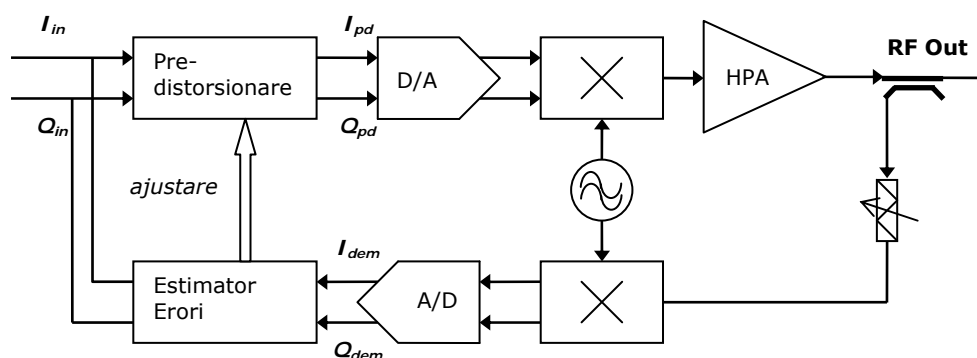


Figura 3.5. Diagrama bloc a tehnicii de liniarizare de tip CALLUM.

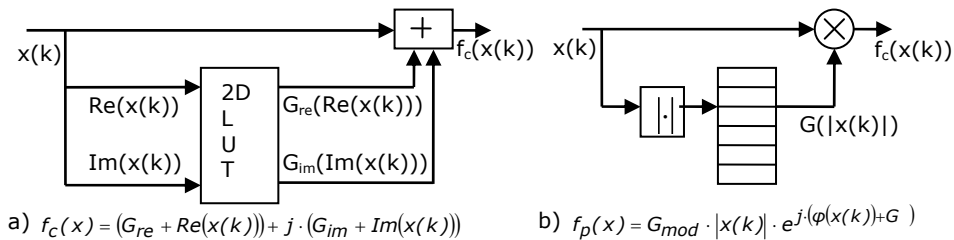
### 3.2.6. Predistorsionarea

Principiul de bază al acestei tehnici este de a utiliza un bloc de predistorsionare care împreună cu amplificatorul de putere să prezinte o funcție de transfer liniară. Acest lucru presupune că funcția de transfer a blocului de predistorsionare este exact inversa funcției de transfer a amplificatorului. Din acest motiv, din punct de vedere funcțional, predistorsionarea este cea mai intuitivă tehnică de liniarizare. Pentru implementarea blocului de predistorsionare s-au adoptat atât soluții constructive bazate pe circuite analogice cât și soluții bazate pe procesoare de semnal. Diferitele variante constructive de tip analogic ce utilizează dispozitive neliniare precum diodele sau tranzistoarele, pot realiza o bună aproximare a funcției de transfer a blocului de predistorsionare pentru un amplificator de putere dat. Fiind conectate direct la intrarea amplificatorului de putere, aceste dispozitive de predistorsionare operează direct asupra semnalului modulată, fiind capabile să funcționeze chiar și în spectrul microundelor. Datorită numărului redus de circuite, tehnicile analogice prezintă avantajul unui consum redus de putere și al unor costuri scăzute. Performanțele ridicate ale procesoarelor din prezent, au determinat expansiunea tehnicilor digitale de predistorsionare adaptivă, prin intermediul cărora compensarea neliniarităților se transformă într-o problemă de calcul numeric. De regulă, algoritmi ce sunt utilizați în acest scop includ două operații: predistorsionarea propriu-zisă și estimarea erorilor și implicit a parametrilor funcției de predistorsionare. Pentru ajustarea valorilor parametrilor blocului de predistorsionare, structura unui asemenea sistem conține o buclă de control, prin intermediul căreia se evaluează procesul de amplificare [68]. Deoarece prelucrarea numerică se efectuează asupra semnalului din banda de bază, blocurile de predistorsionare și estimare a erorilor sunt conectate indirect la amplificator, prin intermediul convertoarelor analog-digitale și a mixerelor de semnal, așa cum este prezentat în Figura 3.6.

Algoritmii ce implementează caracteristica de transfer a blocului de predistorsionare, corespunzător unor modele matematice, utilizează funcții algebrice fie în mod direct, fie prin intermediul unor tabele de corespondență (look-up tables - LUT). Utilizarea acestor tabele permite o bună aproximare a funcției de transfer a amplificatorului și implicit a predistorsionatorului, chiar dacă forma acestuia este necunoscută.



**Figura 3.6.** Diagrama bloc a tehnicii de predistorsionare digitală adaptivă.



**Figura 3.7.** Tabela de corespondență de tip a) cartezian și b) polar.

După forma funcției implementate, se pot deosebi două tipuri de tabele de corespondență, potrivit diagramei din Figura 3.7. În cazul tabelor bidimensionale de tip cartezian, adresarea celulelor de memorie corespunzătoare coeficienților cumulativi se realizează în funcție de componentele semnalului complex. Această abordare permite o reprezentare bijectivă unde pentru fiecare valoare a semnalului de la intrare se asociază un coeficient unic. În cazul tabelor unidimensionale de tip polar, adresarea zonelor de memorie se realizează în funcție de amplitudinea semnalului de la intrare. De această dată, fiecare coeficient complex acționează concomitent asupra componentelor semnalului complex. Un parametru important al acestor tehnici este capacitatea de memorie utilizată, care de cele mai multe ori poate să ajungă la ordinul Mectetilor. Deoarece mărimea memoriei utilizate este direct dependentă de rezoluția de reprezentare a funcției de transfer și de rata de eșantionare a sistemului, de cele mai multe ori se optează pentru tabele de tip polar. Mai mult, pentru o reducere suplimentară a memoriei necesare, se utilizează tabele cu compresie, la care pasul de eșantionare nu mai este constant. Prin intermediul acestei reprezentări, numărul de zone de memorie corespunzătoare vârfurilor de semnal este redus considerabil, cu prețul unor operații de adresare suplimentare. Pe de altă parte, un semnal cu o gamă extinsă de valori necesită zone de memorie cu un număr mare de octeți, fapt ce reprezintă principalul dezavantaj al acestor tehnici.

În cazul amplificatoarelor fără efect de memorie, pentru reprezentarea funcției de transfer este necesară o singură tabelă. Algoritmul de actualizare al tabelii utilizează o metodă de estimare ce realizează corecția coeficienților, funcție de semnalul de eroare obținut prin compararea semnalului real de la ieșire, cu valoarea teoretică estimată corespunzătoare unei amplificări liniare. Eșantioanele astfel obținute pot fi aplicate unei funcții de interpolare prin intermediul căreia se actualizează zonele de memorie învecinate. În acest fel, numărul de iterații necesare pentru determinarea funcției de transfer se reduce considerabil. Dacă amplificatorul de putere prezintă efect de memorie, implementarea unei tehnici de compensare a neliniarităților cu ajutorul tabelor devine mai complicată. În acest caz, este necesară utilizarea unor structuri compuse de tipul răspuns finit la impuls FIR, răspuns infinit la impuls IIR sau autoregresivă cu medie alunecătoare ARMA, care să țină cont și de eșantioanele de semnal anterioare [69-70]. Cu cât latența efectului de memorie este mai pronunțată, cu atât dimensiunea acestei structuri devine mai mare. Acesta este un alt aspect ce determină ca performanța sistemului să fie dependentă de capacitatea memoriei utilizate.

Avantajul principal al acestor tehnici de compensare a neliniarităților este dat de gradul de generalizare ridicat, ce permite reprezentarea oricărei funcții de transfer, motiv pentru care soluțiile bazate pe tabele pot fi aplicate pentru gama extinsă de amplificatoare de putere.



### 3.3. Modele de amplificatoare

Studiul caracteristicilor neliniare ale unui amplificator, poate fi efectuat prin intermediul unor modele matematice analitice care să descrie fenomenele fizice din interiorul acestor dispozitive. De cele mai multe ori, acest lucru implică rezolvarea unui sistem de ecuații diferențiale complex, cu ajutorul metodelor de calcul numeric, lucru ce face ca descrierea analitică a comportamentului dispozitivului să fie aproape imposibilă. Din acest motiv, se utilizează modele de nivel înalt care să aproximeze funcția de transfer cu o acuratețe bună și o complexitate rezonabilă.

Regimul de operare al amplificatorului precum și caracteristicile semnalului de la intrare (precum banda de frecvență și gama de valori ale amplitudinii), determină dispozitivul amplificator să prezinte efect de memorie mai mult sau mai puțin pronunțat. Acest lucru a determinat ca modelele matematice să se împartă în două categorii, funcție de posibilitatea acestora de a include efectul de memorie. Forma expresiilor matematice utilizate, face ca aceste modele matematice să aibă un număr variat de parametri, ce pot fi determinați prin intermediul unui set de măsurători electronice. Unele variante admit un număr de parametri teoretic infinit, caz în care se impune o reducere a expresiilor matematice la o formă cu număr finit de parametri. Deoarece acuratețea acestor modele matematice este în strânsă legătură cu numărul parametrilor utilizați, variantele simplificate se pot utiliza în cazuri specifice, mai puțin pretențioase.

Unul din obiectivele acestei lucrări este de a studia impactul funcției de transfer a amplificatoarelor asupra caracteristicilor semnalelor OFDM. Pentru aceasta, se vor utiliza unele dintre modele matematice simplificate corespunzătoare amplificatoarelor fără efect de memorie, ce admit forme algebrice accesibile. Pentru a sublinia complexitatea problemei, se vor menționa și câteva modele matematice corespunzătoare amplificatoarelor cu efect de memorie

#### 3.3.1. Modele de amplificatoare fără efect de memorie

Pentru descrierea funcției de transfer a amplificatoarelor fără efect de memorie, cele mai populare modele matematice sunt Saleh, Ghorbani și Rapp, după numele autorilor ce le-au elaborat. Caracteristic acestor modele este punctul de saturație la care dispozitivul amplificator începe să limiteze amplitudinea semnalului de la ieșire. Acest punct este unic și depinde în mod direct de coeficienții din cadrul modelului utilizat. Chiar dacă obiectivul primului model menționat, a fost de a descrie funcția de transfer a tuburilor cu undă progresivă, acesta poate fi aplicat și pentru o multitudine de dispozitive semiconductoare. Totuși, deoarece zona de atenuare situată după punctul de saturație este specifică tuburilor electronice, pentru descrierea funcției de transfer a amplificatoarelor construite cu tranzistoare se utilizează modelele Ghorbani, Rapp sau Rapp modificat. Pentru unele dispozitive semiconductoare care sunt destinate frecvențelor ultra înalte, se utilizează modelul matematic White.

### 3.3.1.1. Modelul Saleh

Acest model utilizează două relații ce descriu dependența amplitudinii și a fazei semnalului de la ieșire, funcție de amplitudinea semnalului de la intrare, potrivit următoarelor relații [71]:

$$A(u) = \frac{a_a \cdot u}{1 + \beta_a \cdot u^2}, \quad (3.1)$$

$$\varphi(u) = \frac{a_\varphi \cdot u^2}{1 + \beta_\varphi \cdot u^2}, \quad (3.2)$$

unde  $a_a$ ,  $\beta_a$ ,  $a_\varphi$  și  $\beta_\varphi$  sunt parametri specifici dispozitivului amplificator considerat, iar  $u$  este modulul semnalului de intrare. Prezența pătratului amplitudinii de intrare, determină ca proprietatea de bijectivitate a funcției de amplitudine să fie menținută doar pe un subinterval,  $[0, A_s]$ , delimitat de punctul de saturație. Pentru a vizualiza acest aspect, parametrilor din relațiile de mai sus, li se impun valorile  $a_a = 2$ ,  $\beta_a = 1$ ,  $a_\varphi = \pi/4$  și  $\beta_\varphi = 1$ , astfel încât amplitudinea de saturație a semnalului de la intrare  $A_s$  și amplitudinea maximă a semnalului de la ieșire  $A_{max} = \max\{A(u)\}$  să fie normalizate la 1. În acest caz, decalajul de fază în punctul de saturație va fi  $\varphi_{sat} = \pi/8 [\text{rad}] = 22.5^\circ$ . Relațiile de mai sus sunt funcțiile de intrare-ieșire caracteristice amplificatorului (denumite și funcții de transfer) și sunt reprezentate grafic în Figura 3.8.

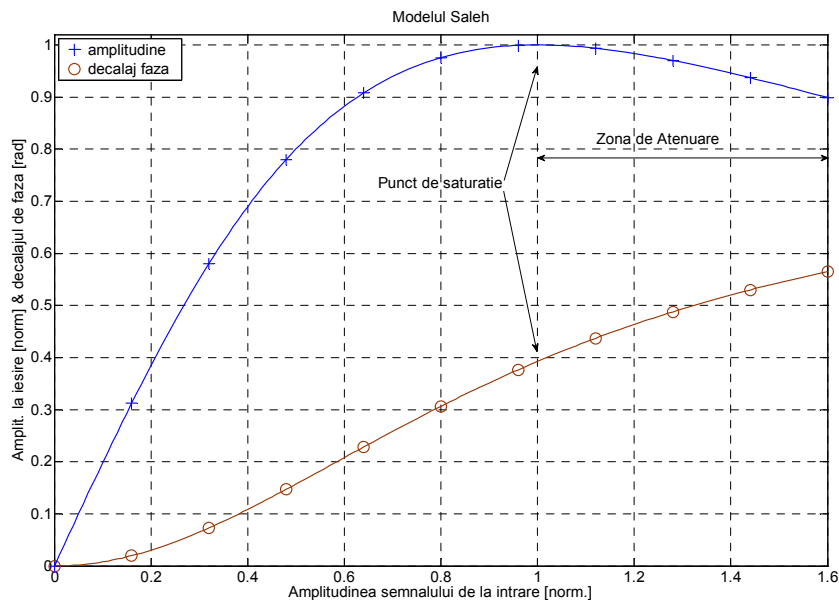


Figura 3.8. Caracteristicile de amplitudine și fază de tip Saleh.

Din moment ce funcția de transfer a amplificatorului este dată, se pune problema obținerii funcției de transfer inverse corespunzătoare blocului de predistorsionare. Pentru acest scop, vom considera semnalul din banda de bază în formă complexă  $x = u \cdot e^{ja}$ , pentru care expresia semnalului complex distorsionat de la ieșirea amplificatorului este:

$$y_{hpa} = A(u) \cdot e^{j \cdot (a + \varphi(u))} . \quad (3.3)$$

Deși expresia caracteristicii de amplitudine are o complexitate redusă, funcția de transfer inversă prezintă o formă matematică mai convenabilă, dacă pentru amplitudinea de saturație a semnalului de la intrare  $A_S$  se impune următoarea condiție [76]:

$$A_S = 1 / \sqrt{\beta_a} , \quad (3.4)$$

caz în care, expresia amplitudinii semnalului de la ieșire, funcție de modulul semnalului de la ieșire, devine:

$$A(u) = \frac{A_S^2 \cdot a_a \cdot u}{A_S^2 + u^2} , \quad (3.5)$$

de unde se poate obține forma inversă a funcției de transfer de amplitudine  $A^{-1}(\cdot)$  prin rezolvarea ecuației (3.5) pentru  $u = A(A^{-1}(u))$ . Astfel, prin efectuarea operațiilor algebrice corespunzătoare se obține:

$$A^{-1}(u) = \frac{a_a A_S^2}{2u} \left[ 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{2u}{a_a A_S} \right)^2} \right] , \quad (3.6)$$

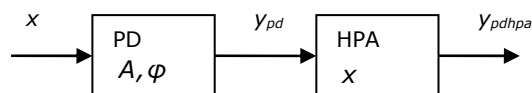
cu mențiunea că această expresie este validă doar pentru intervalul  $0 \leq u \leq a_a A_S / 2$ .

Pentru ca inversarea funcției de transfer a amplificatorului să fie completă, se pune problema inversării caracteristicii de fază. Această operație poate fi realizată relativ ușor, dacă se are în vedere structura din Figura 3.9.

Notând caracteristica de fază a blocului de predistorsionare cu  $\psi(u)$ , semnalele obținute la ieșirea blocului de predistorsionare respectiv a amplificatorului de putere sunt:

$$y_{pd} = A^{-1}(u) \cdot e^{j \cdot (a + \psi(u))} , \quad (3.7)$$

$$y_{pdhpa} = A(A^{-1}(u)) \cdot e^{j \cdot (a + \psi(u) + \varphi(A^{-1}(u)))} . \quad (3.8)$$



**Figura 3.9.** Ansamblul format din blocul de predistorsionare și amplificatorul de putere.

Punând condiția ca faza semnalului de la ieșire să fie identică cu faza semnalului original, rezultă că funcția de transfer de fază a blocului de predistorsionare este:

$$\psi(u) = -\varphi(A^{-1}(u)) . \quad (3.9)$$

Astfel, dacă amplificatorul caracterizat prin funcțiile de transfer  $A, \varphi$ , potrivit relațiilor (3.5) și (3.2) este precedat de un bloc de predistorsionare ale cărui funcții de transfer  $A^{-1}, \psi$  îndeplinesc condițiile descrise de relațiile (3.6) și (3.9), se obține o structură cu transfer unitar pentru care semnalul de la ieșire este identic cu cel de la intrare,  $y_{pdhpa} = x$ . Dacă pentru parametri se consideră aceleași valori menționate anterior, atunci caracteristicile de amplitudine și decalaj de fază ale blocului de predistorsionare, descrise de relațiile (3.6) și (3.9), au forma grafică arătată în Figura 3.10.

Se poate observa că funcția blocului de predistorsionare corespunzător modelului Saleh este definită pentru valori ale semnalului din banda de bază de la 0 până la punctul de saturație, care pentru cazul considerat este  $A_S = 1$ . Astfel, limita de inversabilitate a caracteristicii de amplitudine, determină ca distorsiunile introduse de amplificatorul de putere să se împartă în două categorii: distorsiuni determinate de caracteristicile de amplitudine și fază, ce descriu comportamentul nelinier al amplificatorului de putere pe domeniul de valori ce corespund intervalului valid  $[0, A_S]$ , respectiv distorsiuni datorate fenomenului de saturație impus de către caracteristica de amplitudine, pentru valori peste limita  $A_S$ . Prima categorie, corespunde efectelor neliniare ce pot fi compensate de către blocul de predistorsionare, în timp ce a doua categorie de neliniarități nu pot fi compensate în nici un fel. Altfel spus, liniarizarea funcției de transfer a amplificatorului de putere, cu ajutorul unui bloc de predistorsionare adaptivă, este posibilă doar pe intervalul de valori  $[0, A_S]$ , pentru care există corespondența biunivocă  $x \leftrightarrow A^{-1}(|x|)$ . Acest lucru este firesc, din moment ce caracteristica de amplitudine este o funcție bijectivă, potrivit căreia există o corespondență biunivocă  $x \leftrightarrow A(|x|)$ , doar pe acest interval. Totuși, această restricție nu se aplică caracteristicii de fază a cărei valori  $|\varphi(|x|)| > \pi$  pot fi întotdeauna reduse la intervalul  $[-\pi, \pi]$ . De aici rezultă că printr-o abordare unitară a celor două caracteristici, apare posibilitatea de a extinde domeniul de valori pentru care funcția de transfer este inversabilă, atât timp cât corespondența  $x \leftrightarrow \{A(|x|), \varphi(|x|)\}$  este biunivocă. Acest lucru poate fi realizat dacă reprezentarea funcției de transfer se face în domeniul numerelor complexe, caz în care pentru  $F(|x|) = A(|x|) \cdot \exp(j \cdot \varphi(|x|))$ , proprietatea de bijectivitate poate fi descrisă cu ajutorul reprezentării carteziene. În acest caz, corespondența de valori  $x \leftrightarrow \{Re(F(|x|)), Im(F(|x|))\}$ , reprezintă o formă unitară ce permite generalizarea definiției intervalului de inversabilitate a funcției de transfer. Totuși, trebuie menționat faptul că un domeniu restrâns de valori al caracteristicii de fază poate determina ca acest interval să fie sub punctul de saturație, motiv pentru care algoritmi de predistorsionare trebuie să verifice corespondența valorilor  $x \leftrightarrow F(|x|)$  pe intervalul pentru care se realizează compensarea neliniarităților [76].

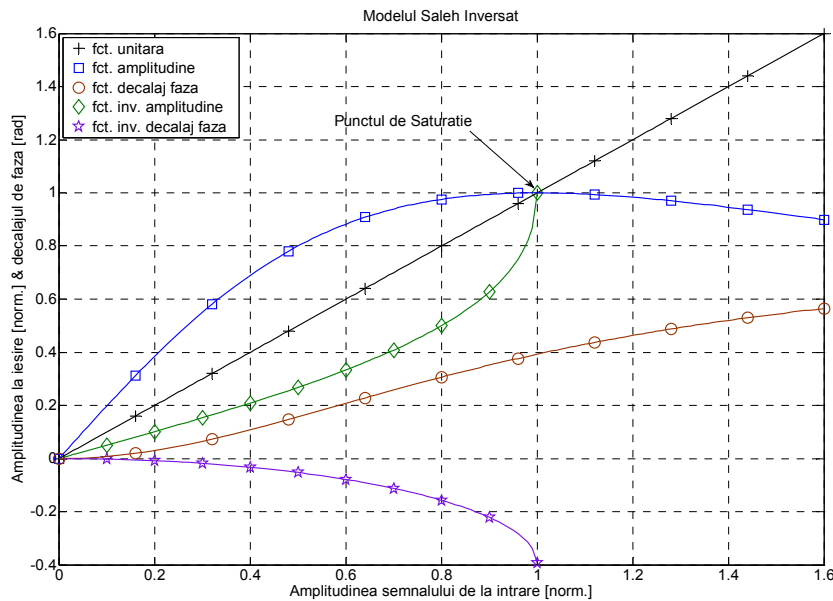


Figura 3.10. Caracteristicile inversate de amplitudine și fază de tip Saleh.

### 3.3.1.2. Funcția de câștig

În secțiunea anterioară am văzut că funcția de transfer a unui amplificator este descrisă cu ajutorul a două relații ce corespund caracteristicii de amplitudine respectiv decalajului de fază. De asemenea, am putut remarca faptul că prin utilizarea formei de reprezentare complexă, funcția de transfer este inversabilă pe un domeniu extins corespunzător. Pe de altă parte, pentru analiza caracteristicilor semnalului obținut în urma procesului de amplificare, se utilizează forma normalizată a funcției de transfer denumită și funcție de câștig, definită pe intervalul  $[0,1]$  cu valori în intervalul  $[0,1]$  pentru amplitudine respectiv  $[-\pi, \pi]$  pentru fază. În acest caz, semnalul de la ieșirea amplificatorului este dat de relația [76]:

$$y_{hpa} = x \cdot G_{HPA}(x) , \quad (3.10)$$

unde  $G_{HPA}$  este funcția complexă de câștig, ce poate fi descompusă în forma polară:

$$G_{HPA}(u) = G_{AM}(u) \cdot G_{PM}(u) , \quad (3.11)$$

unde  $u = |x|$ , iar cele două funcții componente  $G_{AM}$  și  $G_{PM}$  corespund caracteristicii de amplitudine normalizată respectiv a decalajului de fază. Dacă se ia în considerare cazul modelului Saleh, atunci pentru funcțiile de câștig se obțin următoarele expresii:

$$G_{AM}(u) = \frac{A(u)}{u} = \frac{A_s^2 \cdot a_a}{A_s^2 + u^2}, \quad (3.12)$$

$$G_{PM}(u) = \cos(\varphi(u)) + j \cdot \sin(\varphi(u)) = \cos\left(\frac{a_\varphi \cdot u^2}{1 + \beta_\varphi \cdot u^2}\right) + j \cdot \sin\left(\frac{a_\varphi \cdot u^2}{1 + \beta_\varphi \cdot u^2}\right). \quad (3.13)$$

Notând cu  $G_{HPA}^{-1}$  funcția de câștig complex corespunzătoare blocului de predistorsionare, și având în vedere faptul că factorul decalajului de fază  $G_{PM}^{-1}$ , depinde de modulul semnalului deja predistorsionat cu ajutorul factorului de amplitudine  $G_{AM}^{-1}$ , se poate scrie relația de legătură între componentele polare sub forma:

$$G_{HPA}^{-1}(u) = G_{AM}^{-1}(u) \cdot G_{PM}^{-1}(u \cdot G_{AM}^{-1}(u)). \quad (3.14)$$

Pentru determinarea factorului invers de amplitudine se are în vedere caracteristica de amplitudine inversată dată de relația (3.6), de unde rezultă că:

$$G_{AM}^{-1}(u) = \frac{A^{-1}(u)}{u} = \frac{a_a \cdot A_s^2}{2 \cdot u^2} \left[ 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{2 \cdot u}{a_a \cdot A_s}\right)^2} \right]. \quad (3.15)$$

Având în vedere că decalajul de fază al blocului de predistorsionare este descris de expresia (3.9), se poate scrie expresia factorului de fază ca fiind:

$$G_{PM}^{-1}(u) = \cos\left(-\varphi(u \cdot G_{AM}^{-1}(u))\right) + j \cdot \sin\left(+\varphi(u \cdot G_{AM}^{-1}(u))\right). \quad (3.16)$$

Pe baza acestor relații, se poate determina expresia semnalului de la ieșire, funcție de factorii de amplitudine și fază corespunzători celor două blocuri funcționale [76]:

$$y_{pdhpa} = y_{pd} \cdot G_{HPA}(y_{pd}) = x \cdot G_{HPA}^{-1}(|x|) \cdot G_{HPA}\left(|x \cdot G_{AM}^{-1}(|x|)\right), \quad (3.17)$$

$$y_{pdhpa} = x \cdot G_{AM}^{-1}(|x|) \cdot G_{PM}^{-1}\left(|x| \cdot G_{AM}^{-1}(|x|)\right) \cdot G_{AM}\left(|x| \cdot G_{AM}^{-1}(|x|)\right) \cdot G_{PM}\left(|x| \cdot G_{AM}^{-1}(|x|)\right), \quad (3.18)$$

De aici rezultă că între funcțiile componente ale câștigului celor două blocuri, trebuie să fie îndeplinite următoarele condiții [76]:

$$G_{AM}^{-1}(u) = \frac{1}{G_{AM}(u \cdot G_{AM}^{-1}(u))}, \quad (3.19)$$

$$G_{PM}^{-1}(u \cdot G_{AM}^{-1}(u)) = -G_{PM}(u \cdot G_{AM}^{-1}(u)). \quad (3.20)$$

### 3.3.1.3. Modelul Ghorbani

Din punct de vedere matematic, modelul Ghorbani este similar cu cel anterior, cu mențiunea că de această dată, reprezentarea caracteristicilor de amplitudine și decalaj de fază utilizează patru coeficienți, potrivit relațiilor [72]:

$$A(u) = \frac{a_a \cdot u^{\beta_a}}{1 + \gamma_a \cdot u^{\beta_a}} + \delta_a \cdot u, \quad (3.21)$$

$$\varphi(u) = \frac{a_\varphi \cdot u^{\beta_\varphi}}{1 + \gamma_\varphi \cdot u^{\beta_\varphi}} + \delta_\varphi \cdot u. \quad (3.22)$$

Dacă pentru coeficienții din aceste relații se aleg valorile  $[a_a, \beta_a, \gamma_a, \delta_a] = [8, 2, 6.5, 0.1]$  și  $[a_\varphi, \beta_\varphi, \gamma_\varphi, \delta_\varphi] = [4.6, 2, 10.8, 0.01]$ , atunci caracteristicile amplitudinii și a decalajului de fază au forma de variație așa cum este arătat în Figura 3.11. Se poate remarca faptul că, în acest caz, zona de atenuare după punctul de saturație este mai redusă. Datorită acestui fapt, modelul Ghorbani este mai potrivit pentru descrierea caracteristicilor dispozitivelor semiconductoare.

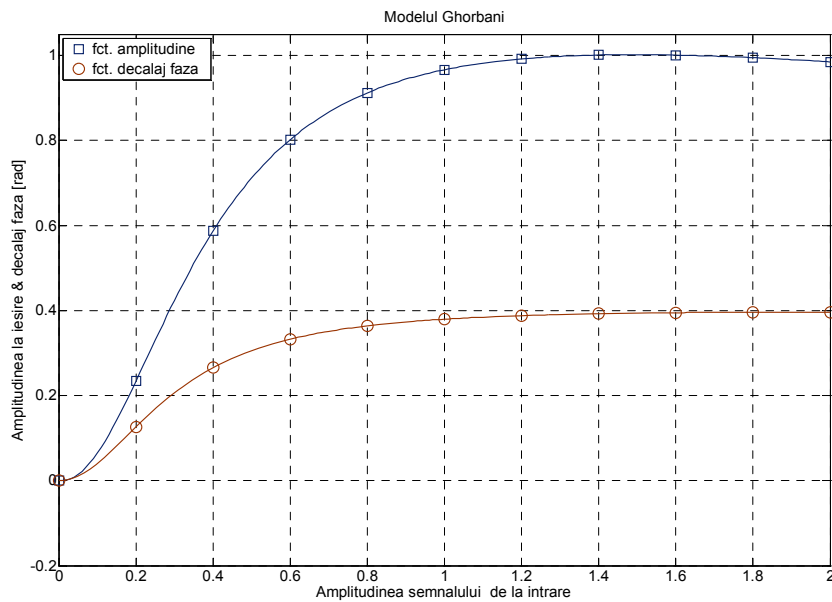


Figura 3.11. Reprezentarea caracteristicilor de amplitudine și fază de tip Ghorbani.

### 3.3.1.4. Modelul Rapp

Acest model a fost dezvoltat special pentru descrierea funcțiilor de transfer a dispozitivelor semiconductoare fără distorsiuni de fază, a căror caracteristică de amplitudine realizează o tranziție netedă spre punctul de saturație, potrivit expresiei [73]:

$$A(u) = \frac{v \cdot u}{\left(1 + \left(\frac{v \cdot u}{A_0}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}}, \quad (3.23)$$

unde  $p$  este factorul de netezire,  $A_0$  este nivelul de saturație, iar  $v$  este câștigul de semnal.

Pentru a reprezenta grafic această funcție, se consideră următoarele constante numerice  $v = 1.5$ ,  $A_0 = 1$  și  $p = [2, 4, 8]$ . Aceste exemple sunt reprezentate în Figura 3.12.

O variantă modificată a acestui model, presupune utilizarea unei funcții suplimentare de tip exponențial, ce permite o aproximare mai bună a zonei de semnal mic din cadrul caracteristicii de amplitudine a tranzistoarelor cu joncțiune bipolară. Experimentele au arătat că acest model se potrivește cu măsurătorile caracteristicilor amplificatoarelor din clasa AB utilizate în telefoanele mobile [74].

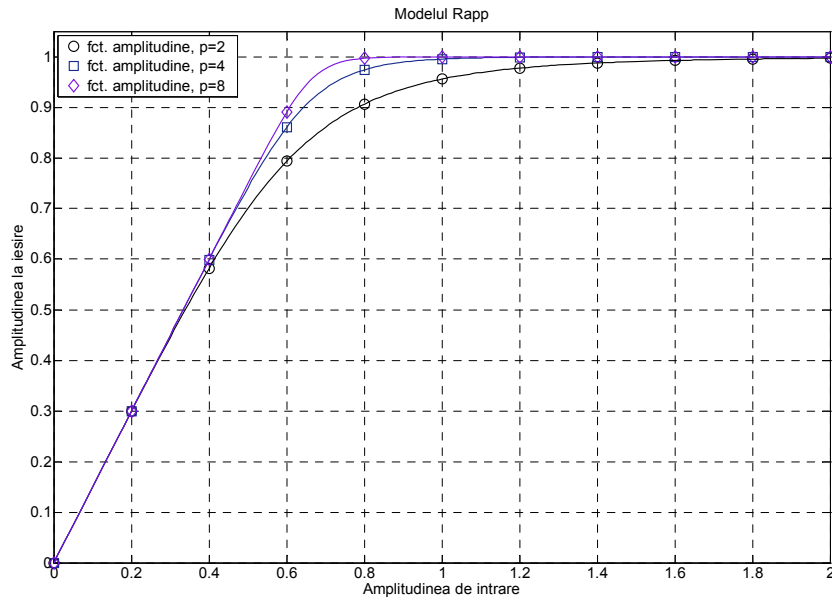


Figura 3.12. Reprezentarea caracteristicii de amplitudine de tip Rapp.



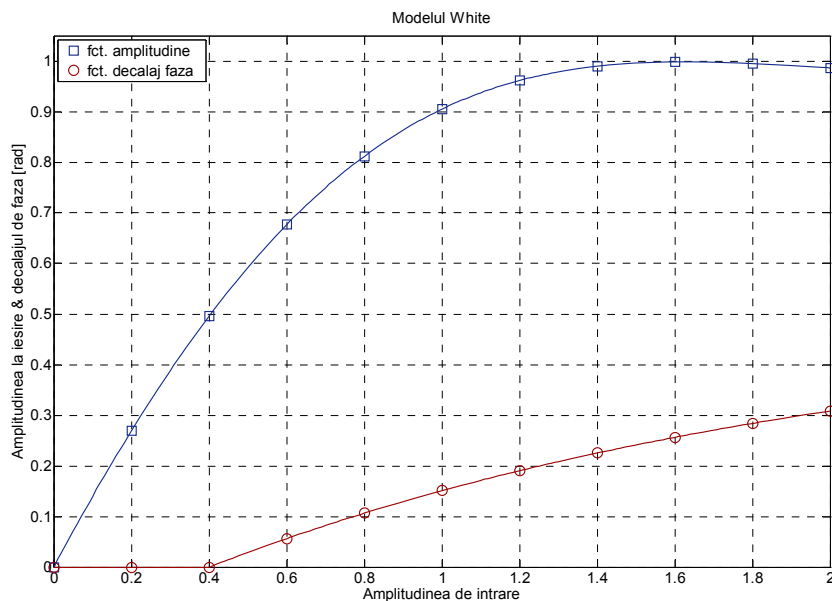
### 3.3.1.5. Modelul White

Acest model a fost elaborat pentru o aproximare mai bună a funcției de transfer a amplificatoarelor de putere realizate cu dispozitive semiconductoare destinate domeniului de frecvență (26-40 GHz). În acest caz, caracteristicile de amplitudine și decalaj de fază sunt descrise cu ajutorul unor funcții exponențiale [75]:

$$A(u) = a \cdot (1 - e^{-b \cdot u}) + c \cdot u \cdot e^{-d \cdot u^2}, \quad (3.24)$$

$$\varphi(u) = \begin{cases} f \cdot (1 - e^{-g \cdot (u-h)}) & , u \geq h \\ 0 & u < h \end{cases}. \quad (3.25)$$

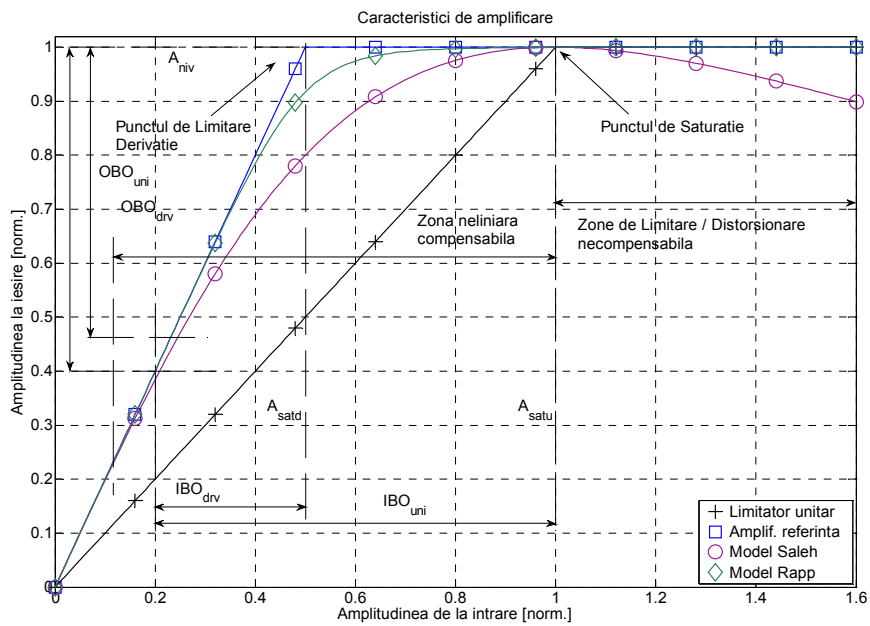
unde  $a$  - nivelul de saturație,  $b$  - câștigul din regiunea liniară și  $[c, d]$  - câștigul din regiunea neliniară, sunt parametrii caracteristici de amplitudine, iar  $[f, g, h]$  sunt parametri ce caracterizează variația decalajului de fază. Aceste funcții sunt reprezentate grafic în Figura 3.13, pentru cazul în care parametrii au următoarele valori  $[a, b, c, d] = [1, 1, 0.45, 0.5]$  și  $[f, g, h] = [0.5, 0.6, 0.4]$ . După forma acestor caracteristici se poate remarca faptul că modelul White reprezintă o combinație dintre modelele Ghorbani și Rapp.



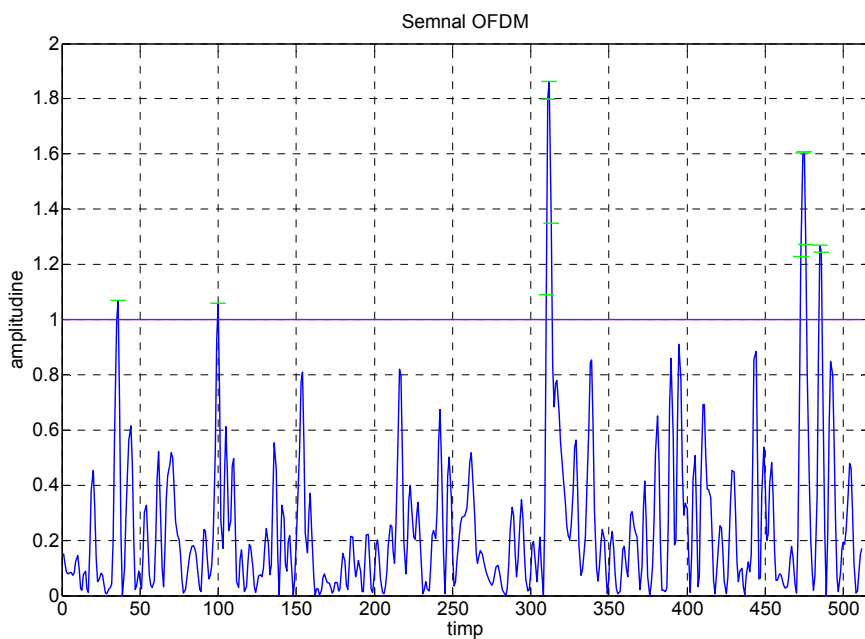
**Figura 3.13.** Reprezentarea caracteristicilor de amplitudine și fază de tip White.

### 3.3.2. Proprietățile semnalului în raport cu caracteristicile amplificatorului

În cadrul secțiunii anterioare, am prezentat aspectele principale ce caracterizează amplificatoarele de putere fără efect de memorie. În cadrul modelelor prezentate, s-a putut remarca faptul că nu toate amplificatoarele prezintă distorsiuni de fază, în schimb distorsiunea de amplitudine este prezentă întotdeauna. Această caracteristică este deosebit de importantă, reprezentând cauza principală a prezenței efectelor neliniare. Comparând diferitele modele prezentate, putem constata că aceste efecte se împart în trei categorii: a) distorsiuni neliniare, b) limitare de semnal și c) atenuare neliniară. Dacă efectele din prima categorie pot fi compensate cu ajutorul sistemului de predistorsionare, pentru celelalte tipuri de efecte nu există nici o soluție de compensare, deoarece caracteristica de amplitudine este inversabilă doar pe domeniul delimitat de punctul de saturație. Din această cauză, pentru a diminua ponderea acestor efecte, este necesară restrângerea gamei de valori ale semnalului util de la intrarea dispozitivului amplificator. Totuși, acest lucru nu este întotdeauna posibil sau presupune o limitare anterioară a semnalului, fapt ce conduce tot la distorsiuni ce implică degradarea performanțelor sistemului de comunicații. Datorită acestui fapt, se impune o analiză a parametrilor de semnal în raport cu caracteristicile amplificatorului de putere. În acest sens, vom evalua efectele neliniare corespunzătoare modelelor Saleh și Rapp, utilizând ca modele de referință: amplificatorul liniar limitator cu câștig unitar și amplificatorul liniar limitator derivație, reprezentate în Figura 3.14. Diferența dintre cele două modele de referință este dată de coeficientul de amplificare, ce determină nivelul semnalului de intrare la care are loc efectul de limitare. De aici rezultă că domeniul corespunzător amplificării neliniare poate fi subîmpărțit în trei intervale, delimitate de punctul de saturație al primului model de referință și punctul de limitare corespunzător celui de al doilea model. Urmărind diferențele dintre amplitudinile semnalelor de ieșire corespunzătoare modelelor reale și teoretice, în funcție de nivelul semnalului de intrare, se poate observa că distanța dintre punctul de limitare al modelului derivație și curbele caracteristice modelelor reale depinde de gradul de neliniaritate. Mai precis, cu cât panta de amplificare este mai abruptă și gradul de convergență spre nivelul de limitare este mai mare, cu atât distanța de punctul de limitare este mai mică și abaterea față de modelul de referință cu câștig unitar este mai mare. O altă modalitate de evaluare a caracterului neliniar se bazează pe variația amplitudinii semnalului de ieșire în raport cu nivelul semnalului de intrare care depășește pragul de saturație. Astfel, dacă în cazul modelului Rapp, amplitudinea de ieșire se apropie de limita corespunzătoare punctului de saturație, în cazul modelului Saleh acest punct reprezintă începutul domeniului unde amplitudinea de ieșire prezintă o variație de semn schimbat. Acest aspect este deosebit de important dacă se ia în considerare caracterul pseudo-aleator al semnalului OFDM, care în raport cu un nivel de limitare de referință corespunzător unor distorsiuni de semnal acceptabile, prezintă vârfuri de semnal cu amplitudini diferite, așa cum este exemplificat în Figura 3.15. Prin corelarea acestui nivel de limitare normalizat cu punctul de saturație, se poate aprecia că vârfurile de semnal cu amplitudine mică vor determina distorsiuni reduse, în timp ce vârfurile de semnal cu amplitudine mare vor determina distorsiuni semnificative, în special în cazul amplificatoarelor cu caracteristică de tip Saleh, ce vor produce o atenuare pronunțată a acestor vârfuri de semnal. Din acest motiv putem spune, că punctul de saturație reprezintă nivelul de semnal de referință în analiza proprietăților semnalului în raport cu caracteristicile amplificatorului.



**Figura 3.14.** Comparație între diferite caracteristici de amplificare în raport cu punctul de saturație.



**Figura 3.15.** Exemplu de semnal OFDM cu amplitudinea normalizată la pragul de limitare.

Având în vedere că puterea semnalului este proporțională cu pătratul amplitudinii, efectul distorsiunilor poate fi apreciat cu ajutorul rapoartelor dintre puterea medie a semnalului de intrare/ieșire și puterea maximă de intrare/ieșire a amplificatorului. De regulă, aceste mărimi se folosesc în formă logaritmică, dată de expresiile:

$$IBO_{db} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_{in\ max}}{P_{in}} \right), \quad (3.26)$$

$$OBO_{db} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_{out\ max}}{P_{out}} \right). \quad (3.27)$$

Pentru evaluarea acestor mărimi, în contextul celor două modele de referință, vom efectua un calcul similar celui din [76], potrivit căruia puterile de intrare și ieșire sunt exprimate în funcție de distribuția statistică a semnalului util. Ținând cont de faptul că semnalul OFDM în domeniul timp are o distribuție de tip Rayleigh, puterea medie a semnalului util de la intrare este:

$$\bar{P}_{in} = \int_0^{\infty} x^2 \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx = 2 \cdot \sigma^2, \quad (3.28)$$

iar puterea semnalului de la ieșirea amplificatorului liniar limitator cu câștig unitar este obținută prin integrarea pătratului amplitudinii semnalului de ieșire pe domeniul liniar  $[0, A_{satu}]$  și a amplitudinii maxime  $A_{niv}$  pe domeniul de limitare  $[A_{satu}, \infty]$ :

$$\begin{aligned} \bar{P}_{out} &= \int_0^{A_{satu}} x^2 \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx + \int_{A_{satu}}^{+\infty} A_{niv}^2 \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx \\ &= 2 \cdot \sigma^2 - \left( 2 \cdot \sigma^2 + A_{satu}^2 - A_{niv}^2 \right) \cdot \exp\left( \frac{-A_{satu}^2}{2 \cdot \sigma^2} \right), \end{aligned} \quad (3.29)$$

unde  $\sigma$  reprezintă valoarea modală caracteristică distribuției Rayleigh, funcție de care se poate determina valoarea medie  $\mu = \sigma \cdot \sqrt{\pi/2}$ , valoarea centrală  $\kappa = \sigma \cdot \sqrt{\ln(4)}$  și varianta  $\nu = \sigma^2 \cdot (4 - \pi)/2$  semnalului util. Având punctul de saturație stabilit, se pot determina cu ușurință și puterile maxime ca fiind  $P_{in\ max} = A_{satu}^2 = 1$  și  $P_{out\ max} = A_{niv}^2 = 1$ , astfel că rapoartele de putere pentru intrare și ieșire au expresiile:

$$IBO_{uni} = \frac{1}{2 \cdot \sigma^2}, \quad (3.30)$$

$$OBO_{uni} = \frac{1}{2 \cdot \sigma^2 \cdot \left( 1 - \exp\left( \frac{-1}{2 \cdot \sigma^2} \right) \right)}. \quad (3.31)$$

Pentru determinarea parametrilor  $IBO$  și  $OBO$  corespunzători modelului liniar limitator derivație, se are în vedere punctul de limitare definit de parametri  $A_{niv} = 1$  și  $A_{satd} = 1/\beta$ , caz în care puterea de ieșire este:

$$\begin{aligned} \bar{P}_{outdrv} &= \int_0^{A_{satd}} (x \cdot \beta)^2 \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx + \int_{A_{satd}}^{+\infty} A_{niv}^2 \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx \\ &= 2 \cdot \beta^2 \cdot \sigma^2 - \left( 2 \cdot \beta^2 \cdot \sigma^2 + \beta^2 \cdot A_{satd}^2 - A_{niv}^2 \right) \cdot \exp\left(\frac{-A_{satd}^2}{2 \cdot \sigma^2}\right), \end{aligned} \quad (3.32)$$

unde  $\beta$  este factorul de amplificare liniară al acestui model, ce corespunde derivatei de ordinul întâi a funcției de transfer corespunzătoare modelului real în punctul zero. Ținând cont de aceste modificări, rapoartele de putere pentru intrare și ieșire pentru acest model au expresiile:

$$IBO_{drv} = \frac{(1/\beta)^2}{2 \cdot \sigma^2}, \quad (3.33)$$

$$OBO_{drv} = \frac{1}{2 \cdot \beta^2 \cdot \sigma^2 \cdot \left( 1 - \exp\left(\frac{-1}{2 \cdot \beta^2 \cdot \sigma^2}\right) \right)}. \quad (3.34)$$

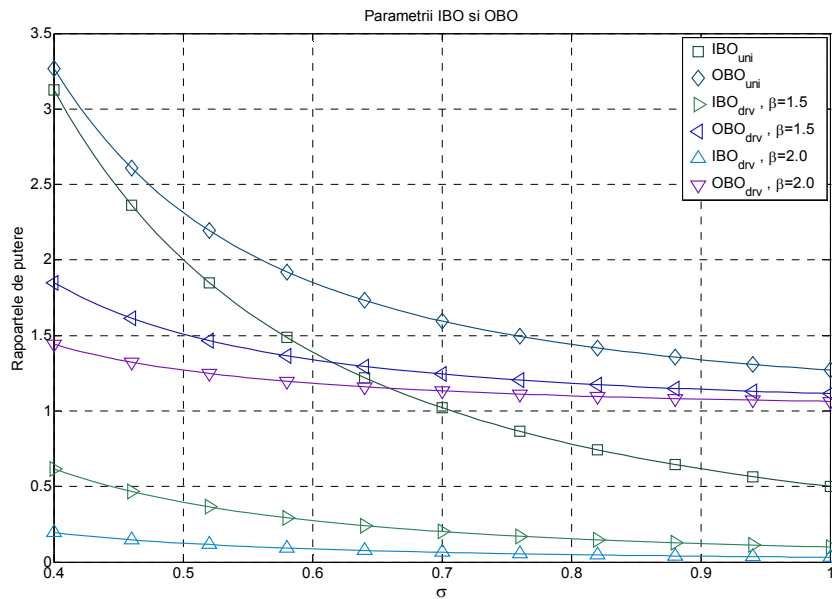
Având în vedere că valoarea medie a semnalului util este direct proporțională cu valoarea modală, putem spune că parametrii  $IBO$  și  $OBO$  sunt funcții de  $\mu$ , motiv pentru care în Figura 3.16, am reprezentat grafic dependențele acestor parametri în funcție de  $\sigma$  pentru diferite valori ale lui  $\beta$ . Potrivit formei descrescătoare a acestor curbe caracteristice, valorile mari ale amplitudinii semnalului determină valori mici pentru  $IBO$  și  $OBO$  ce corespund unui nivel de saturație ridicat. Este de remarcat faptul că viteza de descreștere este dependentă de coeficientul  $\beta$ , astfel că mărimile  $IBO_{uni}$  și  $OBO_{uni}$  prezintă o dinamică semnificativ mai mare în raport cu cea corespunzătoare mărimilor  $IBO_{drv}$  și  $OBO_{drv}$ . Acest lucru înseamnă că pentru un semnal de intrare dat, odată cu creșterea coeficientului de amplificare, se mărește și riscul ca amplificatorul să ajungă la pragul de saturație.

Efectul de saturație poate fi privit și din perspectiva interdependenței dintre mărimile  $IBO$  și  $OBO$ . Această funcție se poate obține ușor dacă se are în vedere forma celor două expresii (3.30) și (3.31), astfel, printr-o simplă substituție rezultă relația:

$$OBO = \frac{IBO}{(1 - \exp(-IBO))}, \quad (3.35)$$

ce poate fi scrisă și sub forma logaritmică, caz în care această dependență are forma:

$$OBO_{db} = IBO_{db} - 10 \cdot \log_{10}\left(1 - \exp\left(-10^{IBO_{db}/10}\right)\right). \quad (3.36)$$



**Figura 3.16.** Dependenta rapoartelor IBO și OBO de  $\sigma$ .

Potrivit reprezentării grafice din Figura 3.17, se poate remarca faptul că dependența *OBO* funcție de *IBO* are o formă exponențială pentru domeniul de valori mici corespunzător nivelului de saturație ridicat și o formă aproximativ liniară pentru domeniul de valori mari, corespunzătoare unui nivel de saturație scăzut. Deoarece dependența dintre mărimile  $IBO_{uni}$  și  $OBO_{uni}$  este identică cu cea dintre  $IBO_{drv}$  și  $OBO_{drv}$ , reprezentarea grafică a unei singure curbe este suficientă. Nivelul de saturație indicat de aceste mărimi este în strânsă legătură cu puterea medie corespunzătoare părții de semnal ce este supus efectului de limitare. Astfel, dacă avem în vedere modelul amplificatorului liniar limitator derivație, această putere se poate calcula cu ajutorul relației:

$$\begin{aligned} \bar{P}_{clip} &= \int_{A_{satd}}^{+\infty} (x \cdot \beta)^2 \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx \\ &= \beta^2 \cdot \left( A_{satd}^2 + 2 \cdot \sigma^2 \right) \cdot \exp\left(-A_{satd}^2 / (2 \cdot \sigma^2)\right) \end{aligned} \quad (3.27)$$

unde  $A_{satd} = 1/\beta$  este nivelul semnalului de intrare corespunzător punctului de limitare determinat de coeficientul de amplificare  $\beta$ . Admițând că distribuția eșantioanelor semnalului OFDM este de tip Rayleigh, putem spune că puterea  $\bar{P}_{clip}$  depinde de amplitudinea semnalului de intrare, astfel că efectul de limitare poate introduce distorsiuni ce determină ca o parte din informația transmisă să nu mai poată fi recuperată. Pentru a evalua această cantitate, se poate utiliza raportul dintre puterea de ieșire aferentă amplificatorului ideal fără limitare și puterea anterior calculată. Având puterea de ieșire corespunzătoare cazului ideal determinată de relația:

$$\bar{P}_{outmul} = \int_0^{\infty} (x \cdot \beta)^2 \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx = 2 \cdot \beta^2 \cdot \sigma^2, \quad (3.38)$$

forma logaritmică a raportului semnal-zgomot de limitare este definită ca fiind:

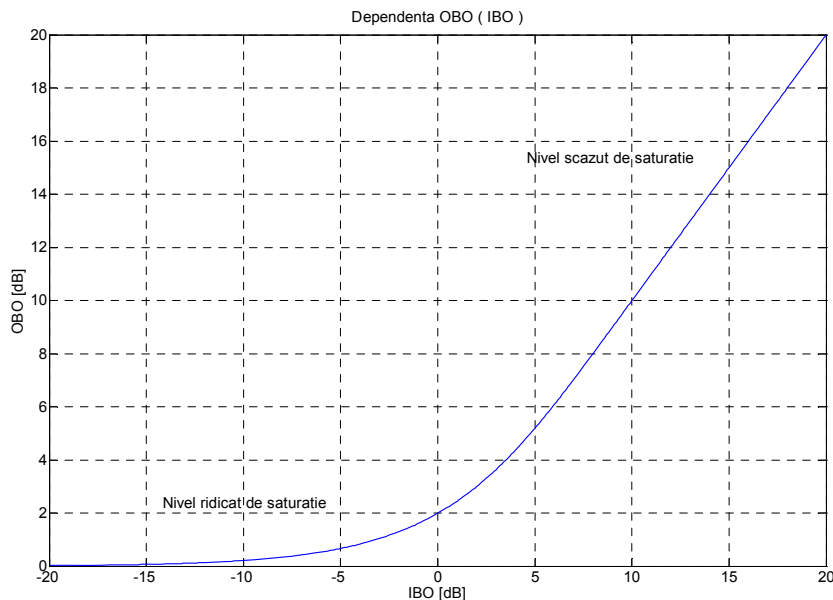
$$\begin{aligned} SNR_{clip} &= 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\bar{P}_{outmul}}{P_{clip}} \right) \\ &= -10 \cdot \log_{10} \left( \exp \left( \frac{-1}{2 \cdot \beta^2 \cdot \sigma^2} \right) \cdot \left( 1 + \frac{1}{2 \cdot \beta^2 \cdot \sigma^2} \right) \right). \end{aligned} \quad (3.39)$$

Alternativ, așa cum s-a procedat în [76], dacă se ține cont de expresiile (3.39) și (3.33), rezultă că raportul  $SNR_{clip}$  poate fi exprimat și în funcție de  $IBO$ , potrivit relației:

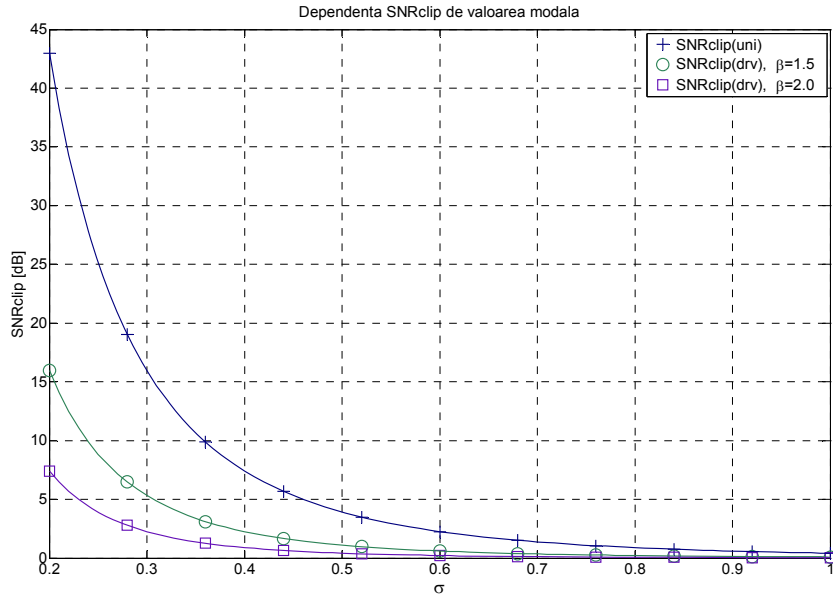
$$SNR_{clip} = -10 \cdot \log_{10} \left( e^{-IBO_{drv}} \cdot (1 + IBO_{drv}) \right). \quad (3.40)$$

Această mărime este reprezentată grafic în funcție de valoarea modală  $\sigma$  pentru câteva valori ale lui  $\beta$  în Figura 3.18, și indică faptul că un coeficient de amplificare mărit determină un raport semnal-zgomot de limitare diminuat.

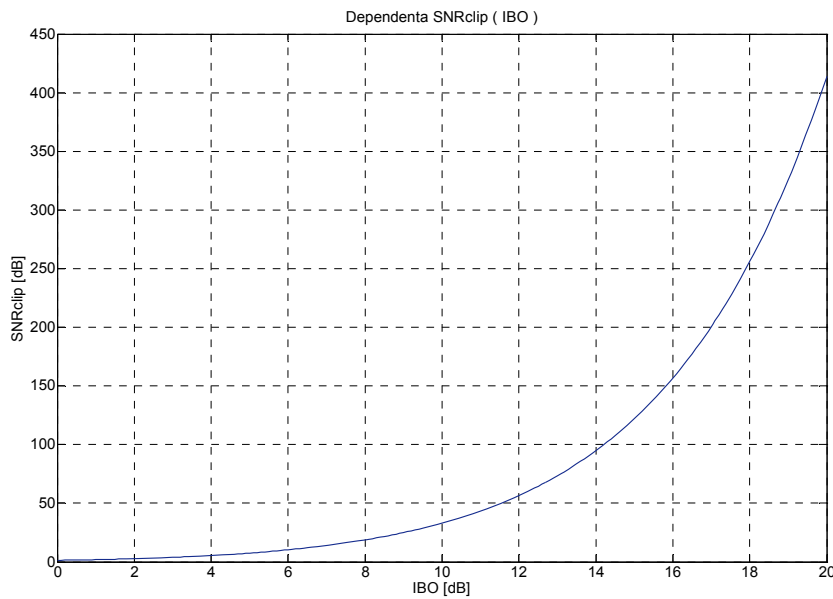
Un aspect similar este pus în evidență în Figura 3.19, unde este reprezentat  $SNR_{clip}$  în funcție de  $IBO$ . Așa cum era de așteptat, această figură arată că nivelul de saturație ridicat determină un  $SNR_{clip}$  scăzut.



**Figura 3.17.** Interdependența dintre mărimile OBO și IBO.



**Figura 3.18.** Dependenta parametrului  $SNR_{clip}$  de  $\sigma$  pentru diferite valori ale lui  $\beta$ .



**Figura 3.19.** Dependenta parametrului  $SNR_{clip}$  de mărimea  $IBO$ , în formă logaritmică.



Din ambele grafice se poate remarca dinamica mare a acestui parametru, motiv pentru care evitarea distorsiunilor de limitare are o deosebită importanță. Datorită caracterului pseudo-aleator cu distribuție de tip Rayleigh a semnalului OFDM, este de așteptat ca cel puțin vârfurile de semnal să fie supuse efectului de limitare, generând distorsiuni ce nu pot fi contracarate cu ajutorul operației de predistorționare. Pentru evaluarea erorilor datorate efectului de limitare, se are în vedere porțiunea de semnal suprimată, din zona de limitare a amplificatorului. Astfel, puterea medie a semnalului de eroare datorită efectului de limitare, corespunzător modelului limitator cu coeficientul de amplificare  $\beta$ , este [76]:

$$\bar{P}_{Eclip} = \int_{A_{satd}}^{\infty} (x \cdot \beta - A_{niv})^2 \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx, \quad (3.41)$$

unde  $A_{niv}$  și  $A_{satd}$  sunt parametrii menționați anterior. În urma efectuării calculului integralei, rezultă expresia algebrică a puterii semnalului de eroare ca fiind:

$$\bar{P}_{Eclip} = \left( 2\beta^2 \sigma^2 + (\beta A_{satd} - A_{niv})^2 \right) \cdot \exp\left(\frac{-A_{satd}^2}{2\sigma^2}\right) - \frac{\sigma\sqrt{2\pi}}{(\beta A_{niv})^{-1}} \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{A_{satd}}{\sqrt{2}\sigma}\right), \quad (3.42)$$

care pentru cazul particular  $A_{satd} = 1/\beta$ ,  $A_{niv} = 1$ , devine:

$$\bar{P}_{Eclip} = \left( 2\beta^2 \sigma^2 + (\beta - 1)^2 \right) \cdot \exp\left(\frac{-1}{2\beta^2 \sigma^2}\right) - \sigma\beta\sqrt{2\pi} \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{2}\beta\sigma}\right), \quad (3.43)$$

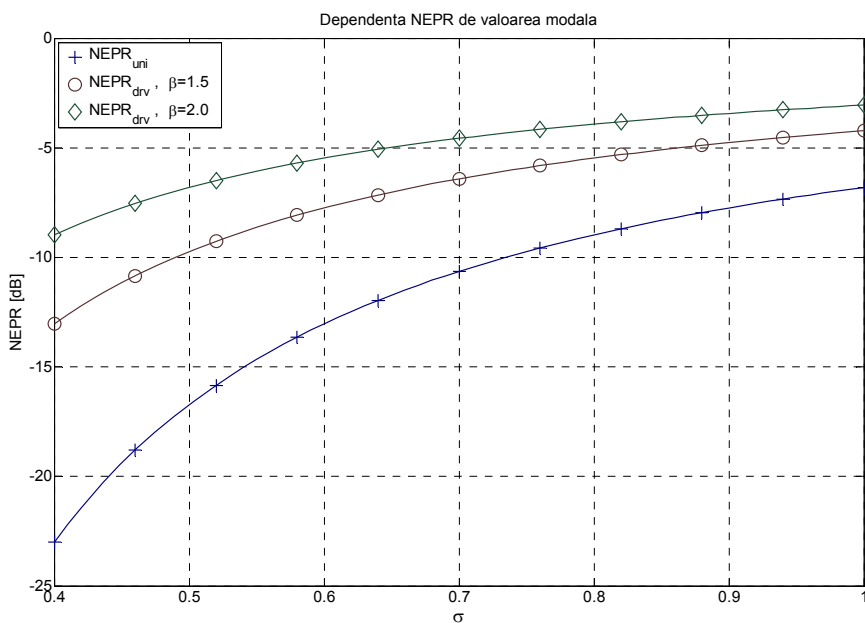
În mod similar cazului parametrilor precedenți și această mărime poate fi exprimată în funcție de  $IBO$ . Astfel, ținând cont de expresiile (3.42) și (3.33), rezultă:

$$\bar{P}_{Eclip} = \left( \frac{\beta^2 A_{satd}^2}{IBO_{drv}} + (\beta A_{satd} - A_{niv})^2 \right) \cdot e^{-IBO_{drv}} - \sqrt{\frac{\pi}{IBO_{drv}}} \cdot \frac{\operatorname{erfc}\left(\sqrt{IBO_{drv}}\right)}{(A_{satd} A_{niv})^{-1}}. \quad (3.44)$$

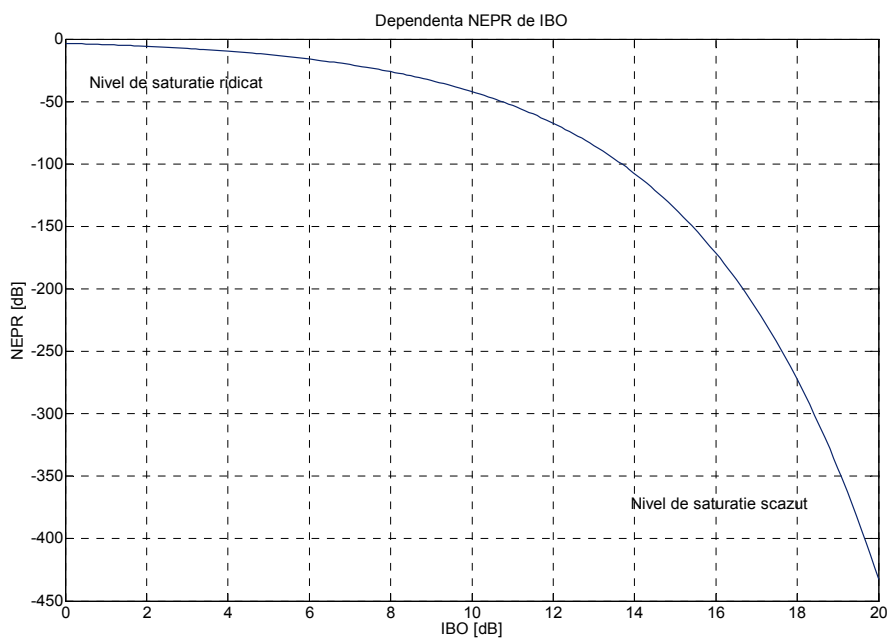
Apoi, având puterea medie de ieșire corespunzătoare modelului teoretic fără limitare pentru distribuția Rayleigh dată de expresia (3.38), se poate defini nivelul minim al puterii semnalului de eroare normalizat la puterea medie de ieșire în prezența unui limitator liniar, ca fiind:

$$NEPR_{drv} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\bar{P}_{Eclip}}{P_{outmul}} \right). \quad (3.45)$$

Reprezentarea grafică a dependenței acestui parametru de valoarea modală  $\sigma$  este prezentată în Figura 3.20, ce pune în evidență decalajul de câțiva decibeli al gamei de valori funcție de coeficientul de amplificare liniară  $\beta$ . În schimb, dependența lui  $NEPR$  de raportul  $IBO$ , prezintă o dinamică mai mare, așa cum reiese din Figura 3.21, de unde se poate remarca faptul că puterea semnalului de eroare scade rapid odată cu descreșterea nivelului de saturație.



**Figura 3.20.** Dependența mărimii *NEPR* de valoarea modala  $\sigma$ .



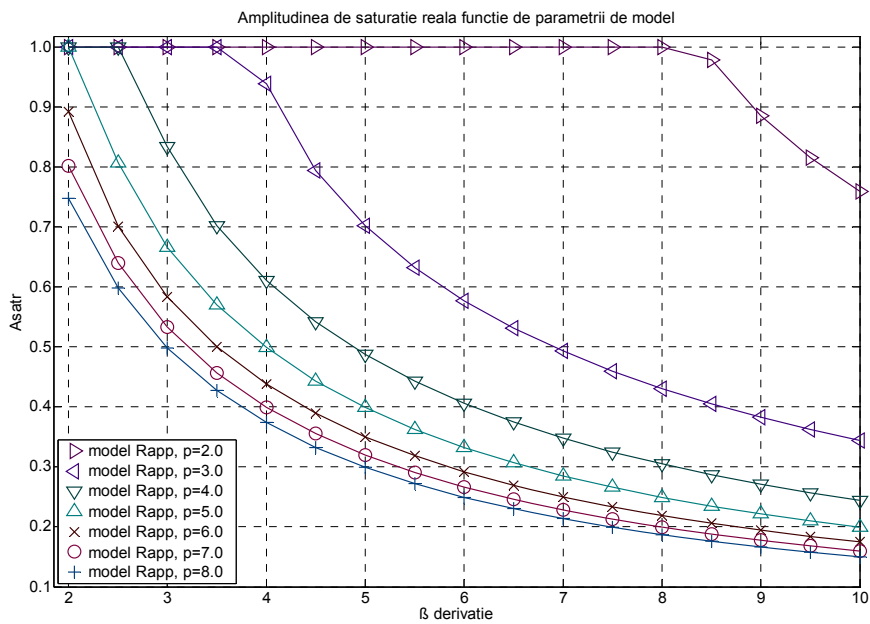
**Figura 3.21.** Dependența mărimii *NEPR* de raportul *IBO*.

Așa cum am putut remarca în Figura 3.17, în cazul amplificatoarelor reale, caracterul nelinier al funcției de transfer devine tot mai accentuat odată cu creșterea nivelului mediu al semnalului de intrare, putând avea o pondere semnificativă și la amplitudini considerabil mai mici, decât cea corespunzătoare punctului de saturație de la care începe să aibă loc efectul de limitare. Teoretic, neliniaritățile corespunzătoare nivelelor de semnal mai mici decât amplitudinea de saturație pot fi compensate cu ajutorul blocului de predistorsionare. Pentru a extinde aplicabilitatea blocului de predistorsionare la o gamă cât mai variată de amplificatoare, tehnicile actuale de compensare a neliniarităților au pus accent pe utilizarea algoritmilor adaptivi care, pentru estimarea funcției de transfer inverse, folosesc diferite operații matematice ce implică derivata de ordinul întâi sau diferențe finite. Dacă funcția de transfer a amplificatorului are o variație asimptotică față de pragul de saturație în apropierea punctului de saturație, atunci pentru acel domeniu de valori funcția de transfer inversă va avea o variație bruscă, fapt ce determină ca derivata de ordinul întâi să necesite o gamă de valori foarte mare. Domeniul de reprezentare limitat în format numeric, poate conduce la erori de calcul ce determină ca precizia algoritmului de predistorsionare să scadă corespunzător, motiv pentru care operația de inversare a funcției de transfer în apropierea punctului de saturație nu este întotdeauna posibilă [76]. Astfel, putem spune că punctul de saturație real este situat înaintea celui teoretic, fapt ce implică un impact mai mare al efectului de limitare asupra semnalului de la ieșire. Pentru a stabili decalajul dintre cele două puncte de saturație, este necesară impunerea unui criteriu, care să indice amplitudinea semnalului de intrare pentru care diferența dintre amplitudinea curentă a semnalului de ieșire și amplitudinea semnalului de ieșire corespunzătoare nivelului de limitare este mai mică decât un prag de eroare impus. În acest sens, vom considera eroarea relativă definită cu ajutorul relației:

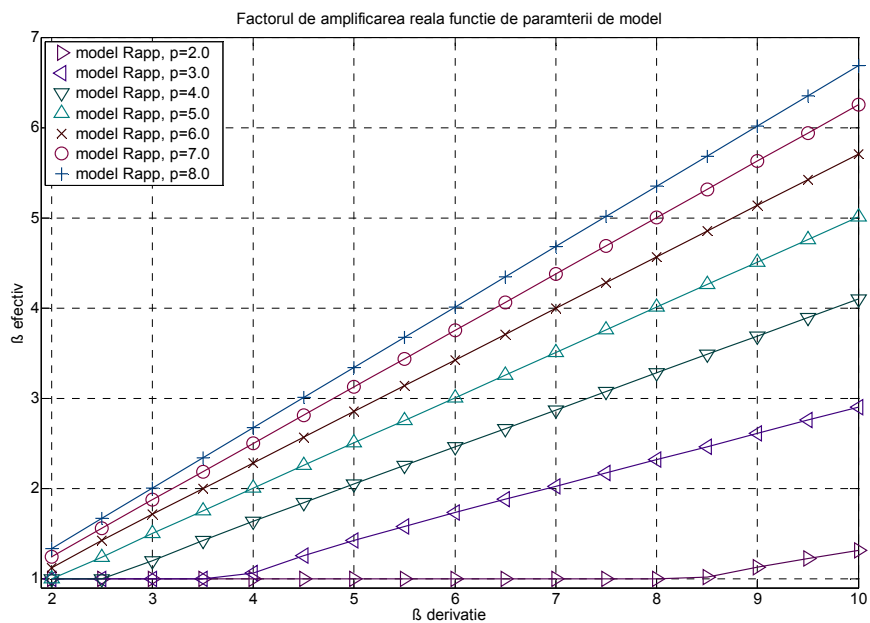
$$\frac{A_{niv} - f_{amp}(x)}{A_{niv}} \leq \varepsilon , \quad (3.46)$$

unde  $\varepsilon$  reprezintă valoarea pragului de eroare impus.

Dacă avem în vedere modelul Rapp și impunem un prag de eroare de  $\varepsilon = 1 \cdot 10^{-4}$ , atunci dependența amplitudinii de saturație funcție de factorul de amplificare și coeficientul specific  $p$ , are forma celei reprezentate în Figura 3.22. Cu cât modelul real aproximează mai bine modelul liniar limitator derivație, cu atât mai mult crește decalajul dintre punctul de saturație efectiv și cel teoretic. Dacă diferența dintre cele două modele scade, atunci, decalajul dintre punctul de saturație teoretic și cel efectiv se diminuează corespunzător, fapt ce determină ca operația de compensare a funcției de transfer a amplificatorului să reducă efectul de limitare dar și factorul de amplificare efectiv, așa cum este arătat în Figura 3.23. Simulările au arătat că pentru valori mai mici ale lui  $\varepsilon$ , decalajul dintre cele două puncte de saturație scade corespunzător, dar nu atât de mult încât să fie neglijabil. În cazul modelului Saleh, se poate admite că această declaj este mult mai mic, valoarea acestuia depinzând foarte mult de caracteristicile algoritmului de compensare utilizat. Astfel, putem admite că pentru modelul Rapp, valorile parametrilor  $SNR_{clip}$  și  $NEPR$  depind de factorul de amplificare efectiv, în timp ce pentru modelul Saleh, acest coeficient poate fi considerat ca fiind  $\beta = 1$ .



**Figura 3.22.** Amplitudinea de saturație reală funcție de factorul de amplificare pentru modelul Rapp.



**Figura 3.23.** Factorul de amplificare reală funcție de factorul de amplificare derivație pentru modelul Rapp.

Un alt aspect important este cel al puterii semnalului diferență care trebuie să fie compensată de către blocul de predistorsionare. Dacă forma modelului real aproximează mai bine modelul liniar limitator, atunci puterea semnalului diferență scade, deci ponderea blocului de predistorsionare se diminuează corespunzător. În baza estimărilor anterioare, am putut vedea că acest fenomen este mult mai accentuat în cazul modelului Rapp, a cărui putere medie de ieșire este dată de relația:

$$\bar{P}_{outrapp} = \int_0^{\infty} (f_{raapp}(x))^2 \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx . \quad (3.47)$$

Pentru a stabili gradul de apropiere dintre cele două modele, definim raportul dintre puterea medie de ieșire corespunzătoare modelului liniar limitator derivație și puterea medie de ieșire aferentă modelului real, conform expresiei:

$$LDFPR_{rapp} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\bar{P}_{outdrv}}{\bar{P}_{outrapp}} \right) . \quad (3.48)$$

unde puterile  $\bar{P}_{outdrv}$  și  $\bar{P}_{outrapp}$  sunt date de expresiile (3.32) și (3.47) anterior menționate. Dacă acest parametru are o valoare ce tinde spre zero, înseamnă că modelul real se apropie foarte mult de modelul liniar limitator derivație, având diferența de amplitudine mică. Pe de o parte, acest lucru ar putea fi interpretat ca o creștere a gradului de liniaritate, însă pe de altă parte, o asemenea apropiere între cele două modele determină o diferență diminuată dintre palierul orizontal corespunzător pragului de limitare și modelul real pentru nivelele de semnal de intrare din intervalul  $[A_{satd}, A_{asatu}]$ , fapt ce determină o pondere mărită a efectului de limitare asupra semnalului de ieșire, deci un grad de distorsiune mărit. Creșterea valorii parametrului  $LDFPR_{rapp}$  poate însemna atât un caracter neliniar pronunțat, cât și o apropiere de modelul liniar limitator cu câștig unitar. De asemenea, un caracter neliniar accentuat corespunzător unei diferențe semnificative a modelului real față de pragul de limitare, înseamnă și o capacitate mărită de compensare din partea blocului de predistorsionare. Din acest motiv, scăderea valorii acestui parametru poate fi echivalată cu o diminuare a posibilității de compensare a caracterului neliniar cu ajutorul tehnicilor de predistorsionare.

Puterea semnalului diferență dintre cele două modele poate fi evaluată cu ajutorul următoarei expresii:

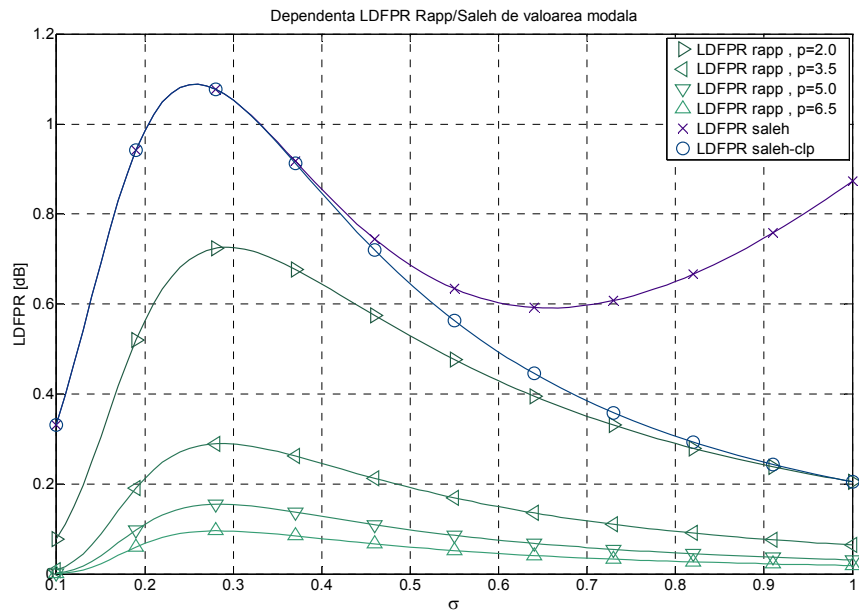
$$\bar{P}_{delta} = \int_0^{A_{satd}} (\beta \cdot x - f_{rapp}(x))^2 \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx + \int_{A_{satd}}^{\infty} (A_{niv} - f_{rapp}(x))^2 \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx , \quad (3.49)$$

având coeficienții  $A_{satd}$ ,  $A_{niv}$  și  $\beta$  definiți la începutul acestei secțiuni. Cu ajutorul acestei mărimi, putem defini parametrul complementar ca fiind raportul dintre puterea diferență dintre cele două modele și puterea medie de ieșire maximă, corespunzătoare modelului liniar limitator derivație. Forma logaritmică a acestui raport este dată de relația:

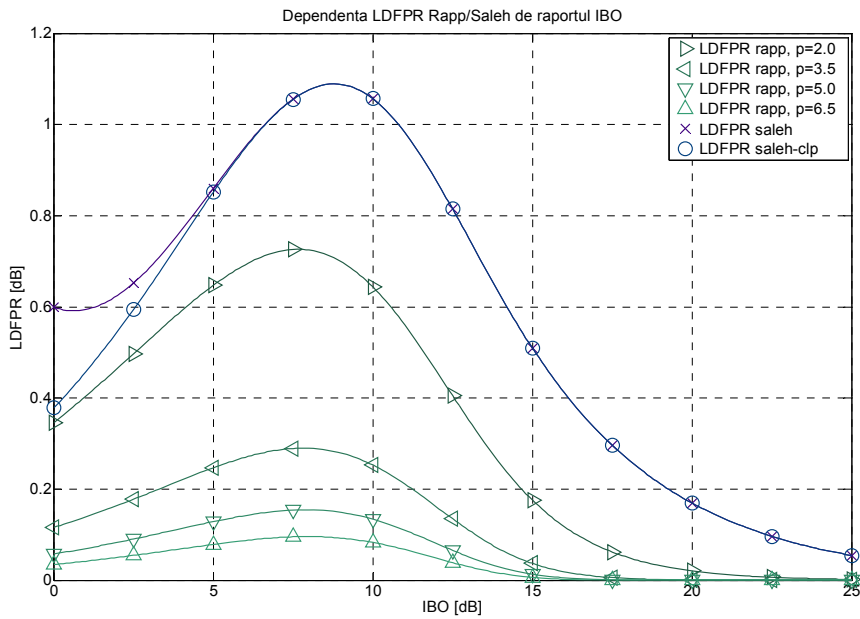
$$ADTPR_{rapp} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\bar{P}_{delta}}{P_{outdrv}} \right), \quad (3.50)$$

În mod similar, o valoare mică pentru acest parametru înseamnă o apropiere față de modelul de referință liniar limitator derivație, în timp ce creșterea valorii  $ADTPR$  indică un grad de neliniaritate compensabil ridicat. Valoarea maximă a acestui parametru se obține dacă modelul real devine identic cu modelul liniar limitator cu câștig unitar, a cărui putere medie de ieșire este dată de expresia (3.29).

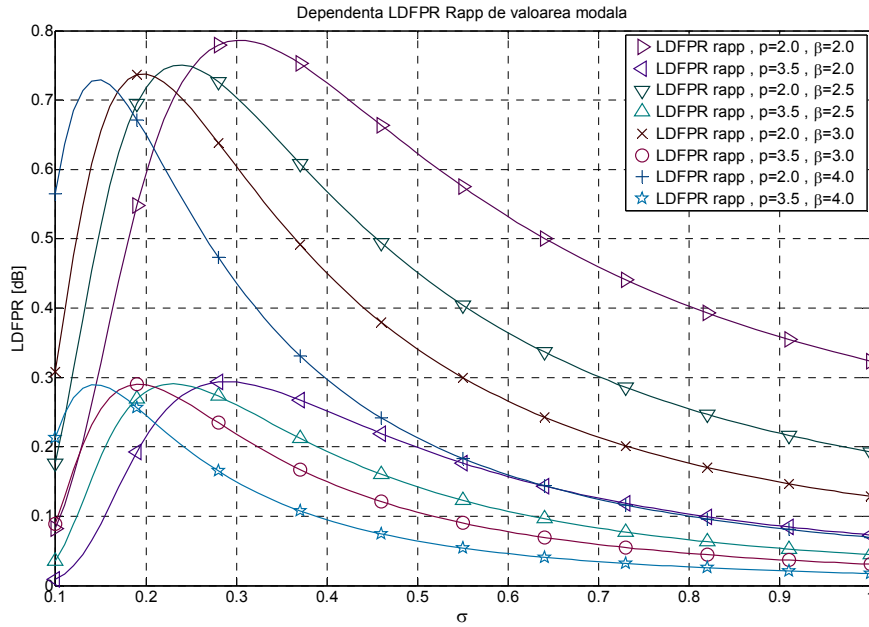
Deoarece produsul dintre pătratul amplitudinii de la ieșire și densitatea de probabilitate Rayleigh reprezintă o funcție care nu are primitivă, calculul integralelor din (3.47) și (3.49) nu poate fi efectuat decât cu ajutorul metodelor numerice. Din acest motiv singura modalitate de a aprecia variația acestor mărimi funcție de parametri implicați, este reprezentarea grafică. Deoarece valorile parametrilor  $LDFPR_{rapp}$  și  $ADTPR_{rapp}$  depind și de nivelul semnalului de intrare, în figurile următoare sunt reprezentate variațiile acestor parametri funcție de valoarea modală  $\sigma$  și mărimea  $IBO$ . Mai mult, pentru a pune în evidență diferența dintre modelele Rapp și Saleh, simulările numerice au fost efectuate și pentru modelul Saleh cu și fără atenuare după punctul de saturație. Din reprezentarea grafică a raportului dintre puterile de ieșire  $LDFPR$  funcție de valoarea modală  $\sigma$  și mărimea  $IBO$ , din Figura 3.24 respectiv Figura 3.25, se poate remarca diferența dintre modelul Saleh și modelul Rapp. Cu cât nivelul semnalului de intrare crește, cu atât mai mult se mărește diferența dintre amplitudinile semnalelor de ieșire, maximul fiind atins în jurul lui  $A_{satd}$ . Datorită caracterului limitator, la nivele și mai mari ale semnalului de intrare, raportul dintre puterile semnalelor de ieșire scade corespunzător. În cazul modelului Saleh, fenomenul de atenuare corespunzător nivelurilor de semnal din domeniul situat după punctul de saturație, determină o creștere a mărimii  $LDFPR$ . Pentru evitarea acestui fenomen, în cazul utilizării amplificatoarelor ce prezintă acest tip de funcție de transfer este necesară o prelimitare a semnalului de intrare, al cărui nivel de putere mediu este de dorit să fie menținut sub cel corespunzător punctului de saturație. Pentru a pune în evidență influența coeficienților modelului Rapp asupra diferenței față de modelul de referință, în Figura 3.26 și Figura 3.27 sunt reprezentate dependențele  $LDFPR$  funcție de valoarea modală  $\sigma$  și raportul  $IBO$ , pentru diferite valori ale lui  $p$  și  $\beta$ . Dacă variația factorului de amplificare determină doar modificarea nivelului de semnal pentru care diferența de putere este maximă, variația coeficientului de model determină modificarea valorii maxime a mărimii  $LDFPR$ . Acest lucru înseamnă, pentru valori mari ale parametrului  $p$ , că rolul unui bloc de predistorsionare se diminuează corespunzător, în timp ce importanța algoritmilor de reducere a vârfurilor de semnal devine mult mai mare. Acest lucru se poate observa și dacă urmărim variația parametrului complementar  $ADTPR$ , a cărui dependență funcție de valoarea modală  $\sigma$  și mărimea  $IBO$  este reprezentată în Figura 3.28 și respectiv Figura 3.29. De asemenea, pentru modelul Rapp, în Figura 3.30 și Figura 3.31, este reprezentată variația lui  $ADTPR$  pentru diferite valori ale coeficienților de model. Toate aceste diagrame pun în evidență abaterile funcției de transfer a amplificatorului de la modelul liniar limitator și subliniază importanța limitării semnalului de intrare în cazul în care amplificatorul prezintă și zone de atenuare. Este evident că se pot defini și alte mărimi în acest scop, însă rapoartele prezentate mai sus sunt suficiente pentru a sublinia necesitatea limitării controlate a amplitudinii semnalului util de la intrare.



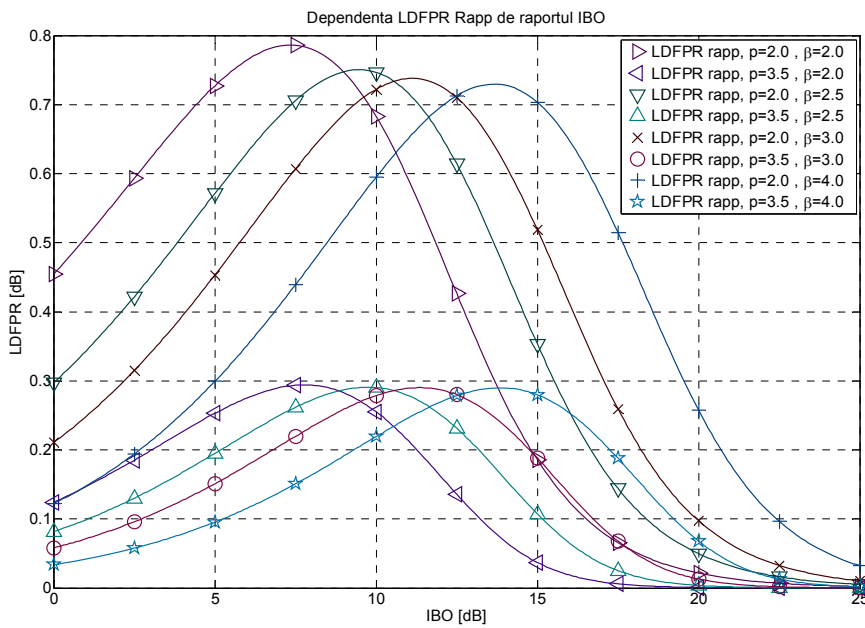
**Figura 3.24.** Dependenta parametrului *LDFPR* de valoarea modală  $\sigma$ .



**Figura 3.25.** Dependenta parametrului *LDFPR* de raportul *IBO*.

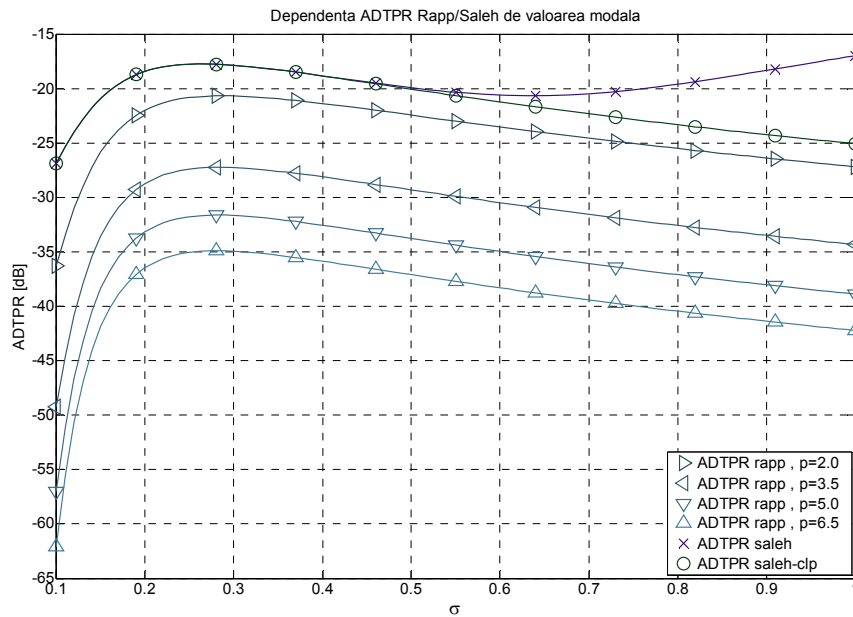


**Figura 3.26.** Dependenta parametrului *LDFPR* de valoarea modală  $\sigma$ .

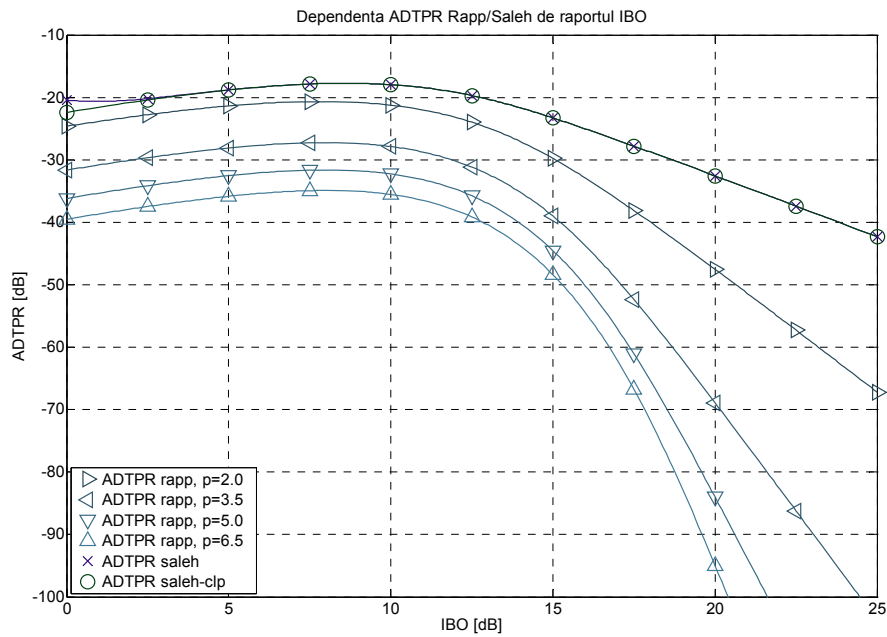


**Figura 3.27.** Dependenta parametrului *LDFPR* de raportul *IBO*.

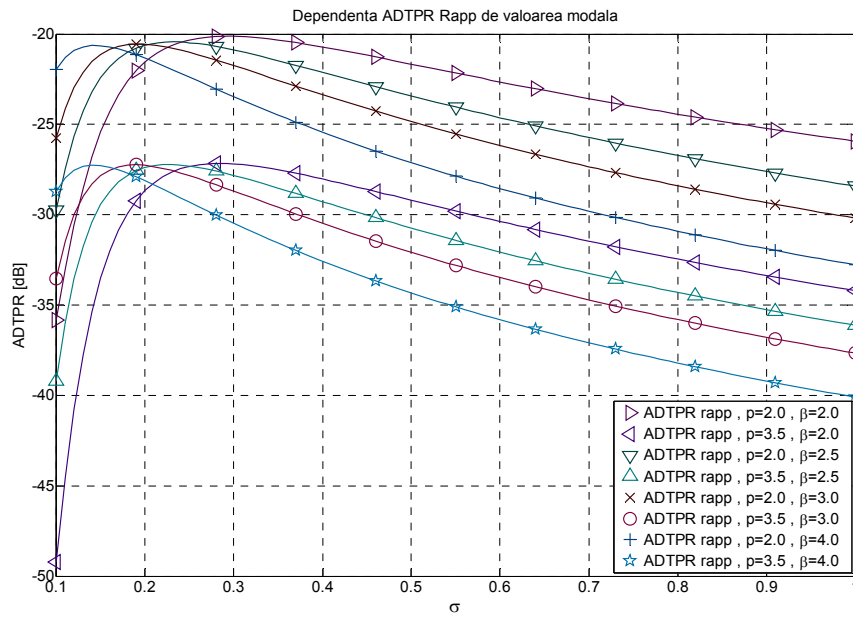




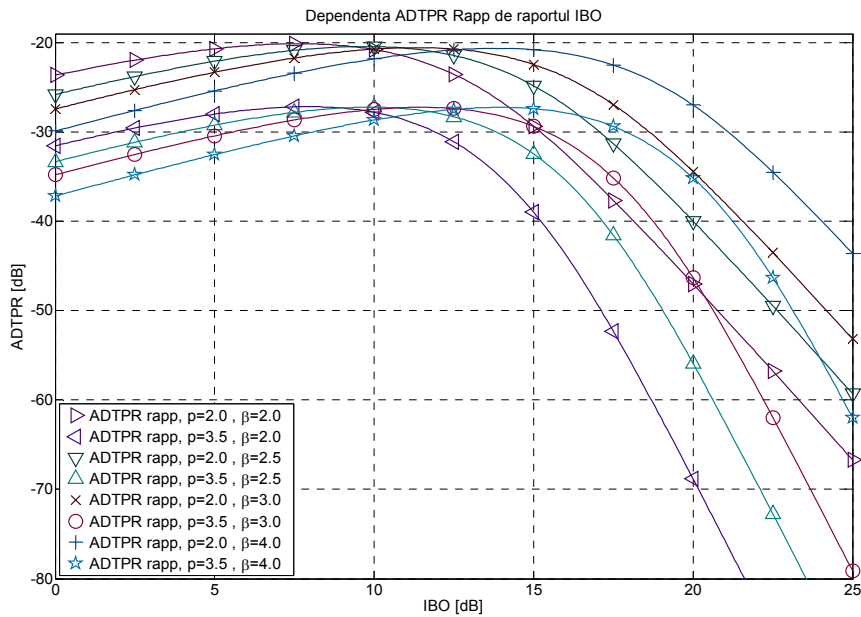
**Figura 3.28.** Dependența parametrului *ADTPR* de valoarea modală  $\sigma$ .



**Figura 3.29.** Dependența parametrului *ADTPR* de raportul *IBO*.



**Figura 3.30.** Dependenta parametrului *ADTPR* de valoarea modală  $\sigma$ .



**Figura 3.31.** Dependenta parametrului *ADTPR* de raportul *IBO*.

Din cele prezentate până acum în cadrul acestui paragraf, putem trage următoarele concluzii. În cazul utilizării amplificatoarelor cu caracteristici neliniare de tip Saleh, Ghorbani sau White, semnalul util de la intrare trebuie supus unui proces de limitare, astfel încât distorsiunile corespunzătoare domeniului de atenuare să fie evitate. De asemenea, datorită erorilor de prelucrare cauzate de precizia de calcul limitată din cadrul blocului de predistorsionare, nivelul semnalului de la intrare trebuie menținut sub pragul corespunzător punctului de saturație. Acest lucru este deosebit de important, dacă amplificatorul de putere prezintă o caracteristică de tip Rapp, unde apropierea de palierul orizontal face ca nivelul de saturație efectiv să fie deplasat semnificativ înaintea celui teoretic. Acest fapt, implică și o extindere a domeniului de valori ale semnalului de intrare pentru care are loc fenomenul de limitare, motiv pentru care în cele ce urmează vom face o evaluare a impactului acestui efect asupra raportului semnal zgomot.

În acest sens, vom considera modelul propus de Ochiai [78], ce presupune că pentru un semnal OFDM a cărui densitate de probabilitate de tip Gaussian are medie nulă, efectul de limitare poate fi aproximat cu ajutorul unei expresii liniare de forma:

$$\bar{x} = a \cdot x + w , \quad (3.51)$$

unde  $a$  este o constantă și  $w$  reprezintă un semnal perturbator de tip zgomot, ale cărui eșantioane sunt necorelate cu cele ale semnalului util  $x$ . Pentru acest semnal, admitând că distorsiunile generate de efectul de limitare pot fi echivalate cu un zgomot, Ochiai a calculat raportul semnal zgomot-plus-distorsiuni, potrivit relației:

$$SNDR = \frac{K_{atn} \cdot SNR}{(1 - K_{atn}) \cdot SNR + 1} , \quad (3.52)$$

unde  $SNR$  este raportul semnal zgomot în lipsa oricărei distorsiuni, iar  $K$  este un factor de atenuare, definit cu formula:

$$K_{atn} = \frac{a^2 \cdot P_{in}}{P_{out}} , \quad (3.53)$$

unde  $P_{in}$  este puterea semnalului util de intrare  $x$  și  $P_{out}$  reprezintă puterea semnalului de ieșire  $\tilde{x}$  obținută în urma procesului de limitare, calculată cu ajutorul expresiilor (3.28) și (3.29). În cadrul acestui model, coeficientul  $a$  din ecuația (3.51), de care depinde factorul  $K_{atn}$  dat de relația (3.53), este calculat cu ajutorul relației [77]:

$$a = \frac{\int_0^{A_{sat}} x^2 \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx + \int_{A_{sat}}^{+\infty} A_{niv} \cdot x \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx}{P_{in}} . \quad (3.54)$$

În urma efectuării calculului integralei și ținând cont de expresia puterii semnalului de intrare (3.28), expresia analitică a lui  $a$  devine:

$$a = 1 + \left( \frac{A_{niv} A_{sat} - A_{sat}^2}{2\sigma^2} - 1 \right) \cdot \exp\left( \frac{-A_{sat}^2}{2\sigma^2} \right) + \frac{A_{niv}}{\sigma} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{8}} \cdot \left( 1 - \operatorname{erf}\left( \frac{A_{sat}}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right). \quad (3.55)$$

Dacă avem în vedere doar distorsiunile datorate efectului de limitare, atunci, puterea semnalului de zgomot poate fi apreciată cu ajutorul relației [77]:

$$N_{clip} = \lim_{SNR \rightarrow \infty} \left( \frac{1}{SNDR} \right) = \frac{1}{SDR} = \frac{1 - K_{atn}}{K_{atn}}, \quad (3.56)$$

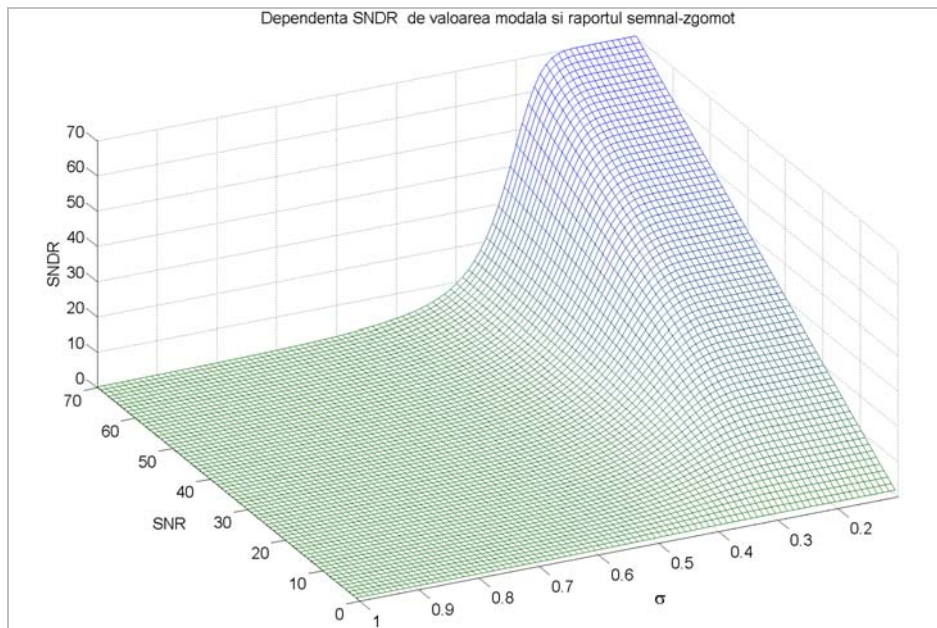
unde  $SNR$  este raportul semnal-zgomot corespunzător canalului de tip AWGN, iar  $SDR$  este raportul semnal-distorsiune, a cărei valoare depinde exclusiv de mărimea efectului de limitare a semnalului util. Dacă ținem cont de faptul că valoarea factorului  $K_{atn}$  este dată de expresia (3.53), atunci puterea zgomotului generat de procesul de limitare  $N_{clip}$  poate fi rescrisă funcție de puterea semnalului de la intrare și ieșire:

$$N_{clip} = \frac{P_{out} - a^2 \cdot P_{in}}{a^2 \cdot P_{in}}. \quad (3.57)$$

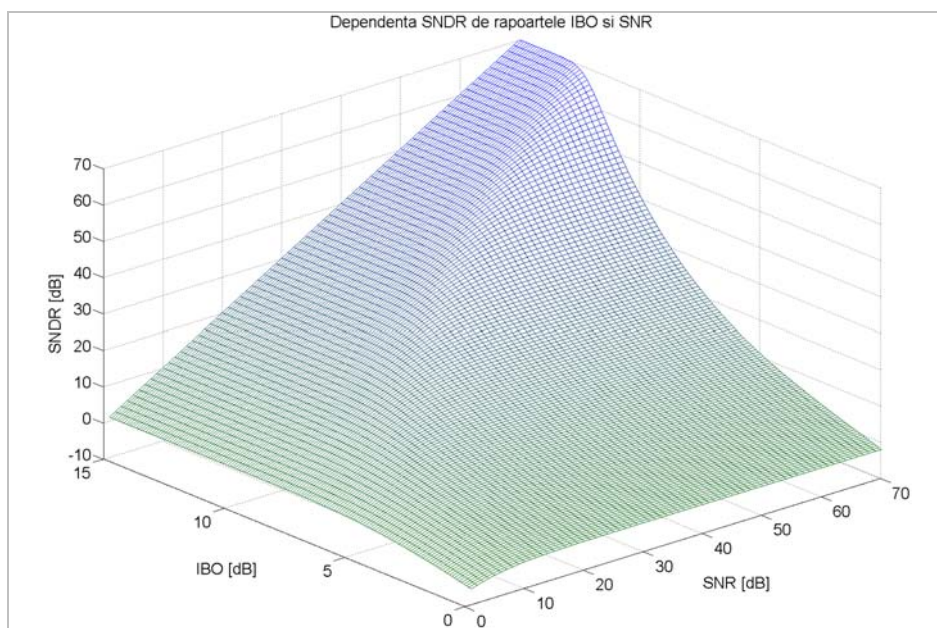
Cu ajutorul relației (3.56), raportul semnal zgomot-plus-distorsiuni definit anterior prin expresia (3.52), poate fi de asemenea rescris ca fiind:

$$SNDR = \frac{SNR}{SNR \cdot (N_{clip} + 1) + 1}. \quad (3.58)$$

Din ambele expresii, (3.52) și (3.58), se poate remarca faptul că parametrul  $SNDR$  depinde în mod indirect de punctul de saturație dat de  $A_{niv}$  și  $A_{sat}$  cât și de nivelul semnalului util de la intrare dat de valoarea modală  $\sigma$ . În cadrul acestei secțiuni, am considerat că punctul de saturație corespunde amplitudinilor normalizate atât pentru semnalul de intrare cât și pentru cel de ieșire. Astfel, în Figura 3.32, am reprezentat dependența lui  $SNDR$  în funcție de valoarea modală  $\sigma$  și de raportul semnal zgomot  $SNR$ . Dacă amplitudinea semnalului de intrare este relativ mică, atunci valoarea mărimii  $SNDR$  este aproximativ identică cu valoarea mărimii  $SNR$ . În schimb, dacă amplitudinea semnalului de intrare crește, atunci gama de valori ale lui  $SNDR$  devine semnificativ mai mică decât gama de valori ale lui  $SNR$ . Acest fapt este pus în evidență și în Figura 3.33, unde am reprezentat dependența parametrului  $SNDR$  funcție de mărimea  $IBO$  și de raportul semnal zgomot  $SNR$ , în forma logaritmică. În această reprezentare, diminuarea gamei de valori ale raportului  $SNDR$  are loc pentru valori mici ale mărimii  $IBO$ , corespunzătoare unui nivel de saturație ridicat. Astfel, în baza acestor grafice, putem justifica faptul că efectul de limitare are o influență cantitativ semnificativă asupra valorii efective a raportului semnal-zgomot.



**Figura 3.32.** Dependența parametrului *SNDR* de marimile  $\sigma$  și *SNR*.



**Figura 3.33.** Dependența parametrului *SNDR* de mărimile *IBO* și *SNR*.

Metoda de calcul pentru  $SNDR$  astfel elaborată, presupune că amplitudinea semnalului de la ieșire este egală cu amplitudinea semnalului de intrare pe domeniul de valori  $[0, A_{sat}]$ , fapt ce corespunde modelului liniar limitator cu câștig unitar. Astfel, rezultatele anterior obținute pot fi valide pentru cazul amplificatoarelor de tip Saleh, pentru care efectul de limitare are loc doar dacă amplitudinea semnalului de intrare depășește valoarea  $A_{sat}$ . În schimb, în cazul amplificatoarelor de tip Rapp, potrivit aproximației (3.46), efectul de limitare devine semnificativ, începând cu un nivel al semnalului de intrare mai mic decât cel indicat de punctul de saturație teoretic, fapt ce corespunde unui model liniar limitator derivație, caracterizat prin factorul de amplificare  $\beta$ . Admițând că acest parametru este cunoscut, pentru determinarea raportului  $SNDR$ , vom considera că între semnalul de intrare și cel de ieșire există următoarea dependență:

$$\bar{x} = a_{\beta} \cdot x + w_{\beta} , \quad (3.59)$$

unde,  $a_{\beta}$  este noua constantă dependentă de factorul  $\beta$ , iar  $w_{\beta}$  este semnalul de zgomot corespunzător punctului de saturație efectiv. Astfel, ținând cont de faptul că în cazul modelului liniar limitator derivație raportul dintre puterea semnalului de intrare și a celui de ieșire este egală cu pătratul factorului de amplificare  $\beta$ , expresia factorului  $K_{atn}$  devine:

$$K_{atn} = \frac{a_{\beta}^2 \cdot P_{outmul}}{P_{outdrv}} , \quad (3.60)$$

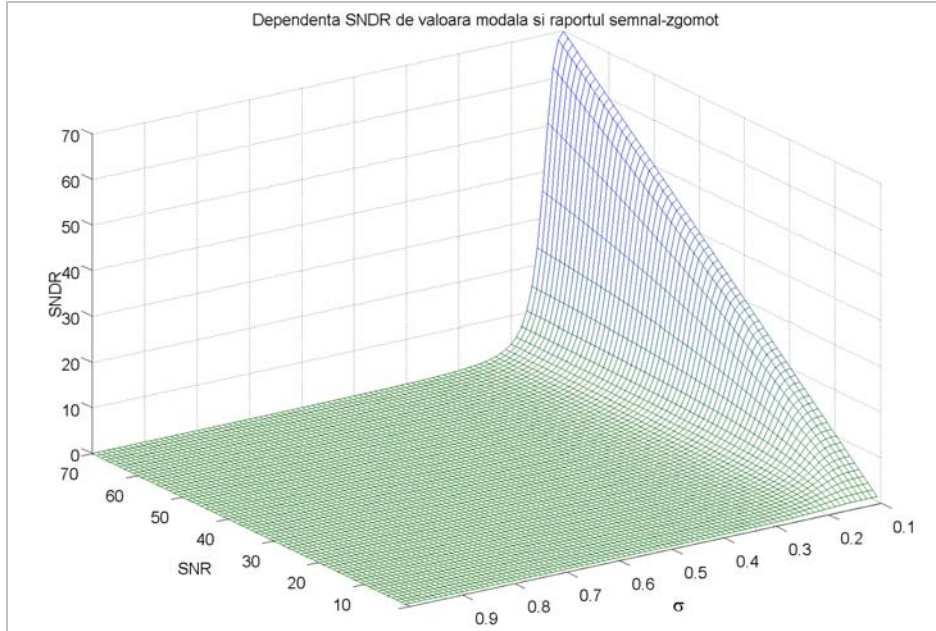
unde, mărimile  $P_{outmul}$  și  $P_{outdrv}$  sunt calculate cu ajutorul relațiilor (3.38) și (3.32), indicate la începutul acestei secțiuni. Prin înlocuirea parametrilor de putere determinați de aceste expresii, relația (3.53) poate fi rescrisă sub forma:

$$K_{atn} = \frac{a_{\beta}^2}{1 - \left( 1 + \frac{A_{sat}^2 - A_{niv}^2}{2 \cdot \beta^2 \cdot \sigma^2} \right) \cdot \exp\left( \frac{-A_{sat}^2}{2 \cdot \beta^2 \cdot \sigma^2} \right)} \quad (3.61)$$

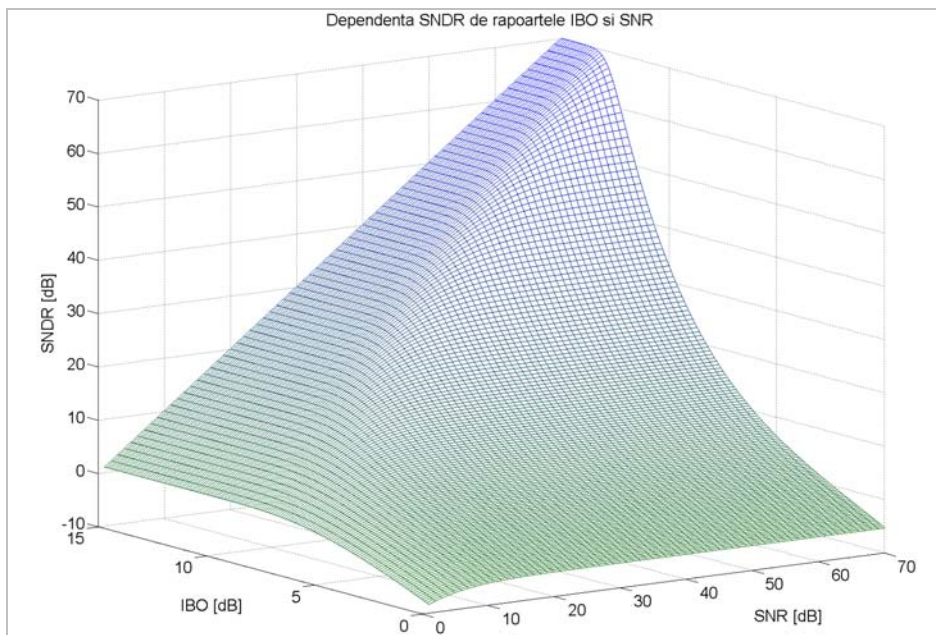
Pentru calculul constantei  $a_{\beta}$  definită cu relația (3.54), prin modificarea corespunzătoare a amplitudinii de saturație, se obține:

$$a_{\beta} = 1 + \left( \frac{\beta A_{niv} A_{sat} - A_{sat}^2}{2\beta^2 \sigma^2} - 1 \right) \cdot \exp\left( \frac{-A_{sat}^2}{2\beta^2 \sigma^2} \right) + \frac{A_{niv}}{\sigma} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{8}} \cdot \operatorname{erfc}\left( \frac{A_{sat}}{\sqrt{2}\beta\sigma} \right) . \quad (3.62)$$

Din moment ce noul factor  $K$  este determinat, parametrul  $SNDR$  poate fi calculat și pentru cazul general, cu  $\beta \neq 1$ . O exemplificare grafică este dată în Figura 3.34 și Figura 3.35 unde este arătată dependența  $SNDR$  funcție de aceiași parametri ca și în cazul anterior.



**Figura 3.34.** Dependența parametrului *SNDR* de mărimile  $\sigma$  și *SNR* (pentru  $\beta=2$ ).



**Figura 3.35.** Dependența parametrului *SNDR* de mărimile *IBO* și *SNR* (pentru  $\beta=2$ ).

Prin compararea graficelor din Figura 3.32 și Figura 3.34, se poate observa modul în care factorul de amplificare  $\beta$  influențează dependența mărimii  $SNDR$  de valoarea modală și raportul semnal-zgomot corespunzător canalului de tip AWGN. Așa cum era de așteptat, creșterea factorului de amplificare și implicit extinderea domeniului de valori pentru care efectul de limitare devine semnificativ, determină o scădere mai accentuată a mărimii  $SNDR$ . Domeniul de valori mai restrâns al amplitudinii semnalului de intrare pentru care între  $SNDR$  și  $SNR$  există o dependență aproximativ liniară, indică un grad de distorsiuni neliniare mai ridicat, fapt ce determină o diminuare a performanțelor legăturii dintre transmițător și receptor. Acest aspect, poate fi apreciat prin exprimarea ratei de eroare de bit funcție de raportul  $SNDR$  anterior calculat. Dacă luăm în considerare cazul modulației 16-QAM, atunci, expresia  $BER$  funcție de  $SNDR$  este:

$$P_b^{16-QAM} \cong \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{1}{10} \cdot SNDR} \right). \quad (3.63)$$

Din metoda de calcul a raportului  $SNDR$ , am putut vedea că acest parametru depinde de punctul de saturație, de nivelul semnalului aplicat la intrare și de raportul  $SNR$ . Din aceasta cauză, și domeniul de valori ale  $BER$  exprimat cu ajutorul relației de mai sus, este influențat de acești parametri. Pentru exemplificare, în Figura 3.36 și Figura 3.37 am reprezentat grafic dependența dintre mărimile  $BER$  și  $SNR$  pentru câteva valori ale lui  $\sigma$  având factorul de amplificare fixat la  $\beta = 1.0$  respectiv  $\beta = 1.2$ . Prin compararea celor două seturi de curbe, se poate remarca, impactul creșterii domeniului de valori ale semnalului de intrare pentru care efectul de limitare are o pondere semnificativă. La valori relativ mici ale lui  $\sigma$ , acest aspect este mai puțin evident, însă creșterea amplitudinii semnalului de intrare determină o scădere semnificativă a ratei erorii de bit. Rezultate similare au fost obținute și în cazul modulației 16-PSK, unde expresia  $BER$  funcție de  $SNDR$  are aceeași formă, diferind doar prin constantele numerice, așa cum se poate vedea din:

$$P_b^{16-PSK} = \frac{1}{4} \cdot \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\sin^2 \left( \frac{\pi}{16} \right) \cdot SNDR} \right). \quad (3.64)$$

O altă apreciere a performanțelor transmisiei de date, poate fi făcută prin evaluarea capacității canalului de comunicații. În cazul unui canal de tip AWGN, această mărime este dată de expresia:

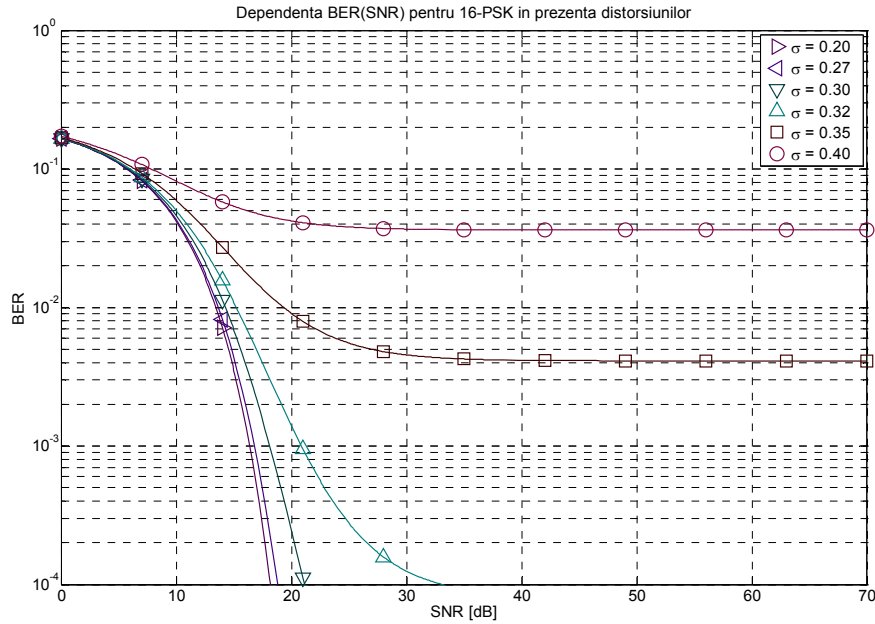
$$C_{chn} = \log_2(1 + SNR). \quad (3.65)$$

Dacă în modelul canalului de comunicații incorporăm și modelul amplificatorului liniar limitator, atunci această expresie devine:

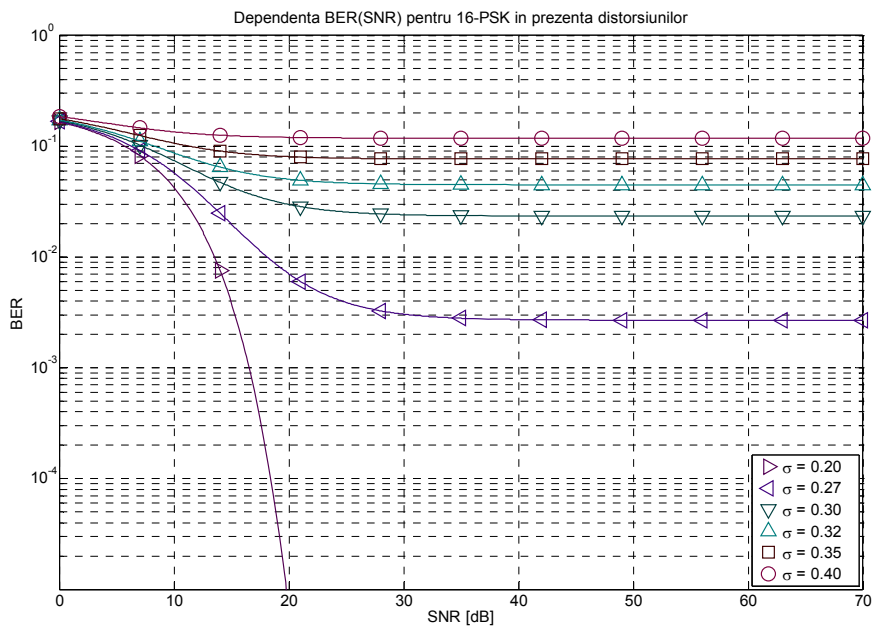
$$C_{chn} = \log_2(1 + SNDR). \quad (3.66)$$

Din reprezentarea grafică dată în Figura 3.38 și Figura 3.39, se pot remarca influențele similare ale parametrilor  $\sigma$  și  $\beta$  asupra domeniului de valori ale lui  $C$ .





**Figura 3.36.** Dependenta BER functie de SNR în prezenta distorsiunilor, pentru ( $\beta=1.0$ ).



**Figura 3.37.** Dependenta BER functie de SNR în prezenta distorsiunilor, pentru ( $\beta=1.2$ ).

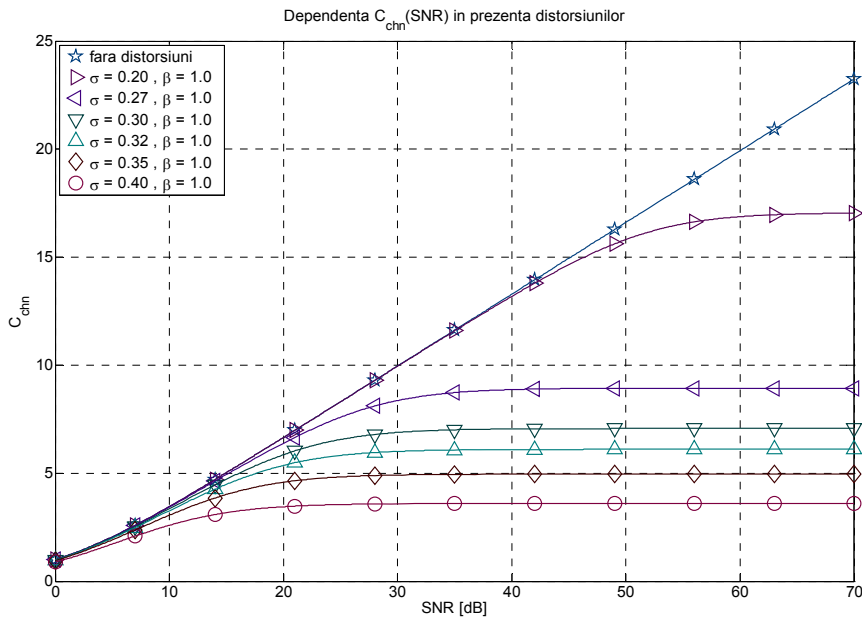


Figura 3.38. Capacitatea canalului funcție de SNR în prezența distorsiunilor, pentru ( $\beta=1.0$ ).

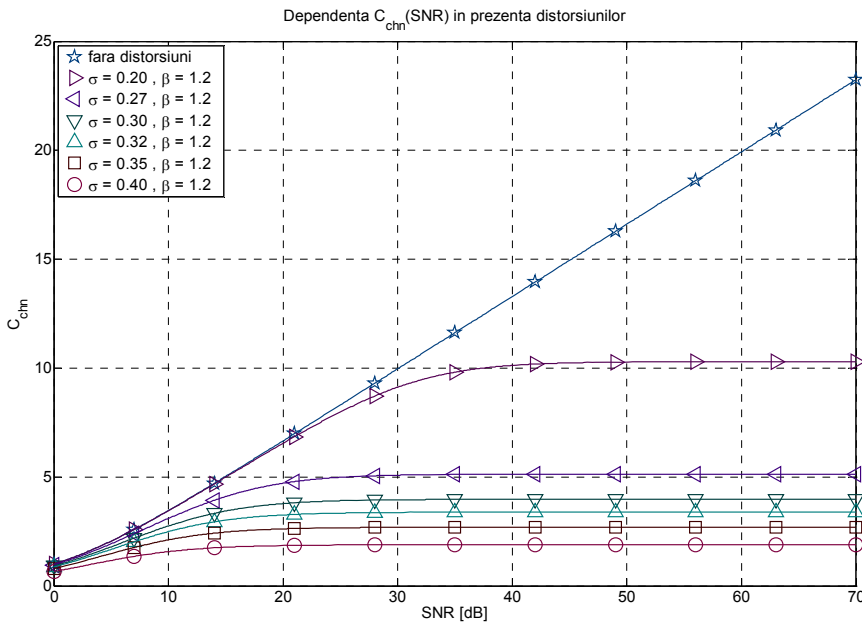


Figura 3.39. Capacitatea canalului funcție de SNR în prezența distorsiunilor, pentru ( $\beta=1.2$ ).

Potrivit acestor diagrame, accentuarea efectului de limitare prin creșterea nivelului semnalului de intrare și a factorului de amplificare, determină o reducere a capacității canalului. Astfel, prezența distorsiunilor neliniare necompensabile de către blocul de predistorsionare, va determina o limitare a performanțelor transmisiei de date și în cazul unui canal AWGN cu un raport semnal-zgomot mare.

### 3.3.3. Modele de amplificatoare cu efect de memorie

La frecvențe foarte înalte, modelele de circuite cu parametri concentrați sunt înlocuite cu modele de circuite cu parametri distribuiți, diferiți parametri fizici, precum întârzierea de grup sau capacitățile parazite, determinând ca amplitudinea eșantionului curent să fie influențată de amplitudinile câtorva eșantioane anterioare. Acest efect, denumit memorie, poate fi mai pronunțat ca intensitate sau durată, funcție de caracteristicile particulare ale amplificatorului în cauză. Pentru analiza acestui efect, în literatura de specialitate există câteva modele matematice consacrate. Cel mai general este modelul Voltera, însă datorită complexității acestuia, de cele mai multe ori se utilizează modele formate dintr-un filtru liniar și un element neliniar fără memorie, dintre care cele mai uzuale sunt elementele de tip Wiener și Hammerstein.

#### 3.3.3.1. Modelul Wiener

Acest model este constituit dintr-un filtru liniar descris prin coeficienții  $b = [b_0, \dots, b_{L-1}]$ , urmat de un bloc neliniar static, care nu include efectul de memorie. Admițând că filtrul liniar este cu răspuns finit la impuls, modelul poate fi descris de următoarele ecuații:

$$z(n) = \sum_{l=0}^{L-1} b_l \cdot x(n-l) , \quad (3.67)$$

$$y(n) = z(n) \cdot \sum_{k=0}^K a_{2k+1} \cdot |z(n)|^k , \quad (3.68)$$

unde  $b_l$  reprezintă coeficienții filtrului, iar  $a_{2k+1}$  sunt coeficienții polinomului de ordin superior ce descrie efectul neliniar static. Dezavantajul principal al acestei metode apare la identificarea parametrilor, astfel că semnalul de ieșire  $y(n)$  nu poate fi exprimat ca o funcție explicită de semnalul de intrare  $x(n)$ .

### 3.3.3.2. Modelul Hammerstein

Acest model, este alcătuit de asemenea dintr-un bloc neliniar și un filtru liniar, singura deosebire fiind, că de această dată ordinea acestora este inversată. Astfel, semnalul de la ieșire poate fi exprimat cu ajutorul expresiilor:

$$z(n) = x(n) \cdot \sum_{k=0}^K a_{2k+1} \cdot |x(n)|^k, \quad (3.70)$$

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l \cdot z(n-l), \quad (3.71)$$

unde  $c = [c_0, \dots, c_{L-1}]$  reprezintă secvența de coeficienți ai răspunsului la impuls din cadrul blocului liniar. Deoarece acest model este liniar în parametri corespunzători efectului de memorie, identificarea coeficienților este mult mai ușoară decât în cazul modelului anterior.

### 3.3.3.3. Modelul polinomial

O alternativă la modelele anterioare este dată de modelul polinomial care este construit din funcțiile nucleu din diagonala matricii funcționale a modelului Voltera. Dacă admitem un model liniar-cubic, atunci ieșirea acestui sistem este dată de relația:

$$y(n) = \sum_{l=0}^L h_1(l) \cdot x(n-l) + \sum_{l_1, l_2, l_3=0}^L h_3(l_1, l_2, l_3) \cdot x(n-l_1) \cdot x(n-l_2) \cdot x^*(n-l_3), \quad (3.72)$$

unde  $h_1(l)$  este funcția nucleu liniară și  $h_3(l_1, l_2, l_3)$  reprezintă funcția nucleu cubică. Un caz particular al acestui model se poate obține dacă se impune ca  $h_3(l_1, l_2, l_3) = 0$ , pentru toate elementele exceptând cele de pe diagonală, pentru care  $l_1 = l_2 = l_3$ . Modelul cubic astfel obținut, este descris cu ajutorul expresiei:

$$y(n) = \sum_{l=0}^L \left[ h_1(l) \cdot x(n-l) + h_3(l, l, l) \cdot x(n-l) \cdot |x(n-l)|^2 \right]. \quad (3.73)$$

Avantajul acestui model este dat de numărul coeficienților de ordinul  $L+1$ , fapt ce permite o ușoară implementare în aplicațiile în timp real.

Desigur, în literatură există și alte modele polinomiale, cu performanțe diferite în ceea ce privește precizia și stabilitatea algoritmului de estimare a coeficienților, motiv pentru care alegerea unui model depinde de cerințele aplicației unde se dorește a fi utilizat.

### 3.3.4. Privire de ansamblu asupra reducerii distorsiunilor

În acest capitol, am prezentat câteva dintre aspectele mai importante referitoare la amplificatoarele de putere. După ce am realizat o clasificare a amplificatoarelor, în care am indicat diferitele modele funcționale, în secțiunea despre tehnicile de compensare a neliniarităților, am arătat complexitatea și diversitatea soluțiilor constructive. Dacă în cazul soluțiilor bazate pe metode electronice, precizia componentelor și a interconexiunilor joacă un rol important, în cazul tehnicilor bazate pe prelucrarea digitală a semnalelor, viteza de calcul a procesoarelor și convertoarelor analog-numerice au o importanță deosebită. De asemenea, alegerea unui model matematic pentru descrierea funcției de transfer, dar și natura algoritmilor de estimare a parametrilor, au un impact major asupra performanțelor tehnicilor de compensare a neliniarităților. După o scurtă trecere în revistă a câtorva dintre modelele de amplificatoare ce nu prezintă efect de memorie, într-o secțiune dedicată, am efectuat câteva calcule analitice în care am arătat legătura dintre proprietățile semnalului util și caracteristicile amplificatoarelor de putere de tip Rapp și Saleh. Ținând cont de natura semnalului OFDM, am arătat legătura dintre fenomenul de saturare și nivelul semnalului de intrare. Utilizând raportul semnal-zgomot-plus-distorsiuni, am putut determina rata erorii de bit, dar și capacitatea canalului funcție de punctul de saturație caracteristic amplificatoarelor. Pentru amplificatoarele de tip Rapp, prin raportare la un model liniar limitator, am putut arăta că efectul de limitare are o pondere semnificativă și pentru amplitudini ale semnalului de intrare mai mici decât cea indicată de punctul de saturație. Acest lucru înseamnă că o parte a semnalului util va fi întotdeauna limitată, motiv pentru care, putem spune că doar utilizarea blocului de predistorsionare nu este suficientă pentru reducerea eficientă a distorsiunilor. Mai mult, în cazul amplificatoarelor cu efect de memorie, prezentate în ultima secțiune, existența legăturii temporale dintre eșantioanele semnalului de ieșire, face ca vârfurile de semnal de la intrare să aibă o influență și mai accentuată asupra semnalului de ieșire. Având în vedere numărul finit de biți al zonelor de memorie din cadrul algoritmilor de prelucrare, un domeniu de valori extins pentru semnalul de intrare conduce la distorsiuni ce nu pot fi compensate și o creștere a erorii valorilor estimate a coeficienților de model.

De aici rezultă necesitatea unor prelucrări suplimentare, pentru a reduce numărul și amplitudinea vârfurilor de semnal de la intrare. În acest sens, pentru transmisiile de tip OFDM, există mai multe tehnici care prin modificarea formatului simbolurilor complexe de tip OFDM, și sau prin modificarea tipului de modulație, reușesc să reducă amplitudinea maximă a semnalului într-o proporție semnificativă. Acest subiect va fi dezvoltat pe larg în capitolul următor, unde vom prezenta principalele tehnici existente precum și caracteristicile acestora.



## 4. TEHNICI DE REDUCERE A PAPR

### 4.1. Aspecte generale

Una din problemele principale ale sistemelor de comunicații de tip OFDM este raportul mare între puterea de vârf și puterea medie a semnalului de la transmițător. Numărul mare de subpurtătoare face posibilă aplicarea teoremei limită centrală, rezultând că părțile reală și imaginară ale semnalului obținut la ieșirea modulatorului OFDM sunt variabile aleatoare Gaussiene de aceeași varianță. În consecință, densitatea de probabilitate a modulului semnalului complex de la ieșirea modulatorului OFDM va fi de tip Rayleigh. Acest lucru înseamnă că semnalul OFDM prezintă impulsuri sporadice cu amplitudine mult mai mare decât nivelul mediu, fapt ce determină ca amplificatorul de putere să intre în regim de saturație. Deoarece distorsiunile astfel generate nu pot fi compensate, se pune problema reducerii domeniului de valori a semnalului de intrare. Pentru sistemele de tip OFDM au fost elaborate o serie de tehnici de reducere a PAPR, dintre care, cele mai cunoscute sunt: Selective Mapping (SLM), Partial Transmit Sequence (PTS), Tone Reservation (TR), Tone Injection (TI), Clipping (CLP), Partial Clipping (PC), Interleaving, Spectral Masking (SPMK), Signal Compression (COMP), Piescewise Scaling (PWSC), Active Constellation Extension (ACE), și Coding. Pentru prelucrarea numerică a semnalului, majoritatea acestor tehnici fie că utilizează reprezentarea în domeniul frecvență a simbolurilor OFDM, fie că operează asupra semnalului OFDM din domeniul temporal. O excepție de la această regulă este cazul tehnicii ACE, care lucrează alternativ cu ambele forme de reprezentare ale semnalului util [79, 80]. Din punct de vedere al performanțelor algoritmului utilizat, aceste tehnici pot fi clasificate, așa cum este prezentat în Tabelul 4.1.

Tehnica	Fară distorsiuni	Fară creșterea puterii	Fară reducerea ratei de transfer	Fară prelucrare de semnal adițională la receptor
<b>SLM</b>	✓	✓	✓	
<b>PTS</b>	✓	✓	✓	
<b>Interleaving</b>	✓	✓	✓	
<b>TR</b>	✓			✓
<b>TI</b>	✓		✓	
<b>Coding</b>	✓	✓	✓	
<b>CLP</b>		✓	✓	✓
<b>PC</b>		✓	✓	✓
<b>SPMK</b>		✓	✓	✓
<b>COMP</b>	✓		✓	
<b>PWSC</b>	✓		✓	
<b>ACE</b>	✓		✓	✓
<b>Ideal</b>	✓	✓	✓	✓

Tabelul 4.1. Clasificarea tehnicilor de reducere a PAPR.

Deoarece această clasificare oferă doar o privire de ansamblu asupra performanțelor acestor tehnici, pentru evaluarea acestor algoritmi se utilizează următoarele metrice: capacitatea de reducere a PAPR, rata erorii de bit (BER) și complexitatea computațională. Desigur, capacitatea de reducere a PAPR este unul dintre cele mai importante criterii utilizate pentru compararea algoritmilor. Totuși, măsura asociată acestui criteriu poate avea valori diferite în funcție de valorile alese pentru parametrii algoritmului de reducere a PAPR considerat, motiv pentru care evaluarea algoritmilor se face întotdeauna pentru un set de valori impuse acestor parametri. În schimb, rata erorii de bit este un criteriu care este relevant doar pentru tehnicile ce introduc distorsiuni asupra semnalului util. Așa cum vom vedea în secțiunile următoare, în cazul acestor tehnici există o strânsă legătură între scăderea PAPR și valoarea ratei erorii de bit, motiv pentru care aplicabilitatea tehnicilor de reducere a PAPR este condiționată de criteriile de performanță impuse sistemului de comunicații, aspect ce va fi dezbătut mai mult în capitolul următor. Un alt criteriu de evaluare a performanțelor tehnicilor de reducere a PAPR este reducerea ratei de transfer a datelor. Din tabelul anterior, am putut vedea că exceptând TR și Coding, toate celelalte tehnici nu au un impact asupra debitului de date. Totuși, funcție de modul de implementare al algoritmului de reducere a PAPR, în unele situații, în această categorie pot fi incluse și tehnicile SLM, PTS și Interleaving. Acest lucru se datorează faptului că aceste tehnici se bazează pe algoritmi de căutare a valorii minime a PAPR, al căror timp de execuție depinde de numărul de iterații efectuate. În unele situații, această problemă poate fi contracarată utilizând structuri de calcul paralel. Chiar și în acest caz, această problemă poate să persiste la receptor, care trebuie să includă un algoritm de recompunere a semnalului original. Desigur, utilizarea mai multor structuri aritmetice și logice permite reducerea timpilor de refacere a semnalului original, însă o asemenea soluție poate implica costuri mărite. De aceea, în unele situații, se recurge la transmiterea unor secvențe de date auxiliare, în baza cărora receptorul să reducă numărul de iterații necesare, fapt ce conduce la reducerea ratei de transfer. Un alt dezavantaj al acestei soluții, este faptul că și transmisia de date adiționale este afectată de zgomotul din canal, fapt ce conduce la o căutare eronată sau ineficientă din punct de vedere al timpului la receptor. De aici rezultă că pentru transmiterea acestor date este necesară utilizarea unor coduri corectoare de erori sau utilizarea unor debite mai reduse. Astfel, putem spune că între coeficientul de reducere a ratei de transfer și numărul de operații necesare există o strânsă legătură. De aceea, pentru evaluarea performanțelor acestor algoritmi de reducere a PAPR, se utilizează și criteriul de performanță complexitate computațională, ce indică numărul de operații aritmetice sau logice maxim necesare a fi efectuate la transmițător și la receptor. Desigur, așa cum este arătat în tabelul anterior, în cazul anumitor tehnici de reducere a PAPR, la receptor nu sunt necesare operații suplimentare. Acest lucru, nu înseamnă neapărat o performanță de viteză crescută, însă poate asigura un grad crescut de compatibilitate al transmițătorului cu un număr cât mai mare de receptoare.

În încheierea acestei secțiuni, putem trage concluzia, că fiecare dintre tehnicile menționate prezintă atât avantaje cât și dezavantaje, a căror importanță depinde de contextul aplicației unde sunt utilizate. În secțiunea următoare, vom introduce o nouă mărime, capacitatea de reducere a PAPR și vom prezenta câteva aspecte matematice aferente acesteia. Celelalte secțiuni vor fi dedicate prezentării tehnicilor menționate și caracteristicilor specifice acestora.



## 4.2. Parametrul PAPR

După cum sugerează și numele, acest parametru este definit ca fiind raportul dintre puterea de vârf și puterea medie a semnalului util. Pentru un semnal în timp continuu, de durată infinită, putem scrie:

$$PAPR_{C,i}\{x(t)\} = \frac{\max(|x(t)|^2)}{E[|x(t)|^2]} = \frac{P_{max}}{P_{mean}} . \quad (4.1)$$

În cazul în care semnalul în timp continuu are o durată finită,  $T$ , expresia mărimii PAPR devine:

$$PAPR_{C,f}(T)\{x(t)\} = \frac{\max_{[0,T]}(|x(t)|^2)}{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T |x(t)|^2 dt} . \quad (4.2)$$

Prin compararea celor două expresii, putem observa că singura diferență este dată de calculul puterii medii, astfel, dacă extindem durata semnalului la infinit, cele două expresii devin identice, motiv pentru care putem scrie:

$$\lim_{T \rightarrow \infty} PAPR_{C,f}(T)\{x(t)\} = PAPR_{C,i}\{x(t)\} . \quad (4.3)$$

Dacă avem în vedere semnalele în timp discret, atunci pentru un semnal de durată infinită, PAPR poate fi scris într-o formă asemănătoare, potrivit expresiei:

$$PAPR_{S,i}\{x[k]\} = \frac{\max(|x[k]|^2)}{E[|x[k]|^2]} . \quad (4.4)$$

În mod similar, dacă acest semnal este de durată finită, având  $N$  eșantioane consecutive, atunci pentru calculul PAPR, se utilizează expresia:

$$PAPR_{S,f}(N)\{x[k]\} = \frac{\max_{k \in [1,N]}(|x[k]|^2)}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |x[k]|^2} . \quad (4.5)$$

De asemenea, extinzând durata semnalului în timp discret la infinit, putem scrie următoarea relație de legătură:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} PAPR_{S,f}(N)\{x[k]\} = PAPR_{S,i}\{x[k]\} . \quad (4.6)$$

Așa cum am văzut în cadrul capitolului anterior, semnalul aplicat la intrarea amplificatorului de putere este un semnal complex, modulată, utilizând o purtătoare de radiofrecvență. Așa cum este arătat în [81], valoarea parametrului PAPR pentru acest semnal va fi aproximativ de două ori mai mare decât valoarea corespunzătoare a semnalului din banda de bază. Astfel, putem scrie că:

$$PAPR_{C,i} \{ \Re[x(t) \cdot \exp(j2\pi f_0 t)] \} \cong 2 \cdot PAPR_{C,i} \{ x(t) \} . \quad (4.7)$$

Dacă exprimăm valorile în decibeli, atunci, relația anterioară va avea următoarea formă:

$$PAPR_{C,i} \{ \Re[x(t) \cdot \exp(j2\pi f_0 t)] \}_{dB} \cong PAPR_{C,i} \{ x(t) \}_{dB} + 3dB . \quad (4.8)$$

În cadrul acestei teze, se lucrează cu semnalele OFDM din banda de bază, a căror durată este finită, al căror PAPR se calculează cu relația (4.5), însă din motive de prescurtare, notația  $PAPR_{S,f}(N)\{x[k]\}$  va fi înlocuită cu  $PAPR$ .

### 4.3. Capacitatea de reducere a PAPR

Necesitatea reducerii PAPR pentru sistemele ce utilizează modulația multipurtătoare rezultă atât din structura acestora cât și din tipul aplicațiilor ce le utilizează, în special când e vorba de terminale mobile. Din primele două capitole am putut remarca două probleme esențiale cu impact direct asupra performanțelor sistemelor bazate pe OFDM: canalele cu interferență și limitarea semnalului de către amplificatorul de putere. În primul caz, datorită propagării multi-cale, se produc interferențe între semnalele de pe căile produse de reflecții și semnalul de pe calea directă, care conduc inevitabil la creșterea ratei erorii de bit. În cel de al doilea caz, suprimarea vârfurilor de semnal de către amplificator generează distorsiuni neliniare ce vor determina de asemenea degradarea ratei erorii de bit (BER). Dacă vârfurile de semnal (care pot fi privite ca impulsuri) ar fi extrem de rare, atunci impactul asupra performanțelor globale ale sistemului de comunicații (cum este BER) ar fi extrem de redus, cu atât mai mult cu cât utilizarea codurilor corectoare de erori contribuie la scăderea BER. Totuși, în realitate aceste impulsuri sunt relativ frecvente, fiind prezente în fiecare simbol OFDM. Din acest motiv, se pune problema evaluării capacității de reducere a PAPR. Această mărime se apreciază, evaluând probabilitatea de apariție a eșantioanelor de diferite amplitudini ale semnalului prelucrat în comparație cu semnalul original. Dacă ne referim la semnalul OFDM, al cărui modul este caracterizat de distribuția Rayleigh, atunci funcția de repartiție (numită și funcție de distribuție cumulativă) a acestui modul este [80]:

$$CDF(r) = Pr\left(\max_{m \in [1, N]} r_m < r\right) = \prod_{m=1}^N Pr(r_m < r) = \left(1 - \exp\left(\frac{-r^2}{2 \cdot \sigma^2}\right)\right)^N \quad (4.9)$$

dacă cele  $N$  subpurtătoare se consideră independente. Astfel, funcția de distribuție cumulativă complementară a modulelor semnalului OFDM din domeniul timp, este dată de expresia:

$$CCDF(r) = 1 - \left( 1 - \exp\left(\frac{-r^2}{2 \cdot \sigma^2}\right) \right)^N. \quad (4.10)$$

Simulările au arătat că această relație este valabilă pentru sistemele OFDM cu un număr redus de subpurtătoare. De aceea, pentru cazul în care numărul de subpurtătoare este foarte mare, s-a propus o relație de aproximare empirică, prin înmulțirea lui  $N$  din relația anterioară cu o constantă numerică egală cu 2.8. Deoarece reprezentarea în domeniul timp a unui semnal OFDM depinde de mulți factori, precum numărul de subpurtătoare, tipul de modulație, distribuția amplitudinilor și fazelor și factorul de supraeșantionare, aceste relații, oferă doar o aproximare a CCDF. Din acest motiv, în diferite lucrări s-au căutat și alte expresii pentru aprecierea acestei funcții. Una din variantele alternative este cea care se bazează pe aproximarea ratei trecerilor peste un prag impus a vârfurilor de semnal. O formă simplificată a acestei expresii menționată în [80], este:

$$CCDF(r) \cong 1 - \exp\left(-N \cdot \exp(-r) \cdot \sqrt{\frac{\pi}{3}} r\right). \quad (4.11)$$

Totuși, expresiile de calcul a CCDF menționate până acum nu au luat în considerare distribuția puterii din cadrul semnalului OFDM din domeniul frecvență. De aceea, cu ajutorul teoriei valorilor extreme pentru procesele de tip Chi-squared-2, s-a obținut o expresie analitică mult mai precisă [80]:

$$CCDF(r) \cong 1 - \exp\left(-2 \cdot \exp(-r) \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot r \cdot \sum_{k=-N/2}^{N/2} \left(\frac{N}{2}\right)^2 \cdot \sigma_k^2}{\sum_{k=-N/2}^{N/2} \sigma_k^2}}\right), \quad (4.12)$$

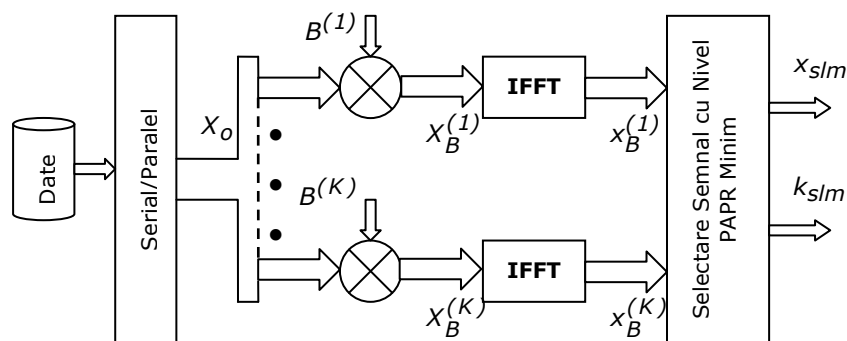
unde  $\sigma_k^2$  este puterea de transmisie alocată pentru subpurtătoarea cu indicele  $k$ .

Comparând toate aceste expresii, putem remarca faptul că pentru aprecierea exactă a CCDF, sunt necesare atât informații globale referitoare la semnalul OFDM în ansamblu cât și parametri specifici fiecărei subpurtătoare în parte. De aceea, în practică, pentru semnalele OFDM ce sunt supuse diferitelor prelucrări numerice, evaluarea CCDF se realizează prin calcul numeric de tip Monte-Carlo. În secțiunile următoare vom putea vedea că diferitele tehnici de reducere a PAPR efectuează modificări importante asupra semnalului OFDM, motiv pentru care abordarea simulărilor de tip Monte-Carlo este necesară și pentru evaluarea BER. Dintre parametri menționați, singurul care poate fi apreciat analitic este complexitatea computațională, care depinde foarte mult atât de algoritmul utilizat cât și de parametrii acestuia.

#### 4.4. Tehnica SLM

Această tehnică a cunoscut o largă utilizare, fiind apreciată atât pentru simplitatea ei cât și pentru capacitatea de a reduce nivelul PAPR. Varianta originală, a fost propusă de către R. W. Bäuml, R. F. H. Fischer și J. B. Huber [82, 83], și se bazează pe faptul că valoarea CCDF a semnalului util depinde și de faza vectorilor modulatori corespunzători fiecăreia dintre subpurtătoarele ce formează simbolul OFDM. Principiul tehnicii constă în generarea mai multor reprezentări alternative pentru semnalul original, dintre care doar cea cu nivelul PAPR cel mai scăzut este selectată pentru transmisie. Pentru implementarea acestui procedeu sunt necesare câteva operații, ce sunt reprezentate grafic în Figura 4.1. Secvența de date  $X_o$ , obținută la ieșirea convertorului serial/paralel este formată din  $N$  eșantioane de semnal complex, ce alcătuiesc un simbol OFDM în domeniul frecvență. Acest semnal este aplicat unui bloc multiplicator, ce realizează modificarea fazei inițiale a fiecărei subpurtătoare, conform unor secvențe numerice  $B^{(k)}, k \in [1, K]$  ce conțin câte  $N$  elemente fiecare, memorate sub forma unei matrici bidimensionale. În urma acestui proces, rezultă un set de semnale  $X_B^{(k)}, k \in [1, K]$  derivate din semnalul original  $X_o$ , ale căror reprezentări în domeniul timp, obținute la ieșirea blocului IFFT sunt  $x_B^{(k)}, k \in [1, K]$ , dintre care, cel cu nivelul PAPR minim va fi transmis mai departe către mixerul de semnal ce realizează translatarea semnalului OFDM din banda de bază în banda de radiofrecvență. Cu alte cuvinte, acest lucru înseamnă că tehnica SLM realizează o înlocuire a fiecărui simbol OFDM din cadrul semnalului original cu câte o secvență de semnal echivalent, fiecare dintre acestea fiind calculată pe baza algoritmului descris.

De aici rezultă, că pentru a determina semnalul original, receptorul trebuie să efectueze operațiile în sens invers. Astfel, semnalul reprezentat în domeniul frecvență, obținut în urma aplicării transformatei Fourier directe asupra semnalului demodulat din banda de bază, este aplicat unui bloc ce implementează un algoritm de căutare, ce modifică faza fiecărei subpurtătoare conform matricii complementare, ale cărei elemente au același modul, dar unghi cu semn schimbat față de elementele matricii utilizate de către transmițător.



**Figura 4.1.** Schema bloc a tehnicii de reducere a PAPR de tip SLM (cazul unei implementări de tip paralel).

Din punct de vedere constructiv, există două modalități de implementare a acestei tehnici. Dacă ne referim la schema bloc prezentată în Figura 4.1, putem remarca că pentru fiecare din cele  $K$  reprezentări echivalente ale semnalului util, sunt alocate blocuri de prelucrare numerică distincte, aceasta fiind o implementare ce corespunde unei structuri de calcul paralel. Avantajul major al acestei soluții constructive este dat de timpul redus necesar pentru determinarea semnalului de ieșire  $x_{slm}$ . Admițând că blocurile identice au timpi de prelucrare egali, putem aprecia timpul de calcul total ca fiind egal cu suma timpilor necesari pentru modificarea fazelor celor  $N$  subpurtătoare din cadrul unui simbol OFDM, calculul unei operații IFFT, și determinarea minimumului dintr-un șir de  $K$  valori numerice reale. Totuși, deși această structură prezintă viteze de prelucrare mari, utilizarea ei poate conduce la unele dezavantaje ce nu pot fi ignorate. Unul dintre aceste inconveniente, este reprezentat de costul ridicat determinat de numărul mare de unități de prelucrare și zone de memorie necesare în implementarea acestei structuri. Acest aspect este foarte important dacă ținem cont de faptul că eficiența de reducere a PAPR a acestei metode depinde în mod direct de numărul de variante de semnal utilizate. Astfel, orice încercare de a mări eficiența acestei metode va conduce la creșterea numărului de unități de prelucrare și implicit a costurilor de producție. De asemenea, un alt inconvenient în creșterea eficienței acestei soluții constructive este dat de flexibilitatea redusă în a extinde structura de calcul deja existentă. Deși această problemă poate fi soluționată prin utilizarea unor unități aritmetice și logice ce conțin un număr de celule rezervate apriori, necesitatea de a efectua modificări la nivel fizic reprezintă un impediment major în aplicarea acestei soluții constructive pe scară largă. Soluția alternativă este reprezentată de structura de calcul secvențial, ce presupune utilizarea unei unități aritmetice și logice, a cărei capacitate de prelucrare permite modificarea concomitentă doar a vectorilor modulatori corespunzători unui singur simbol OFDM, respectiv utilizarea unui singur bloc IFFT. Astfel, numărul redus de blocuri de prelucrare și zone de memorie, reprezintă un avantaj al acestei soluții constructive. De asemenea, în acest caz, structura de calcul simplificată este mult mai flexibilă în ceea ce privește creșterea eficienței de reducere a PAPR, deoarece singura modificare constă în adăugarea de noi secvențe de valori în matricea  $B$ . Evaluarea secvențială a fiecăreia dintre reprezentările alternative ale semnalului util, face ca această soluție constructivă să prezinte dezavantajul unui timp de prelucrare mult mai mare, direct proporțional cu numărul de iterații  $K$ . Din acest motiv, se poate spune că această soluție constructivă determină diminuarea ratei de transfer a datelor. Pentru creșterea vitezei de prelucrare, se pot utiliza structuri de calcul mixte, care să proceseze mai multe combinații de faze simultan, astfel reducând numărul de iterații necesare. De asemenea, trebuie menționat faptul că aspectele menționate sunt valabile și în cazul receptorului, care trebuie să efectueze operațiile în sens invers pentru determinarea semnalului original.

Pentru a reduce numărul de blocuri ale unei structuri de calcul paralele sau numărul de iterații necesare în cazul unei structuri de calcul secvențiale ale receptorului, s-au căutat diferite soluții de a transmite o informație auxiliară, care să conțină indicele  $k \in [1, K]$ , pe care l-a folosit transmițătorul, pentru simbolul OFDM curent. Soluția clasică pentru această problemă este de a aloca una sau mai multe dintre subpurtătoarele simbolului OFDM pentru a forma un număr de  $M = \log_2(K)$  biți care să indice secvența numerică  $B^{(k)}$ ,  $k \in [1, K]$  utilizată de către transmițător. Deși această abordare poate fi implementată relativ ușor, utilizarea ei conduce la

diminuarea ratei de transfer. Mai mult, deoarece informația transmisă pe toate subpurtătoarele semnalului OFDM este afectată de zgomot, valoarea indicelui obținută în urma operației de demodulare din banda de bază poate fi eronată, fapt ce determină ca receptorul să trebuiască să verifice toate combinațiile posibile. Din această cauză, transmiterea indicelui trebuie protejată cu ajutorul unor coduri corectoare de erori, fapt ce determină creșterea numărului de biți necesari acestei secvențe de date auxiliare. Astfel, pentru a contracara această problemă, s-au căutat soluții alternative care pe de o parte să nu necesite alocarea unor subpurtătoare pentru această informație și pe de altă parte, să fie rezistente la perturbațiile din canalul de comunicații.

Una dintre soluțiile propuse în literatura de specialitate, este de a utiliza amplitudinea vectorilor modulatori ai subpurtătoarelor simbolului OFDM pentru a coda informația auxiliară [84]. Spre deosebire de varianta SLM originală, unde modulele elementelor complexe din cadrul matricii  $B$  sunt egale cu 1, această tehnică utilizează o matrice modificată, compusă din elemente complexe al căror modul poate avea una din valorile  $\{1, A\}$ , unde  $A > 1$ . Pozițiile elementelor cu amplitudine  $A$  sunt astfel alese, încât fiecare secvență  $B^{(k)}$ ,  $k \in [1, K]$  să conțină un șablon unic prin care să poată fi recunoscută de către receptor. Pentru a implementa această logică, autorii acestei tehnici au apelat la matematica combinatorică. Astfel, pentru reprezentarea binară a indicelui,  $i$ , s-au format secvențe de  $P$  elemente, dintre care  $Q$  elemente au modulul  $A > 1$ , astfel încât numărul total de combinații să fie  $C_P^Q \geq K$ , condiție ce se poate aprecia utilizând relația:

$$C_P^Q = \frac{P!}{Q!(P-Q)!} \quad (4.13)$$

Fiecare dintre aceste secvențe se repetă, astfel încât numărul total de elemente să fie  $N$ , așa cum este arătat în Figura 4.2. Deși această soluție rezolvă problema transmiterii informației auxiliare, utilizarea coeficienților multiplicativi cu modul supraunitar determină o creștere a energiei totale a semnalului util, cu un factor dat de relația:

$$G_{pwr} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P + Q \cdot (A^2 - 1)}{P} \right) \quad (4.14)$$

Pragul minim  $A > A_{min}$ , necesar pentru ca receptorul să poată deosebi cele două niveluri de amplitudine, face ca acest dezavantaj să devină tot mai semnificativ, cu cât numărul de amplitudini diferite ale constelației modulației în banda de bază crește. Din acest motiv, această abordare este potrivită modulațiilor M-PSK sau M-QAM cu număr mic de puncte.

O soluție alternativă care nu implică creșterea energiei semnalului util, a fost propusă în [85], unde codarea informației auxiliare se realizează prin menținerea fazei originale la unele dintre subpurtătoare, ce aparțin unor zone prestabilite așa cum este arătat în Figura 4.3. Aceste zone disjuncte pot fi compacte sau dispersate și sunt astfel alese încât să formeze șabloane diferite pentru fiecare dintre combinațiile de modificare a fazei. Receptorul va utiliza aceste șabloane pentru a determina zonele ce păstrează constelația de puncte originală, obținând astfel indicele necesar refacerii semnalului original.

	Sub-vector 0					Sub-vector 1					Sub-vector N/P-1					
$k = 0$	A	A	1	1	1	A	A	1	1	1	...	A	A	1	1	1
$k = 1$	A	1	A	1	1	A	1	A	1	1	...	A	1	A	1	1
$k = 2$	A	1	1	A	1	A	1	1	A	1	...	A	1	1	A	1
$k = 3$	A	1	1	1	A	A	1	1	1	A	...	A	1	1	1	A
$k = 4$	1	A	A	1	1	1	A	A	1	1	...	1	A	A	1	1
$k = 5$	1	A	1	A	1	1	A	1	A	1	...	1	A	1	A	1
	...															
$k = 9$	1	1	1	A	A	1	1	1	A	A	...	1	1	1	A	A
$m =$	0	1	2	3	4	0	1	2	3	4	...	0	1	2	3	4
$n =$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	...					$N-1$

Figura 4.2. Codarea informației adiționale prin modificarea amplitudinii.

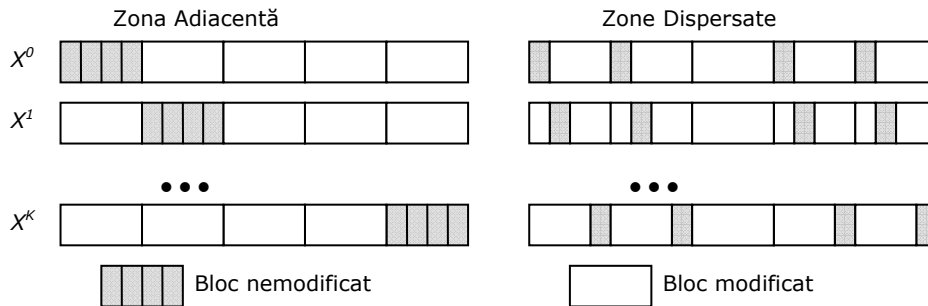
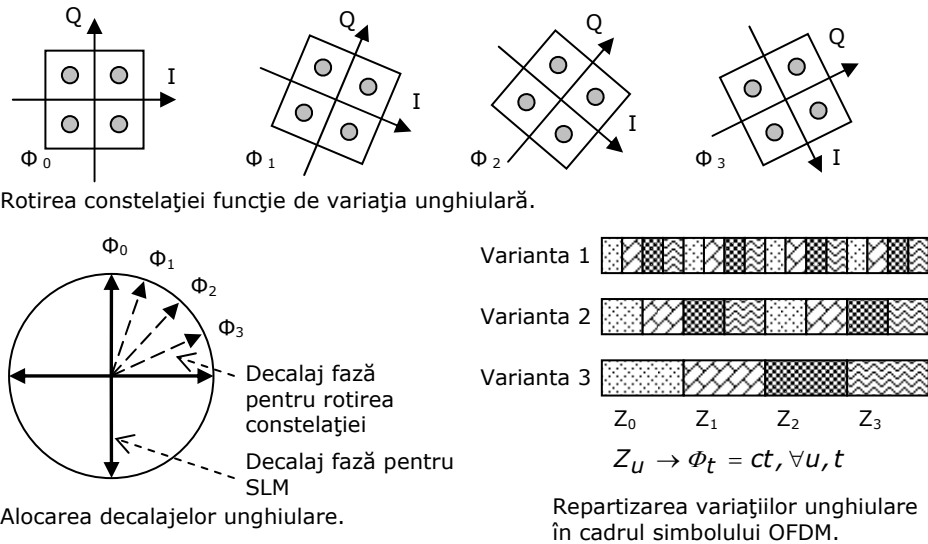


Figura 4.3. Codarea informației adiționale prin modificarea parțială a cadrului OFDM.

Deoarece la această tehnică, valoarea indicelui este codată prin poziția zonelor de subpurtătoare cu constelație de puncte originală, între numărul de combinații  $B^{(k)}, k \in [1, K]$  și numărul de subpurtătoare per zonă este o dependență invers proporțională. Din acest motiv, creșterea eficienței acestei metode prin adăugare de noi combinații va determina reducerea dimensiunii acestor zone, diminuând astfel capacitatea receptorului de a le detecta. Un alt inconvenient al acestei metode este dificultatea de detecție a acestor zone, când sistemul OFDM utilizează o modulație de tip M-PSK, unde unghiul dintre vectorii corespunzători unor puncte învecinate este invers proporțional cu numărul total de simboluri. Astfel, în condițiile unui raport semnal-zgomot scăzut, creșterea numărului de simboluri ale constelației determină o scădere a capacității receptorului de a detecta aceste zone.



**Figura 4.4.** Codarea informației adiționale prin modificarea unghiului de referință a constelației.

În schimb, modulația M-QAM, permite o diferențiere mai ușoară a unghiului de rotație, chiar și în cazul unui număr mare de simboluri, cu condiția ca receptorul să aibă un număr suficient de eşantioane cu ajutorul cărora să reconstruiască constelația de puncte utilizată de transmițător.

În baza acestei proprietăți, propunem o nouă metodă de a coda informația auxiliară, utilizând principiile similare celor două metode prezentate anterior. Pentru descrierea acestei metode, ne vom referi la reprezentarea din Figura 4.4, unde este exemplificată constelația de puncte și distribuția unghiurilor de rotație, în cadrul unui simbol OFDM. Pentru a transmite informația auxiliară prin intermediul subportătoarelor existente, se utilizează o mulțime de faze notate cu  $\phi$  care este compusă din  $T$  grupe a câte  $P$  valori distincte uniform distribuite pe cercul trigonometric. Astfel, valorile posibile pentru mulțimea  $\phi$ , pot fi calculate cu ajutorul expresiei:

$$\phi_{p,t} = \frac{2\pi}{P} \cdot p + \frac{\pi/2}{T} \cdot t, \quad \begin{cases} p = 0..P-1 \\ t = 0..T-1 \end{cases} \quad (4.15)$$

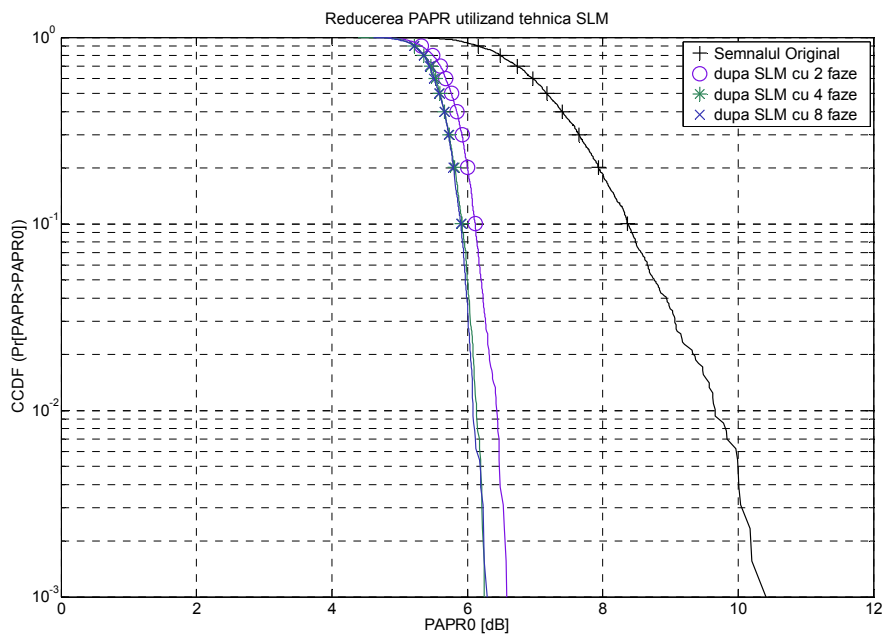
Apoi, secvențele de faze din cadrul matricii  $B$  sunt alcătuite din  $M$  zone disjuncte formate din elemente ce pot lua valori doar dintr-o singură submulțime de faze, notate cu  $\phi_t = \{\phi_{p,t}, \forall p = var, t = ct\}$ . Admițând că receptorul este capabil să determine toate cele  $P \cdot T$  decalaje de fază, pentru codarea informației auxiliare, putem avea  $K = T^M$  combinații posibile, asigurând totodată o dispersie suficient de mare a variațiilor de fază în cadrul secvențelor  $B^{(k)}, k \in [1, K]$ . Pentru a asigura o detecție la fel de bună pentru toate decalajele de fază și în cazul comunicațiilor prin canale selective în frecvență, elementele fiecăreia dintre zonele  $Z_u, u = 0..N/M-1$  pot fi împărțite pe grupe uniform distribuite, în cadrul reprezentării din domeniul frecvență al semnalului OFDM.



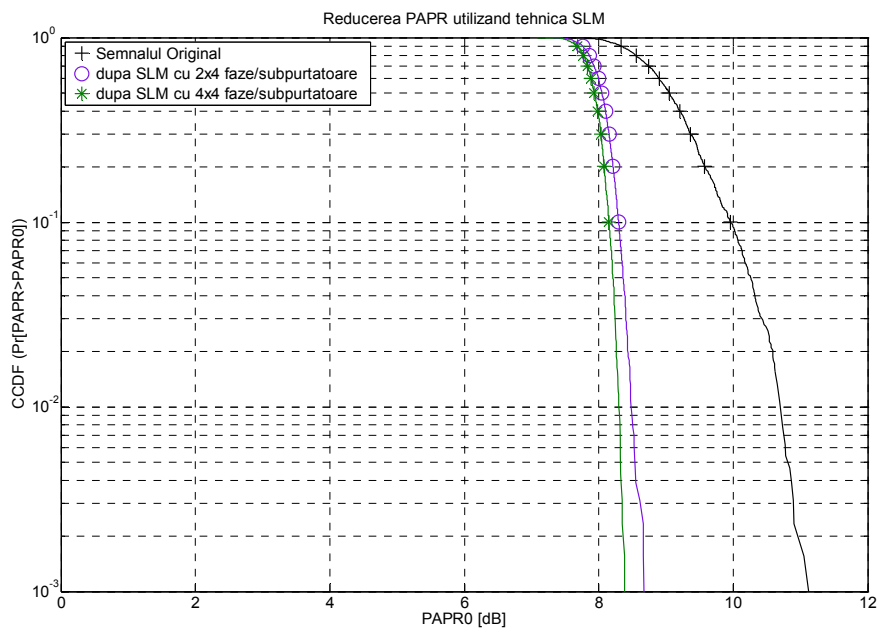
Pentru evaluarea performanței tehnicii SLM am utilizat două grupe de matrici de faze, ce se deosebesc între ele atât prin mulțimea de valori ale elementelor cât și prin tiparul de generare utilizat. Prima grupă de matrici  $B_Q$  conține câte un set de  $K = 48$  de secvențe de fază obținute prin generarea unor blocuri cu valori aleatoare, a căror lungime este egală cu numărul de subpurtătoare ale semnalului OFDM. Fiecare dintre aceste matrici este generată utilizând un set diferit de faze  $\phi_Q = \{2\pi \cdot q / Q, q = 0..Q - 1\}$ , uniform distribuite pe intervalul de valori  $[0, 2\pi]$ . În Figura 4.5 este reprezentată eficiența de reducere a PAPR a unui semnal OFDM format din  $N = 128$  de subpurtătoare modulate conform constelației 16-QAM, pentru cazurile când tehnica SLM utilizează matricile  $B_Q$ , cu  $Q = \{2, 4, 8\}$ .

Potrivit curbelor CCDF, setul de faze  $\phi_4$  este optimal, orice creștere a numărului de faze putând determina diminuarea eficienței. Acest lucru se datorează faptului că o secvență aleatoare cu elemente definite pe o mulțime extinsă de faze, poate conține zone în care variația unghiulară este mică. Zonele cu dispersie redusă a valorilor determină scăderea diferențelor dintre reprezentările alternative ale semnalului original și implicit limitarea eficienței tehnicii SLM. Desigur, creșterea numărului de reprezentări alternative pentru semnalul original reprezintă o posibilitate de îmbunătățire a eficienței tehnicii SLM, însă acest lucru conduce la accentuarea dezavantajelor anterior subliniate. A doua grupă de matrici este alcătuită din secvențe de fază cu valori din mulțimile  $\phi_{PT}$ , având  $P = 2$  respectiv  $P = 4$  faze în fiecare din cele  $T = 4$  zone din cadrul secvențelor de fază corespunzătoare metodei propuse pentru codarea informației auxiliare. Eficiența de reducere a nivelului PAPR cu ajutorul tehnicii SLM ce utilizează aceste matrici, pentru același semnal OFDM ca și în cazul precedent, este prezentată în Figura 4.6. Se poate remarca faptul că extinderea domeniului de valori pentru elementele secvențelor de fază astfel generate nu determină o degradare a eficienței de reducere a PAPR. Conform setului de faze utilizat în aceste simulări, se pot indexa  $K = 256$  de secvențe de fază distincte, număr care este suficient de mare în comparație cu numărul de combinații utilizate. Astfel, această metodă prezintă avantajul unui număr mai mare de biți echivalenți pentru reprezentarea informației auxiliare, păstrând totodată nivelul energetic inițial pentru semnalul transmis. Totuși, trebuie avut în vedere că procedura de recunoaștere a rotației constelației de puncte de tip M-QAM necesită un număr semnificativ de eșantioane de semnal, motiv pentru care această soluție poate fi aplicată doar în cazul simbolurilor OFDM de lungime mare, având  $N > 1024$ . Pe de altă parte algoritmi de recunoaștere a constelațiilor necesită un număr considerabil de operații [86], fapt ce determină ca această metodă să ofere un câștig semnificativ în ceea ce privește complexitatea computațională, doar când tehnica SLM utilizează un număr mare de combinații, ceea ce implică un număr mare de transformări de tipul IFFT.

Datorită interesului pentru reducerea numărului de operații utilizat de către tehnica SLM, în literatura de specialitate au fost propuse și studiate o serie de tehnici derivate precum Partitioned-SLM (P-SLM) [87], ce presupune operarea pe subblocuri, reducând astfel numărul total de operații IFFT. O abordare diferită se regăsește la tehnica Recursive-SLM (R-SLM) [88], ce presupune utilizarea unor secvențe de fază generate după un criteriu ierarhic, pentru a diminua gradul de corelare dintre reprezentările alternative ale semnalului original. Astfel, varietatea soluțiilor de tip SLM face ca această tehnică să prezinte un interes deosebit, fiind folosită și studiată în permanență.



**Figura 4.5.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$ , utilizând tehnica SLM cu număr diferit de faze.



**Figura 4.6.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=2048$ , utilizând noua tehnică SLM cu codarea informației auxiliare.

### 4.5. Tehnica PTS

Această tehnică de reducere a PAPR reprezintă un caz particular al tehnicii SLM, în care semnalul OFDM alcătuit din  $N$  subpurtătoare este împărțit în  $M$  blocuri disjuncte formate din elemente consecutive sau dispersate, asupra cărora se aplică aceeași rotație de fază, de unde rezultă și forma particulară a secvențelor de fază utilizate. Astfel, notând cu  $X_o$  reprezentarea în domeniul frecvență a semnalului OFDM original, format din partițiile  $X_g^m, m = 1..M$ , și cu  $X_\phi$  versiunea obținută prin modificarea fazelor subpurtătoarelor componente, utilizând un set de faze  $\Phi = \{\phi_{k,m}, k = 1..K, m = 1..M\}$  ce conține  $\Phi = \{\phi_p, p = 1..P\}$  elemente distincte, putem scrie legătura dintre aceste semnale sub forma expresiei [89, 90]:

$$X_k = \sum_{m=1}^M D_m \cdot X_o \cdot e^{j \cdot \phi_{k,m}}, \quad (4.16)$$

unde  $D_m \in R^{N \times N}$  este o matrice pătratică de ordinul  $N$  ale cărei elemente de pe diagonala principală au valorile:

$$[D_m]_{n,n} = \begin{cases} 1 & \frac{(m-1) \cdot N}{M} \leq n \leq \frac{m \cdot N - M}{M} \leftrightarrow n \in I_{N,M}(m) \\ 0 & n \notin I_{N,M}(m) \end{cases} . \quad (4.17)$$

De fapt, matricea  $D_m$  reprezintă un selector, ce definește apartenența fiecăreia dintre subpurtătoare la câte unul din cele  $M$  blocuri. Conform expresiei (4.17) această operație de selecție corespunde cazului particular în care aceste blocuri sunt compacte și adiacente. Din practică, s-a constatat că eficiența de reducere a PAPR poate fi îmbunătățită, dacă se utilizează și alte tipare corespunzătoare blocurilor formate din subpurtătoare dispersate în cadrul întregului simbol OFDM, însă aceste soluții conduc la creșterea numărului de operații necesare.

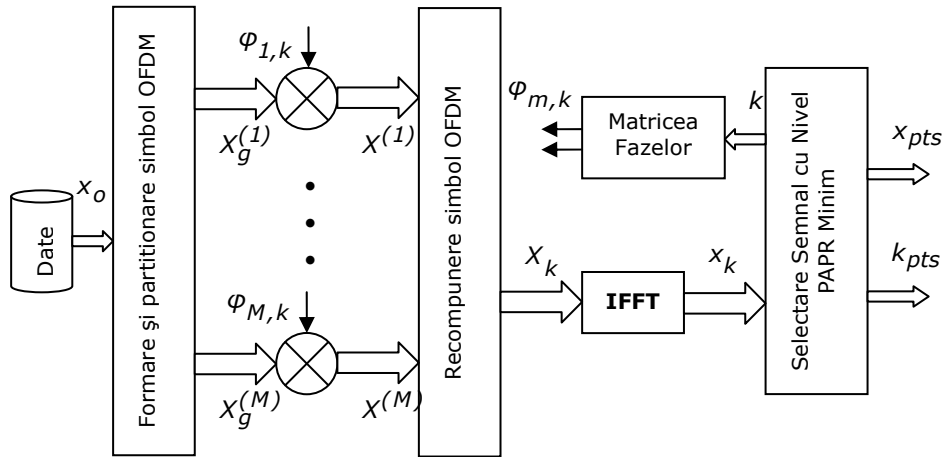
Pentru determinarea reprezentării din domeniul timp al simbolurilor OFDM rezultate în urma modificării fazelor, se efectuează operația IFFT, ce poate fi scrisă sub forma unui produs dintre matricea  $F^{-1} \in C^{N \times N}$  ale cărei elemente au valorile:

$$[F^{-1}]_{l,n} = \exp(j2\pi \cdot l \cdot n / N), \quad (4.18)$$

și reprezentările din domeniul frecvență date de expresia (4.16), ceea ce înseamnă că:

$$x_k = F^{-1} \cdot X_k . \quad (4.19)$$

În mod similar cu tehnica anterioară, pentru stabilirea semnalului de transmisie și în acest caz, algoritmul PTS trebuie să evalueze nivelul PAPR pentru fiecare dintre semnalele  $x_k, k = 1..K$ .

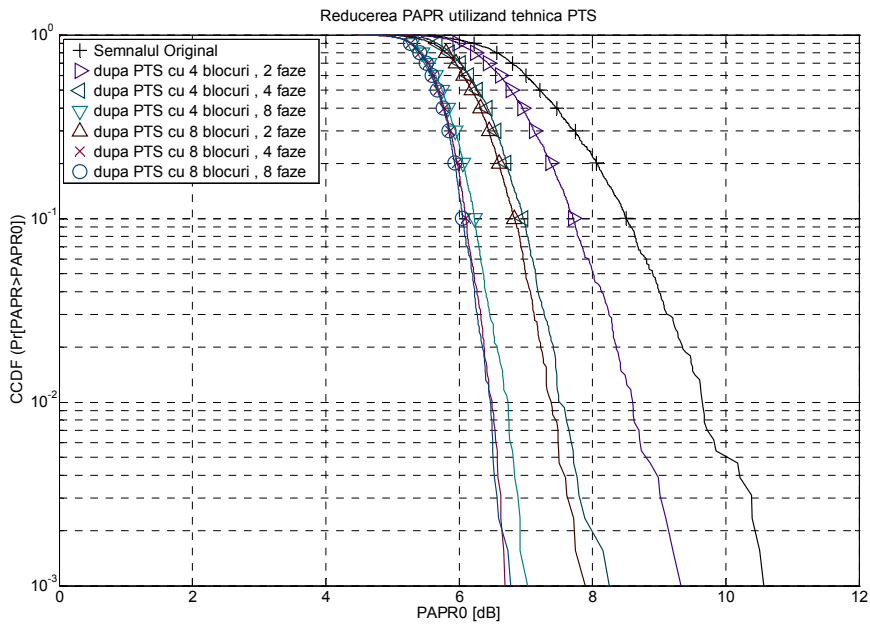


**Figura 4.7.** Schema bloc a tehnicii de reducere a PAPR de tip PTS (cazul unei implem. de tip secvențial).

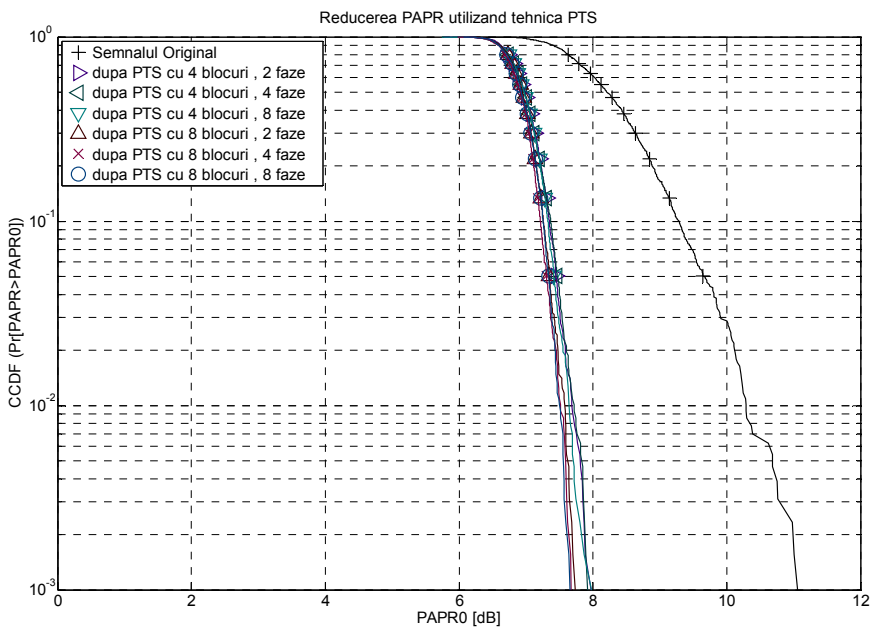
Pentru implementarea acestui algoritm se poate utiliza structura de calcul de tip secvențial reprezentată în Figura 4.7, sau o structură de calcul de tip paralel, a cărei diagramă bloc a fost prezentată în cadrul secțiunii dedicate tehnicii SLM. De asemenea, și în acest caz se pot utiliza structuri de calcul mixte, care să permită obținerea unor viteze de procesare mai ridicate, menținând totodată costurile la un nivel acceptabil.

Deși tehnicile SLM și PTS prezintă o serie de similitudini, având în comun același principiu de reprezentare multiplă a semnalului original, utilizarea aceluiași decalaj de fază concomitent pentru toate subpurtătoarele din cadrul aceluiași bloc prestabilit, permite unele optimizări ale algoritmului de calcul corespunzător tehnicii PTS, reducând astfel numărul total de operații necesare. O asemenea optimizare este prezentată în [91], unde calculul transformatei Fourier inverse, folosind algoritmul de tip Radix, înglobează operația de modificare a fazelor, astfel încât minimizarea PAPR se reduce la efectuarea unui set de  $K$  operații Radix-IFFT. De asemenea, reducerea numărului de operații se poate realiza prin reutilizarea rezultatelor calculului IFFT efectuat separat pentru fiecare dintre blocuri, așa cum este prezentat în [92]. În acest caz, semnalul cu PAPR minim este determinat prin combinarea reprezentărilor în domeniul timp ale semnalelor componente corespunzătoare fiecărei combinații dintre blocurile de subpurtătoare și seturile de faze prestabilite. În comparație cu tehnica originală, eficiența de reducere a PAPR a acestei tehnici derivate depinde de numărul de blocuri și faze utilizate și este sensibil mai mică, însă complexitatea computațională semnificativ redusă, face ca performanța acestei tehnici derivate în ansamblu, să fie mult mai mare.

Deoarece și în cazul tehnicii PTS, receptorul trebuie să utilizeze un algoritm de căutare pentru determinarea semnalului original, transmiterea informației auxiliare reprezintă o problemă importantă. O abordare în rezolvarea acestei probleme este adoptarea soluțiilor propuse pentru tehnica SLM, însă și în acest caz trebuie avut în vedere numărul de blocuri disponibile pentru reprezentarea indicelui. Soluția alternativă propusă în [90], presupune transmiterea informației auxiliare prin intermediul simbolurilor OFDM ce conțin subpurtătoarele pilot, utilizate pentru estimarea canalului. Deși ingenioasă și eficientă, această metodă nu poate fi aplicată decât în condițiile unui canal lent variabil.



**Figura 4.8.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$ , utilizând tehnica PTS cu număr diferit de faze.



**Figura 4.9.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=2048$ , utilizând noua tehnică PTS cu codarea informației auxiliare.

Pentru aprecierea eficienței de reducere a nivelului PAPR a acestei tehnici, am luat în considerare numărul de blocuri  $M \in \{4,8\}$  divizate în câte două subblocuri dispuse alternativ în cadrul simbolului OFDM și numărul de faze  $P \in \{2,4,8\}$ , fiecare dintre aceste variante utilizând  $K = 48$  combinații distincte. Astfel, în Figura 4.8 este reprezentată variația CCDF pentru cazul în care tehnica PTS originală este aplicată unui semnal OFDM cu  $N = 128$  subpurtătoare și modulație 16-QAM. Se poate observa că eficiența acestei tehnici crește odată cu mărirea numărului de blocuri și faze. Dacă admitem că informația auxiliară este transmisă utilizând soluția propusă în paragraful anterior, atunci eficiența de reducere a nivelului PAPR pentru un semnal OFDM cu  $N = 2048$  de subpurtătoare este conformă curbelor CCDF prezentate în Figura 4.9. De această dată, diferența dintre diferitele combinații dintre numărul de blocuri și faze este mult mai redusă datorită utilizării decalajelor de fază suplimentare necesare codării informației auxiliare. Prin compararea rezultatelor obținute, putem afirma că cele două metode sunt asemănătoare atât ca și performanță cât și complexitate computațională. Nu în ultimul rând, trebuie menționat faptul că aceste tehnici fiind liniare, nu afectează caracteristica BER(SNR), motiv pentru care aceste tehnici se recomandă în cazul aplicațiilor ce utilizează canale cu grad mare de distorsiune.

#### 4.6. Tehnica Interleaving

O altă tehnică liniară de reducere a nivelului PAPR constă în permutarea sub-purtătoarelor în cadrul simbolului OFDM. Utilizând o tabelă de reindexare, transmițătorul formează mai multe reprezentări alternative pentru același semnal original, ce sunt apoi evaluate, varianta cu nivelul PAPR minim fiind aleasă pentru transmisie. În mod similar cu tehnicile precedente, receptorul utilizează un algoritm de căutare pentru refacerea semnalului original. Această tehnică este relativ simplă și de obicei se regăsește în combinație cu o altă tehnică liniară. În acest caz, complexitatea computațională crește proporțional cu numărul de variante conținute în tabela de reindexare [93]. Pentru reducerea numărului de operații necesare la receptor, este utilă transmiterea unor informații auxiliare utilizând una din soluțiile prezentate în cadrul secțiunilor anterioare.

### 4.7. Tehnica TR

Spre deosebire de tehnicile prezentate anterior, această tehnică liniară presupune modificarea unor subpurtătoare rezervate, ce nu conțin date utile, pentru generarea semnalelor OFDM echivalente, cu scopul de a reduce nivelul PAPR [94]. O asemenea abordare permite separarea transmiției datelor față de procesul de reducere a PAPR, în mod similar teoremei superpozițiilor. Astfel, admitând că semnalul OFDM conține  $N$  subpurtătoare alocate pentru transmiterea informației utile și  $P$  subpurtătoare rezervate procesului de minimizare a nivelului PAPR, putem scrie expresia semnalului în domeniul timp sub forma:

$$s(t) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N A_n \cdot \exp(j \cdot (\omega_n \cdot t + \varphi_n)) + \frac{1}{P} \cdot \sum_{p=1}^P A_p \cdot \exp(j \cdot (\omega_p \cdot t + \varphi_p)) , \quad (4.20)$$

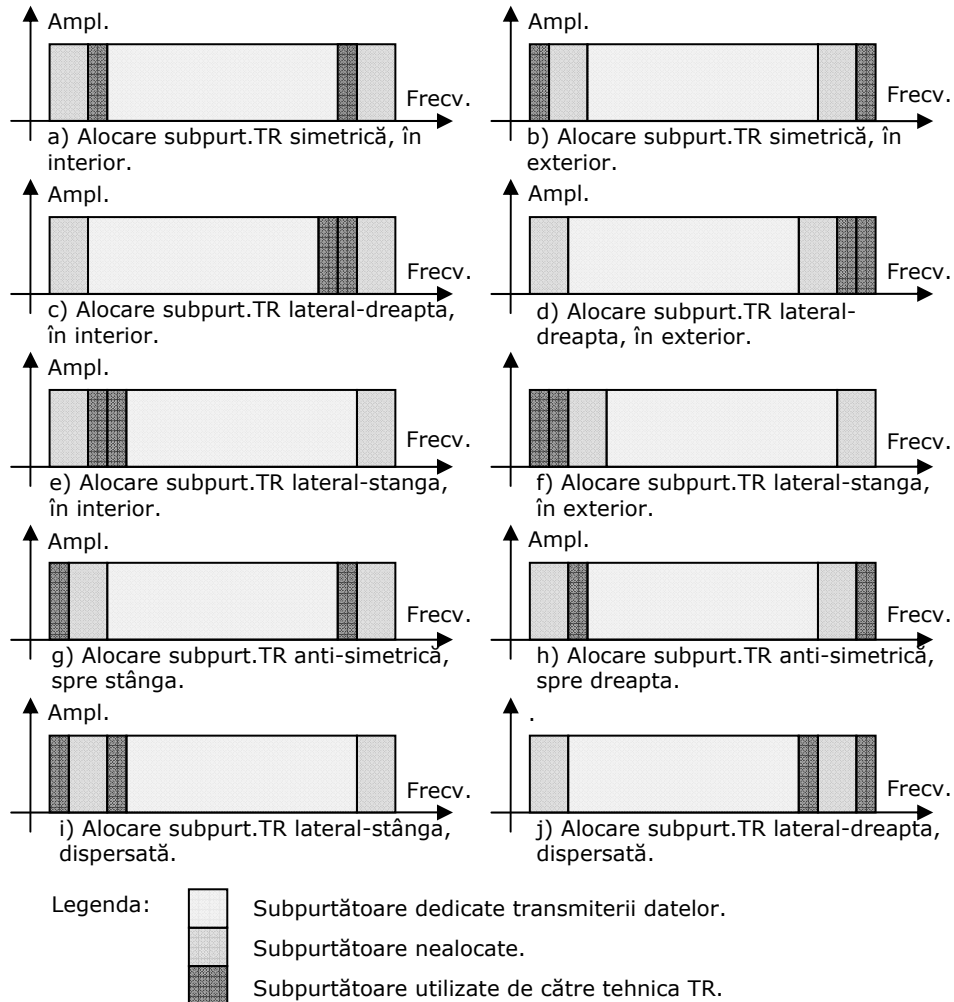
$$\omega_n \neq \omega_p \quad \forall n = [1 \dots N], p = [1 \dots P]$$

unde  $A_n$  și  $\varphi_n$  reprezintă amplitudinea și faza vectorului de informație ce modulează subpurtătoarea de pe frecvența unghiulară  $\omega_n$ , iar  $A_p$  și  $\varphi_p$  reprezintă parametri similari corespunzători subpurtătoarei pilot, a cărei frecvență unghiulară este  $\omega_p$ . Un aspect important este modul în care se face alocarea subpurtătoarelor în cadrul simbolului OFDM. Subpurtătoarele de date formează un bloc contiguu, având frecvența unghiulară, conform expresiei:

$$\omega_n = \omega_0 + n \cdot \Delta\omega , \quad (4.21)$$

unde  $\omega_0$  este decalajul inițial iar  $\Delta\omega$  este incrementul de frecvență potrivit duratei simbolului OFDM, descris în capitolul întâi. Deoarece forma semnalului în domeniul timp depinde de frecvența fiecărei componente sinusoidale, subpurtătoarele pilot pot fi alocate în mai multe regiuni ale benzii de frecvență a semnalului, așa cum este prezentat în Figura 4.10. Concentrarea subpurtătoarelor pilot doar într-o singură parte a benzii de frecvență, permite o compensare mai ușoară a nivelului PAPR ridicat, datorită subpurtătoarelor de date din acea zonă, în timp ce distribuția în ambele părți ale benzii permite o compensare omogenă a efectelor generate de majoritatea subpurtătoarelor de date. Dintre șabloanele prezentate, cele mai des utilizate sunt cele indicate la 10.a, 10.c, și 10.e, însă și celelalte variante pot da rezultate acceptabile.

Un alt aspect important este numărul acestor subpurtătoare pilot în raport cu numărul subpurtătoarelor utilizate pentru transmisia datelor. Utilizarea unui număr mare de subpurtătoare pilot, ar permite o scădere mai accentuată a nivelului PAPR cu prețul unui efort computațional mai mare, în timp ce un număr mic de tonuri pilot determină o diminuare a eficienței tehnicii TR. Din acest motiv, așa cum s-a putut observa din Figura 4.10, nu toate subpurtătoarele rezervate sunt utilizate pentru compensarea PAPR, o parte fiind utilizate pentru estimarea canalului sau sunt complet neutilizate, având amplitudinea zero. De asemenea, utilizarea unui număr relativ redus de subpurtătoare este justificată și de creșterea nivelului energetic total al semnalului, care depinde direct proporțional de numărul și de amplitudinea medie a subpurtătoarelor TR.



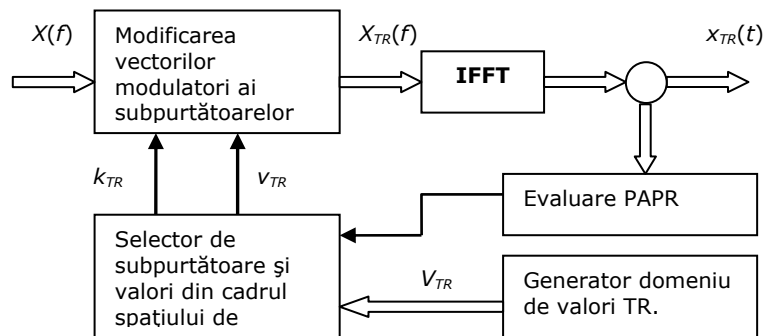
**Figura 4.10.** Repartiția în cadrul simbolului OFDM a subpurtătoarelor pilot utilizate la tehnica TR.

Dacă notăm cu  $A_{DT}$  amplitudinea medie a subpurtătoarelor de date, respectiv cu  $A_{TR}$  amplitudinea medie a subpurtătoarelor utilizate de către algoritmul TR, atunci, creșterea totală a nivelului energetic este dată de expresia:

$$G_{TR} = 10 \cdot \log_{10} \left( 1 + \frac{P}{N} \cdot \frac{A_{TR}^2}{A_{DT}^2} \right). \quad (4.22)$$



Pentru implementarea tehnicii TR sunt necesare câteva operații, dintre care unele se execută iterativ, conform schemei bloc prezentate în Figura 4.11. Operația care se execută o singură dată la început, este cea de inițializare, care stabilește frecvențele și domeniul de valori pentru subpurtătoarele pilot ce urmează să fie utilizate. Setul de valori admise pentru tonurile pilot, poate să fie identic cu cel reprezentat de constelația de puncte utilizată pentru modularea subpurtătoarelor de date. Se poate opta și pentru un alt set de valori, cu condiția ca distribuția fazelor să fie uniformă în raport cu cercul trigonometric, pentru a permite algoritmului TR să compenseze o gamă de valori cât mai largă pentru fiecare dintre subpurtătoarele de date. Pornind de la un set de valori inițiale ale tonurilor pilot (de obicei amplitudine nulă), algoritmul central modifică valoarea complexă corespunzătoare unei subpurtătoare pilot și compară nivelul PAPR al noului semnal OFDM cu valoarea PAPR corespunzătoare combinației precedente. Funcție de rezultatul obținut, algoritmul va continua să modifice amplitudinea și faza aceleiași subpurtătoare sau va continua cu altă subpurtătoare, până la epuizarea tuturor combinațiilor admise.



**Figura 4.11.** Schema bloc standard a tehnicii de reducere a PAPR de tip TR.

Notând cu  $K$  numărul de valori complexe admise pentru fiecare dintre cele  $P$  tonuri pilot, spațiul de căutare conține  $K^P$  combinații posibile. Deoarece acest număr poate fi foarte mare, evaluarea nivelului de PAPR pentru toate aceste combinații ar conduce la creșterea exhaustivă a numărului de operații, motiv pentru care algoritmul TR este conceput astfel încât să utilizeze un spațiu de căutare redus, cu prețul unui rezultat suboptimal. Astfel, performanța algoritmului TR constă în obținerea unui raport favorabil între eficiența de reducere a PAPR și complexitatea computațională.

În acest sens au fost elaborate diferite tehnici derivate, care au căutat obținerea unor performanțe ridicate, fie prin alegerea unui spațiu de căutare corespunzător, fie prin impunerea unui anumit criteriu de selecție a amplitudinii și fazei subpurtătoarelor rezervate reducerii PAPR. Deoarece tehnica TR originală, elaborată de către J. Tellado necesită rezolvarea unui sistem de ecuații liniare pentru determinarea amplitudinilor și fazelor optime pentru fiecare dintre subpurtătoarele rezervate, ulterior au fost elaborate o serie de tehnici derivate care să reducă substanțial numărul de operații.

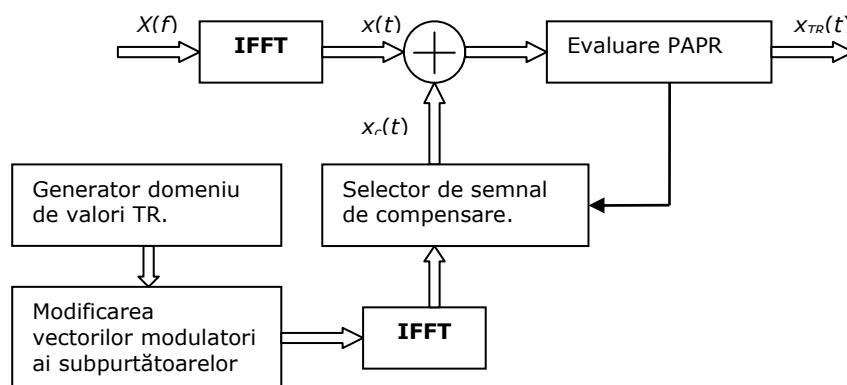
Una din soluțiile alternative este dată de tehnică TR secvențială [95], ce presupune determinarea valorii optime pentru fiecare subpurtătoare, o singură dată. Pornind de la un set de valori inițiale (de regulă, zero), acest algoritm aplică pe rând fiecare valoare complexă din cadrul setului prestabilit primei subpurtătoare pilot și o memorează pe cea care minimizează nivelul PAPR al semnalului astfel obținut. Procesul continuă în mod secvențial cu celelalte subpurtătoare alocate în acest scop, menținând valorile obținute pentru subpurtătoarele anterioare. Astfel, utilizând algoritmul TR secvențial se obține o soluție suboptimală acceptabilă, reducând complexitatea computațională la  $K \cdot P$  iterații. Ținând cont de proprietatea de aditivitate a operației IFFT și de separarea subpurtătoarelor TR de cele utilizate pentru transmiterea datelor, conform sumei semnalelor componente descrisă de relația (4.20), sau în formă compactă dată de expresia:

$$s(t) = s_{date}(t) + s_{TR}(t) , \quad (4.23)$$

calculul semnalului  $s(t)$  poate fi făcut efectuând operația IFFT separat pe componente. De asemenea, o descompunere similară se poate face și între semnalele de reducere a nivelului PAPR, corespunzătoare fiecărei subpurtătoare TR în parte, astfel că semnalul  $s_{TR}(t)$  poate fi calculat în baza expresiei:

$$s_{TR}(t) = \sum_{p=1}^P s_{TR(p)}(t) . \quad (4.24)$$

De aici, rezultă că pentru un spațiu de căutare dat, calculul Fourier pentru fiecare dintre subpurtătoare poate fi efectuat apriori, reducând numărul de operații necesare fiecărei iterații. Pentru calculul semnalului OFDM modificat se utilizează suma dintre transformata IFFT a reprezentării în domeniul frecvență a semnalului OFDM original, în care toate tonurile rezervate au amplitudinea zero și diferitele semnale precalculate și stocate într-o memorie non-volatilă, așa cum este arătat în Figura 4.12.

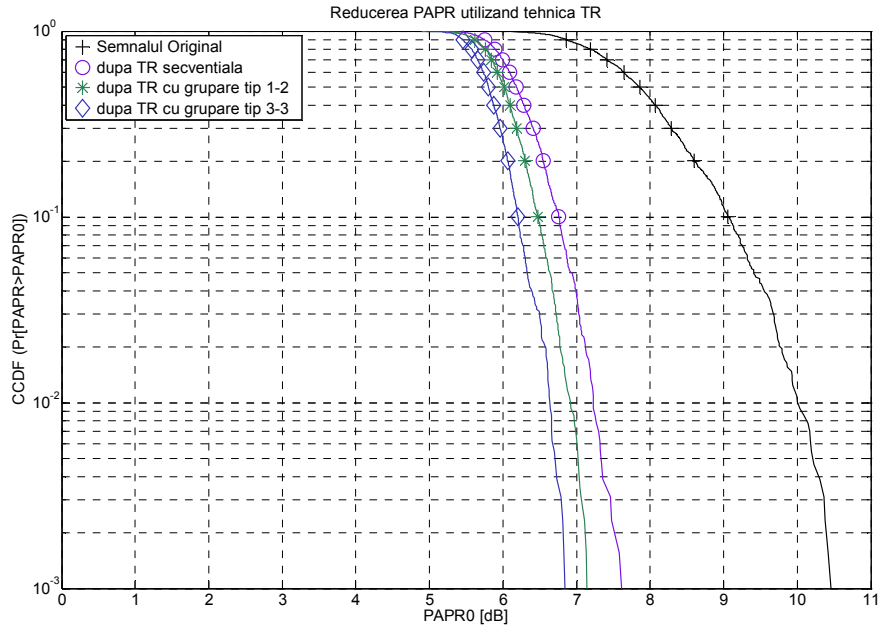


**Figura 4.12.** Schema bloc optimizată a tehnicii de reducere a PAPR de tip TR.

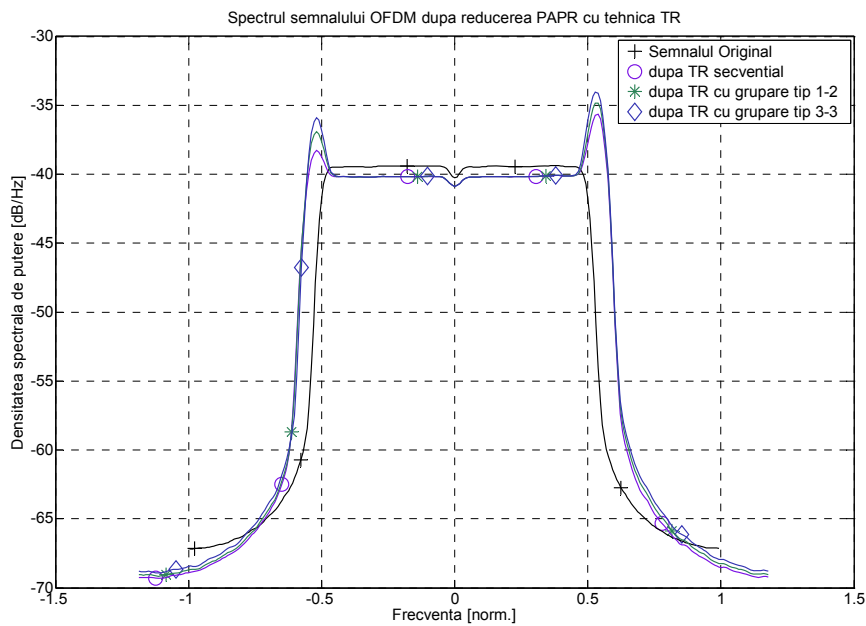
Pentru creșterea eficienței de reducere a nivelului PAPR, tehnica TR secvențială poate fi modificată astfel încât să utilizeze un spațiu de căutare mai extins. Acesta este cazul tehnicii TR cu grupare de subpurtătoare, pe care am propus-o în lucrarea [96] și care subîmparte tonurile pilot disponibile în blocuri, în care se verifică toate combinațiile de valori posibile. Gruparea tonurilor poate fi făcută astfel încât fiecare bloc să aibă aceeași lungime, sau să aibă un număr diferit de subpurtătoare, conform unui tipar prestabilit. În cazul în care se aplică un tipar repetitiv de formă  $[1, \dots, 1(\times Q), W]$ , în care  $Q$  subpurtătoare sunt prelucrate secvențial, după care pentru următoarele  $W$  tonuri se evaluează toate combinațiile posibile, numărul de iterații este  $P/(Q+W) \cdot (K \cdot Q + K^W)$ , cu condiția ca raportul  $P/(Q+W)$  să fie un număr întreg. Dacă se utilizează doar blocuri de aceeași lungime  $W$ , atunci numărul de iterații efectuat de către algoritmul TR este  $P/W \cdot (K^W)$ , de asemenea cu condiția ca raportul  $P/W$  să fie un număr întreg. Pentru aprecierea performanței acestei metode, am utilizat un semnal OFDM cu  $N = 256$  subpurtătoare de date modulate 16-QAM,  $P = 14$  subpurtătoare TR și tot atâtea subpurtătoare nealocate, amplasate conform diagramei (a) din Figura 4.10. Domeniul de valori admise pentru tonurile pilot este reprezentat de modulația 8-PSK cu amplitudine de 2.5 ori mai mare decât amplitudinea maximă a subpurtătoarelor de date. Configurând algoritmul TR să parcurgă tonurile rezervate în sensul descrescător al frecvenței, în mod secvențial și cu grupare conform unor tipare repetitive, pentru semnalul din domeniul timp supraeșantionat cu un factor  $\kappa = 4$ , se obțin curbele CCDF indicate în Figura 4.13. Semnalul OFDM astfel obținut are un nivel PAPR mai scăzut și un spectru de frecvență modificat, așa cum este arătat în Figura 4.14.

O categorie aparte este cea a tehnicilor TR non-explorative, care în loc să evalueze nivelul PAPR pentru diferitele combinații dintr-un spațiu de căutare dat, utilizează un algoritm de calcul al amplitudinii și fazei fiecărui ton rezervat. Cele mai cunoscute tehnici de acest tip sunt one-tone-one-peak (OTOP) [97] și one-by-one [98], care după cum sugerează și numele, folosesc o singură subpurtătoare pentru a genera un semnal sinusoidal, a cărei fază să fie opusă fazei vârfului de semnal, acest procedeu repetându-se până la epuizarea tuturor tonurilor alocate acestui scop. În literatura de specialitate au fost propuși și alți algoritmi, care pentru reducerea numărului de operații utilizează semnale de compensare precalculate, în baza unor criterii de amplitudine sau fază [99][100].

Principiul utilizării unor subpurtătoare diferite de cele ce conțin informația utilă, face ca tehnicile TR să prezinte un profil aparte. Astfel, menținerea valorilor originale pentru subpurtătoarele de date, permite receptorului să obțină informația utilă direct de la ieșirea demodulatorului, fără să efectueze vreo prelucrare de semnal suplimentară. În cazul algoritmilor ce utilizează semnale precalculate, se poate opta pentru o implementare bazată pe structuri de tip paralel, reducând astfel timpul de procesare necesar pentru fiecare cadru OFDM. Un alt avantaj ce derivă din prelucrarea liniară a semnalului, este faptul că aceste tehnici nu degradează raportul semnal-zgomot. Pe de altă parte, utilizarea unui set suplimentar de subpurtătoare, implică o lățime de bandă mai extinsă, ceea ce conduce la diminuarea debitului de date mediu per subpurtătoare și creșterea nivelului energetic al semnalului transmis, acestea fiind dezavantajele majore ale acestor tehnici. Totuși, tehnicile TR reprezintă o soluție viabilă, în special în cazul transmisiunilor ce utilizează simboluri OFDM de lungime mare.



**Figura 4.13.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=256$ , utilizând tehnica TR secvențială și cu grupare a subpurtătoarelor.



**Figura 4.14.** Spectrul semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=256$  subpurtătoare după aplicarea tehnicii TR secvențială și cu grupare a subpurtătoarelor.

### 4.8. Tehnica TI

Dacă în cazul tehnicii anterioare semnalul util adaptat se obținea prin însumarea semnalului util original cu un semnal adițional situat pe subpurtătoare diferite, în cadrul acestei tehnici, semnalul de ieșire rezultă în urma compunerii vectoriale a unor eșantioane ale semnalului util din domeniul frecvență cu eșantioanele semnalului de compensare. Pentru ca semnalul astfel obținut să păstreze informația utilă de pe subpurtătoarele modificate, operația de inserție de tonuri necesită utilizarea unei constelații de puncte extinse, ce permite ca fiecărui simbol să îi corespundă mai multe puncte, de unde și denumirea de 'representare multiplă a simbolurilor' [101]. Considerând un semnal OFDM format din  $N$  subpurtătoare, dintre care  $P$  sunt folosite pentru reducerea PAPR, putem scrie expresia semnalului în domeniul timp sub forma:

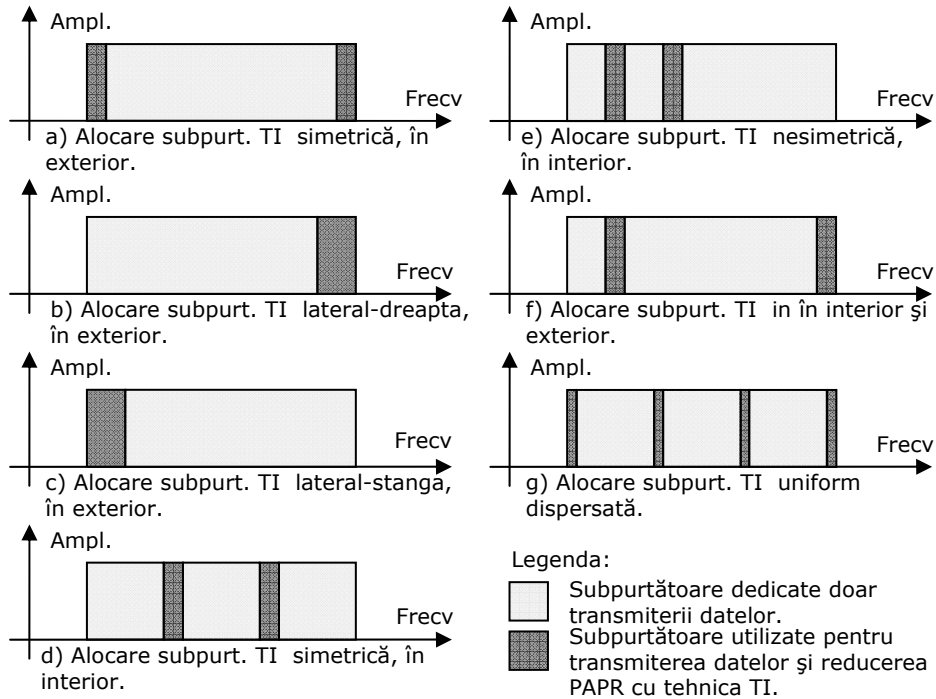
$$s(t) = \frac{1}{N-P} \cdot \sum_{n=1}^{N-P} A_n \cdot \exp(j \cdot (\omega_n \cdot t + \varphi_n)) + \frac{1}{P} \cdot \sum_{p=1}^P A_p \cdot \exp(j \cdot (\omega_p \cdot t + \varphi_p)) , \quad (4.25)$$

$$\omega_n \neq \omega_p \quad \forall n = [1..N], p = [1..P]$$

unde  $A_n$  și  $\varphi_n$  reprezintă parametrii de amplitudine și fază ai subpurtătoarei nemodificate corespunzătoare frecvenței unghiulare  $\omega_n$ , iar  $A_p$  și  $\varphi_p$  reprezintă parametrii similari pentru subpurtătoarea cu frecvența unghiulară  $\omega_p$ , ce este utilizată în cadrul procesului de reducere a nivelului PAPR. Datorită dependenței semnificative a reprezentării din domeniul timp a semnalului util și funcție de setul de frecvențe ale tonurilor a căror modulație utilizează constelația extinsă, amplasarea acestor subpurtătoare poate fi făcută conform diferitelor modele, ce sunt exemplificate în Figura 4.15. Dintre acestea, cele mai uzuale șabloane presupun alocarea subpurtătoarelor TI în părțile laterale ale benzii de frecvențe, însă se pot folosi și alte variante. Deoarece utilizarea constelațiilor cu reprezentare multiplă a simbolurilor implică o creștere energetică semnificativă pentru subpurtătoarele TI, alegerea unui anumit tipar pentru alocarea acestor subpurtătoare poate fi făcută și după diferite criterii referitoare la forma spectrului de frecvență al semnalului OFDM ce urmează a fi transmis. Astfel, evitarea unor nivele energetice mărite în anumite zone ale spectrului de frecvență al semnalului sau uniformizarea acestui spectru pot sugera modul în care trebuie efectuată alocarea subpurtătoarelor TI în cadrul semnalului OFDM. Notând cu  $A_{DT}$  amplitudinea medie corespunzătoare subpurtătoarelor a căror modulație utilizează o constelație de puncte standard, cu 1 punct per simbol, și cu  $A_{TI}$  amplitudinea medie a subpurtătoarelor la care se aplică inserția de ton, creșterea nivelului energetic total al semnalului OFDM poate fi apreciată cu ajutorul expresiei:

$$G_{TI} = 10 \cdot \log_{10} \left( 1 - \frac{P}{N} \cdot \left( 1 - \frac{A_{TI}^2}{A_{DT}^2} \right) \right) . \quad (4.26)$$

Comparând această expresie cu expresia (4.22), putem admite ca factorul  $G_{TI}$  are o creștere mai mică decât factorul  $G_{TR}$ , cu condiția ca  $A_{TI} \cong A_{TR}$ .



**Figura 4.15.** Repartiția în cadrul simbolului OFDM a subpurtătoarelor utilizate de tehnica TI.

Simulările numerice au arătat că în majoritatea cazurilor, performanțele tehnicii TI sunt comparabile cu cele ale tehnicii TR, dacă  $A_{TI} > A_{TR}$ , motiv pentru care factorul creșterii energetice nu este de neglijat nici în cazul acestei tehnici.

Implementarea tehnicii TI presupune o structură de calcul serial similară cu cea utilizată de către tehnica TR, singura deosebire regăsindu-se în cadrul blocului de modificare a subpurtătoarelor, care de această dată, trebuie să efectueze două operații: demodularea locală de tip PSK/QAM standard, pentru determinarea simbolurilor asociate cu fiecare dintre subpurtătoarele alocate algoritmului TI și remodularea acestora, folosind constelația extinsă ce conține  $K$  puncte per simbol. De aici rezultă, că spațiul de căutare maxim pe care îl poate explora algoritmul de căutare TI, conține  $K^P$  combinații distincte. Deoarece acest număr poate fi foarte mare, la fel ca și în cazul tehnicii precedente și această tehnică este implementată cu algoritmi de căutare ce utilizează subspații cu număr mult mai redus de combinații.

Pentru exemplificarea performanțelor acestei tehnici, vom considera algoritmul cu căutare secvențială și cel cu gruparea subpurtătoarelor, ce au fost utilizați și în cadrul secțiunii anterioare. Cu mențiunea că singura diferență față de cazul tehnicii precedente constă în modul de schimbare al valorilor subpurtătoarelor, descrierea acestor algoritmi nu mai este necesară, motiv pentru care în cele ce urmează vom continua cu prezentarea unor rezultate experimentale.

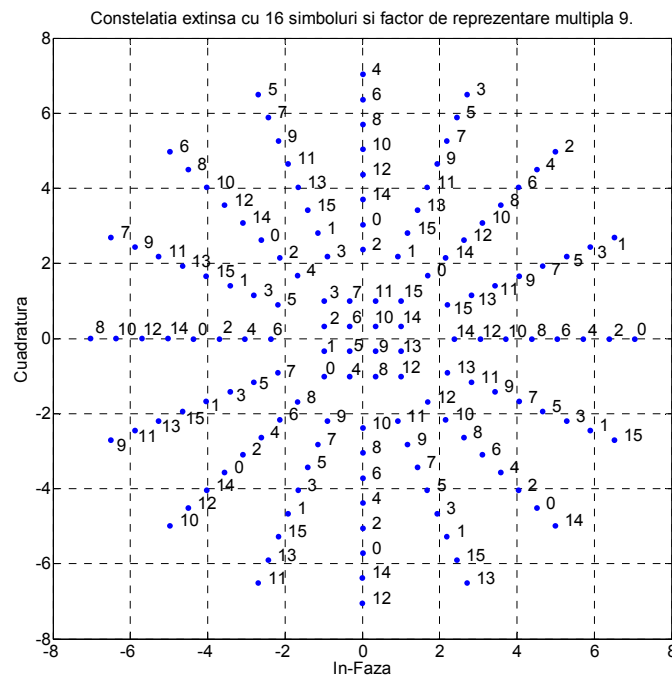
În acest sens, am considerat un semnal OFDM cu  $N = 128$  subpurtătoare de date, dintre care  $P = 12$  subpurtătoare sunt utilizate de către tehnica TI pentru reducerea PAPR. Pentru transmiterea datelor pe subpurtătoarele non-TI se aplică modulația 16-QAM, în timp ce pentru subpurtătoarele TI se utilizează constelația extinsă, la care punctele adiționale sunt amplasate radial, așa cum este arătat în Figura 4.16. Admițând că distribuția subpurtătoarelor TI este realizată conform diagramei (f) din Figura 4.15 și parcurgerea acestora de către algoritmul de căutare se face în sensul creșterii frecvenței, eficiența de reducere a nivelului PAPR obținut cu tehnicile TI este conform curbelor CCDF prezentate în Figura 4.17. De asemenea, în urma prelucrării semnalului OFDM cu ajutorul acestor algoritmi, spectrul de frecvență al semnalului util se modifică așa cum este arătat în Figura 4.18. De aici, se poate remarca faptul că algoritmul TI secvențial caută să compenseze vârfurile de semnal folosind inserția tonurilor cu amplitudine mare începând cu primele subpurtătoare, urmând ca amplitudinea tonurilor inserate la următoarele subpurtătoare să scadă progresiv. Acest fenomen are loc și în cazul tehnicii TI cu grupare de subpurtătoare, însă în acest caz, numărul mai mare de combinații admise din spațiul de căutare conduce la utilizarea mai multor vectori cu amplitudine mărită. Acest lucru arată că eficiența acestei tehnici crește odată cu gama de amplitudini utilizate. Un alt aspect important al acestei tehnici, este dependența raportului semnal-zgomot de caracteristicile constelației extinse. Pozițiile relative ale punctelor corespunzătoare reprezentărilor multiple ale simbolurilor, formează zone ce nu sunt conforme codului Gray, determină o degradare semnificativă a BER, conform curbelor prezentate în Figura 4.19. Totodată, în contextul raportului relativ SNR, creșterea nivelului energetic al semnalului util rezultat în urma prelucrării cu algoritmi TI implică o creștere a nivelului de zgomot, care apoi conduce la o degradare suplimentară a raportului BER.

O îmbunătățire moderată a ratei erorii de bit poate fi obținută dacă algoritmul TI utilizează constelația prezentată în Figura 4.20, care spre deosebire de constelația precedentă, are aceeași fază pentru toate punctele adiționale corespunzătoare aceluiași simbol. De asemenea, un alt avantaj al acestei configurații de puncte, este rezistența mărită a comunicației de date la fluctuațiile de amplitudine generate de interferențele din canalele cu propagare multicanale. Totuși, lipsa variației de fază a punctelor corespunzătoare aceluiași simbol, face ca utilizarea acestei constelații să conducă la o eficiență sensibil diminuată a reducerii PAPR. Astfel, alegerea constelației extinse trebuie făcută în funcție de caracteristicile canalului și profilul aplicației de comunicații. Opțional, o soluție alternativă este cea în care constelația extinsă este aleasă dinamic funcție de schimbările caracteristicilor canalului. În acest caz, receptorul trebuie să utilizeze un algoritm de căutare pentru identificarea constelației utilizate de către algoritmul TI de la transmițător. Similar primelor tehnici liniare prezentate și de această dată se poate opta pentru transmiterea unei informații adiționale, care să conțină indexul constelației utilizate, singurul dezavantaj fiind cel al reducerii numărului de purtătoare utilizate pentru transmiterea datelor efective.

Pentru reducerea numărului de operații necesare la fiecare iterație, au fost elaborate și tehnici derivate, care în loc să caute toate combinațiile posibile corespunzătoare unei subpurtătoare, utilizează relații matematice care aproximează amplitudinea și faza pentru fiecare dintre tonurile ce sunt incluse în algoritmul de reducere PAPR [102]. Această soluție poate fi implementată indiferent de tipul de modulație, însă este mai eficientă în cazul în care coordonatele punctelor adiționale nu sunt condiționate de o anumită formă geometrică. Inconvenientul acestei tehnici este dependența parametrilor estimați de indexul tonului, fapt ce poate determina o

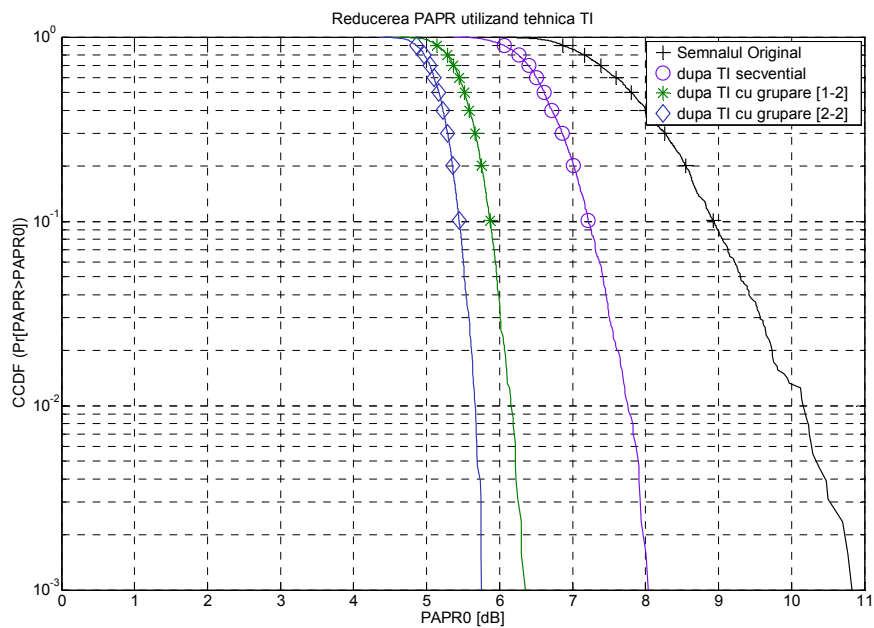
diminuare a eficienței de reducere a PAPR. De asemenea, simulările numerice comparative au arătat că utilizarea configurației geometrice rectangulare prezentată în această lucrare în contextul tehnicii TI secvențiale prezintă o eficiență de reducere a PAPR relativ scăzută. Astfel, putem afirma că alegerea unei tehnici TI trebuie făcută în contextul priorităților aplicației de comunicații, adică prin stabilirea criteriului prioritar: reducerea numărului de operații sau creșterea eficienței de reducere a PAPR.

Prin comparație cu tehnica TR, putem remarca avantajele și dezavantajele metodei TI. Utilizarea unor subpurtătoare atât pentru transmiterea datelor cât și pentru reducerea vârfurilor de semnal, nu necesită extinderea benzii de frecvență a semnalului OFDM, ceea ce înseamnă că rata de transfer a datelor nu este diminuată, ceea ce reprezintă un avantaj important. Pe de altă parte, creșterea nivelului energetic al semnalului util, conduce la o probabilitate crescută de limitare în etajul de amplificare final, ceea ce implică distorsiuni de semnal și diminuarea BER. De asemenea, amplitudinile mari ale tonurilor TI, necesită utilizarea unor convertoare analog-numerice cu un număr de trepte de cuantizare sensibil mai mare, fapt ce implică costuri mai mari. Un alt dezavantaj semnificativ al acestei tehnici, determinat de reprezentarea multiplă a simbolurilor, este creșterea numărului de operații necesare receptorului la demodularea semnalului. Din acest motiv, o alegere între tehnicile de tip TR și cele de tip TI, se poate face doar în funcție de criteriile legate de spectrul de frecvență și compatibilitate a formatului simbolurilor OFDM.

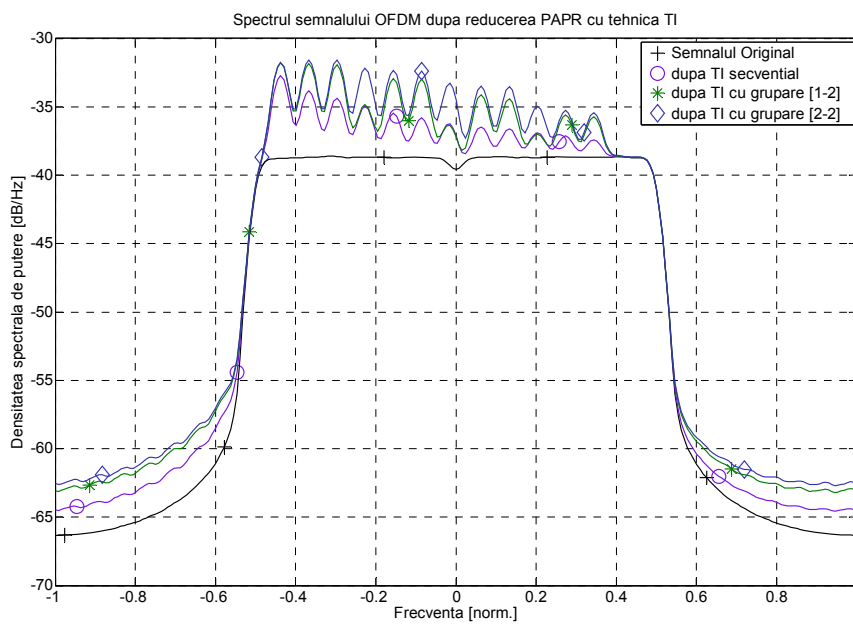


**Figura 4.16.** Constelația extinsă cu dispunere radială și faza variabilă a punctelor adiționale corespunzătoare aceluiași simbol.

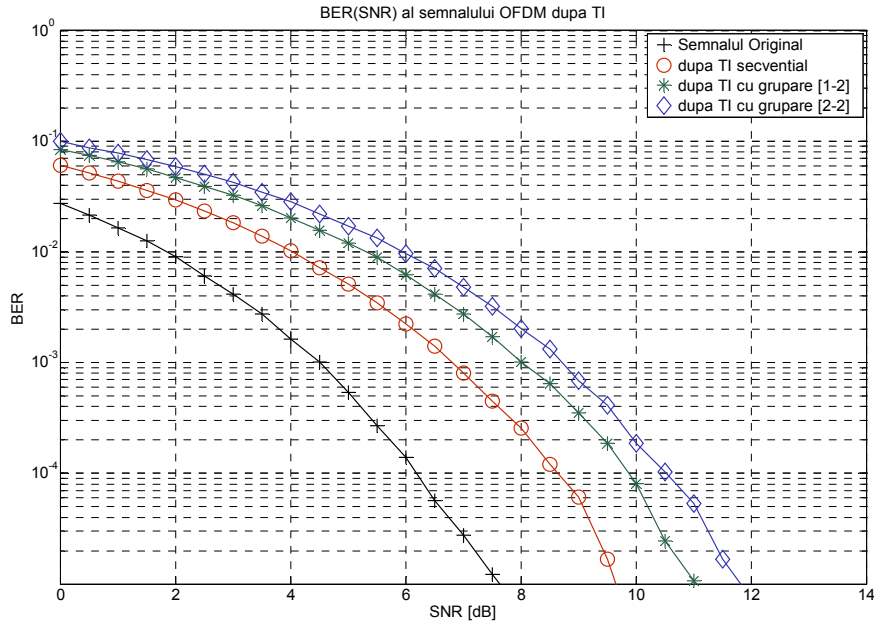




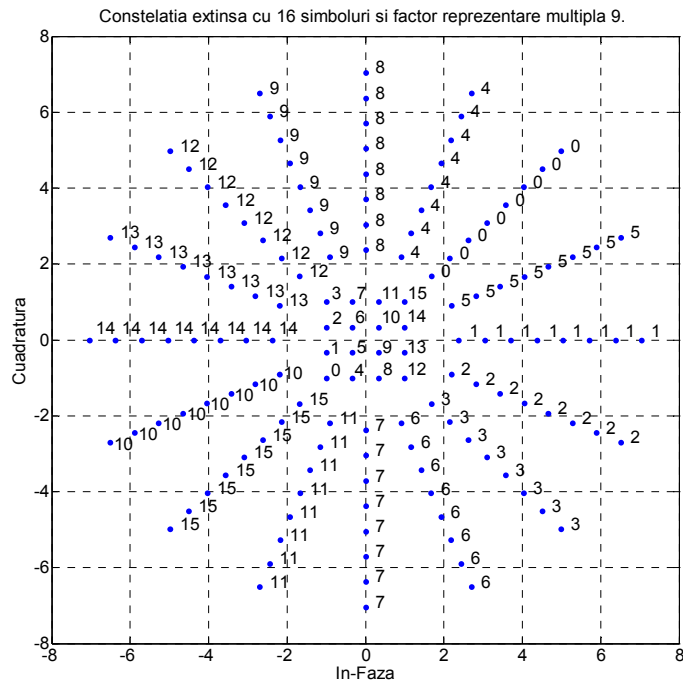
**Figura 4.17.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$ , utilizând tehnica TI secvențială și cu grupare a subpurtătoarelor.



**Figura 4.18.** Spectrul semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$  subpurtătoare după aplicarea tehnicii TI secvențială și cu grupare a subpurtătoarelor.



**Figura 4.19.** Rata erorii de bit a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$  subpurătoare după aplicarea tehnicii TI secventială și cu grupare a subpurătoarelor.



**Figura 4.20.** Constelația extinsă cu dispunere radială și faza constantă a punctelor adiționale corespunzătoare aceluiași simbol.

## 4.9. Tehnica Coding

Transformările ortogonale discrete sunt operații matematice ce sunt deseori folosite în cadrul teoriei comunicațiilor și prelucrării de semnale digitale. De-a lungul timpului, au fost dezvoltate mai multe tipuri de transformate, însă cele mai uzuale sunt transformatele Fourier discretă (DFT), transformata cosinus discretă (DCT), transformata wavelet discretă (DWT), transformata Karhunen-Loève (KLT), și transformata Walsh-Hadamard (WHT). Unul dintre avantajele acestor transformate este decorelarea asimptotică a semnalului asupra căruia se aplică. Dacă, de exemplu, acest semnal este un zgomot colorat (corelat) și are un număr infinit de eșantioane, atunci coeficienții transformatei sale reprezintă eșantioanele unui zgomot alb. KLT asigură decorelarea maximă a unui semnal cu număr finit de eșantioane (având cea mai mare viteză de convergență spre zgomotul alb), motiv pentru care este numită transformare optimală, dar este dificil de implementat, fiind dependentă de semnal. DFT, DCT, DWT și WHT sunt transformări sub-optimale. În ultimii ani, aceste operații matematice au fost utilizate și pentru reducerea vârfurilor de semnal din cadrul simbolurilor OFDM, caz în care această operație se numește precodare. Având în vedere faptul, că din punct de vedere matematic, eșantioanele semnalului OFDM atât în domeniul timp cât și în domeniul frecvență sunt numere complexe, ca și tehnică pentru reducerea nivelului PAPR, am propus transformata Walsh-Hadamard complexă. Transformata Walsh-Hadamard a unui semnal este compusă din coeficienții descompunerii aceluși semnal într-un set de funcții de forma rectangulară cu amplitudinea  $\{\pm 1\}$ , obținute prin întâzieri cu timpi întregi ale unei funcții prototip. Funcțiile Walsh pot fi dispuse conform unor criterii diferite, dintre care cele mai uzuale sunt: ordinea Walsh (sau secvențială), ordinea diadică și ordinea Hadamard (sau naturală). Forma standard a acestei transformate reprezintă o operație liniară sub forma unui produs cu o matrice simetrică, ce poate fi scrisă sub următoarea formă recursivă:

$$W_N = \begin{bmatrix} W_{N/2} & W_{N/2} \\ W_{N/2} & -W_{N/2} \end{bmatrix}, \quad (4.27)$$

unde  $W_N$  este matricea pătratică de dimensiune  $N \times N$ , iar  $W_1 = [1]$  este matricea unitate primară formată dintr-un singur element. Pentru a extinde această transformată pe domeniul numerelor complexe, definiția matricii multiplicatoare se schimbă conform următoarelor două relații [103]:

$$H_N = \begin{bmatrix} H_{N/2} & H_{N/2} \\ H_{N/2} \cdot S_{N/2} & -H_{N/2} \cdot S_{N/2} \end{bmatrix}, \quad (4.28)$$

$$S_{2^{n-1}} = \begin{bmatrix} I_{2^{n-2}} & 0 \\ 0 & j \cdot I_{2^{n-2}} \end{bmatrix}. \quad (4.29)$$

În acest fel, se obține transformata Hadamard complexă, ordonată natural, a cărei matrice de dimensiune minimă este:

$$H_4 = \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 \cdot S_2 & -H_2 \cdot S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix}, \quad (4.30)$$

unde matricile elementare  $H_2$  și  $S_2$  reprezintă ultimul nivel din definiția generală recursivă și conțin următoarele valori:

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad S_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & j \end{bmatrix}. \quad (4.31)$$

Din aceste expresii, putem remarca faptul că această transformată este definită pe spațiul ortogonal generat de versorii  $\{\pm 1, \pm j\}$ , motiv pentru care calculul transformatei directe și inverse nu se poate face doar prin simpla aplicare a matricii de bază. Notând cu  $x_N$  semnalul complex de intrare și cu  $X_N$  semnalul complex de ieșire, obținut în urma aplicării transformatei directe, legătura dintre aceste două semnale este dată de relațiile:

$$X_N = \frac{1}{N} \cdot \bar{H}_N \cdot x_N, \quad (4.32)$$

$$x_N = H_N^T \cdot X_N, \quad (4.33)$$

unde  $\bar{H}_N$  este matricea complex conjugată a matricii  $H_N$  definită anterior prin intermediul relației recursive (4.28), iar  $H_N^T$  este matricea transpusă, obținută din aceeași matrice de bază. Între aceste matrici există următoarea relație de legătură:

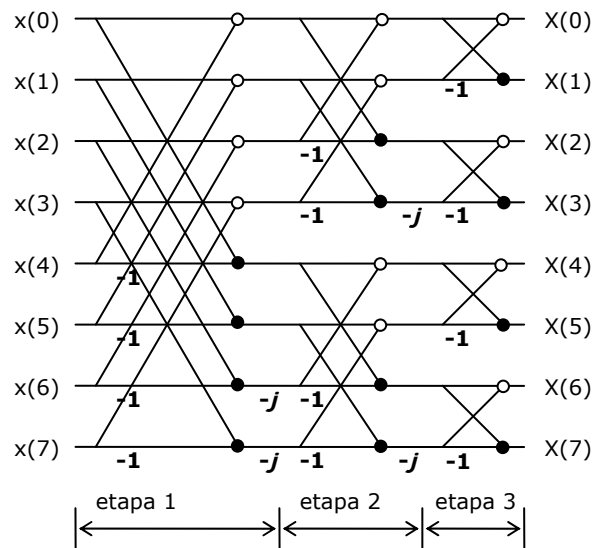
$$H_N^T \cdot \bar{H}_N = H_N^* \cdot H_N = N \cdot I_N, \quad (4.34)$$

unde  $H_N^*$  este matricea transpusă complex conjugată a matricii  $H_N$  ce definește transformata Hadamard complexă. Pentru calculul transformatei Walsh-Hadamard, există și algoritmi rapizi, bazați pe factorizarea matricilor rare, ce permit obținerea matricii  $H_N$  cu un număr mai redus de operații semnificative (adunări și înmulțiri cu numere nenule). Matricea  $\bar{H}_N$  poate fi obținută ușor, dacă în operația de factorizare, constanta  $j$  este înlocuită cu  $-j$  în matricile  $S$  [103]. Fără a intra în detalii, menționăm că acest algoritm necesită  $M = \log_2(N)$  etape, dintre care primele  $M - 1$  etape conțin și un număr restrâns de multiplicări elementare cu coeficientul  $-j$ , așa cum este arătat în diagrama din Figura 4.21. Ca și în cazul transformatei Walsh-Hadamard definită pe domeniul numerelor reale, și transformata Hadamard complexă poate fi ordonată secvențial. Teoria matematică a arătat că acest lucru poate fi obținut relativ simplu, dacă liniile din matricea transformatei Hadamard complexă ordonată natural se interschimbă conform

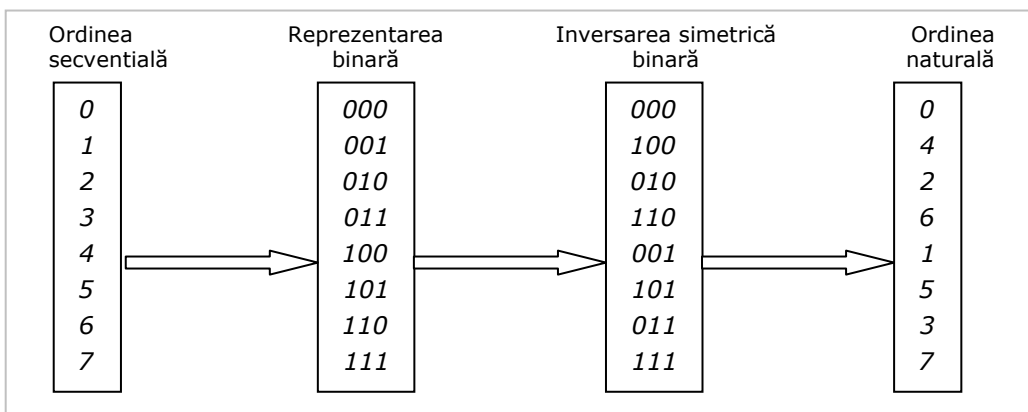
diagramei din Figura 4.22. Dat fiind caracterul aleator al eșantioanelor semnalului util, transformatele cu diferite ordonări pot conduce la niveluri PAPR diferite, pentru același simbol OFDM.

Pornind de la această remarcă, în lucrarea [104] am propus o tehnică modificată, care prin utilizarea mai multor secvențe de ordonare a funcțiilor Walsh realizează o diminuare mai pronunțată a nivelului PAPR.

Deoarece această tehnică este echivalentă cu concatenarea tehnicii interleaving cu transformata Hadamard ordonată natural, transmițătorul trebuie să utilizeze un algoritm de căutare, a cărui diagramă logică este reprezentată în Figura 4.23. Asupra modalităților de implementare bazate pe calcul paralel sau secvențial nu vom mai insista, fiind similare cu cele prezentate în secțiunile anterioare, dedicate tehnicilor SLM, PTS și Interleaving.



**Figura 4.21.** Diagrama de calcul a transformatei Walsh-Hadamard complexe ordonată natural.

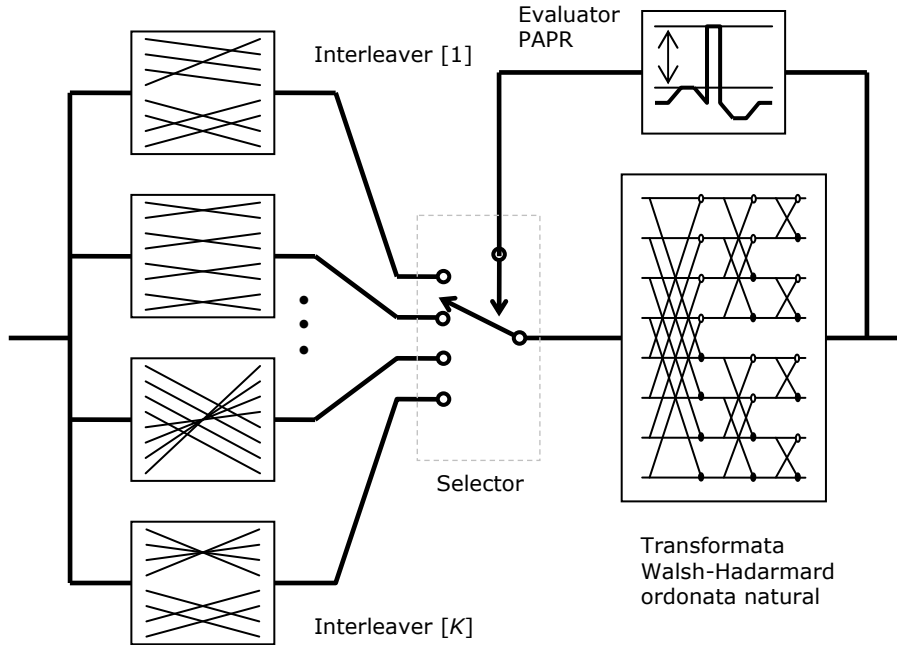


**Figura 4.22.** Relația dintre ordonarea secvențială și cea naturală a matricii Hadamard complexe.

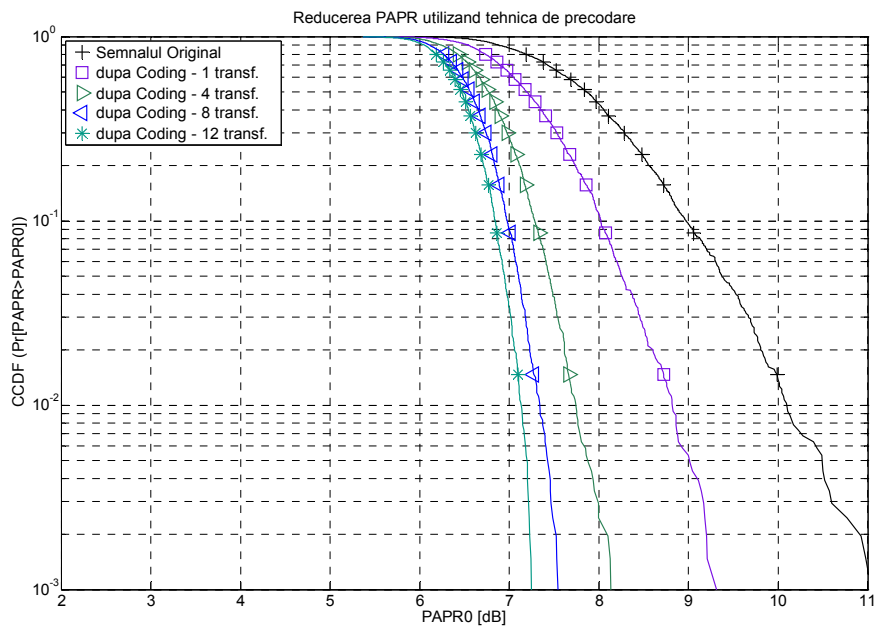
Un aspect important este cel al transmiterii informației auxiliare, utilizate pentru referențierea secvenței de ordonare la receptor. Dacă în cazul tehnicilor precedente, această informație putea fi codată prin modificarea unghiului sau amplitudinii subpurtătoarelor de date, în cazul aplicării tehnicii Hadamard cu sau fără Interleaver, acest lucru nu mai este posibil. Astfel, singura soluție posibilă este cea de a aloca un număr minim de subpurtătoare acestui scop. Datorită modificării valorilor complexe de pe fiecare subpurtătoare, procedura de alocare, pe lângă alegerea unor subpurtătoare, necesită impunerea unei constrângeri asupra Interleaver-ului și transformatei Walsh-Hadamard, pentru a nu opera asupra respectivelor subpurtătoare.

Pentru exemplificarea performanțelor de reducere a nivelului PAPR ale acestei tehnici, am considerat un semnal OFDM format din  $N = 128$  subpurtătoare modulate 16-QAM, fără subpurtătoare rezervate sau alocate transmiterii informației auxiliare. Acest semnal este aplicat unui Interleaver cu număr variabil de permutări de eşantioane și apoi blocului ce efectuează transformata Hadamard complexă, ordonată natural.

În Figura 4.24 sunt reprezentate curbele CCDF pentru cazul în care interleaver-ul utilizează 1, 4, 8 și respectiv 16 permutări distincte ale eşantioanelor semnalului OFDM în domeniul frecvență. Așa cum era de așteptat, se poate remarca faptul că, odată cu creșterea numărului de reprezentări alternative ale semnalului de la 1 la 8, performanța de reducere a PAPR crește semnificativ. Pentru creșterea numărului de reprezentări alternative peste 8, reducerea PAPR devine nesemnificativă. În baza acestor rezultate, putem aprecia că eficiența acestei tehnici este asemănătoare cu cea a celorlate tehnici liniare, cu mențiunea că durata simbolului OFDM, modulația utilizată, precum și numărul de reprezentări alternative ale semnalului original, pot conduce la performanțe sensibil diferite. Dezavantajul acestei tehnici este dat de creșterea complexității computaționale, dat fiind faptul că algoritmul de calcul rapid al unei transformate Walsh-Hadamard necesită  $N \cdot \log_2(N)$  operații de adunare sau scădere. Pe de altă parte, absența distorsiunilor și numărul redus de subpurtătoare suplimentare (necesare doar în cazul în care se dorește transmiterea unei informații auxiliare), reprezintă avantaje importante ale acestei tehnici. Datorită acestor însușiri, tehnicile de codare sunt recomandate cazurilor în care banda de frecvență sau numărul de subpurtătoare este limitat și/sau se dorește evitarea utilizării unui algoritm iterativ la receptor.



**Figura 4.23.** Schema bloc a tehnicii compuse Interleaver-transformata Walsh-Hadamard.

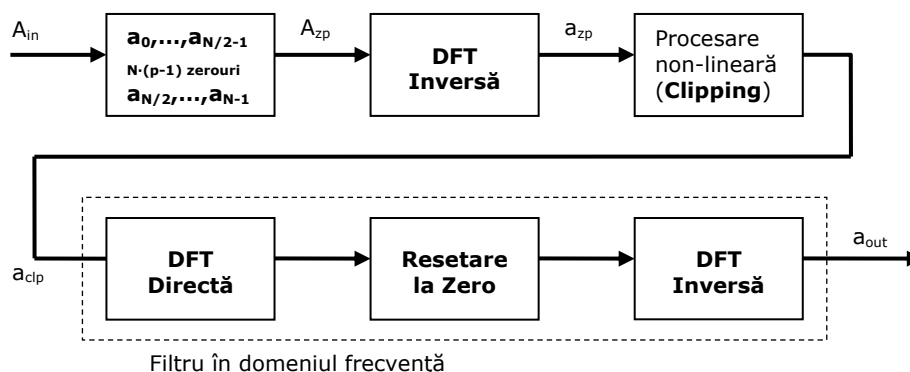


**Figura 4.24.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$ , utilizând tehnica compusă Interleaving-precodare Walsh-Hadamard.

#### 4.10. Tehnica Clipping

În cadrul capitolului anterior am arătat că principalul factor ce contribuie la diminuarea performanțelor amplificatoarelor de putere este efectul de limitare. Dacă în cazul amplificatoarelor fără efect de memorie, distorsiunile neliniare sunt datorate exclusiv efectului de limitare, caracterizat de un prag constant, în cazul amplificatoarelor ce prezintă efect de memorie, distorsiunile neliniare au loc și la nivele mai mici ale semnalului de intrare. Una din primele soluții de a garanta că domeniul de valori ale amplitudinii semnalului util de la intrare nu depășește un prag dat, este de a efectua o limitare intenționată asupra eșantioanelor semnalului util, înainte ca acesta să fie aplicat etajului amplificator. În acest fel, se obține o distorsiune 'stabilă', în sensul că parametrii zgomotului neliniar, astfel generat, vor rămâne constanți pe toată durata comunicației. Dacă primele soluții de clipping presupuneau simplă limitare a amplitudinii, tehnicile ulterioare au inclus filtre care să diminueze zgomotul neliniar rezultat în urma acestui proces. Chiar și în aceste condiții, transmisia OFDM va fi afectată de distorsiunile neliniare, datorate zgomotului de cuantizare generat de convertorul numeric-analog. Este cunoscut, că pentru a menține acest zgomot la niveluri relativ mici, semnalul util trebuie interpolat înainte de a fi aplicat convertorului numeric-analogic, operație ce va conduce la refacerea vârfurilor de semnal. Din acest motiv, unele tehnici de clipping presupun limitarea semnalului obținut în urma aplicării transformatei Fourier Inverse, după interpolare. Deoarece acest lucru va determina o creștere semnificativă a puterii în afara benzii de frecvență admise, unele lucrări au propus ca operația de limitare să fie urmată de o operație de filtrare. Aceste filtre sunt complicate și pot să conducă la refacerea parțială a vârfurilor de semnal.

Pentru ca refacerea vârfurilor de semnal să fie minimă, în lucrarea [105] a fost propus un nou tip de filtru de semnal ce operează în domeniul frecvență, al cărui mod de utilizare este arătat în Figura 4.25. În acest caz, procedura de limitare a vârfurilor de semnal constă în următoarele operații succesive. Asupra semnalului de intrare  $A_{in}$  alcătuit din  $N$  eșantioane în domeniul frecvență, se efectuează o inserție de  $N \cdot (p - 1)$  zerouri plasate în mijlocul benzii, obținându-se un semnal de bandă mai largă, al cărui format este conform secvenței:  $\{a_0, \dots, a_{N/2-1}, 0_1, \dots, 0_{N \cdot (p-1)}, a_{N/2}, \dots, a_{N-1}\}$ , unde  $p$  este un factor de supra-eșantionare.



**Figura 4.25.** Diagrama bloc a tehnicii clipping cu filtrare în domeniul frecvență.



Secvența de eşantioane astfel obținută,  $a_{zp}$ , este convertită în domeniul timp și apoi aplicată blocului ce realizează operația de clipping efectivă, unde amplitudinea semnalului este limitată corespunzător cu un prag dat. În urma acestei operații se obține un semnal ce păstrează informația de fază, însă va avea amplitudinea modificată, conform relației:

$$a_{clp} = \begin{cases} A \cdot a_{zp} / |a_{zp}| & |a_{zp}| > A \\ a_{zp} & |a_{zp}| < A \end{cases} . \quad (4.35)$$

De regulă, pragul de limitare  $A$  se stabilește în funcție de rata de limitare, ce este definită ca fiind raportul dintre amplitudinea maximă și amplitudinea medie a semnalului util. În formă logaritmică, această mărime este dată de expresia:

$$CR = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{A}{\sigma} \right) . \quad (4.36)$$

Acest semnal este aplicat filtrului, care anulează eşantioanele din domeniul frecvență, de pe pozițiile corespunzătoare intervalului  $[N/2, \dots, N \cdot p - N/2 - 1]$ . Schema bloc a filtrului poate fi modificată, astfel încât, dacă etajul următor din componența transmițătorului efectuează prelucrarea de semnal în domeniul frecvență, ultimul bloc IDFT poate să lipsească. În cazul în care se dorește o reducere suplimentară a vârfurilor de semnal fără a modifica pragul de limitare  $A$ , se poate utiliza o structură iterativă la care semnalul de la ieșire este aplicat înapoi la intrare. Simulările numerice au arătat că un câștig semnificativ se obține după efectuarea a 1-2 iterații suplimentare. De asemenea, diagrama corespunzătoare acestei tehnici de reducere a nivelului PAPR, poate fi modificată, astfel încât să utilizeze și alte filtre, ce corespund altor formate pentru dispunerea zerourilor în semnalul util extins [106].

Pentru a îmbunătăți performanța BER(SNR), au fost elaborate tehnici derivate de clipping, ce utilizează fie un algoritm de selecție a eşantioanelor a căror amplitudine urmează a fi limitate, fie algoritmi iterativi ce efectuează o limitare progresivă a vârfurilor de semnal. Printre aceste soluții se enumeră tehnica de clipping parțial, ce presupune că doar eşantioanele mai 'dinamice', la care operația de limitare a semnalului conduce la o variație de fază mai mare decât un prag dat, să fie modificate conform condiției [107]:

$$\tilde{a}_{clp}[k] = \begin{cases} a_{in}[k] & [k] \leq (1 - \rho) \cdot \max(\varphi) \\ a_{clp}[k] & [k] > (1 - \rho) \cdot \max(\varphi) \end{cases} , \quad (4.37)$$

unde  $a_{clp}$  este semnalul obținut în urma operației de limitare a semnalului  $a_{in}$ , ale cărui eşantioane sunt selecționate în funcție de o constantă  $\rho$  și variația de fază  $\varphi$ , dată de expresia:

$$\varphi = \left| \arg(a_{in}) - \arg(a_{clp}) \right| . \quad (4.38)$$

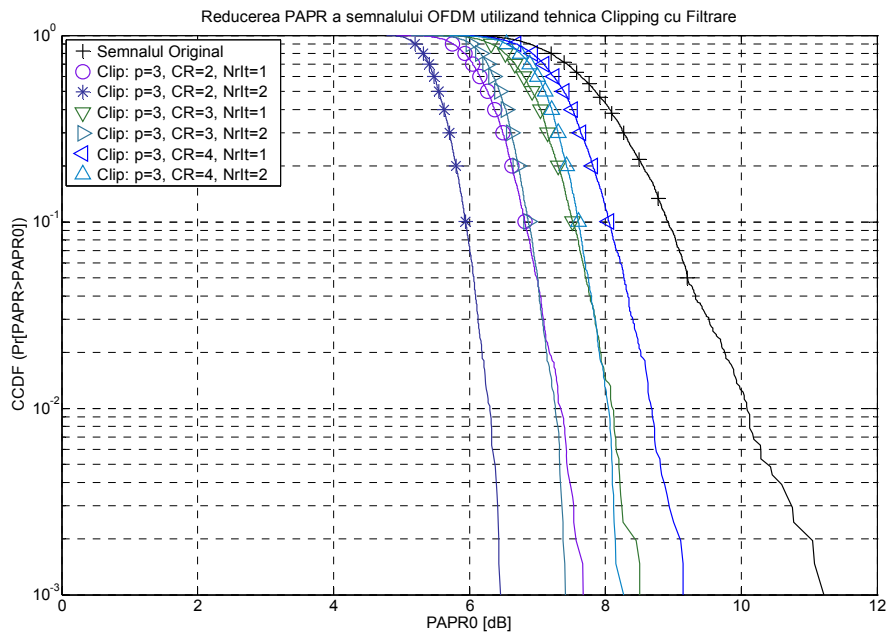
O altă tehnică derivată presupune diminuarea PAPR efectuând un calcul de mediere progresivă a amplitudinilor eşantioanelor corespunzătoare vârfurilor de semnal [108]. Deoarece aceste tehnici nu efectuează o limitare completă a tuturor vârfurilor de semnal, eficiența de reducere a PAPR este semnificativ mai mică decât cea a tehnicii clipping originale. Din acest motiv, ulterior ne vom referi la tehnica clipping cu filtrare originală, aceasta fiind utilizată în simulările numerice, ce vor fi prezentate în cadrul capitolului următor al acestei teze.

Pentru aprecierea eficienței acestei tehnici, am efectuat un set de simulări numerice pentru determinarea curbelor CCDF(PAPR) și BER(SNR) corespunzătoare cazului în care semnalul OFDM de la intrare este compus din  $N = 128$  subpurtătoare modulate 16-QAM. Astfel, în Figura 4.26 sunt prezentate diagramele CCDF, ce au fost obținute în urma unei limitări la un prag  $CR = \{2,3,4\}$  și o filtrare în frecvența cu un factor de supraeșantionare  $p = 3$ , admițând maxim 2 iterații. Se poate remarca faptul că în anumite limite, aceeași îmbunătățire a eficienței de reducere a PAPR se poate obține atât prin micșorarea pragului limită indicat prin parametrul  $CR$ , cât și prin creșterea numărului de iterații. Totuși, semnalele astfel obținute sunt diferite, fapt ce poate fi observat și din diagramele BER prezentate în Figura 4.27. Din comparația acestor curbe caracteristice, rezultă că din punct de vedere al zgomotului neliniar, utilizarea unui număr mai mare de iterații reprezintă o soluție mai bună decât cea de a micșora valoarea pragului de la care se aplică operația de limitare a semnalului.

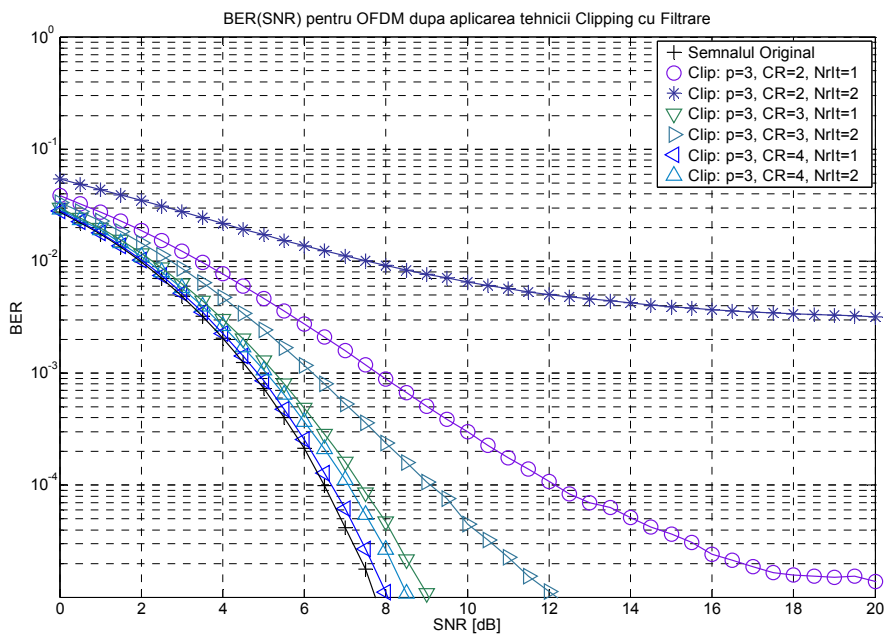
Totuși, indiferent de soluția aleasă, creșterea eficienței de reducere a PAPR va conduce la o degradare a performanțelor BER. Pentru a evalua spectrul zgomotului neliniar generat în urma operației de limitare, în lucrarea [109] autorul a presupus că toate vârfurile de semnal au forma arcelor elipsoidale. Admițând că zgomotul din afara benzii de frecvență a semnalului util poate fi eliminat prin filtrare, calculele au arătat că densitatea spectrală de putere a zgomotului în interiorul benzii are următoarea expresie aproximativă:

$$S_f(\omega) = \frac{32\sqrt{2}}{\pi \cdot \sqrt{3\pi}} \cdot \frac{\sigma^5}{A^3 \cdot W} \cdot \exp\left(-A^2 / 2\sigma^2\right), \quad (4.39)$$

unde  $2\sigma^2$  este puterea semnalului OFDM nemodificat, iar  $W$  este banda de frecvență pe care se extinde acest semnal. Desigur, chiar dacă zgomotul neliniar poate fi parțial compensat printr-un calcul iterativ în condițiile în care parametrii canalului de transmisie sunt cunoscuți și lent variabili [110], acesta rămâne principalul dezavantaj al tehnicii Clipping. Chiar și în aceste condiții, dat fiind faptul că sistemele OFDM utilizează și blocuri detectoare și corectoare de erori, tehnica Clipping poate fi considerată ca fiind o soluție viabilă pentru reducerea PAPR. Pe lângă acest aspect, în favoarea utilizării acestei tehnici se adaugă și alte argumente. Astfel, faptul că receptorul nu trebuie să utilizeze o constelație de puncte extinsă sau să implementeze un algoritm special de restaurare a semnalului original, reprezintă avantaje importante ale acestei tehnici. De asemenea, păstrarea benzii de frecvență originale, reprezintă un alt avantaj al acestei tehnici. Datorită acestor caracteristici, tehnica clipping reprezintă o soluție viabilă pentru o multitudine de aplicații OFDM.



**Figura 4.26.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$ , utilizând tehnica Clipping cu filtrare.



**Figura 4.27.** Rata erorii de bit a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$  subpurtătoare după aplicarea tehnicii Clipping cu filtrare.

### 4.11. Tehnici de compresie

Principiul care stă la baza acestor tehnici a fost conceput cu câteva decenii în urmă, când a fost elaborat standardul ITU-T G.711 pentru compresia semnalului audio utilizat în cadrul telefoniei digitale. Acest standard definește doi algoritmi de compandare (compresie), legea- $\mu$  (utilizat în America de Nord și Japonia) și legea-A (utilizat în Europa și restul lumii). Ulterior, aceste tehnici de compresie au fost propuse a fi utilizate și pentru reducerea nivelului PAPR al semnalelor OFDM [111]. În acest caz, transmisia de date funcționează pe baza modelului prezentat în Figură 4.28. Conform acestei scheme bloc, în condiții ideale, semnalul recepționat  $y(t)$  este identic cu semnalul transmis  $x(t)$ , dacă funcția de refacere a semnalului original este exact inversa funcției de compresie. Urmărind succesiunea blocurilor de prelucrare, putem remarca faptul că atât zgomotul neliniar generat de amplificatorul de putere cât și cel din canal, parcurg doar blocul de decompresie, motiv pentru care în realitate, cele două semnale nu sunt identice, chiar în cazul în care funcția de compresie este perfect inversată la receptor. Astfel, pentru a aprecia performanțele acestor tehnici, vom considera atât caracteristicile CCDF(PAPR) cât și BER(SNR). De asemenea, vom face o caracterizare a acestor tehnici, prin intermediul unui calcul ce stabilește proprietățile statistice ale semnalului transmis și ale celui recepționat. Odată cu dezvoltarea sistemelor OFDM, în literatura de specialitate au fost propuse diferite funcții de compresie ca soluții pentru reducerea PAPR. Acestea pot fi împărțite în două categorii: funcții compacte, descrise cu ajutorul unei expresii matematice, respectiv funcții compuse descrise prin intermediul mai multor formule matematice condiționate de diferiți coeficienți. Indiferent de modul în care au fost definite, aceste funcții sunt continue, crescătoare și derivabile pe intervalul  $[0,1]$  și au valori în același interval. În unele cazuri, expresiile matematice pot avea o serie de coeficienți, motiv pentru care, pentru reprezentarea acestor funcții, cât și pentru aprecierea eficienței de reducere a nivelului PAPR, vom considera unul sau mai multe cazuri particulare.

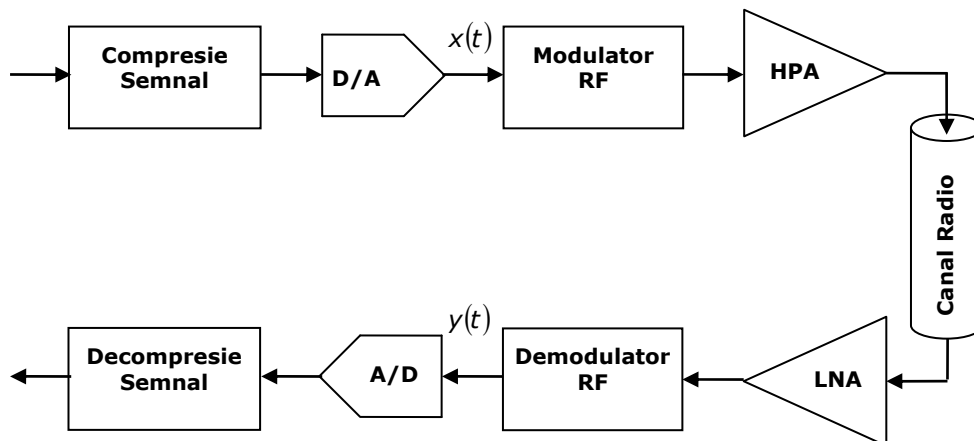


Figura 4.28. Modelul transmisiei de informație folosind compresia semnalului.

Pentru început, vom menționa câteva dintre funcțiile clasice ce au fost utilizate până în prezent, urmând să continuăm cu prezentarea noilor funcții propuse în cadrul acestei teze. Compresia semnalului cu ajutorul funcției  $\mu$ -law presupune o atenuare neliniară a semnalului util cu ajutorul expresiei [112]:

$$f_{\mu\text{-law}}(x) = \frac{A \cdot \operatorname{sgn}(x) \cdot \ln\left(1 + \mu \cdot \left|\frac{x}{A}\right|\right)}{\ln(1 + \mu)}, \quad (4.40)$$

unde  $A$  reprezintă amplitudinea maximă admisă, iar  $\mu$  este o constantă numerică, a cărei valoare optimă pentru sistemele OFDM, este dată de relația [112]:

$$\mu = \sqrt{N - 2}. \quad (4.41)$$

De aici rezultă, că pentru a reface semnalul original, la receptor trebuie efectuată operația inversă, corespunzătoare unei amplificări neliniare, descrisă de expresia:

$$f_{\mu\text{-law}}^{-1}(y) = \frac{A \cdot \left( \exp\left(\left|\frac{y}{A}\right| \cdot \ln(1 + \mu)\right) - 1 \right)}{\mu \cdot \operatorname{sgn}(y)}. \quad (4.42)$$

Analizând aceste relații matematice, putem identifica elementele principale ale tehnicilor de compresie: normarea semnalului la intervalul  $[0,1]$ , operația de compresie efectivă, respectiv scalarea semnalului comprimat la intervalul original  $[0,A]$  păstrând semnul inițial cu ajutorul funcției  $\operatorname{sgn}(\cdot)$ . Din perspectiva receptorului, operațiile de normare și scalare sunt identice, diferența regăsindu-se în funcția matematică, care de această dată trebuie să efectueze operația inversă, de expandare a semnalului demodulat. În cazul de față, operațiile 'centrale', de compandare și expandare a semnalelor, sunt reprezentate de funcția logaritmică naturală, respectiv funcția exponențială. Această soluție nu este unică, motiv pentru care în literatura de specialitate au fost propuse și alte funcții pentru a realiza aceste operații. De exemplu, în lucrarea [113], pentru compresia semnalului la transmițător, a fost propusă o expresie exponențială de forma:

$$y = 1 - \exp(-b \cdot x), \quad (4.43)$$

unde  $b$  este o constantă apriori aleasă. Ținând cont de domeniul de valori ale amplitudinii semnalului prin intermediul căruia se realizează comunicația efectivă, algoritmi de compresie și decompresie de semnal, trebuie să implementeze următoarele funcții:

$$f_{\exp}(x) = A \cdot k \cdot \operatorname{sgn}(x) \cdot \left( 1 - \exp\left(-b \cdot \left|\frac{x}{A}\right|\right) \right), \quad (4.44)$$

respectiv funcția inversă, care nu reprezintă altceva decât operația logaritmică normală pe intervalul de definiție și rescalată pe intervalul de valori admise pentru amplitudinea semnalului efectiv:

$$f_{exp}^{-1}(y) = \frac{-A}{b} \cdot \text{sgn}(y) \cdot \ln\left(1 - \frac{1}{k} \cdot \left|\frac{y}{A}\right|\right), \quad (4.45)$$

unde  $k = 1/(1 - \exp(-b))$  reprezintă constanta de scalare pe domeniul de valori dorit.

Pentru a obține o compresie uniformă atât a semnalelor cu amplitudine medie mare cât și a celor cu amplitudine medie mică, astfel încât puterea semnalului de-a lungul timpului să se păstreze la același nivel, a fost elaborată și o tehnică de compresie ce utilizează o funcție compusă din mai multe exponențiale, a căror coeficienți diferă în funcție de subgama de valori pe care sunt definite [114]. Dacă facem abstracție de operațiile de normare și scalare, operația de compresie corespunzătoare acestei tehnici este definită de expresia:

$$g_{mexp}(x) = \begin{cases} 1 - b_1 \cdot \exp(a_1 \cdot |x|) & 0 \leq |x| < r_1 \\ b_2 \cdot \exp(a_2 \cdot |x|) & r_1 \leq |x| < r_2 \\ b_3 \cdot \exp(a_3 \cdot |x|) & r_2 \leq |x| < r_3 \\ b_4 \cdot \exp(a_4 \cdot |x|) & r_3 \leq |x| \leq 1 \end{cases}, \quad (4.46)$$

unde  $\{r_i \in (0,1) \mid \forall i = 1..4\}$  reprezintă un set de constante ce definesc subintervalele pe care sunt definite funcțiile exponențiale elementare, fiecare dintre acestea fiind caracterizate prin intermediul constantelor  $\{a_i, b_i \in \mathfrak{R}, i = 1..4\}$ , care trebuie alese în așa fel încât funcția globală să fie continuă. În acest caz, operația de expandare a semnalului recepționat este descrisă de funcția inversă:

$$g_{mexp}^{-1}(x) = \begin{cases} \frac{1}{a_1} \cdot \ln\left(1 - \frac{|y|}{b_1}\right) & 0 \leq |y| < p_1 \\ \frac{1}{a_2} \cdot \ln\left(\frac{|y|}{b_2}\right) & p_1 \leq |y| < p_2 \\ \frac{1}{a_3} \cdot \ln\left(\frac{|y|}{b_3}\right) & p_2 \leq |y| < p_3 \\ \frac{1}{a_4} \cdot \ln\left(\frac{|y|}{b_4}\right) & p_3 \leq |y| \leq 1 \end{cases}. \quad (4.47)$$

Folosind diferite simulări numerice, autorul a arătat, că dacă constantele ce definesc gama de valori ale semnalului recepționat pentru fiecare dintre aceste funcții logaritmice,  $\{p_i \in (0,1) \mid \forall i = 1..4\}$ , sunt astfel alese încât să fie proporționale cu numărul de eșantioane obținute pentru fiecare dintre intervalele prestabilite, conform constantelor  $\{r_i \in (0,1) \mid \forall i = 1..4\}$ , atunci eroarea de cuantizare se reduce semnificativ.

Deși această tehnică a fost propusă pentru comprimarea semnalelor audio, ținând cont de similitudinea cu problema reducerii domeniului de valori ale semnalelor utilizate în sistemele ce utilizează modulația multipurtătoare, am prezentat aceste funcții ca fiind o soluție aplicabilă și în cazul reducerii nivelului PAPR al semnalelor OFDM.

În literatura de specialitate au fost propuse și alte funcții neliniare pentru compresia semnalelor. Astfel, în lucrarea [115] autorul a studiat eficiența de reducere a nivelului PAPR precum și performanțele comunicației din punctul de vedere al raportului semnal-zgomot, dacă pentru compresie se utilizează funcția rădăcina pătrată. Ținând cont de proprietățile algebrice ale acestei funcții, operațiile de normare și scalare pot fi simplificate, motiv pentru care procedura de compresie se reduce la următoarea funcție:

$$f_{sqrt}(x) = \text{sgn}(x) \cdot \sqrt{A} \cdot \sqrt{|x|} . \quad (4.48)$$

Pentru a reface semnalul original care a fost comprimat cu această funcție, receptorul trebuie să efectueze operația inversă, reprezentată de funcția:

$$f_{sqrt}^{-1}(x) = \text{sgn}(x) \cdot A^{-1} \cdot |x|^2 . \quad (4.49)$$

Un avantaj al utilizării acestor funcții este simplitatea, dar și numărul de operații semnificativ mai redus în comparație cu cel corespunzător tehnicilor de compresie menționate anterior, dat fiind faptul că la receptor se execută o simplă operație de înmulțire. Chiar și în aceste condiții, numărul total de operații aritmetice necesar pentru a implementa acest model de compresie, rămâne comparabil cu cel corespunzător tehnicilor precedente. Acest lucru se datorează faptului că atât funcția exponențială cât și funcțiile logaritm și rădăcina pătrată se calculează cu ajutorul dezvoltării în serie Taylor. Dacă ținem cont de faptul că operațiile de compresie și decompresie trebuie să aibă o precizie destul de ridicată pentru a nu introduce un zgomot suplimentar, transmițătorul va trebui să efectueze un număr mare de operații, chiar și în cazul acestei tehnici.

Pentru a reduce numărul de operații, în lucrarea [116] am propus o altă funcție de compresie, care să fie alcătuită doar din operații aritmetice elementare. În forma ei generalizată, această funcție este definită ca fiind raportul a două polinoame de gradul întâi:

$$y = \frac{a \cdot x + b}{c \cdot x + d} , \quad (4.50)$$

unde  $\{a, b, c, d\}$  reprezintă un set de constante predefinite. Din motive de simplitate putem impune ca  $b = 0$  și implicit  $a = 1$ , caz în care funcția de compresie devine:

$$f_{poly}(x) = \text{sgn}(x) \cdot \frac{|x|}{c \cdot \frac{|x|}{A} + d} . \quad (4.51)$$

Alegerea constantelor  $\{c, d\}$  este făcută astfel încât funcția  $f_{poly}(\cdot)$  să efectueze o compresie fără să introducă limitări în semnalul util. În acest sens, determinarea acestor constante poate fi făcută în două moduri. Prima abordare, presupune rezolvarea unui sistem de două ecuații obținut prin impunerea condiției de egalitate dintre  $f_{poly}(\cdot)$  și o altă funcție de compresie pentru două valori semnificativ diferite ale lui  $x$ , în intervalul  $[0, A]$ . Cea de-a doua abordare, pornește de la condiția de funcție normată, care pentru cazul în care în expresia (4.50) impunem ca  $a = 1$  și  $b = 0$ , conduce la condiția ca între constantele care trebuie determinate, există relația  $c + d = 1$ . În aceste condiții, pentru a forma un sistem, mai este necesară o singură ecuație, ce poate fi obținută prin impunerea egalității dintre  $f_{poly}(\cdot)$  și o altă funcție de compresie aleasă ca referință, pentru o valoare a lui  $x \in [0, A]$ . Constantele astfel obținute intră și în componența funcției inverse corespunzătoare operației de expandare a semnalului recepționat, care poate fi determinată, efectuând un calcul aritmetic simplu, în urma căruia rezultă:

$$f_{poly}^{-1}(y) = \operatorname{sgn}(y) \cdot \frac{d \cdot |y|}{1 - c \cdot \frac{|y|}{A}} \quad (4.52)$$

Comparând expresiile (4.51) și (4.52) cu expresiile corespunzătoare modelelor de compresie anterioare, putem aprecia faptul că numărul total de operații s-a redus drastic. Practic, ținând cont de faptul că un sistem OFDM conține și alte blocuri de prelucrare numerică de complexitate mai ridicată, numărul de operații necesare pentru comprimare și decomprimare este practic neglijabil. Ulterior, pornind de la expresia (4.50), pentru a obține o compresie ajustabilă, care să permită modificarea performanțelor în ceea ce privește nivelul PAPR și raportul BER, am propus o funcție compusă cvasi-liniară, de forma [117]:

$$g_{clin}(x) = \begin{cases} \tan(a) \cdot x & x \in [0, x_n) \\ f_{ly} \left( \frac{k \cdot f_{lx}(x)}{c \cdot k \cdot f_{lx}(x) + d} \right) & x \in [x_n, 1] \end{cases} \quad (4.53)$$

unde  $\tan(a)$  reprezintă panta funcției liniare determinată de punctul de coordonate  $(x_n, y_n)$  ce delimitează domeniile de definiție ale celor două subfuncții, iar factorul  $k$  și funcțiile  $f_{lx}(\cdot)$  și  $f_{ly}(\cdot)$  reprezintă operații liniare de scalare a funcției originale (4.50) la care s-a impus  $a = 1$  și  $b = 0$ . Aceste operații suplimentare sunt necesare pentru ca funcția compusă  $g_{clin}(\cdot)$  să fie continuă și derivabilă în punctul de tranziție  $(x_n, y_n)$ . Admițând că parametrii  $\{c, d\}$  precum și coordonatele  $(x_n, y_n)$  sunt cunoscute, se pune problema determinării elementelor  $k$ ,  $f_{lx}(\cdot)$  și  $f_{ly}(\cdot)$  pentru ca definiția funcției  $g_{clin}(\cdot)$  să fie completă. Pentru a efectua acest calcul, vom porni de la funcția de bază scalată, scrisă sub forma:

$$f_k(x) = \frac{k \cdot x}{c \cdot k \cdot x + (1 - c)} \quad (4.54)$$



Prin efectuarea calculului analitic corespunzător, obținem expresia derivatei de ordinul întâi a acestei funcții, ca fiind:

$$\frac{d(f_k(x))}{dx} = \frac{k \cdot (1-c)}{(c \cdot k \cdot x + (1-c))^2} . \quad (4.55)$$

Din moment ce originea sistemului de referință inițial al funcției  $f_k(\cdot)$  se mută în punctul  $(x_n, y_n)$  din noul sistem de referință, pentru ca tangenta să fie continuă în acest punct, trebuie îndeplinită următoarea condiție:

$$\left. \frac{d(f_k(x))}{dx} \right|_{x=0} = \frac{k}{1-c} = \tan(a) . \quad (4.56)$$

De aici rezultă că expresia factorului  $k$  funcție de parametrii prestabiliți este:

$$k = (1-c) \cdot y_n / x_n . \quad (4.57)$$

Schimbarea domeniului de definiție al funcției  $y = f_k(x)$  de la  $x \in [0, 1] \rightarrow y \in [0, 1]$  la  $x \in [x_n, 1] \rightarrow y \in [y_n, 1]$  implică modificarea proporției dintre cele două axe de referință, motiv pentru care funcția  $f_k(\cdot)$  trebuie utilizată pe un domeniu de valori al cărui raport  $\max(\Delta y) / \max(\Delta x)$  este adaptat corespunzător. Determinarea acestui domeniu de valori poate fi făcută ușor, dacă impunem condiția:

$$\frac{f_k(x_r)}{x_r} = \frac{1-y_n}{1-x_n} = r . \quad (4.58)$$

Înlocuind pe  $f_k(x_r) = y_r$  din această relație cu expresia (4.54), prin intermediul calculului algebric corespunzător, obținem expresia limitei superioare pentru abscisă, ca fiind:

$$x_r = \frac{k/r - (1-c)}{c \cdot k} = \frac{1}{c} \cdot \frac{1-x_n}{1-y_n} - \frac{1-c}{c \cdot k} . \quad (4.59)$$

Cunoscând domeniul de valori pe care se utilizează funcția de compresie neliniară, putem determina coeficienții de scalare a funcției  $f_k(\cdot)$  ca fiind:

$$k_x = \frac{1-x_n}{x_r} , \quad (4.60)$$

$$k_y = \frac{1-y_n}{y_r} . \quad (4.61)$$

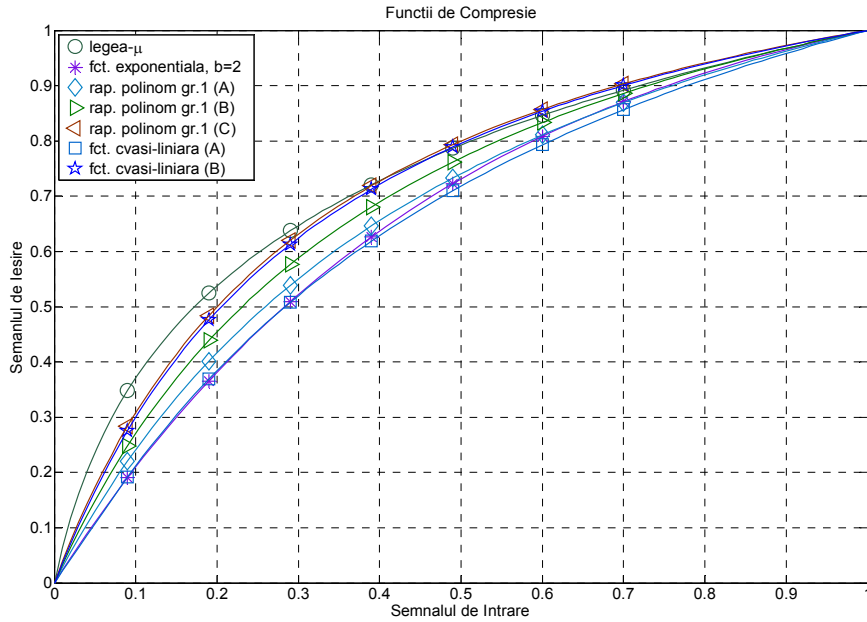
Astfel, pentru ca funcția de compresie  $y = f_k(x)$  să fie scalată și traslatată la noul domeniu de valori, valorile de pe abscisă și ordonată trebuie transformate conform funcțiilor:

$$f_{lx}(x) = (x - x_n) / k_x = (x - x_n) \cdot \frac{x_r}{1 - x_n}, \quad (4.62)$$

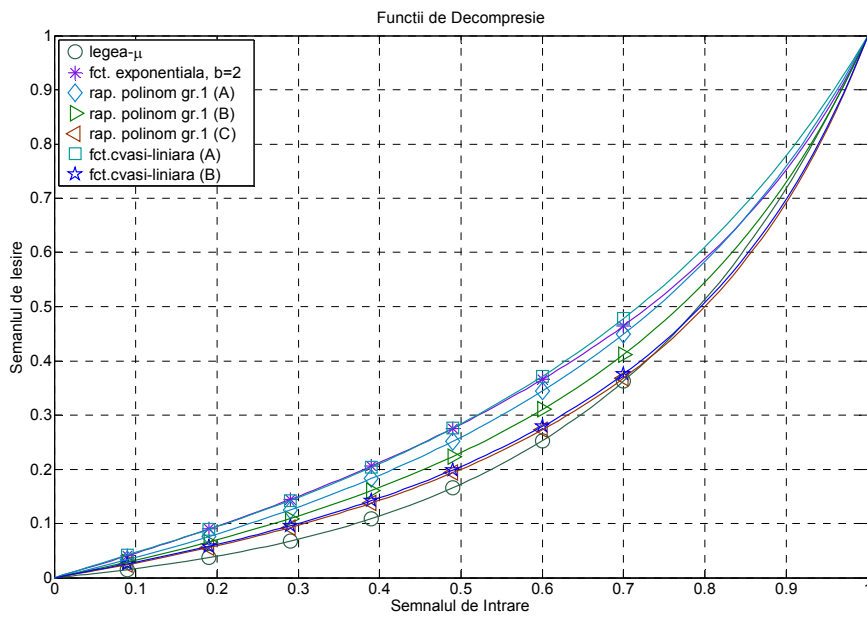
$$f_{ly}(y) = y_n + k_y \cdot y = y_n + y \cdot \frac{1 - y_n}{f_k(x_r)}. \quad (4.63)$$

Se poate observa că aceste funcții sunt descrise cu ajutorul coeficientului  $x_r$  care conform expresiilor (4.57) și (4.59) depinde doar de parametrii stabiliți la început, motiv pentru care funcția  $g_{clin}(\cdot)$  este complet definită. Determinarea funcției  $g_{clin}^{-1}(x)$  se poate face prin efectuarea unui calcul similar, sau prin inversarea directă a funcției deja cunoscută. Pe baza acestor funcții, prin aplicarea procedurii de normare și rescalare, se obțin funcțiile  $f_{clin}(\cdot)$  respectiv  $f_{clin}^{-1}(\cdot)$ , în mod similar cazurilor precedente.

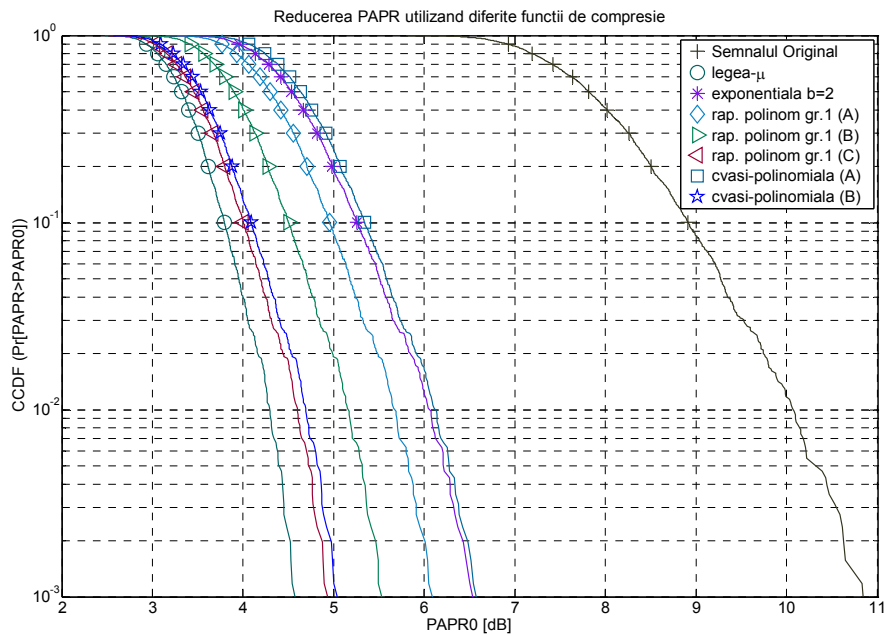
În cele ce urmează, vom prezenta rezultatele obținute prin efectuarea simulărilor numerice pentru câteva cazuri particulare ale funcțiilor de compresie propuse. Aceste simulări au fost rulate pentru un semnal OFDM format din  $N = 128$  subpurtașoare modulate 16-QAM. Pentru a putea aprecia performanțele funcțiilor propuse, am luat ca referință rezultatele similare corespunzătoare funcțiilor clasice  $f_{\mu-law}(\cdot)$  și  $f_{exp}(\cdot)$ , utilizate în prezent. Pentru noua funcție  $f_{poly}(\cdot)$  am luat în considerare trei cazuri, corespunzătoare valorilor parametrice  $c = \{0.65, 0.70, 0.75\}$ , iar pentru funcția cvasiliniară  $f_{clin}(\cdot)$ , am considerat două variante corespunzătoare punctelor de tranziție  $(p_{x1}, p_{y1}) = (0.07, 0.15)$  respectiv  $(p_{x2}, p_{y2}) = (0.02, 0.07)$ . Toate aceste funcții de compresie sunt reprezentate în Figura 4.29, pentru domeniul de interes  $x \in [0, 1] \rightarrow y \in [0, 1]$ , iar funcțiile inverse corespunzătoare acestora sunt reprezentate în Figura 4.30. Caracteristicile CCDF(PAPR) prezentate în Figura 4.31 arată că funcțiile propuse  $f_{poly}(\cdot)$  și  $f_{clin}(\cdot)$  prezintă performanțe similare cu cele obținute pentru funcțiile clasice. Dat fiind faptul că semnalul de ieșire depinde puternic de legea de compresie utilizată, caracteristicile BER(SNR) prezintă diferențe semnificative. Din Figura 4.32 se poate remarca faptul că, dacă pentru un raport semnal-zgomot mai mic decât 4dB, funcțiile  $f_{poly}(\cdot)$  pot conduce la o rată de erori mai mare, însă odată cu creșterea puterii semnalului util, acest decalaj este recuperat, astfel încât la valori mari ale SNR, valorile BER corespunzătoare funcțiilor  $f_{poly}(\cdot)$  sunt mai bune decât cele corespunzătoare legii  $\mu$  și similare cu cele corespunzătoare funcției exponențiale. O variație similară pentru caracteristica BER(SNR) se obține și în cazul funcțiilor  $f_{clin}(\cdot)$ , care la valori mici ale SNR determină valori ridicate pentru BER, dar odată cu creșterea puterii semnalului util, rata erorii pe bit descrește, ajungând la ordine de mărime similare cu cele corespunzătoare legii  $\mu$ . În aceste condiții putem să concluzionăm că pentru niveluri uzuale ale mărimii SNR, funcțiile propuse pot reprezenta o soluție viabilă.



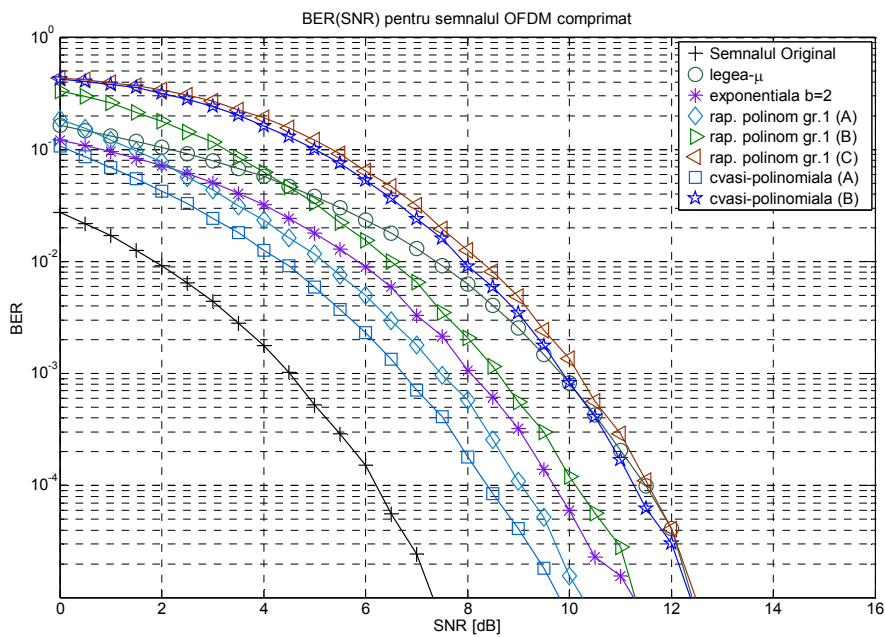
**Figura 4.29.** Funcțiile de compandare:  $\mu$ -law, exponențială, raport de polinoame de gradul întâi, cvasi-liniară.



**Figura 4.30.** Funcțiile de expandare:  $\mu$ -law<sup>-1</sup>, exponențială<sup>-1</sup>, inv. raport de polinoame de gradul întâi, inv. cvasi-liniară.



**Figura 4.31.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$ , utilizând tehnici de compresie.



**Figura 4.32.** Rata erorii de bit a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$  subpurtătoare după aplicarea tehnicilor de compresie.

În vederea îmbunătățirii caracteristicilor tehnicilor de compresie, am luat în considerare și alte funcții matematice. Una dintre acestea, este o funcție logistică extinsă, care conține un set de parametri pentru controlul gradului de compresie. În forma cea mai generală, aceasta este [104]:

$$g_{lgic}(x) = \frac{a}{b + c \cdot e^{s-u \cdot x}} . \quad (4.64)$$

Pentru normarea și scalarea acestei funcții, în primul rând trebuie ca domeniul de valori ale lui  $x$  să fie redus la un interval finit. Una din modalitățile de a stabili acest interval, este de a impune condiția ca derivata acestei funcții să nu fie mai mică decât un prag dat. Acest lucru înseamnă că:

$$\frac{\partial g_{lgic}(x)}{\partial x} = \frac{a \cdot c \cdot u \cdot e^{s-u \cdot x}}{(b + c \cdot e^{s-u \cdot x})^2} \geq h . \quad (4.65)$$

Rezolvând această inegalitate, se obține că expresia limitei superioare a lui  $x$  este :

$$x_{max} = \frac{1}{u} \cdot \left( s - \ln \left( \frac{1}{2} \cdot \frac{a \cdot u - 2 \cdot b \cdot h - \sqrt{a^2 \cdot u^2 - 4 \cdot a \cdot u \cdot b \cdot h}}{h \cdot c} \right) \right) . \quad (4.66)$$

Pentru determinarea completă a domeniului de valori  $x \in [x_{min}, x_{max}] \rightarrow y \in [y_{min}, y_{max}]$ , putem admite că limita inferioară a lui  $x$  este zero. Din moment ce aceste valori sunt cunoscute, scalarea funcției  $g_{lgic}(\cdot)$  poate fi făcută prin aplicarea unor transformări liniare asupra valorilor de pe abscisă cât și a celor de pe ordonată. Astfel, dacă avem în vedere și normarea lui  $x$  la amplitudinea de referință  $A$ , expresia funcției de compresie poate fi scrisă sub forma:

$$f_{lgic}(x) = \operatorname{sgn}(x) \cdot A \cdot \left( k_y \cdot \left( \frac{a}{b + c \cdot \exp(s - u \cdot (k_x \cdot |x| / A + o_x))} \right) + o_y \right) , \quad (4.67)$$

a cărei inversă este :

$$f_{lgic}^{-1}(x) = \frac{\operatorname{sgn}(x) \cdot A}{u \cdot k_x} \cdot \left( s - u \cdot o_x - \ln \left( \frac{A \cdot a \cdot k_y + A \cdot b \cdot o_y - b \cdot |x|}{-1 \cdot A \cdot c \cdot o_y + c \cdot |x|} \right) \right) , \quad (4.68)$$

unde  $k_x, k_y, o_x, o_y$  sunt constantele de transformare liniară. Având în vedere domeniul de definiție normalizat,  $x \in [0, A] \rightarrow y \in [0, A]$ , se poate deduce cu ușurință, că aceste constanțe au valorile:  $o_x = x_{min}$ ,  $k_x = x_{max} - x_{min}$ ,  $o_y = -y_{min} / (y_{max} - y_{min})$ , respectiv  $k_y = 1 / (y_{max} - y_{min})$ .

O altă funcție de compresie alternativă propusă în cadrul lucrării [118], care permite controlul gradului de compresie, este inversul sinusului hiperbolic generalizat, care a fost obținută prin introducerea a doi parametri multiplicativi, în cadrul expresiei în forma exponențială a funcției trigonometrice sinus hiperbolic:

$$g_{i \sinh}^{-1}(x) = \frac{1}{2} \cdot (w \cdot e^x + u \cdot e^{-x}) . \quad (4.69)$$

Astfel că, prin efectuarea calculului algebric, pentru funcția directă se obține următoarea expresie:

$$g_{i \sinh}(x) = \ln \left( \frac{1}{w} \cdot \left( x + \sqrt{x^2 + u \cdot w} \right) \right) . \quad (4.70)$$

În mod similar calcului precedent, și de această dată, pentru delimitarea domeniului de definiție se consideră condiția de prag pentru expresia derivatei:

$$\frac{\partial g_{i \sinh}(x)}{\partial x} = \frac{1}{\sqrt{x^2 + u \cdot w}} \geq d , \quad (4.71)$$

astfel că, limita superioară pentru mărimea de intrare este:

$$x_{max} = \frac{1}{d} \cdot \sqrt{1 - u \cdot w \cdot d^2} . \quad (4.72)$$

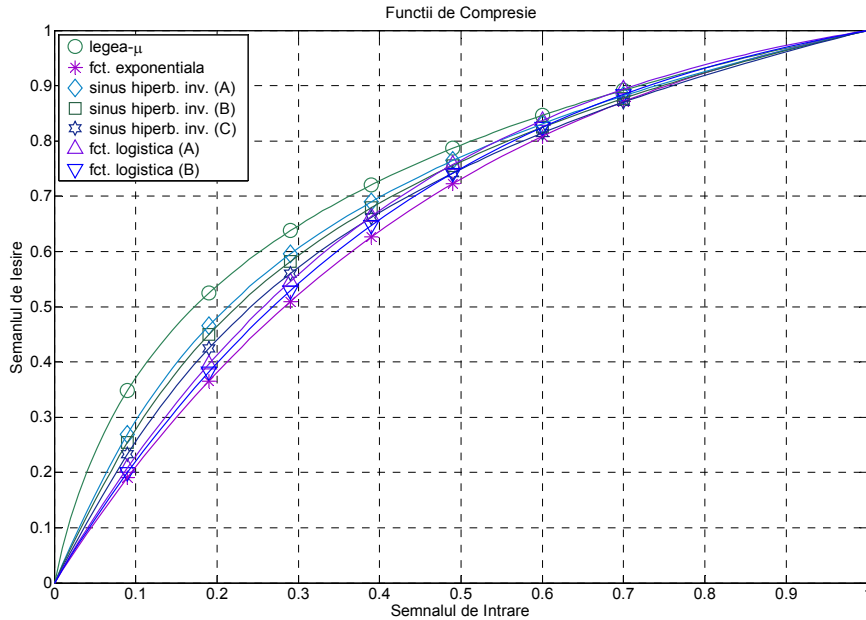
Utilizând aceeași metodă de scalare liniară cu ajutorul coeficienților prezentați anterior, funcția de compandare respectiv cea de expandare au următoarele expresii generalizate:

$$f_{i \sinh}(x) = \frac{A}{\text{sgn}(x)} \cdot \left( k_y \cdot \ln \left( \frac{1}{w} \cdot \left( \left( \frac{|x| \cdot k_x}{A} + o_x \right) + \sqrt{\left( \frac{|x| \cdot k_x}{A} + o_x \right)^2 + u \cdot w} \right) \right) + o_y \right) \quad (4.73)$$

respectiv funcția inversă, sub forma unor exponențiale scalate cu ajutorul coeficienților menționați anterior,

$$f_{i \sinh}^{-1}(x) = \frac{\text{sgn}(x) \cdot A}{2 \cdot k_x} \cdot \left( w \cdot \exp \left( \frac{|x| - A \cdot o_y}{A \cdot k_y} \right) - u \cdot \exp \left( \frac{|x| - A \cdot o_y}{-A \cdot k_y} \right) - 2 \cdot o_x \right) . \quad (4.74)$$

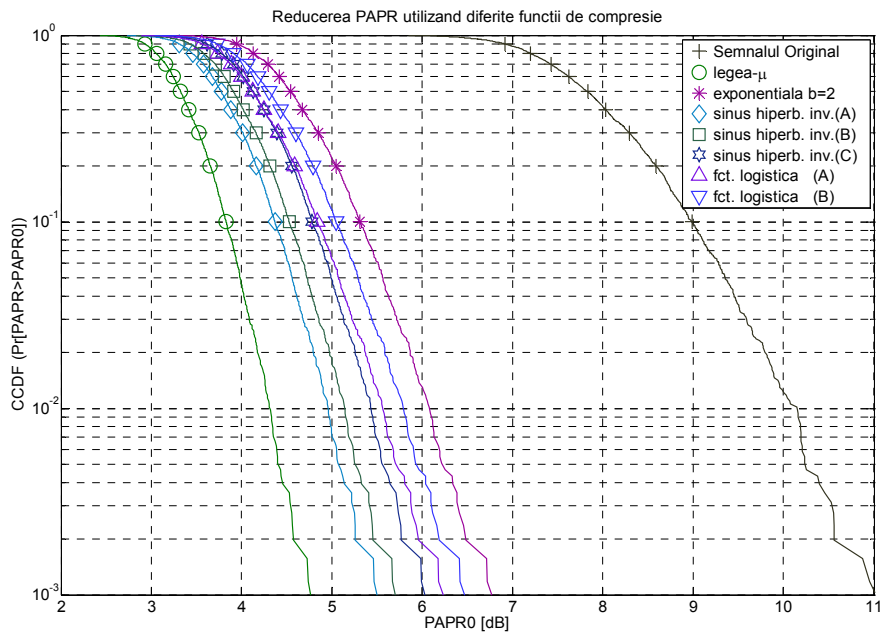
Pentru evaluarea eficienței de reducere a vârfurilor de semnal și a performanței de transfer a informației din perspectiva raportului semnal-zgomot, vom considera câteva cazuri particulare ale acestor două funcții de compresie. Astfel, pentru funcția logistică se consideră două variante corespunzătoare setului de constante  $a = 1$ ,  $b = 1$ ,  $c = 1$ ,  $s = 0$ ,  $u = \{9;10\}$ ,  $x_{min} = 0.3$  și  $h = 0.05$ , iar pentru funcția sinus hiperbolic am ales  $w = \{4,5,7\}$ ,  $u = 1$ ,  $x_{min} = 0$  și  $d = 0.05$ . Formele normalizate ale acestor funcții de compresie propuse și a legii-μ sunt prezentate în Figura 4.33.



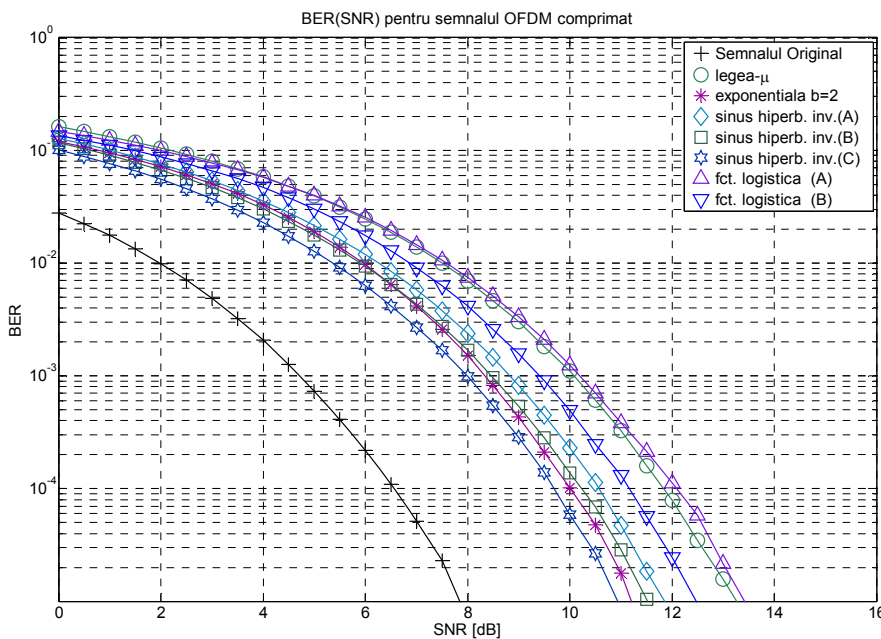
**Figura 4.33.** Funcțiile de compresie:  $\mu$ -law, exponențială, sinus hiperbolic inversat, logistică.

Rezultatele numerice referitoare la eficiența de reducere a PAPR și performanța BER obținute pentru un semnal OFDM cu  $N = 128$  subpurtătoare modulate 16-QAM, sunt reprezentate în forma grafică în Figura 4.34 respectiv Figura 4.35, în care fiecare dintre cazurile particulare ale funcțiilor propuse este indexat cu literele A, B și C. Prin compararea curbelor CCDF, se poate constata că în raport cu funcțiile standard alese ca referință, pentru setul de valori ales pentru parametrii de configurare, funcțiile propuse prezintă o eficiență medie de reducere a PAPR. Avantajul utilizării acestor funcții este pus în evidență prin corelarea curbelor CCDF cu caracteristicile BER corespunzătoare acestora. Astfel, în cazul în care semnalul OFDM este comprimat conform variantei C a funcției sinus hiperbolic inversat, se obține o eficiență de reducere a PAPR mai bună decât în cazul utilizării funcției exponențiale și o performanță BER mai bună decât cea corespunzătoare unei compresii de semnal conform legii  $\mu$  sau funcției exponențiale. Modificarea graduală a parametrului variabil  $w$  conduce la o creștere a eficienței de reducere a PAPR și o ușoară scădere a performanței BER. În cazul variantelor alese pentru funcția logistică, performanțele compresiei de semnal sunt la un nivel mediu în raport cu funcțiile de referință.

Astfel, putem trage concluzia că forma funcțiilor de compresie cât și parametrii caracteristici acestora au o influență semnificativă asupra caracteristicilor CCDF(PAPR) și BER(SNR) ale semnalului compandat. Este evident că acest lucru poate avea impact direct semnificativ și asupra regimului de funcționare al amplificatorului de putere. Toate funcțiile de compresie sunt concave și au valori mai mari decât funcția identică pe tot domeniul de definiție. Această proprietate este importantă și necesară, deoarece ea asigură amplificarea neliniară, prin care se realizează compandarea semnalului util.



**Figura 4.34.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$ , utilizând tehnici de compresie.



**Figura 4.35.** Rata erorii de bit a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$  subpurtătoare după aplicarea tehnicilor de compresie.



De aici rezultă că în urma acestei operații, densitatea de probabilitate se modifică și în consecință amplitudinea medie a semnalului va crește considerabil. În funcție de caz, acest lucru poate prezenta atât avantaje cât și dezavantaje. Creșterea puterii medii a semnalului conduce la o îmbunătățire a raportului semnal-zgomot, cu condiția ca operația inversă de expandare să nu introducă erori suplimentare. Mai precis, dacă funcția de compresie are o variație semnificativă pe tot domeniul de definiție, atunci operația inversă poate fi făcută în condiții acceptabile și în prezența unui zgomot în canalul de comunicații. Însă, dacă funcția de compresie prezintă un palier aproape orizontal, având o formă similară modelului liniar limitator, atunci operația de compresie va introduce distorsiuni neliniare necompensabile în prezența zgomotului, fapt ce în mod evident va conduce la o degradare a performanței BER. Admițând că funcția aleasă realizează o compresie reversibilă, problema rămasă este cea a dependenței regimului de funcționare al amplificatorului, de noua densitate de probabilitate a semnalului compandat. Așa cum am putut remarca din modul în care funcțiile de compresie au fost definite, amplificarea liniară efectuată după aplicarea acestora nu reduce puterea maximă, reducerea PAPR fiind obținută prin creșterea puterii medii a semnalului. Astfel, dacă această putere de vârf este suficient de mare, există posibilitatea ca dispozitivul amplificator să intre în limitare sau să prezinte un efect de memorie semnificativ. Pentru a evita acest inconvenient, este necesară o amplificare dinamică, care să depindă de puterea de vârf a secvenței de semnal corespunzătoare simbolului OFDM curent comprimat. O altă rezolvare a acestei probleme constă în utilizarea tehnicilor de compresie adaptivă, ce reprezintă subiectul următoarei secțiuni din acest capitol.

#### **4.11.1. Tehnici de compresie adaptivă**

Așa cum am putut remarca din expunerea din cadrul secțiunii anterioare, caracteristicile semnalului comprimat depind mult de forma concretă a funcției neliniare alese. Aceste rezultate corespund cazului când pentru semnalul util au fost luate în considerare un număr considerabil de simboluri OFDM, a căror eșantioane corespunzătoare reprezentării în domeniul frecvență au o distribuție uniformă. În cadrul capitolului introductiv am putut vedea că eșantioanele reprezentării în domeniul timp a semnalului OFDM au o distribuție de tip Rayleigh, a cărei caracteristică principală este prezența unor vârfuri de semnal la momente de timp repartizate aleator. Din acest motiv, fiecare dintre secvențele de semnal OFDM în domeniul timp poate prezenta diferențe semnificative în ceea ce privește distribuția și amplitudinea acestor vârfuri de semnal. Din această cauză, utilizarea unei funcții de compresie cu valori constante pentru parametri de control, conduce la o scădere semnificativă a eficienței de reducere a PAPR sau a performanței BER. Pentru a contracara acest inconvenient, în lucrările [117] și [118] am propus două tehnici adaptive, care presupun o compresie variabilă a semnalului util, folosind un set de funcții și un criteriu de selecție prestabilite. Deoarece algoritmi de selectare a funcției de compresie depind de amplitudinea maximă și de nivelul mediu al reprezentării în domeniul timp al simbolului OFDM de prelucrat, aceste tehnici sunt utilizate împreună cu tehnica clipping. Astfel, într-o primă etapă, semnalul util este supus limitării în domeniul timp și filtrării în domeniul frecvență, pentru a elimina vârfurile de semnal de amplitudine extrem de mare. Apoi, semnalul astfel obținut este supus operației de compandare adaptivă, conform uneia dintre funcțiile din setul predefinit. Această tehnică compusă, reprezintă o soluție standard pentru reducerea PAPR și totodată pune în evidență avantajele celor două metode de

compresie adaptivă propuse. Desigur, tehnicile de compresie pot fi folosite și în combinație cu alte tehnici de reducere a PAPR, însă acest subiect va fi prezentat pe larg în capitolul următor. Astfel, în cele ce urmează în cadrul acestei secțiuni, vom continua cu prezentarea detaliată a celor două tehnici de compresie adaptivă.

Prima tehnică adaptivă propusă, presupune generarea unui set de funcții compuse de tip cvasiliniar, a căror formă compactă este:

$$g_{clin}(x) = \begin{cases} (y_n / x_n) \cdot x & , x \in [0, x_n) \\ \left( |x| \cdot (x_n - 1 - c \cdot (y_n - 1)^2) + c \cdot (y_n \cdot (y_n - x_n - 1) + x_n) \right) & , x \in [x_n, 1] \end{cases} ,$$

$$-x_n \cdot (x_n - 1) \cdot \operatorname{sgn}(x) \cdot (x_n - 1) \cdot (x - x_n - c \cdot (y_n - 1))^{-1} \quad (4.75)$$

unde amplitudinea semnalului de intrare  $|x|$  este deja normată la amplitudinea de limită  $A$ . Elementele setului de funcții considerat se deosebesc între ele prin coordonatele punctului de tranziție  $(x_n, y_n)$ , ce sunt alese conform expresiei:

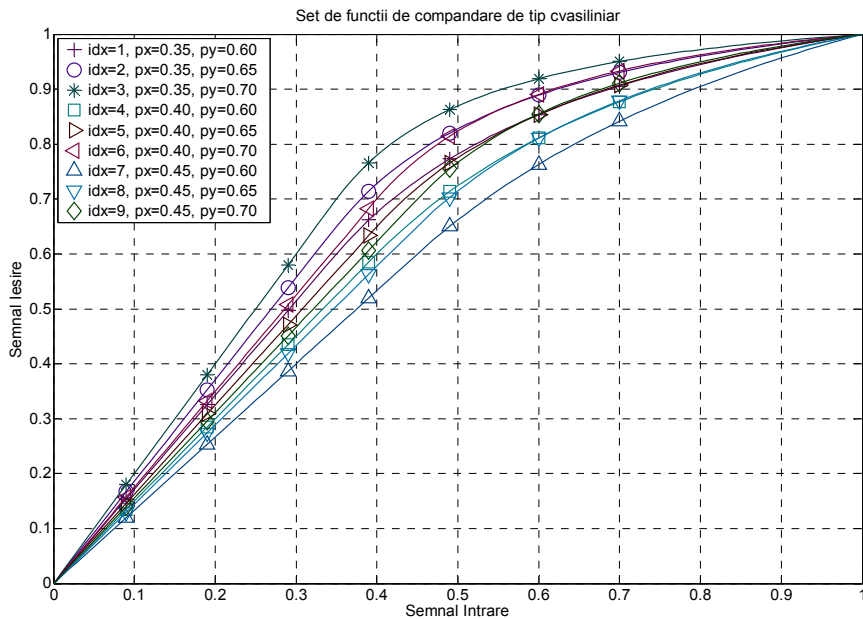
$$A_{fct} = x_n + j \cdot y_n = (c_x + n_x \cdot d_x) + j \cdot (c_y + n_y \cdot d_y) , \quad (4.76)$$

unde  $(c_x, c_y)$  reprezintă coordonatele punctului inițial,  $\{d_x, d_y\}$  reprezintă incrementul pe cele două axe ale sistemului de referință, iar  $\{n_x, n_y\}$  sunt numărul de pași pe cele două direcții. Simulările din cadrul acestei teze, consideră setul de funcții cvasiliniare la care  $c_x = 0.35$ ,  $c_y = 0.60$ ,  $d_x = 0.05$ ,  $d_y = 0.05$ ,  $n_x = [1..4]$ ,  $n_y = [1..4]$ , respectiv  $c = 0.7$ . Dintre acestea, funcțiile cvasiliniare a căror indici incrementalii au valorile  $n_x, n_y < 4$ , sunt reprezentate grafic în Figura 4.36.

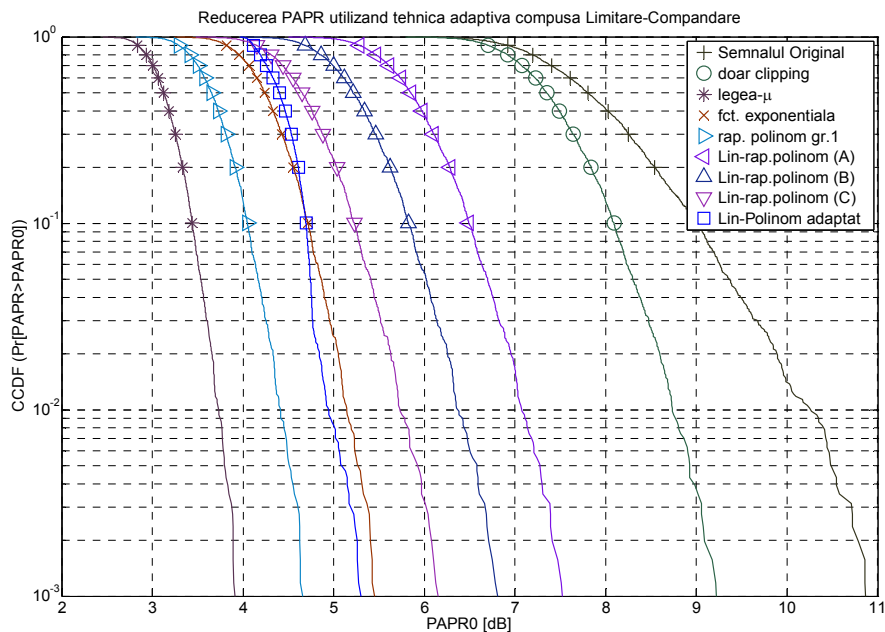
Algoritmul adaptiv presupune alegerea uneia dintre aceste funcții, care prezintă gradul de compresie optim pentru compresia simbolului OFDM curent. Acest lucru este realizat prin minimizarea diferenței dintre punctul de tranziție  $A_{fct}$  și punctul de comparație  $A_{sig}$ , ale cărui coordonate sunt date de expresia:

$$A_{sig} = a_x \cdot \frac{\max(|x(t)|)}{E[|x(t)|]} + j \cdot a_y \cdot k_{cr} , \quad (4.77)$$

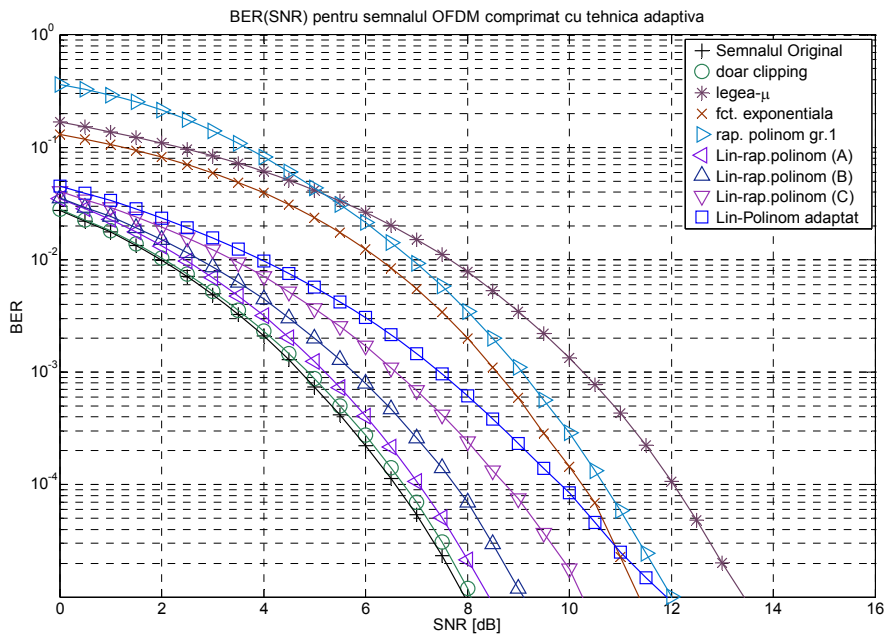
unde  $a_x$  este un factor de scalare al raportului dintre puterea maximă și medie a semnalului, iar  $a_y$  este factorul de scalare al parametrului  $k_{cr}$  ce reprezintă valoarea medie impusă pentru nivelul PAPR. Alegând  $a_x = 1$ ,  $a_y = 1$  și  $k_{cr} = 0.6$ , se obține o reducere a mărimii PAPR a semnalului OFDM compus din  $N = 128$  subpurtătoare independente, modulate 16-QAM, conform curbelor CCDF din Figura 4.37. Se poate observa, că pentru setul de parametri aleși, această tehnică adaptivă are aceeași eficiență ca și în cazul funcției exponențiale alese ca referință. În schimb, prin compararea curbelor BER reprezentate în Figura 4.38, se poate remarca faptul că tehnica adaptivă propusă, face ca semnalul OFDM astfel comprimat să fie mult mai potrivit cazului în care raportul semnal zgomot este relativ mic, ceea ce reprezintă avantajul principal al acestei tehnici.



**Figura 4.36.** Setul de funcții cvasiliniare utilizate în tehnica adaptivă bazată pe variația punctului de tranziție. (reprezentarea este făcută pt. indici incrementali cu valori între [1..3]).



**Figura 4.37.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$ , utilizând tehnica adaptivă de compresie cu funcții cvasiliniare.



**Figura 4.38.** Rata erorii de bit a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$  subpurtătoare după aplicarea tehnicii adaptive de compresie cu funcții cvasiliniare.

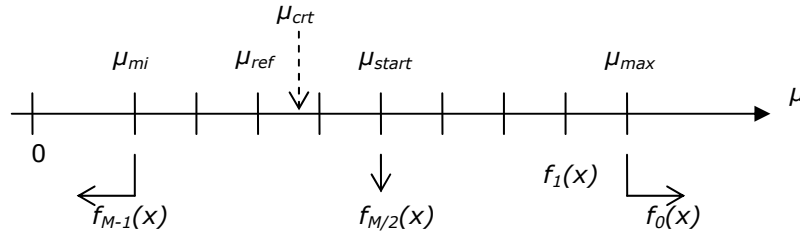
Cea de-a doua tehnică adaptivă de compresie, presupune generarea unui set de funcții neliniare, doar prin modificarea unui singur parametru. Apoi, compresia semnalului se face în funcție de amplitudinea medie, conform următoarelor etape. La început, pentru primul simbol OFDM, compresia se realizează folosind funcția cu indicele din mijlocul intervalului  $[0, M-1]$  și variabilele ce reprezintă domeniul de valori ale amplitudinii medii, a semnalului de intrare, la valoarea curentă :  $\mu_{min} = \mu_{max} = \mu_{crt}$ . Începând cu al doilea cadru OFDM, acest interval se actualizează conform expresiilor :

$$\begin{cases} \mu_{min} = \min(\mu_{min}, \mu_{crt}) \\ \mu_{max} = \max(\mu_{max}, \mu_{crt}) \end{cases} \quad (4.78)$$

Cu aceste mărimi cunoscute, indicele funcției cu care urmează să se efectueze compresia se calculează conform relației:

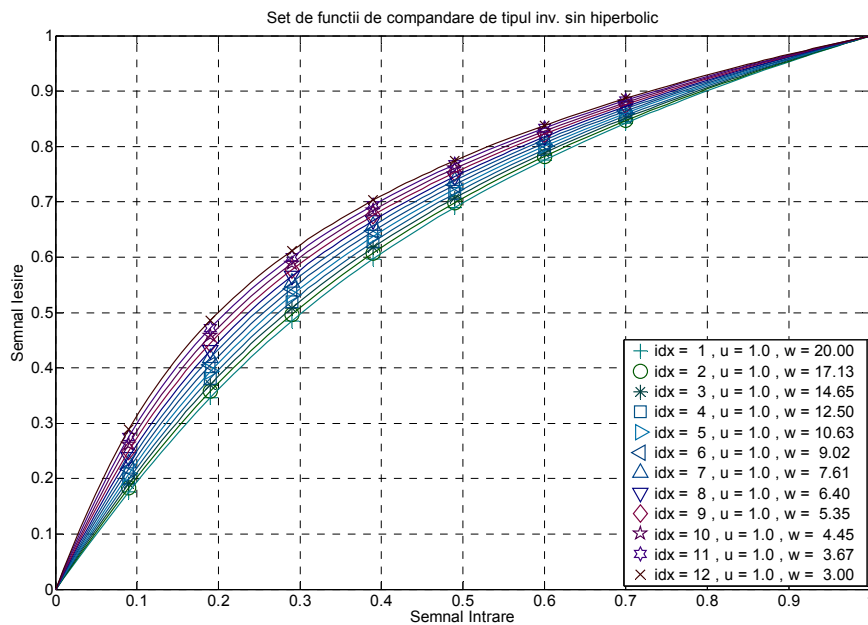
$$nr = (\mu_{max} - \mu_{ref}) / (\mu_{max} - \mu_{min}) \cdot M \quad (4.79)$$

Acest procedeu este reprezentat grafic în Figura 4.39. De remarcat, faptul că acest indice, conform relației de mai sus, scade odată cu creșterea nivelului mediu al semnalului. Acest lucru, se datorează modului în care au fost indexate funcțiile din cadrul setului generat. Varianta inversă, corespunde cazului în care funcția cu gradul cel mai mare de compresie are indicele cel mai mic.

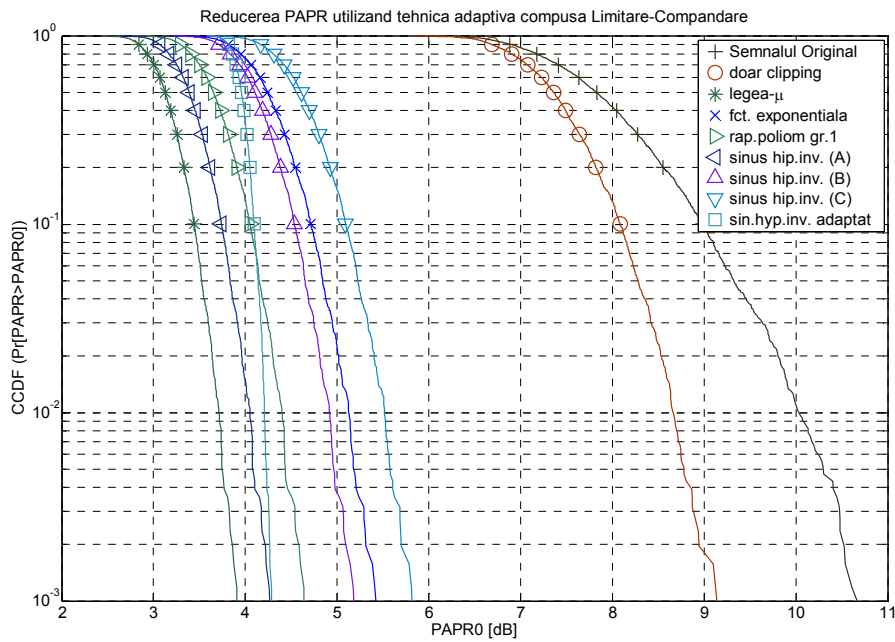


**Figura 4.39.** Diagrama explicativă pentru tehnica de compresie adaptivă bazată pe evaluarea nivelului mediu al semnalului.

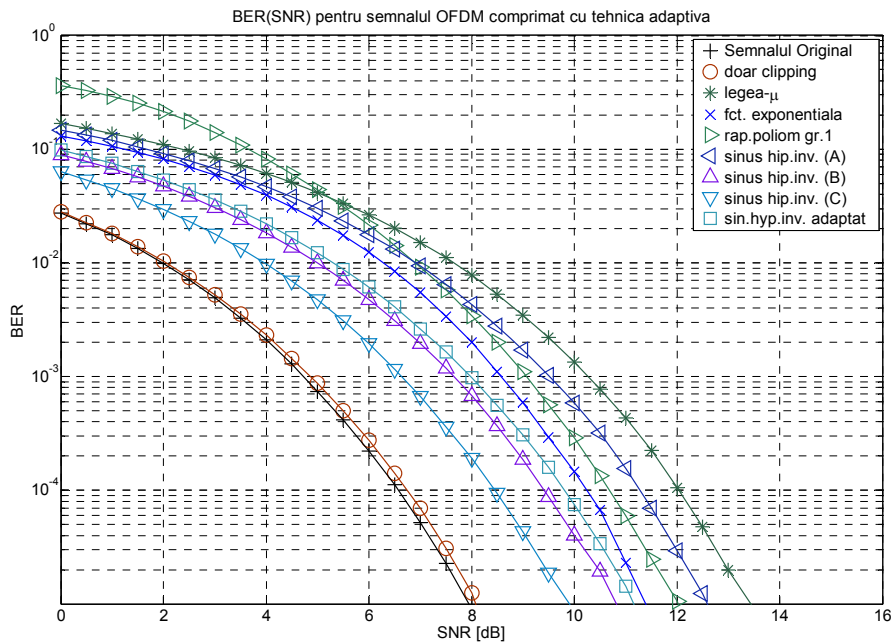
Simulările numerice pentru această tehnică de compresie adaptivă, prezentate în cadrul acestei teze, au fost efectuate pentru cazul în care setul de funcții de tipul sinus hiperbolic invers, a fost generat pentru cazul în care parametrul  $u = 1$  rămâne constant, iar valoarea celuilalt parametru caracteristic, variază pe intervalul  $w \in [3, 20]$ . Aceste valori au fost calculate astfel încât variația tangentei în origine să fie uniform crescătoare pentru toate funcțiile din cadrul setului. În acest fel, se obține setul de funcții, a căror reprezentare grafică este dată în Figura 4.40. Aplicând această tehnică adaptivă pentru compresia unui semnal OFDM compus din  $N = 128$  subpurtătoare independente, modulate 16-QAM, se obține o reducere a PAPR conform curbelor CCDF reprezentate grafic în Figura 4.41 și o calitate a comunicației de date, conform curbelor BER reprezentate grafic în Figura 4.42.



**Figura 4.40.** Setul de funcții de tipul inversul sinusului hiperbolic, obținut prin modificarea unui parametru specific.



**Figura 4.41.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$ , utilizând tehnica adaptivă bazată pe evaluarea nivelului mediu al semnalului, asociată cu legea de comandare inv.sin hip.



**Figura 4.42.** Rata erorii de bit a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$  subpurtătoare după aplicarea tehnicii adaptive bazată pe evaluarea nivelului mediu al semnalului.

Se poate remarca faptul, că de această dată, curba CCDF ce descrie eficiența de reducere a vârfurilor de semnal pentru această tehnică adaptivă, se situează între curbele corespunzătoare celor două funcții de compresie de referință: legea- $\mu$  și legea de tip exponențial. Chiar dacă acest lucru reprezintă un câștig suplimentar în raport cu tehnica precedentă, avantajul cel mai semnificativ constă în creșterea calității transmisiei de date, conform curbei BER care indică o rată a erorii de bit mai mică decât cele corespunzătoare celor două funcții de referință, pentru o gamă mult mai mare de valori ale raportului semnal-zgomot.

O altă caracteristică importantă a acestei tehnici adaptive, este generalizarea, dat fiind faptul că algoritmul prezentat anterior poate fi aplicat și pentru alte funcții de compresie. Desigur, dacă acest algoritm operează cu alte funcții neliniare, performanțele pot să difere. Un astfel de exemplu este cel al funcției de tipul logaritm-în-logaritm, a cărei formă generalizată propusă în lucrarea [119] este:

$$g_{lg \ln lg}(x) = \ln(k_d + k_a \cdot x + k_b \cdot \ln(k_e + k_c \cdot x)) . \quad (4.80)$$

Din expresia de mai sus, se poate remarca faptul, că această funcție reprezintă logaritmul unei combinații liniare dintre variabila funcției și logaritmul unei alte transformări liniare ale acestei variabile. Această combinație, permite obținerea unei funcții logaritmice al cărei grad de compresie poate fi ajustat în mod corespunzător prin modificarea parametrilor acesteia. Inversa acestei funcții poate fi scrisă sub forma următoarei expresii:

$$g_{lg \ln lg}^{-1}(x) = \frac{k_b}{k_a} \cdot LambertW\left(\frac{k_a}{k_c \cdot k_b} \cdot \exp\left(\frac{k_a \cdot k_e}{k_b \cdot k_c} + \frac{\exp(x) - k_d}{k_b}\right)\right) - \frac{k_e}{k_c} , \quad (4.81)$$

unde  $LambertW$  reprezintă soluția ecuației de tipul  $w \cdot e^w = x$ . Pentru implementarea practică se pune problema stabilirii domeniului de valori. Asemenea cazurilor anterioare, acest lucru se poate obține impunând o limită derivatei de ordinul întâi, care în acest caz este:

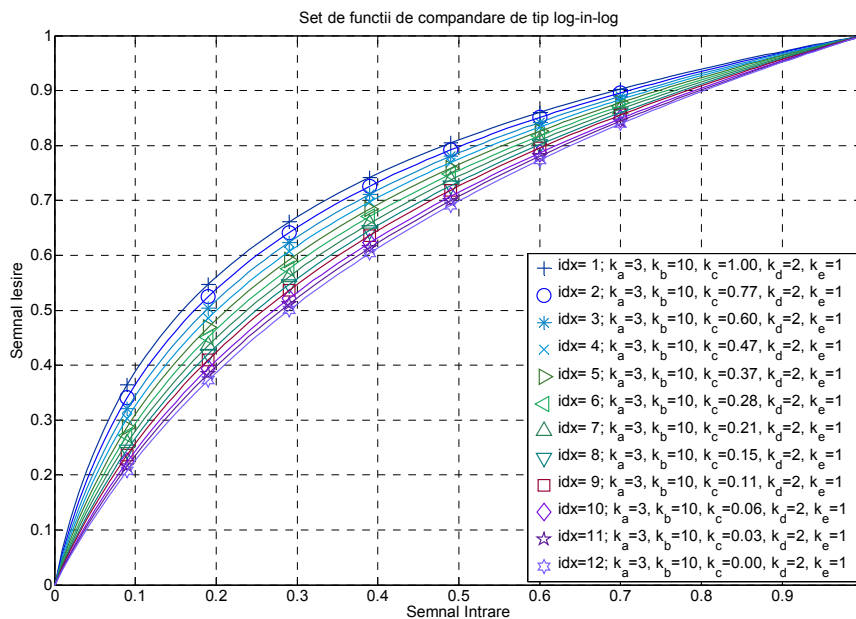
$$\frac{\partial g_{lg \ln lg}(x)}{\partial x} = \frac{k_a + \frac{k_b \cdot k_c}{(k_e + k_c \cdot x)}}{k_d + k_a \cdot x + k_b \cdot \ln(k_e + k_c \cdot x)} \geq d . \quad (4.82)$$

Pentru scalarea funcției pe domeniul de valori normal la amplitudinea maximă admisă  $A$ , și în acest caz este necesară aplicarea unei transformări liniare pentru abscisă și ordonată, conform relației:

$$f_{lg \ln lg}(x) = A \cdot \left( k_y \cdot g_{lg \ln lg}\left(k_x \cdot \frac{x}{A} + o_x\right) + o_y \right) , \quad (4.83)$$

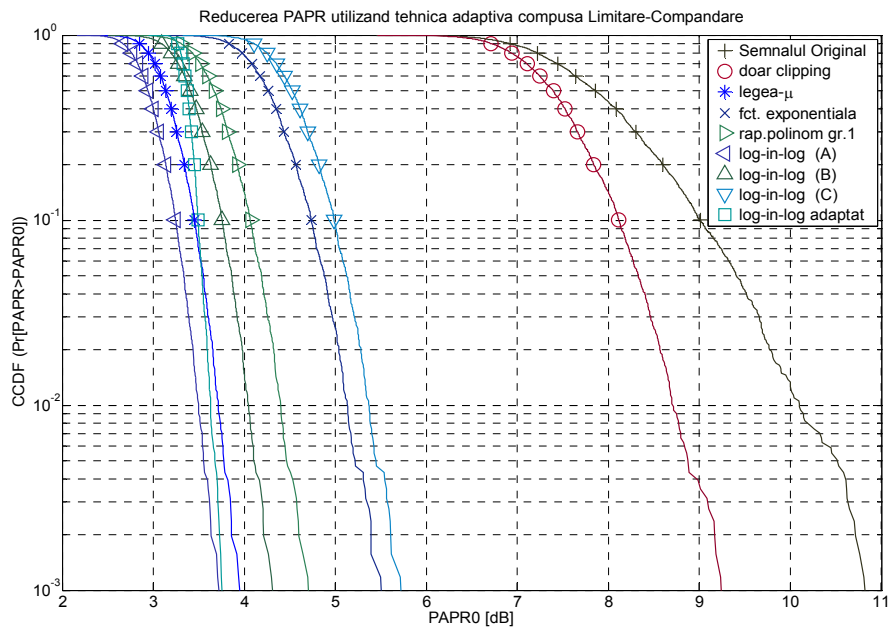
unde coeficienții  $k_x, k_y, o_x, o_y$ , sunt calculați ca și în cazul funcției de tipul sinus hiperbolic.

Aprecierea performanțelor compresiei de semnal utilizând această funcție neliniară a fost făcută atât în context static, cât și în context dinamic, conform algoritmului adaptiv prezentat anterior, pentru cazul în care parametrii de configurare au următoarele valori:  $k_a = 3$ ,  $k_b = 10$ ,  $k_d = 2$ ,  $k_e = 1$ , iar pentru  $k_c \in [0,1]$ , valorile au fost calculate astfel încât tangenta în origine să aibă o variație liniară față de indicele de referință. Pentru cazul în care valoarea de prag a derivatei este  $d = 0.25$ , acest set de funcții prezintă o formă similară cu legea- $\mu$ , așa cum se poate vedea din Figura 4.43. Considerând și de această dată că semnalul OFDM este compus din  $N = 128$  subpurtătoare independente, modulate 16-QAM, se obține o reducere a PAPR conform curbelor CCDF reprezentate grafic în Figura 4.44 și o performanță a comunicației de date, conform curbelor BER reprezentate grafic în Figura 4.45. În acest caz, eficiența de reducere a PAPR este aproximativ similară cu cea corespunzătoare compresiei cu legea- $\mu$ . Însă, avantajul principal constă în faptul că rata erorii de bit este semnificativ mai mică decât cea corespunzătoare funcției de referință menționate. Îmbunătățirea performanței BER se poate constata și în cazul compresiei statice, fapt ce este exemplificat pentru  $k_c \in \{1;0.5\}$ , experimente ce sunt indexate cu literele A și B în cadrul legendelor figurilor menționate. În cazul unei diminuări suplimentare a valorii parametrului variabil, se obține o creștere mai mare a eficienței de reducere a PAPR, cu prețul unei degradări a performanței BER, lucru pus în evidență pentru cazul în care  $k_c = 0$ , experiment care este indexat cu litera C, în cadrul legendei aceluiași figuri.

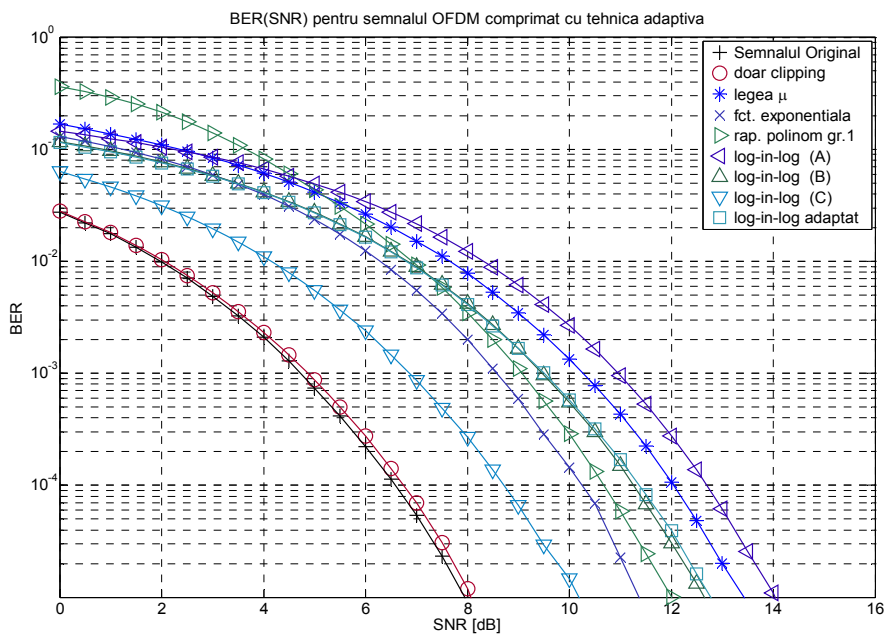


**Figura 4.43.** Setul de funcții de tipul logaritm-în-logaritm, obținut prin modificarea unui parametru specific.





**Figura 4.44.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$ , utilizând tehnica adaptivă bazată pe evaluarea nivelului mediu al semnalului, asociată cu legea de comandare log-în-log.



**Figura 4.45.** Rata erorii de bit a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=128$  subpurtătoare după aplicarea tehnicii adaptive bazată pe evaluarea nivelului mediu al semnalului.

Un aspect important este cel al numărului de operații matematice necesar pentru a implementa funcția de compresie dorită. Deoarece funcția matematică *LambertW* este foarte costisitoare ca timp de calcul, implementarea practică necesită utilizarea unor tehnici de interpolare liniară. Acest lucru a fost utilizat și în cazul prezentelor simulări numerice, pentru cazul în care numărul de puncte de interpolare pentru fiecare dintre funcțiile de tipul log-în-log este  $N_{pct} = 100$ . Acest număr a fost ales arbitrar, cea mai importantă condiție necesară și impusă, fiind aceea de a realiza o bună aproximare a curbei analitice. Un criteriu relevant, este și cel al numărului de comparații necesare pentru a identifica segmentul de dreaptă pe care se situează punctul a căru ordonată urmează a fi calculată. Creșterea numărului de puncte și implicit al numărului de segmente, poate conduce la un număr mare de comparații, care nu se justifică în raport cu eroarea de cuantizare. Desigur, algoritmi specializați, ca de exemplu 'căutarea prin înjumătățirea intervalului' reduc semnificativ acest număr. O altă soluție practică este cea a calculului paralel, ce permite căutarea concomitentă pe mai multe intervale, însă în acest caz, crește complexitatea dispozitivelor electronice necesare și implicit costurile aferente. Din acest motiv, numărul de puncte de interpolare trebuie ales în concordanță cu puterea de calcul a procesorului de semnal utilizat.

Analizând rezultatele obținute prin intermediul simulărilor Monte Carlo efectuate și prezentate în cadrul acestei secțiuni, am putut remarca diferitele trăsături ale funcțiilor de compresie standard și a celor propuse. De asemenea, am văzut că utilizarea unei tehnici adaptive de compresie, conduce la îmbunătățirea performanțelor BER sau creșterea eficienței de reducere a PAPR. Acest câștig se obține cu prețul unei complexități computaționale mai ridicate la receptor, care însă pentru structurile de calcul moderne nu reprezintă un impediment, cel puțin în cazul în care numărul de funcții nu este prea mare. Astfel, alegerea unei funcții pentru a realiza o compresie statică sau dinamică, trebuie făcută în concordanță cu criteriile și cerințele sistemului de comunicații respectiv caracteristicile canalului utilizat.

#### 4.11.2. Analiza statistică a semnalului OFDM comprimat

În secțiunile precedente dedicate tehnicilor de compresie a semnalului OFDM, am făcut o apreciere a performanțelor acestora din prisma caracteristicilor de tip CCDF(PAPR) și a curbilor de tip BER(SNR). Aceste diagrame permit o bună evaluare a tehnicilor de compresie din punctul de vedere al estompării vârfurilor de semnal și al calității legăturii dintre sistemele de comunicații, însă nu oferă nici o informație în ceea ce privește parametrii de semnal din perspectiva amplificatorului de putere. Acest tip de caracterizare este important în ceea ce privește posibilele modificări ale regimului de funcționare al amplificatoarelor de putere, dat fiind faptul că aceste dispozitive prezintă un anumit grad de neliniaritate, așa cum a fost prezentat pe larg în capitolul anterior. Din acest motiv, în cadrul acestei secțiuni, vom prezenta analiza statistică de ordinul unu și doi a semnalului OFDM comprimat din domeniul timp. În acest sens, vom considera funcțiile neliniare de tip raport de polinoame de gradul întâi și inversul sinusului hiperbolic, ale căror expresii matematice au fost prezentate în cadrul secțiunii dedicate tehnicilor de compresie a semnalului OFDM.

### 4.11.2.1. Analiza statistică de ordinul întâi

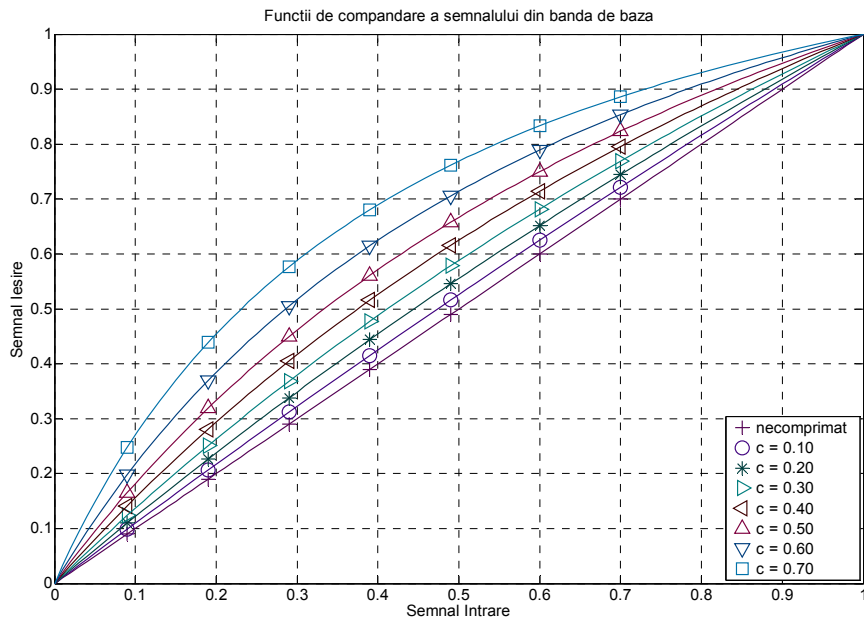
O primă caracterizare a semnalului OFDM compandat poate fi făcută utilizând parametrii statistici de ordinul întâi. Astfel, în cadrul acestei secțiuni vom prezenta câțiva parametri statistici standard precum amplitudinea medie, puterea medie și varianta semnalului OFDM funcție de mărimea specifică  $\sigma$  și variația parametrului variabil al funcției de compresie. Acești parametri pot fi calculați cu ajutorul următoarelor relații matematice:

$$\bar{A}(\sigma, k) = \int_0^{\infty} f_{cmpr}(x, \sigma, k) \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx = \int_0^{\infty} y \cdot p_{cmpr}(y, \sigma, k) \cdot dy, \quad (4.84)$$

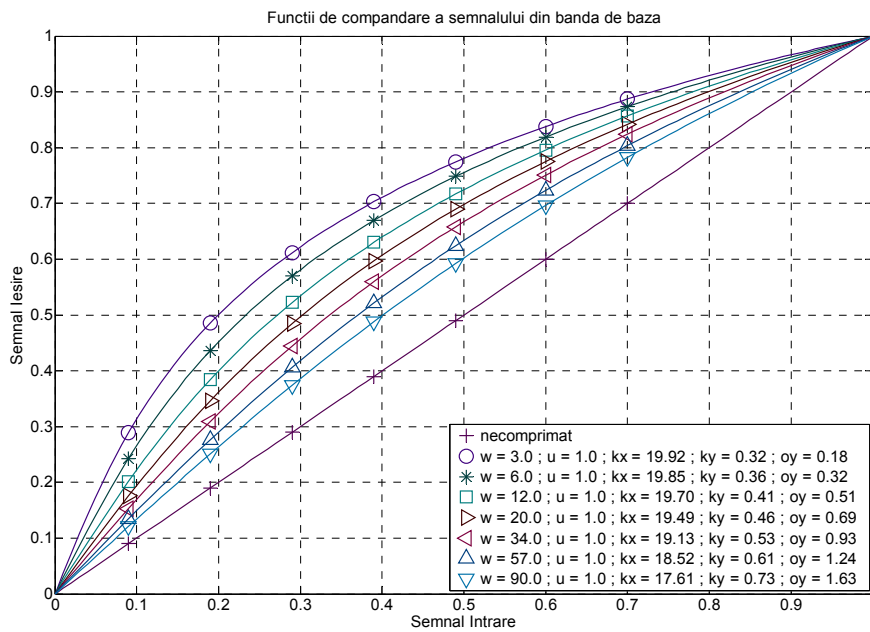
$$\bar{A}^2(\sigma, k) = \int_0^{\infty} (f_{cmpr}(x, \sigma, k))^2 \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx = \int_0^{\infty} y^2 \cdot p_{cmpr}(y, \sigma, k) \cdot dy, \quad (4.85)$$

$$\begin{aligned} Var(\sigma, k) &= \int_0^{\infty} (f_{cmpr}(x, \sigma, k) - \bar{A}(\sigma, k))^2 \cdot p_{rayl}(x) \cdot dx = \\ &= \int_0^{\infty} (y - \bar{A}(\sigma, k))^2 \cdot p_{cmpr}(y, \sigma, k) \cdot dy \end{aligned} \quad (4.86)$$

Se poate remarca faptul că determinarea acestor mărimi se poate face în două moduri: fie prin efectuarea calculului integral pentru variabila aleatoare originală a cărei densitate de probabilitate este de tip Rayleigh, fie pentru noua variabilă aleatoare, a cărei densitate de probabilitate este diferită. Dacă alegem prima variantă de calcul, atunci operațiile necesare sunt doar integralele de mai sus, ținând cont de funcția densitate de probabilitate Rayleigh și funcțiile de compresie alese. Pentru a efectua acest calcul, în cadrul acestei teze am considerat setul de funcții de tipul raport de polinoame de ordinul întâi, la care parametrul variabil are următoarele valori posibile:  $c = \{0.1; 0.2; 0.3; 0.4; 0.5; 0.6; 0.7\}$  și setul de funcții de tip sinus hiperbolic inversat, la care parametrul fix are valoarea  $u = 1$ , iar cel variabil poate lua una din următoarele valori:  $w = \{3; 6; 12; 20; 34; 57; 90\}$ . Aceste seturi de funcții sunt reprezentate grafic în Figura 4.46 respectiv Figura 4.47. Aceste valori au fost alese arbitrar, astfel încât diferența dintre ele să fie suficient de mare pentru a pune în evidență modificarea gradului de compresie. Din aceste figuri se poate remarca faptul că amplificarea neliniară pe domeniul normalizat de amplitudini, determină o creștere neuniformă a amplitudinii semnalului compandat. Acest lucru poate fi pus ușor în evidență dacă se evaluează distribuția de probabilitate a amplitudinilor semnalului OFDM compandat. Notând cu  $p_X(x)$  densitatea de probabilitate a semnalului original, și cu  $p_Y(y)$  densitatea de probabilitate a semnalului comprimat conform funcției  $y = f(x)$ , legătura dintre aceste mărimi statistice este:



**Figura 4.46.** Setul de funcții de tip raport de polinoame de ordinul întâi, utilizat în analiza statistică.



**Figura 4.47.** Setul de funcții de tip inversul sinusului hiperbolic, utilizat în analiza statistică.

$$p_Y(y) = \left| \frac{\partial f^{-1}(y)}{\partial y} \right| \cdot p_X(f^{-1}(y)) . \quad (4.87)$$

Aplicând transformarea de variabilă aleatoare conform cu relația (4.87) pentru funcția de tip raport de polinoame de gradul întâi scrisă sub forma expresiei (4.51), noua distribuție de probabilitate a amplitudinii semnalului compandat este:

$$p_{poly}(y) = \frac{A^3 \cdot (c-1)^2}{\sigma^2} \cdot \frac{y}{(A-c \cdot y)^3} \cdot \exp\left(\frac{-1}{2} \cdot \frac{A^2 \cdot (c-1)^2 \cdot y^2}{(A-c \cdot y)^2 \cdot \sigma^2}\right) . \quad (4.88)$$

Din expresiile funcției de compresie și a densității de probabilitate indicate anterior se poate observa că pentru  $y = A/c$ , apare o excepție de tipul împărțire la zero. Pornind de la premisa că în realitatea practică, amplitudinea maximă admisă nu este depășită, această excepție nu ridică probleme. Însă, dacă dorim să reprezentăm această funcție pe tot ecartul de valori real pozitive, atunci funcția de compresie trebuie extinsă. O soluție pentru această problemă este de a utiliza o funcție liniară cu pantă relativ mică, pentru compresia eșantioanelor de semnal mai mari decât amplitudinea critică. În acest caz, funcția compusă de compresie este:

$$f_{cmpoly}(x) = \begin{cases} f_{poly}(x), & x < A/c \\ f_{lin}(x) = \operatorname{sgn}(x) \cdot (k_a \cdot |x| + k_b), & x \geq A/c \end{cases} \quad (4.89)$$

unde  $k_a$  și  $k_b$  sunt constantele ce definesc panta și decalajul față de origine a funcției liniare. Pentru ca această funcție să aibă un caracter atenuator pronunțat, alegem ca derivata acestei funcții să fie mai mică decât cea a funcției de compresie originală în punctul corespunzător amplitudinii maxime. Acest lucru înseamnă că:  $k_a = k \cdot (1-c) \cdot A$ , respectiv  $k_b = A \cdot (1 - k \cdot (1-c))$ , unde  $k \in (0,1]$  este factorul de reducere al pantei funcției liniare în raport cu derivata funcției de compresie originală în punctul de amplitudine maximă. Pentru componenta liniară astfel definită, noua densitate de probabilitate este:

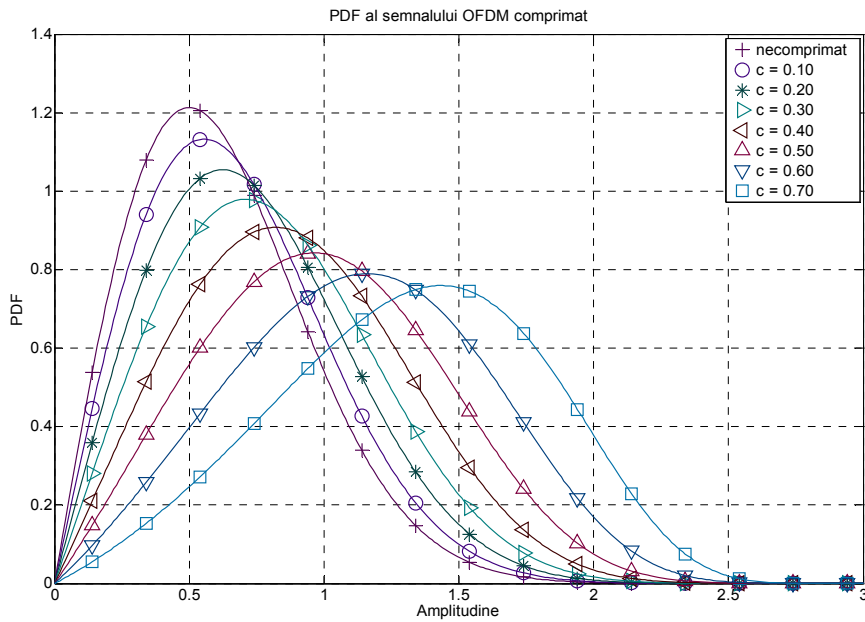
$$p_{lin}(y) = \frac{1}{k_a^2 \cdot \sigma^2} \cdot (y - k_b) \cdot \exp\left(\frac{-1}{2 \cdot k_a^2 \cdot \sigma^2} \cdot (y - k_b)^2\right) . \quad (4.90)$$

Aplicând aceeași regulă de transformare (4.87), pentru funcția trigonometrică inversă de tipul sinusului hiperbolic generalizat, scrisă sub formă (4.73), densitatea de probabilitate a semnalului compandat este:

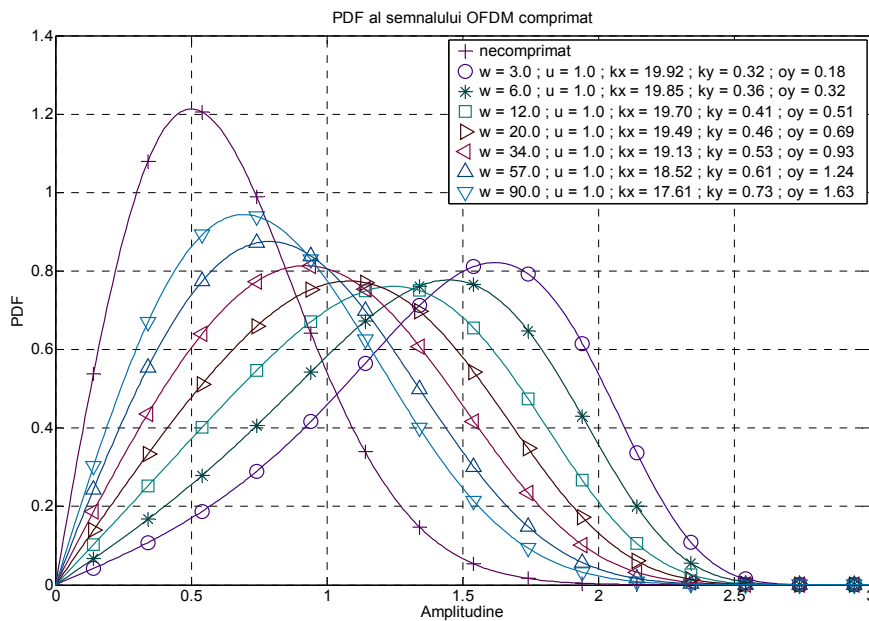
$$p_{i \sinh}(y) = \frac{A \cdot \sigma^{-2}}{4 \cdot k_x^2 \cdot k_y} \cdot \left( w^2 \cdot \exp\left(\frac{2 \cdot (y - A \cdot k_y)}{A \cdot k_y}\right) - u^2 \cdot \exp\left(\frac{2 \cdot (A \cdot k_y - y)}{A \cdot k_y}\right) \right) \cdot \exp\left(\frac{-A^2}{8 \cdot k_x^2 \cdot \sigma^2} \cdot \left( w \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{A \cdot k_y}\right) - u \cdot \exp\left(\frac{(A \cdot k_y - y)}{A \cdot k_y}\right) \right)^2 \right) . \quad (4.91)$$

Funcția densitate de probabilitate a modulelor eşantioanelor semnalului OFDM comprimat în baza funcției neliniare de tip raport de polinoame de ordinul întâi, este reprezentată în Figura 4.48, pentru diferitele valori ale parametrului, menționate anterior. Se poate remarca deplasarea maximului, corespunzător amplitudinii cu cea mai mare probabilitate, înspre valori mai mari, conform modificării parametrului variabil, ce descrie gradul de compresie. În consecință, așa cum s-a afirmat și mai devreme, descreșterea PAPR a semnalului comprimat se datorează creșterii puterii medii a semnalului transmis. O situație similară se regăsește și în cazul funcției trigonometrice de tipul sinusul hiperbolic generalizat inversat, a cărei densitate de probabilitate, pentru diferitele valori particulare ale parametrului variabil, este reprezentată grafic în Figura 4.49. Deosebirea dintre cele două seturi, se regăsește în variația probabilității amplitudinii, ce se datorează formelor diferite ale funcțiilor de compresie considerate. Creșterea amplitudinii modulelor eşantioanelor semnalului se poate observa și din evaluarea parametrilor statistici de ordinul întâi, menționați în cadrul acestei secțiuni. Diagramele de amplitudine medie corespunzătoare celor două seturi, funcție de valoarea modală  $\sigma$ , sunt reprezentate în Figura 4.50 pentru funcțiile de tip raport de polinoame de ordinul întâi, respectiv în Figura 4.51 pentru funcțiile de tipul inversul sinusului hiperbolic generalizat. În același format, diagramele de putere medie funcție de aceeași mărime, pentru diferitele valori ale parametrului variabil al funcțiilor de compresie din cadrul celor două grupe sunt reprezentate grafic în Figura 4.52 respectiv Figura 4.53. Aceste diagrame sunt importante, dat fiind faptul că o creștere semnificativă a puterii medii a semnalului util conduce la o probabilitate mai mare ca amplificatorul de putere să intre în regim de saturație, sau cel puțin să mărească efectul de memorie asupra semnalului de ieșire. Totodată, creșterea neliniară a amplitudinii semnalului util implică descreșterea corespunzătoare a variantei acestuia, conform cu diagramele prezentate în Figura 4.54 respectiv Figura 4.55. Faptul că aceste curbe prezintă o tendință de saturație, indică o diminuare a diferențelor dintre valorile posibile ale amplitudinii semnalului util. Acest lucru implică o dificultate mai mare de a discerne eşantioanele de semnal de către receptor, în condițiile transmisiei printr-un canal cu nivel de zgomot ridicat, deci o degradare semnificativă a performanțelor BER.

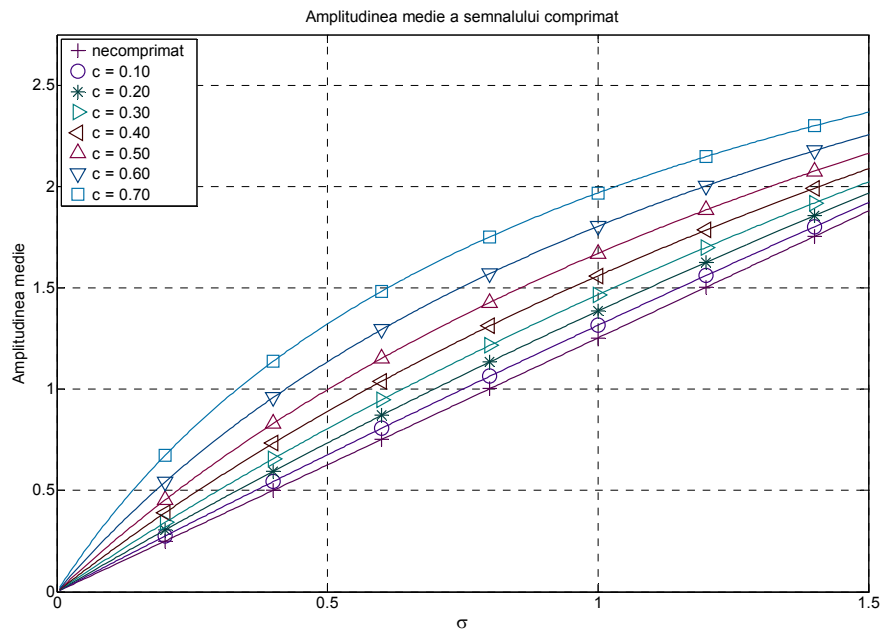
De asemenea, cunoscând distribuția de probabilitate, se poate face o apreciere a eficienței de reducere a PAPR a tehnicii utilizate pentru compresia semnalului OFDM. Acest lucru se poate realiza, prin evaluarea expresiei (4.9), utilizând densitățile de probabilitate calculate. Astfel, curbele teoretice reprezentând distribuția cumulativă complementară pentru semnalul OFDM comprimat în baza funcției neliniare descrisă prin intermediul expresiilor (4.51) și (4.89), ale cărui eşantioane au o densitate de probabilitate conform cu expresiile (4.88) și (4.90), sunt reprezentate grafic în Figura 4.56. În mod similar, curbele CCDF pentru semnalul OFDM comprimat în baza funcției neliniare definită prin intermediul expresiei (4.73), ale cărui eşantioane au o densitate de probabilitate conform expresiei (4.91), sunt reprezentate grafic în Figura 4.57. Desigur, aceste rezultate, pot să difere de situația reală, dat fiind faptul că densitatea de probabilitate a semnalului OFDM real prezintă abateri de la caracteristica teoretică de tip Rayleigh, funcție de numărul de subpurtătoare, factorul de supraeșantionare și constelația de puncte utilizată de către modulatorul în banda de bază. De asemenea, ipoteza de independență statistică pe baza căreia a fost scrisă ecuația (4.9) nu este verificată exact în practică. Prezentele diagrame au fost obținute prin evaluarea relațiilor corespunzătoare descrise mai sus, pentru cazul în care semnalul OFDM este alcătuit din  $N = 128$  subpurtătoare și folosește un factor de supraeșantionare  $a = 2.8$ , menționat în literatura de specialitate.



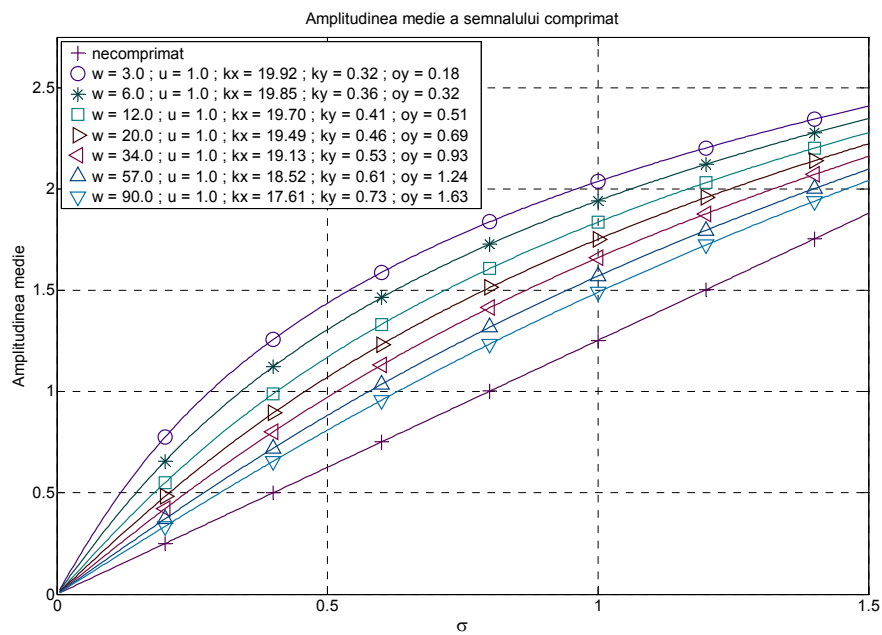
**Figura 4.48.** Densitatea de probabilitate a modulelor eşantioanelor semnalului OFDM comprimat în baza funcției de tip raport de polinoame de ordinul întâi.



**Figura 4.49.** Densitatea de probabilitate a modulelor eşantioanelor semnalului OFDM comprimat în baza funcției de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat.

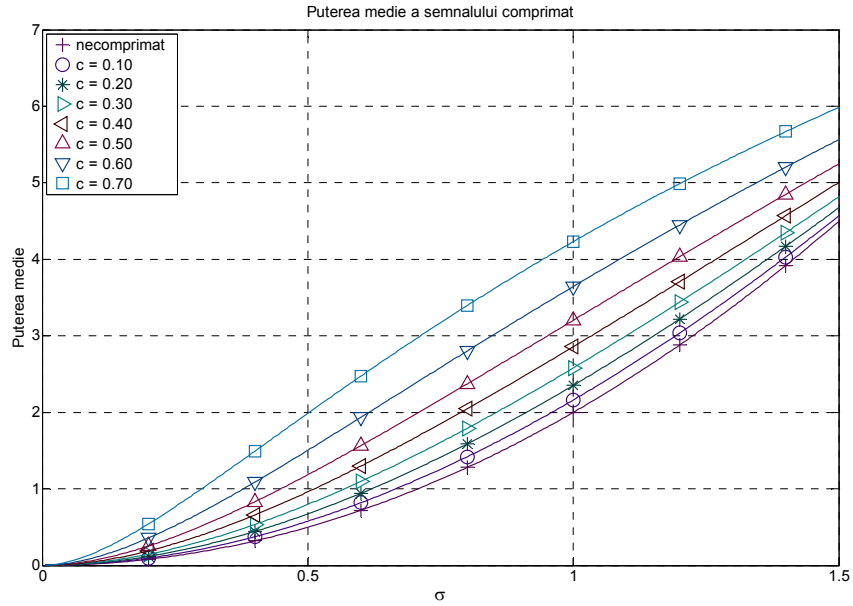


**Figura 4.50.** Amplitudinea medie a semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip raport de polinoame de ordinul întâi.

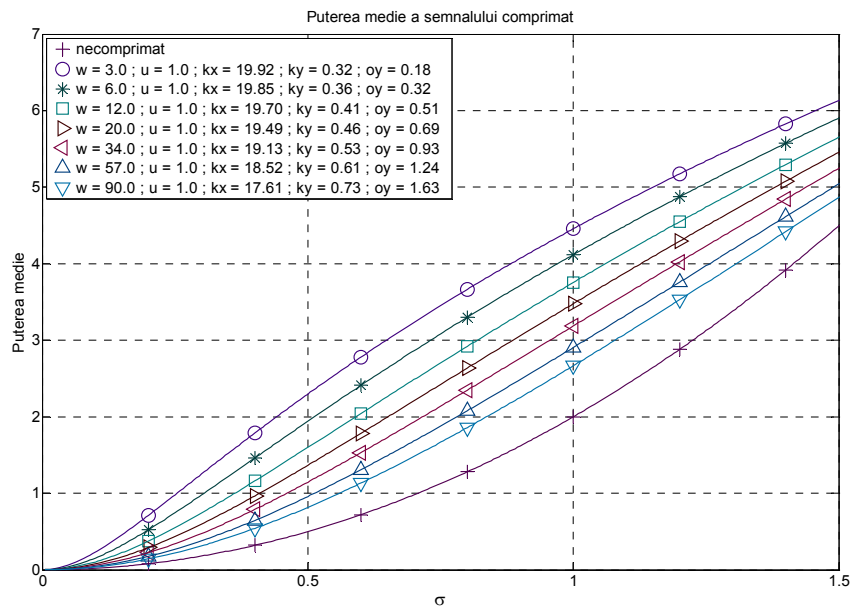


**Figura 4.51.** Amplitudinea medie a semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat.

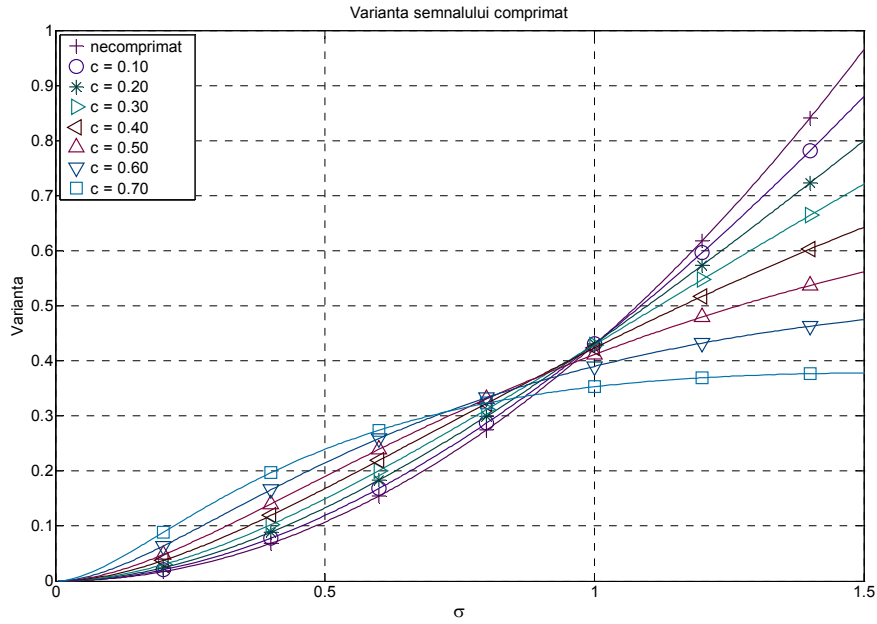




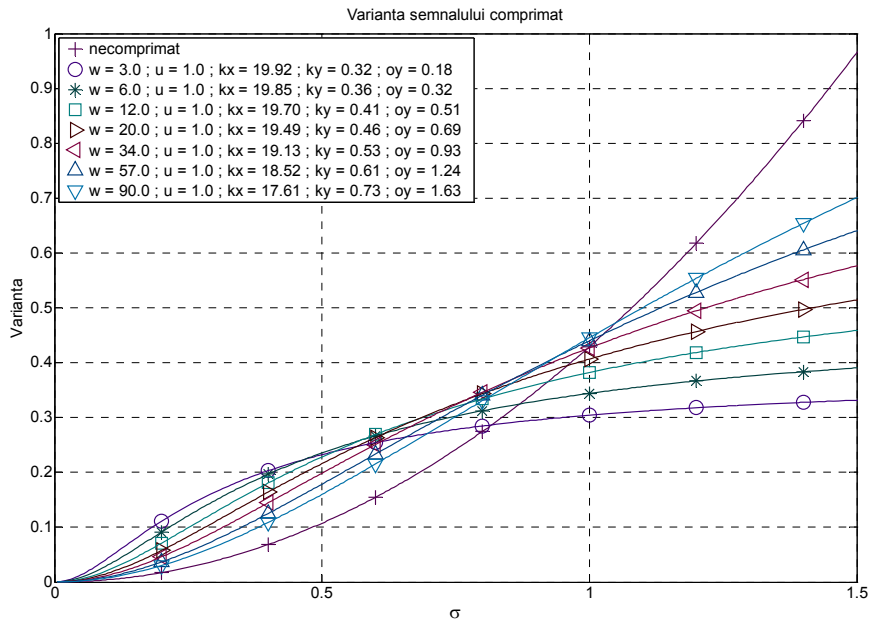
**Figura 4.52.** Puterea medie a semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip raport de polinoame de ordinul întâi.



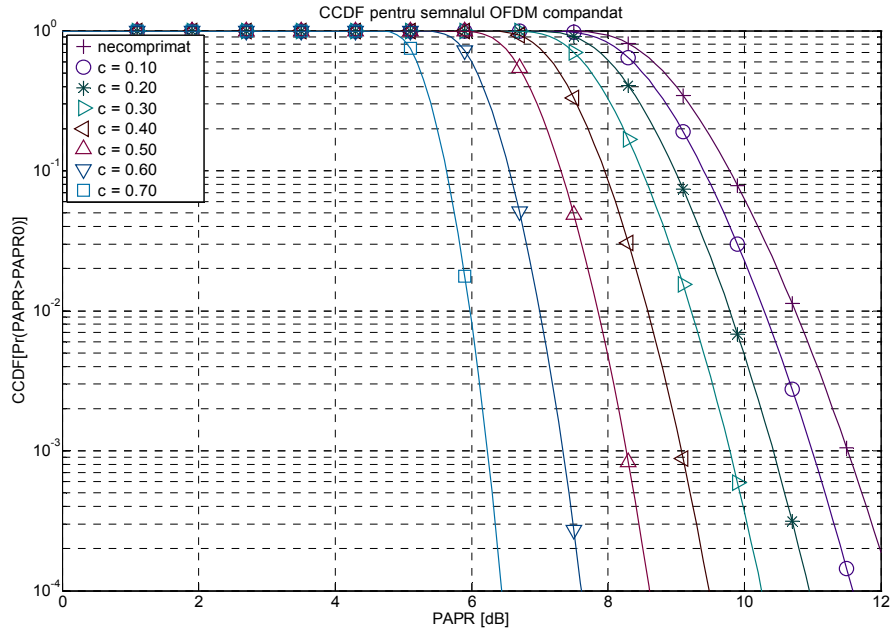
**Figura 4.53.** Puterea medie a semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat.



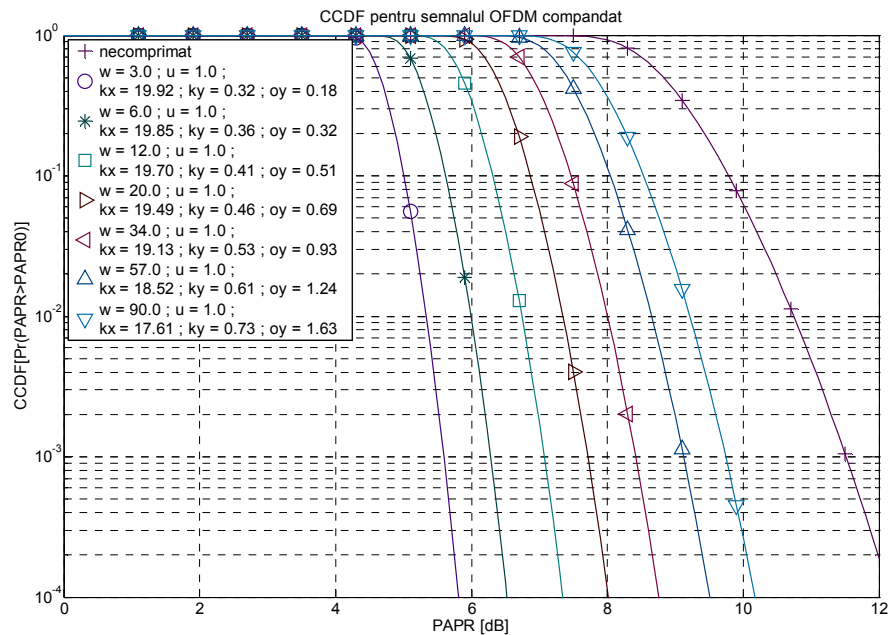
**Figura 4.54.** Varianta semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip raport de polinoame de ordinul întâi.



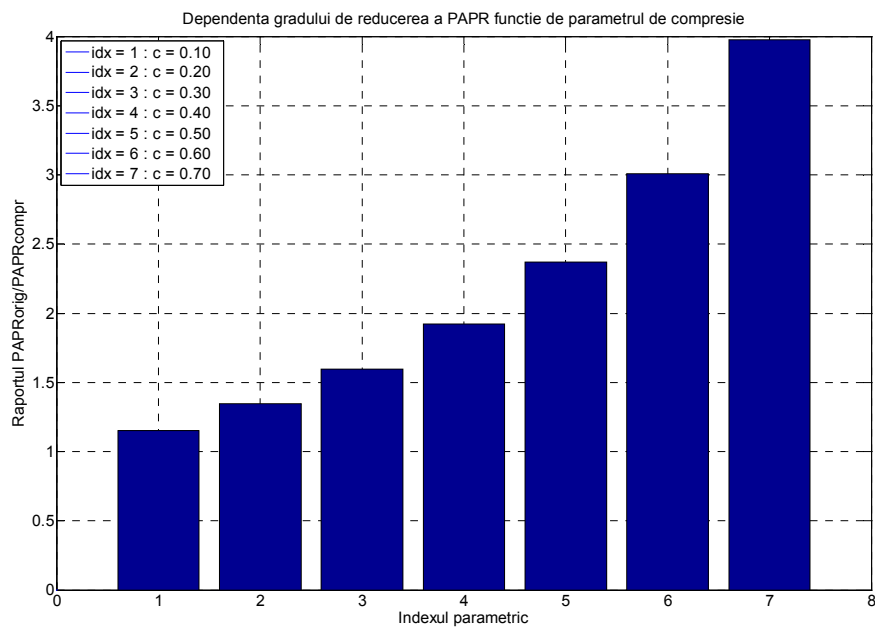
**Figura 4.55.** Varianta semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat.



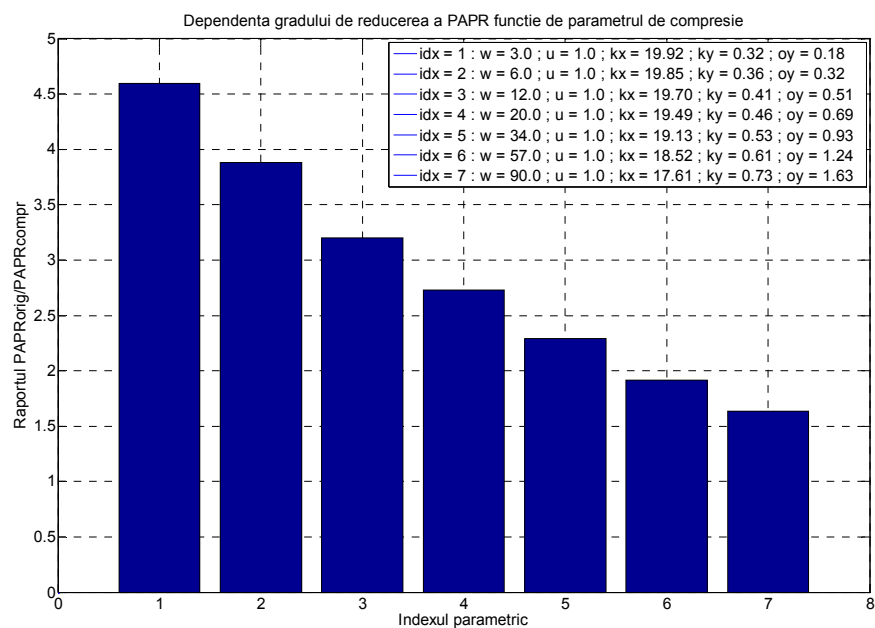
**Figura 4.56.** Curbele CCDF pentru semnalul OFDM comprimat în baza funcțiilor neliniare de tip raport de polinoame de ordinul întâi.



**Figura 4.57.** Curbele CCDF pentru semnalul OFDM comprimat în baza funcțiilor neliniare de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat.



**Figura 4.58.** Eficiența de reducere a PAPR a semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip raport de polinoame de ordinul întâi.



**Figura 4.59.** Eficiența de reducere a PAPR a semnalului OFDM compandat în baza funcției de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat.

O altă apreciere, se poate face dacă admitem că amplitudinea maximă a semnalului este cunoscută, așa cum este cazul în care tehnica de compresie este precedată de operația de limitare a eșantioanelor. Astfel, putem aprecia gradul de diminuare a PAPR, calculând raportul dintre valoarea PAPR a semnalului deja limitat și aceeași mărime pentru semnalul compandat. Variația acestui raport, pentru funcțiile de compresie considerate în cadrul acestei secțiuni, este arătată în Figura 4.58 respectiv Figura 4.59. Aceste rezultate au fost obținute pentru o amplitudine maximă de referință  $A = 3$ . Aceste valori reprezintă un maxim, dat fiind faptul că nu toate secvențele de semnal ale diferitelor simboluri OFDM conțin eșantioane de amplitudine maximă. Totuși și în aceste condiții, aceste mărimi pot caracteriza gradul de reducere al PAPR al semnalului OFDM obținut în urma compresiei cu funcțiile neliniare considerate, pentru diferite valori ale parametrului variabil considerat.

#### 4.11.2.2. Analiza statistică de ordinul doi

Caracterizarea mai detaliată a semnalului OFDM comprimat poate fi făcută, dacă ținem cont și de alți parametri statistici. Dintre aceștia, rata de trecere peste un prag dat (LCR), respectiv durata medie a secvențelor a căror amplitudine nu depășește un nivel impus (AFD), reprezintă doi parametri specifici, ce oferă informații despre dinamica semnalului obținut în urma compresiei. Dat fiind faptul că determinarea acestor doi parametri necesită efectuarea unor operații matematice specifice, comune tuturor funcțiilor de compresie, baza teoretică a acestui calcul va fi prezentată o singură dată, pentru cazul funcțiilor de tipul raport de polinoame de gradul întâi. Din acest motiv, pentru funcțiile de tipul inversul sinusului hiperbolic generalizat, vor fi prezentate doar relațiile mai relevante. Este cunoscut din teoria matematică, că rata de trecere peste un prag dat este definită ca fiind [120]:

$$LCR(x) = \int_0^{\infty} x \cdot \dot{x} \cdot p_{X\dot{X}}(x, \dot{x}) \cdot d\dot{x} , \quad (4.92)$$

unde  $\dot{x}$  reprezintă derivata în raport cu timpul a variabilei aleatoare  $x$ , iar  $p_{X\dot{X}}(x, \dot{x})$  este densitatea de probabilitate comună (JPDF) a acestor două variabile. Această relație este folosită și pentru a evalua durata medie a secvențelor a căror amplitudine nu depășește un nivel impus, care este definită cu ajutorul expresiei [120]:

$$AFD(x) = \frac{CDF(x)}{LCR(x)} , \quad (4.93)$$

având distribuția cumulativă a variabilei aleatoare de la numărător, dată de expresia (4.9), indicată la începutul acestui capitol. Este evident, că determinarea parametrilor statistici LCR și AFD necesită ca funcția JPDF să fie cunoscută. În cazul semnalului OFDM original, necomprimat, al cărui profil statistic este considerat ca fiind de tip Rayleigh, mărimea JPDF poate fi obținută, particularizând expresia generală corespunzătoare distribuției de tip Rice [121][122]:

$$p_{X\dot{X}}(x, \dot{x}) = \frac{x}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{x^2 + r^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{x \cdot r}{\sigma^2}\right) \cdot \frac{\tau_0}{2\sqrt{\pi}\delta\sigma} \cdot \exp\left(\frac{-\tau_0^2 \cdot \dot{x}^2}{4\delta^2\sigma^2}\right), \quad (4.94)$$

unde  $I_0$  reprezintă funcția Bessel modificată de tipul întâi și ordinul zero, iar  $\sigma^2$  este varianța variabilei aleatoare  $x$ , și  $(2\delta\sigma/\tau_0)^2$  reprezintă varianța variabilei aleatoare derivate  $\dot{x}$ , în funcție de constanta  $\delta$ , ce descrie efectul Doppler. Pentru semnalul OFDM compandat, funcția JPDP se obține aplicând următoarea transformată [123]:

$$p_{Y\dot{Y}}(y, \dot{y}) = p_{X\dot{X}}(x(y), \dot{x}(y, \dot{y})) \cdot \begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial y} & \frac{\partial \dot{x}}{\partial \dot{y}} \\ \frac{\partial \dot{x}}{\partial y} & \frac{\partial \dot{x}}{\partial \dot{y}} \end{vmatrix}, \quad (4.95)$$

unde  $\dot{y}$  este derivata în raport cu timpul a variabilei  $y$ , ce descrie procesul aleator corespunzător semnalului obținut în urma compresiei. Relația de legătură dintre această variabilă și cea corespunzătoare semnalului original este:

$$\dot{x} = \frac{\partial f^{-1}(y)}{\partial y} \cdot \frac{\partial y}{\partial t} = (f^{-1})'(y) \cdot \dot{y}. \quad (4.96)$$

Admițând că variabila  $x$  nu este o funcție de  $\dot{y}$ , în baza relației anterioare, transformata funcției JPDP, poate fi scrisă sub următoarea formă [123]:

$$p_{Y\dot{Y}}(y, \dot{y}) = p_{X\dot{X}}(x(y), \dot{x}(y, \dot{y})) \cdot \begin{vmatrix} (f^{-1})'(y) & 0 \\ (f^{-1})'(\dot{y}) & (f^{-1})'(y) \end{vmatrix} = \left( (f^{-1})'(y) \right)^2 \cdot p_{X\dot{X}}(x(y), \dot{x}(y, \dot{y})) \quad (4.97)$$

Aplicând această transformată asupra funcției JPDP corespunzătoare funcției Rayleigh, care este cazul particular  $r=0$ , al expresiei (4.94), utilizând funcția de compresie (4.51), obținem următoarea funcție JPDP:

$$p_{Y\dot{Y}}(y, \dot{y}) = \frac{\tau_0}{2\sqrt{\pi} \cdot \sigma^3 \cdot \delta} \cdot \frac{(c-1)^3 \cdot A^5 \cdot y}{(c \cdot y - A)^5} \cdot \exp\left(\frac{-1}{4} \cdot \frac{(c-1)^2 \cdot A^2 \cdot y^2}{(c \cdot y - A)^2 \cdot \sigma^2}\right) \cdot \exp\left(\frac{-1}{4} \cdot \frac{\tau_0^2 \cdot \dot{y}^2}{\delta^2 \cdot \sigma^2} \cdot \frac{(1-c)^2 \cdot A^4}{(c \cdot y - A)^4}\right). \quad (4.98)$$

Apoi, în baza definiției (4.92), pentru mărimea statistică LCR corespunzătoare semnalului comprimat în baza funcției (4.51), obținem următoarea expresie:

$$LCR(y) = \frac{\delta \cdot A \cdot (c-1) \cdot y^2}{\sqrt{\pi} \cdot \sigma \cdot \tau_0 \cdot (c \cdot y - A)} \cdot \exp\left(\frac{-1}{2 \cdot \sigma^2} \cdot \frac{A^2 \cdot (c-1)^2 \cdot y^2}{(c \cdot y - A)^2}\right). \quad (4.99)$$

Chiar dacă în practică această relație este suficientă, pentru a descrie dependența acestui parametru și pentru cazul matematic teoretic, corespunzător eșantioanelor de semnal cu amplitudine mai mare decât valoarea de referință  $A$ , vom considera și funcția liniară menționată în cadrul secțiunii anterioare. Astfel, aplicând transformata (4.97) asupra funcției JPDF descrisă de relația (4.94), pentru cazul particular  $r = 0$ , utilizând funcția (4.89), obținem următoarea funcție JPDF:

$$p_{Y\dot{Y}}(y, \dot{y}) = \frac{\tau_0 \cdot (y - k_b)}{2 \cdot \sqrt{\pi} \cdot \delta \cdot k_a^3 \cdot \sigma^3} \cdot \exp\left(\frac{-1 \cdot (y - k_b)^2}{2 \cdot k_a^2 \cdot \sigma^2}\right) \cdot \exp\left(\frac{-1 \cdot \tau_0^2 \cdot \dot{y}^2}{4 \cdot k_a^2 \cdot \delta^2 \cdot \sigma^2}\right). \quad (4.100)$$

Apoi, în baza definiției (4.92), pentru noua mărime LCR corespunzătoare semnalului atenuat conform funcției (4.89), vom obține expresia:

$$LCR(y) = \frac{\delta \cdot (1 - k_b) \cdot (y^2 - y)}{\sqrt{\pi} \cdot k_a \cdot \tau_0 \cdot \sigma} \cdot \exp\left(\frac{-1 \cdot (y - k_b)^2}{2 \cdot k_a^2 \cdot \sigma^2}\right). \quad (4.101)$$

În mod similar, pentru funcția de compresie (4.73), aplicând transformata (4.97), vom obține că funcția JPDF are următoarea expresie:

$$\begin{aligned} p_{Y\dot{Y}}(y, \dot{y}) &= \frac{-A \cdot \tau_0}{16 \cdot \sqrt{\pi} \cdot \delta \cdot \sigma^3 \cdot k_x^3 \cdot k_y^2} \cdot \\ &\left( w \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{A \cdot k_y}\right) + u \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{-1 \cdot A \cdot k_y}\right) \right)^2 \cdot \\ &\left( w \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{A \cdot k_y}\right) - u \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{-1 \cdot A \cdot k_y}\right) \right) \cdot \\ &\exp\left(\frac{-A^2}{8 \cdot k_x^2 \cdot \sigma^2} \cdot \left( w \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{A \cdot k_y}\right) - u \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{-1 \cdot A \cdot k_y}\right) \right)^2\right) \cdot \\ &\exp\left(\frac{-\tau_0^2 \cdot A^2 \cdot \dot{y}^2}{16 \cdot k_x^2 \cdot \delta^2 \cdot \sigma^2} \cdot \left( w \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{A \cdot k_y}\right) + u \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{-1 \cdot A \cdot k_y}\right) \right)^2\right) \end{aligned} \quad (4.102)$$

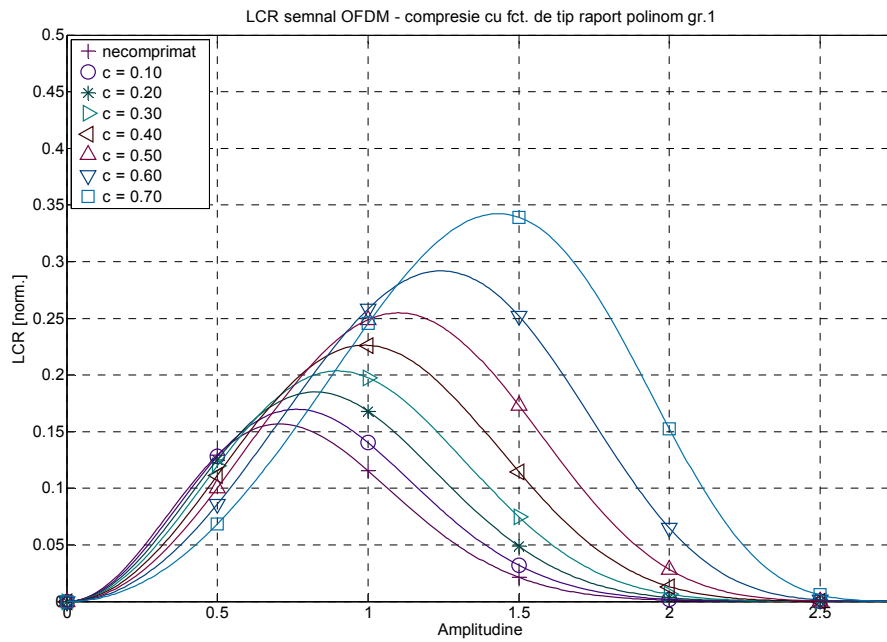
Astfel, aplicând același procedeu ca și în cazul precedent, în baza definiției (4.92), pentru mărimea statistică LCR corespunzătoare semnalului comprimat în baza funcției (4.73), vom obține următoarea expresie:

$$\begin{aligned}
LCR(y) = & \frac{A \cdot \delta \cdot w \cdot y}{2\sqrt{\pi} \cdot \tau_0 \cdot \sigma \cdot k_x} \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{A \cdot k_y} - \frac{A^2}{8 \cdot \sigma^2 \cdot k_x^2}\right) \cdot \\
& \left( w \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{A \cdot k_y}\right) - u \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{-1 \cdot A \cdot k_y}\right) \right)^2 - \\
& \frac{A \cdot \delta \cdot u \cdot y}{2\sqrt{\pi} \cdot \tau_0 \cdot \sigma \cdot k_x} \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{-1 \cdot A \cdot k_y} - \frac{A^2}{8 \cdot \sigma^2 \cdot k_x^2}\right) \cdot \\
& \left( w \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{A \cdot k_y}\right) - u \cdot \exp\left(\frac{(y - A \cdot k_y)}{-1 \cdot A \cdot k_y}\right) \right)^2
\end{aligned} \quad (4.103)$$

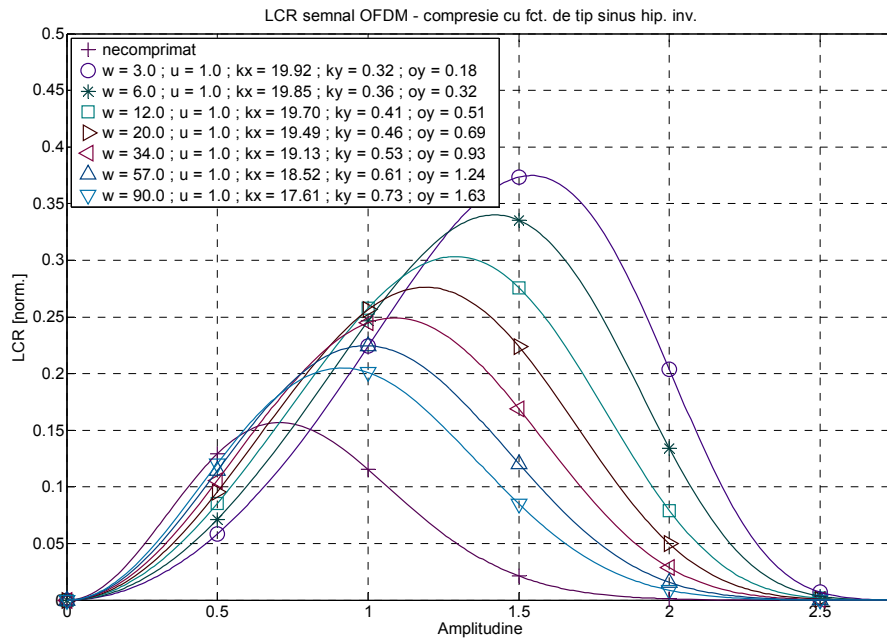
Așa cum este de așteptat, analizând expresiile analitice (4.99), (4.101) și (4.103), putem observa cu ușurință faptul că mărimea statistică LCR depinde de parametrul de control al gradului de compresie. Pentru cele două seturi de funcții concrete, considerate în cadrul secțiunii de analiză statistică, diagramele LCR aferente, sunt reprezentate grafic în Figura 4.60 respectiv Figura 4.61. Prin comparație, se poate remarca creșterea mărimii LCR odată cu creșterea gradului de compresie, precum și deplasarea maximului înspre amplitudini mai mari ale semnalului OFDM compandat. Acest aspect este important când amplificarea semnalului se realizează cu dispozitive amplificatoare ce prezintă efect de memorie. Așa cum am putut vedea la sfârșitul capitolului doi, modelele matematice ce descriu comportamentul dispozitivelor amplificatoare de putere, conțin și eșantioane anterioare pe lângă eșantionul curent aplicat la intrare. Practic, acest lucru înseamnă că amplificarea fiecărui eșantion depinde de istoricul semnalului pe un ecart de mai multe eșantioane anterioare. Creșterea mărimii LCR indică prezența mai multor vârfuri de semnal, fapt ce determină o creștere în pondere a influențelor eșantioanelor anterioare asupra eșantionului curent aplicat la intrarea dispozitivului anterior. Astfel, evaluarea LCR este justificată, reprezentând un indicator asupra creșterii efectului de memorie asupra semnalului OFDM de la ieșirea amplificatorului de putere.

Aprecieră comportamentului acestor dispozitive se poate face și din prisma celuilalt parametru, ce descrie durata impulsurilor pentru un nivel al semnalului dat. În cazul funcțiilor de compresie prezentate, determinarea mărimii statistice AFD se poate face doar numeric. Astfel, în urma calcului computerizat, pentru funcțiile de compresie menționate, curbele corespunzătoare acestei mărimi statistice, sunt cele reprezentate grafic în Figura 4.62 respectiv Figura 4.63. Se poate remarca punctul comun corespunzător amplitudinii de referință  $A$ , în care aceste diagrame își schimbă proporțiile. Scăderea mărimii AFD pentru amplitudinile mai mici decât  $A$ , corespunde cu amplificarea neliniară efectuată de funcțiile de compresie pe domeniul de amplitudini normalizate, în timp ce creșterea acestui parametru statistic, descrie atenuarea eșantioanelor de semnal mai mari decât  $A$ . Acest aspect este în concordanță cu definiția mărimii AFD în funcție de mărimea LCR, așa cum am prezentat la începutul acestei secțiuni.

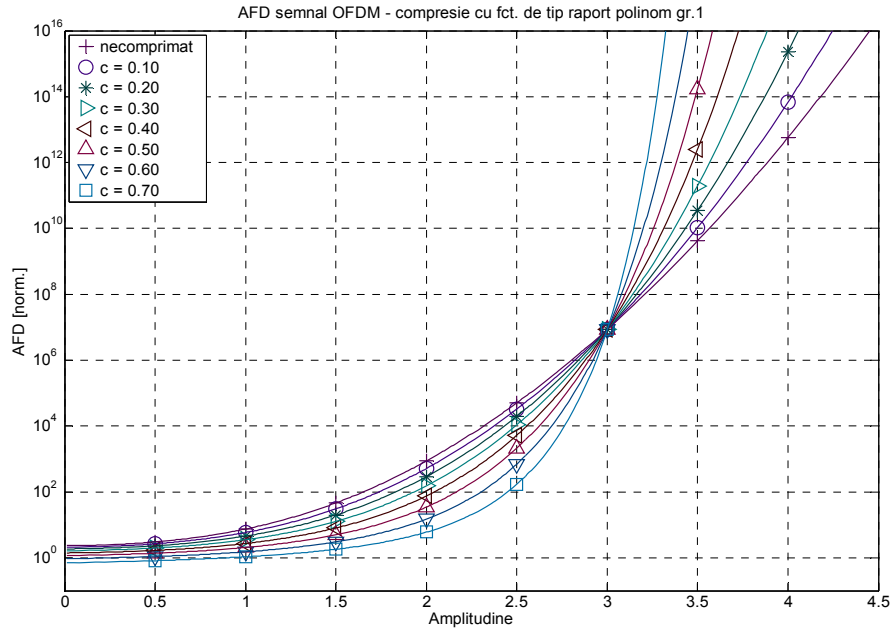




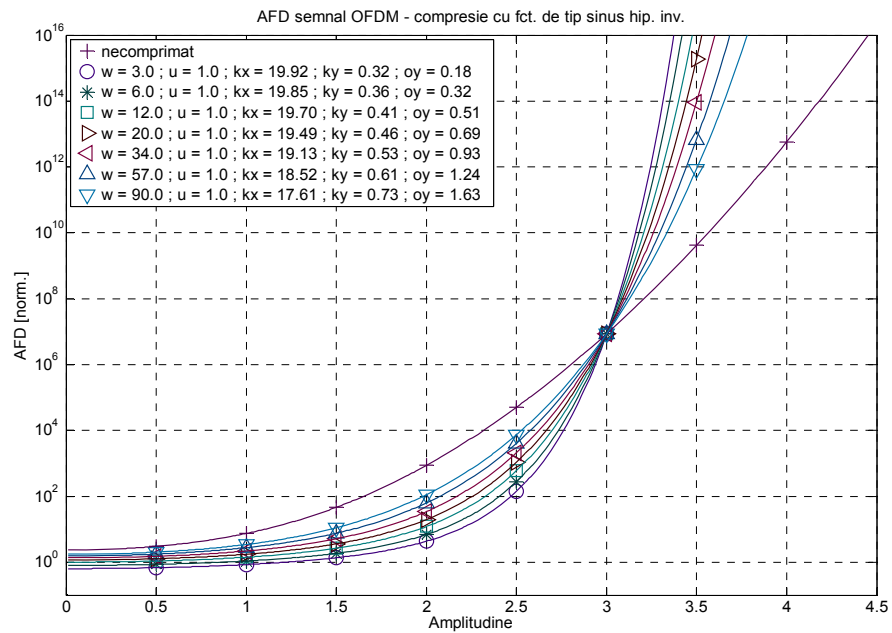
**Figura 4.60.** Diagramele LCR pentru semnalul OFDM compandat în baza funcției de tip raport de polinoame de ordinul întâi.



**Figura 4.61.** Diagramele LCR pentru semnalul OFDM compandat în baza funcției de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat.



**Figura 4.62.** Diagramele AFD pentru semnalul OFDM compandat în baza funcției de tip raport de polinoame de ordinul întâi.



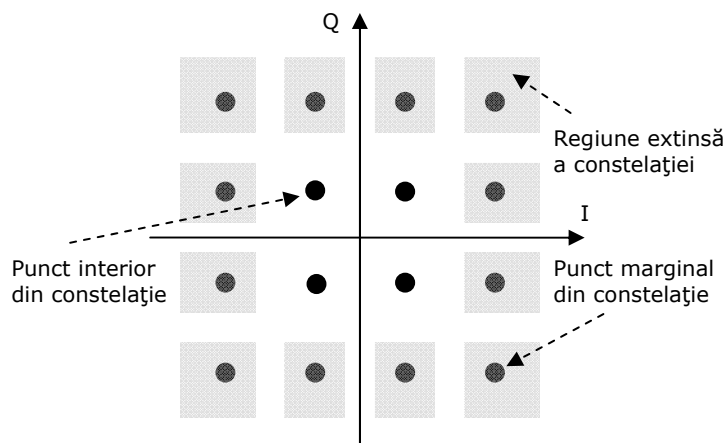
**Figura 4.63.** Diagramele AFD pentru semnalul OFDM compandat în baza funcției de tip inversul sinusului hiperbolic generalizat.

### 4.12. Technica ACE

Dacă tehnicile anterioare presupuneau modificarea semnalului OFDM fie în domeniul frecvență fie în domeniul timp, prezenta tehnică realizează reducerea PAPR operând asupra ambelor reprezentări ale semnalului original. Primele versiuni ale acestei tehnici au fost propuse de către Brian Scott Krongold și Douglas Jones, exploatând geometria specifică a constelațiilor de puncte de tip M-QAM. Așa cum se poate observa din Figura 4.64, extinderea domeniului de valori înspre exterior, la punctele marginale, aflate la periferia constelației, nu afectează performanțele BER și nici nu schimbă principiul de detecție de la receptor. Pornind de la această observație, autorii menționați au propus o tehnică iterativă de clipping ce presupune restricționarea deplasării punctelor conform șablonului prezentat în figura de mai jos, după efectuarea limitării propriu-zise a amplitudinii semnalului [124]. Desigur, acest procedeu poate fi aplicat și dacă generarea semnalului OFDM din banda de bază presupune utilizarea unei modulații de tipul M-PSK, caz în care toate punctele pot să se deplaseze, doar înspre exterior, în limitele unor sectoare radiale. Însă, datorită caracterului mai general al modulației M-QAM, la care nu este permisă modificarea coordonatelor la toate punctele, în prezenta teză vom considera acest tip de modulație. Din punct de vedere matematic, problema minimizării valorii maxime a PAPR pentru tehnica ACE, poate fi scrisă în următoarea formă :

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{C \in S_{ACE}} \max_n (|\bar{x}[n]|^2) \\ \bar{x}[n] = x[n] + c[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} (X_k + C_k) \cdot e^{j2\pi \cdot k \cdot n / N} \end{array} \right. \quad (4.104)$$

unde  $C$  reprezintă setul de vectori extinși  $C_k$  pe domeniul de valori  $S_{ACE}$  impus de către algoritmul utilizat. Deci în cazul ACE reducerea PAPR nu se realizează prin creșterea numitorului ci pe baza scăderii număratorului, obținându-se un regim mai favorabil pentru amplificatorul de putere din structura transmițătorului.



**Figura 4.64.** Constelația extinsă de puncte, de tip 16-QAM, utilizată în tehnica ACE. Zonele rectangulare indică domeniul de valori admise pentru punctele marginale.

Pentru semnalul OFDM, ale cărui eșantioane au valori complexe, problema enunțată mai sus poate fi rescrisă sub următoarea formă:

$$\begin{cases} \min_{C \in S_{ACE}} E \\ |x[k] + f_{[k]} \cdot C|^2 \leq E \quad k \in \{0 \dots N-1\}, E > 0 \end{cases} \quad (4.103)$$

unde  $E$  reprezintă amplitudinea maximă a semnalului prelucrat, iar  $f_{[k]}$  reprezintă linia cu indicele  $k$  al matricii IFFT. Deoarece obținerea unei soluții optimale pentru această constrângere quadratică bazată pe o funcție obiectiv liniară este foarte dificilă, în practică se folosesc algoritmi iterativi mult simplificați. Unul dintre acești algoritmi utilizează o abordare de tipul 'proiecției pe seturi convexe' (POCS), ce are proprietăți optimale, însă prezintă o convergență lentă. Fiecare dintre iterațiile acestui algoritm, conțin următorii pași [124]:

- 1) Începând cu un bloc de date  $X$ , reprezentând un simbol OFDM format din  $N$  eșantioane în domeniul frecvență; se calculează transformata IFFT, pentru a obține reprezentarea în domeniul timp, notată cu  $x$ .
- 2) Evaluează PAPR și continuă, dacă această mărime este mai mare decât un prag dat, sau numărul de iterații admise este epuizat.
- 3) Se limitează în amplitudine fiecare eșantion  $x[n] = |x[n]| \cdot e^{j\theta[n]}$ , conform tehnicii clipping standard, de unde se obține:

$$\bar{x}[n] = \begin{cases} x[n], & |x[n]| \leq A \\ A \cdot e^{j\theta[n]}, & |x[n]| > A \end{cases} \quad (4.106)$$

- 4) Calculează  $\bar{X}$  prin intermediul aplicării transformatei FFT asupra semnalului limitat  $\bar{x}$  din domeniul timp.
- 5) Aplică constrângerile ACE asupra setului de elemente ale lui  $\bar{X}$ , ceea ce implică restaurarea coordonatelor inițiale pentru punctele reprezentând interiorul constelației de tip M-QAM, și ajustarea coordonatelor punctelor corespunzătoare exteriorului acestei constelații, prin limitarea deplasărilor spre margini. Astfel se obține o reprezentare în domeniul frecvență, notată  $\tilde{X}$ , conform constelației extinse de puncte.
- 6) Apreciază numărul de eșantioane a căror amplitudine a fost limitată și dacă acest număr este mai mare decât un prag dat, execută o nouă iterație începând cu primul pas, pentru  $X = \tilde{X}$ .

Având în vedere faptul că pentru nivelurile uzuale ale amplitudinii maxime  $A$ , numărul de eșantioane de limitat este relativ mic în raport cu numărul total de eșantioane ale secvenței de semnal din domeniul timp ce alcătuiește simbolul OFDM, numărul de operații nenule poate fi redus. Acest lucru se poate realiza dacă se ține cont de liniaritatea operației FFT, conform căreia reprezentarea în domeniul frecvență a semnalului limitat este:

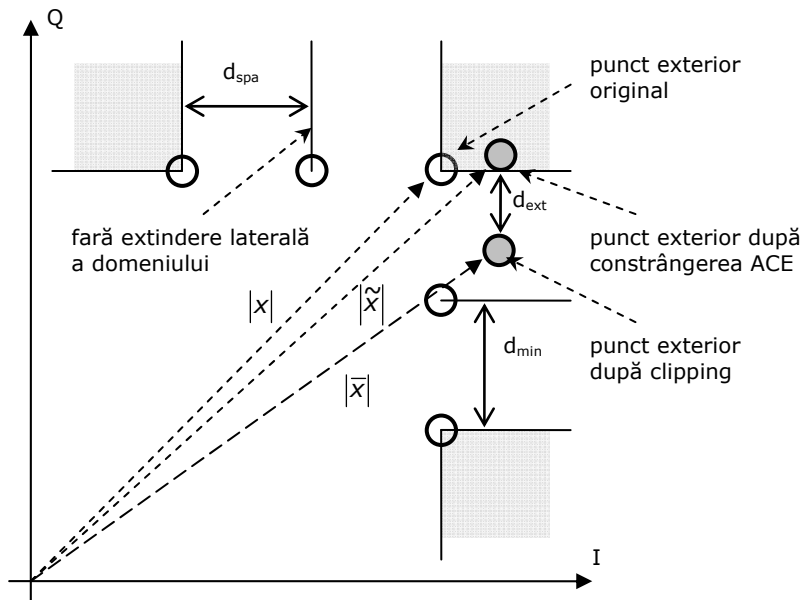
$$\bar{X} = X + C = FFT(\bar{x}) = FFT(x[n] + c[n]), \quad (4.107)$$

având semnalul diferență complex în domeniul timp, scris sub forma următoarei expresii algebrice condiționale:

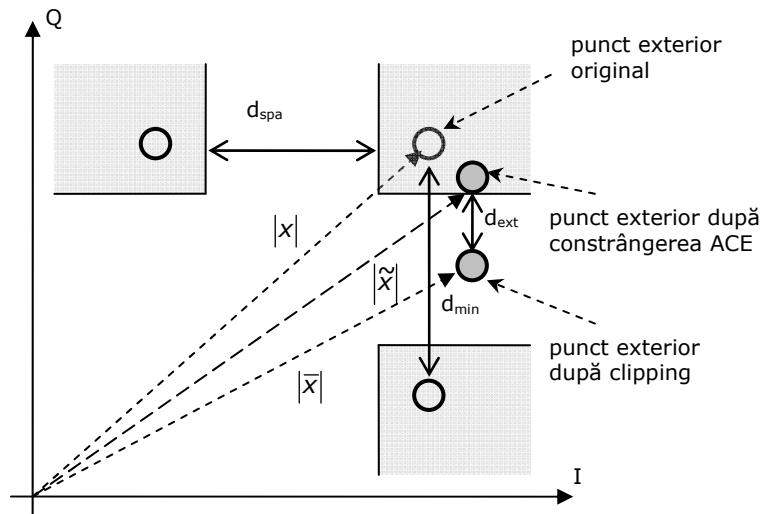
$$c[n] = \begin{cases} 0, & |x[n]| \leq A \\ (A - |x[n]|) \cdot e^{j\theta[n]}, & |x[n]| > A \end{cases} \quad (4.108)$$

Un alt aspect important al acestei tehnici, este modul în care constrângerile ACE sunt aplicate asupra eșantioanelor de semnal din domeniul timp. Din punct de vedere teoretic, condiția necesară și suficientă este cea de a forța atât componenta reală cât și cea imaginară a amplitudinii complexe, să rămână în domeniul de valori ce garantează distanța minimă dintre punctele constelației, așa cum este arătat în Figura 4.65. Conform acestei diagrame, eșantioanelor corespunzătoare punctelor de colț, le este permisă creșterea valorilor ambelor componente, în timp ce eșantioanelor marginale laterale le este permisă doar creșterea unei singure componente, funcție de direcția laturii pe care se află. Astfel, pentru eșantioanele situate pe o latură paralelă cu axa numerelor reale le este permisă mărirea modulului valorii componente imaginare și vice-versa. Dacă pentru aceste puncte laterale, aplicarea constrângerilor ACE se rezumă la a restaura valoarea inițială la una din coordonate, în cazul punctelor de colț, această operație necesită prelucrarea matematică a ambelor componente ale amplitudinii complexe, astfel încât  $d_{ext}$  să fie readus la valoarea minimă de zero. Acest lucru poate fi realizat simplu, dacă cele două valori sunt tratate independent, aceasta fiind soluția cea mai frecvent utilizată. Generalizarea acestei metode de proiecție a punctelor marginale conform diagramei din Figura 4.66, poate conduce la rezultate similare în ceea ce privește reducerea PAPR utilizând un număr mai mic de iterații, însă doar cu prețul degradării performanței BER. Acest lucru este evident, dat fiind faptul că relaxarea constrângerilor impuse acestor puncte, conform inegalității  $d_{spa} < d_{min}$ , conduce la o scădere a distanței minime dintre punctele alăturate aflate la marginea constelației. În oricare dintre variante, restul punctelor, aflate în interiorul constelației, reprezentate doar în Figura 4.64, sunt întotdeauna forțate la coordonatele inițiale, operație ce poate fi implementată extrem de simplu, prin copierea valorilor corespunzătoare din cadrul secvenței originale.

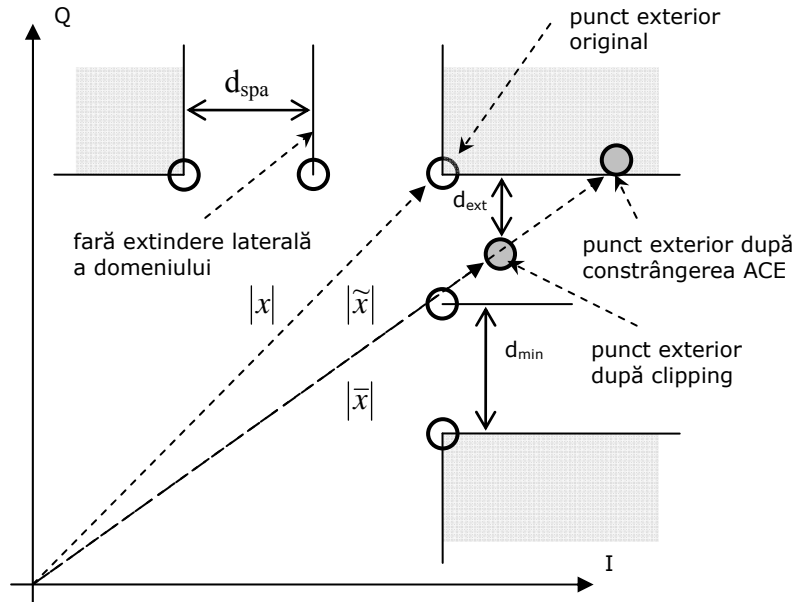
O soluție alternativă, este cea în care aducerea punctului înapoi în spațiul de valori admise, se realizează doar prin creșterea modulului amplitudinii complexe suficient de mult, pentru a asigura îndeplinirea constrângerii ACE separat pentru fiecare dintre componente, conform diagramei reprezentate în Figura 4.67. Această abordare, necesită un calcul matematic mai laborios, precum și tratarea mai multor cazuri particulare, fapt ce conduce la o creștere semnificativă a numărului de operații. De asemenea, un alt inconvenient al acestei modalități de proiecție a punctelor marginale ale constelației este creșterea mai pronunțată a energiei medii a semnalului prelucrat, așa cum se poate remarca și din compararea celor două diagrame explicative. Totuși, datorită îmbunătățirii eficienței de reducere a PAPR, această abordare poate fi considerată o soluție plauzibilă.



**Figura 4.65.** Detalii referitoare la constelația extinsă de tip M-QAM, utilizată de către tehnica ACE.



**Figura 4.66.** Detalii referitoare la cazul particular corespunzător constelației extinse de tip 16-QAM, utilizată de către tehnica ACE.



**Figura 4.67.** Detalii referitoare la constelația extinsă de tip M-QAM, utilizată de către tehnica ACE.

Una dintre tehnicile derivate utilizează un 'gradient inteligent de proiecție' (SGP), ce presupune că la fiecare iterație, doar o fracțiune din efectul de limitare al amplitudinii eșantioanelor să fie preluată în semnalul modificat. Această abordare reprezintă și diferența față de algoritmul de tip POCS, unde semnalul diferență este preluat întotdeauna în întregime. Dacă admitem că reducerea PAPR se face separat pentru fiecare simbol OFDM, atunci acest algoritm poate fi descris prin următorii pași [124]:

- 1) Pentru un bloc de date  $X$ , reprezentând un simbol OFDM format din  $N$  eșantioane în domeniul frecvență, calculează transformata  $x = IFFT(X)$ .
- 2) Se determină semnalul limitat  $\bar{x}[n]$ , conform relației (4.106) utilizată și de către algoritmul precedent.
- 3) Se calculează semnalul diferență din domeniul timp, conform expresiei:

$$x_{clip}[n] = \bar{x}[n] - x[n], \quad (4.109)$$

- 4) Pentru fiecare eșantion, se calculează proiecția vectorială, conform cu următoarea expresie :

$$k_{proj}[n] = \text{Re}(x[n] \cdot x_{clip}^*[n]) / |x[n]|, \quad (4.110)$$

unde  $\text{Re}(\cdot)$  reprezintă partea reală a numărului complex considerat, iar  $(\cdot)^*$  indică valoarea complex conjugată a mărimii considerate.

- 5) Calculează coeficientul de ajustare  $\mu$ , pentru toate eşantioanele la care factorul de proiecție este mai mare ca zero,  $k_{proj}[n] > 0$ , utilizând următoarea relație:

$$\mu[n] = \frac{x_{max} - |x[n]|}{k_{proj}[n] - k_{proj}[n_{max}]}, \quad (4.111)$$

unde  $x_{max} = \max(|x|)$ , iar  $n_{max}$  reprezintă indicele acestui eşantion.

Opțional, dacă se dorește ca creșterea puterii semnalului să fie menținută sub un anumit nivel, al cărui PAPR este specificat de amplitudinea maximă  $x_{lim}$ , atunci, pentru eşantioanele la care este îndeplinită condiția  $x_{max} - \mu[n] \cdot x_{clip}[n_{max}] < x_{lim}$ , relația anterioară se înlocuiește cu:

$$\mu[n] = \frac{x_{max} - x_{lim}}{|x_{clip}[n_{max}]}. \quad (4.112)$$

- 6) Calculează semnalul modificat, prin aplicarea unei fracțiuni din semnalul diferență la semnalul original, conform expresiei:

$$\hat{x}[n] = x[n] + \mu_{min} \cdot x_{clip}[n], \quad (4.113)$$

unde  $\mu_{min} = \min(\mu)$ . Dacă această valoare este negativă, atunci algoritmul se oprește la acest pas.

- 7) Determină reprezentarea din domeniul frecvență a acestui semnal, prin efectuarea transformării  $\hat{X} = FFT(\hat{x})$ .
- 8) Aplică constrângerile ACE asupra semnalului obținut la pasul precedent, pentru a elimina efectul distorsiunilor neliniare. Această operație, implică utilizarea unei funcții de tipul  $\tilde{X} = ace\_constr(\hat{X})$ , a cărei implementare se bazează pe una din cele două metode de menținere a coordonatelor punctelor în cadrul constelației extinse, așa cum este arătat în diagramele prezentate anterior. Acest semnal reprezintă noua secvență de date ce urmează a fi prelucrată la următoarea iterație.
- 9) Dacă numărul maxim de iterații a fost depășit, sau nivelul minim al PAPR urmărit a fost atins, algoritmul se oprește.

Ca o soluție alternativă la această tehnică, în lucrarea [96] am propus o tehnică derivată, ce presupune ca proiecția graduală a vectorilor înspre exteriorul constelației extinse să se realizeze printr-o compresie progresivă doar a vârfurilor de semnal, ce depășesc un prag apriori stabilit. În acest sens, noua tehnică utilizează un algoritm de proiecție graduală în baza unei compresii (CGP) conform cu o funcție cvasi-liniară de forma celei prezentate în cadrul secțiunii dedicată tehnicilor de compresie. Alegând în mod corespunzător coordonatele punctului de tranziție dintre componenta liniară și cea neliniară, compresia semnalului conform cu funcția neliniară descrisă prin intermediul expresiei (4.75) va conduce la o limitare diferențiată și progresivă a vârfurilor de semnal, lăsând toate celelalte eşantioane nemodificate. Fiecare simbol OFDM astfel obținut este supus constrângerilor ACE,



astfel încât la final se ajunge tot la o prelucrare liniară, asemeni celorlalte tehnici de acest tip. Admițând că prelucrarea semnalului se face separat pentru fiecare simbol OFDM, algoritmul ACE-CGP se derulează conform următorilor pași:

- 1) Admițând că datele de intrare sunt sub forma a  $N$  eșantioane complexe reprezentând un simbol OFDM în domeniul frecvență, determină reprezentarea în domeniul timp, aplicând transformata  $x = IFFT(X)$ .
- 2) Determină valorile caracteristice  $x_{max} = \max(|x|)$ ,  $x_{mean} = \text{media}(|x|)$  respectiv  $x_{thr} = \left( E(|x|^2) \cdot k_{CR} \right)^{1/2}$ , unde  $k_{CR}$  reprezintă coeficientul de limitare prestabilit.
- 3) Stabilește pragul ajustabil, sub forma unei funcții ce variază între valorile limită  $[x_{thr}, x_{max}]$ , anterior evaluate. În cazul de față, pentru această funcție s-a considerat o variație liniară conform expresiei:

$$x_{adj} = \frac{R - m}{R + 2} \cdot x_{max} + \frac{m}{R + 2} \cdot x_{thr} \quad (4.104)$$

unde  $m$  reprezintă indexul iterației curente, iar  $R$  este numărul total de iterații efectuat de acest algoritm.

- 4) Stabilește punctul de tranziție, ce caracterizează funcția cvasi-liniară descrisă de expresia (75), conform cu următoarele formule:

$$\begin{cases} p_x = x_{thr} / x_{max} \\ p_y = x_{thr} / x_{adj} \end{cases} \quad (4.105)$$

- 5) Efectuează compresia vârfurilor de semnal conform funcției de compandare de tipul  $f_{clin}(x) = A \cdot \text{sgn}(x) \cdot g_{clin}(|x|/A)$ , considerând amplitudinea de normalizare  $A = \max(|x|)$ . Pentru a păstra valorile originale la restul eșantioanelor, semnalul compandat se scalează în mod corespunzător. Astfel, aceste două operații sunt descrise prin intermediul relației:

$$x_{cmp}[n] = f_{clin}(x[n]) \cdot \frac{x_{adj}}{x_{max}} \quad (4.106)$$

- 6) Determină reprezentarea în domeniul frecvență a acestui semnal, aplicând transformata  $X_{cmp} = FFT(x_{cmp})$ .
- 7) Aplică constrângerile ACE conform cu o funcție  $\tilde{X} = ace\_constr(X_{cmp})$ , a cărei implementare este în concordanță cu una din metodele descrise anterior.
- 8) Obține noua reprezentare în domeniul timp a simbolului OFDM, aplicând transformata  $\tilde{X} = IFFT(\tilde{X})$ . Dacă numărul total de iterații a fost depășit, sau s-a ajuns la o valoare PAPR acceptabilă în raport cu un prag prestabilit,

algoritmul se oprește aici. În caz contrar, se repetă execuția începând cu al doilea pas.

- 9) Opțional, dacă se dorește o diminuare a deplasărilor în cadrul constelației extinse, atunci se va prelua doar o parte din semnalul diferenț, în baza expresiei :

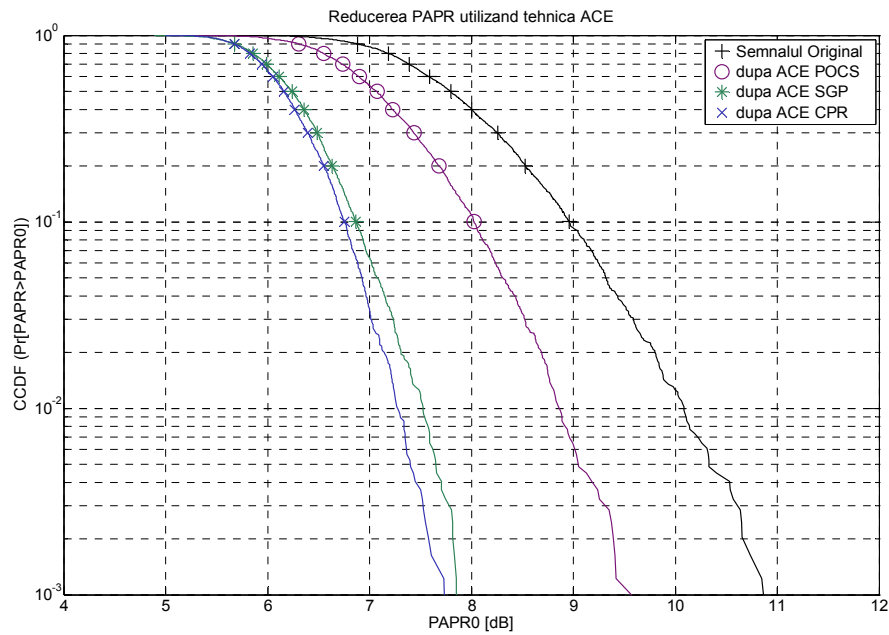
$$\hat{x}[n] = x[n] + \mu \cdot (\tilde{x}[n] - x[n]) , \quad (4.107)$$

- 10) De asemenea, pentru ca reprezentarea numerică a celor două componente ale valorilor complexe corespunzătoare vectorilor modulatori să se încadreze într-un interval dat, se poate recurge la o limitare superioară a deplasărilor punctelor în cadrul constelației extinse. În acest sens, după efectuarea transformatei Fourier  $\hat{X} = FFT(\hat{x})$ , se determină:

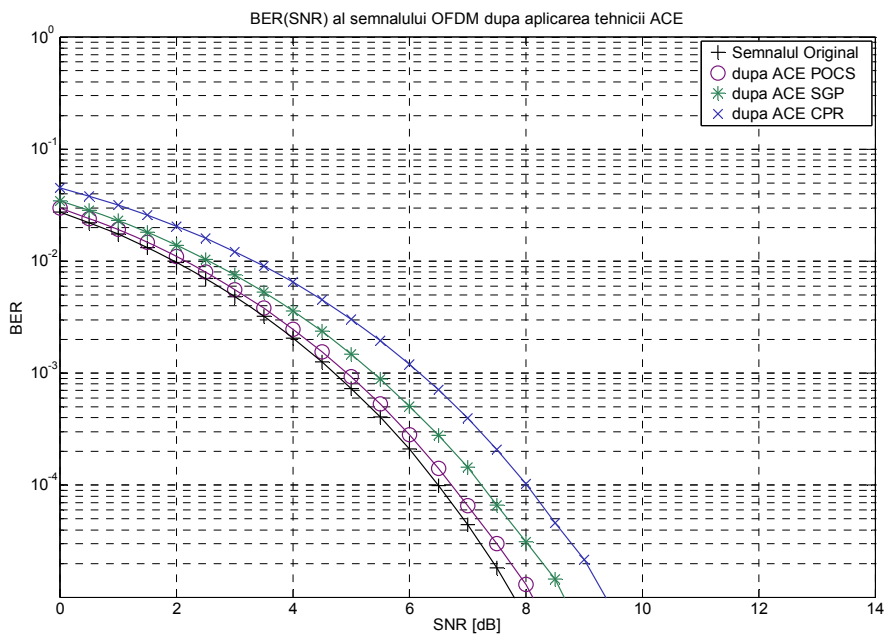
$$x[n] = \text{sgn}(\text{real}(\hat{X}[n])) \cdot \min(\text{real}(\hat{X}[n]), A_{re}) + j \cdot \text{sgn}(\text{imag}(\hat{X}[n])) \cdot \min(\text{imag}(\hat{X}[n]), A_{im}) , \quad (4.108)$$

unde  $A_{re}$  și  $A_{im}$  sunt limitele superioare ale celor două componente ale eșantioanelor complexe. Dacă numărul total de iterații nu a fost depășit, se continuă execuția acestui algoritm începând cu primul pas.

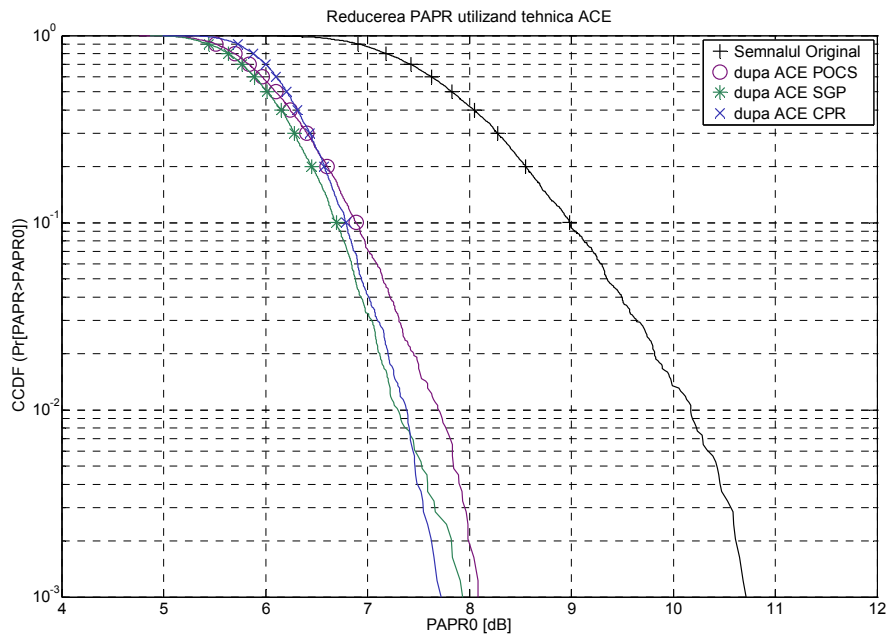
Pentru a aprecia performanțele tehnicilor de tip ACE, am considerat că secvența de date de intrare, conținută în semnalul OFDM compus din  $N = 256$  subpurtătoare modulate 16-QAM, este formată din blocuri de date ale căror elemente nu sunt corelate între ele. Simulările au fost efectuate pentru cazul în care, algoritmi ACE-POCS și ACE-SGP efectuează un număr fix de opt iterații, în cadrul cărora limitarea semnalului se face cu un raport față de valoarea medie  $k_{CR} = 2$ , și un factor de supraeșantionare  $p = 8$ . Pentru algoritmul ACE-CGP a fost considerată funcția de compresie cvasi-liniară având parametrul de compresie  $c = 0.85$ , ce este aplicată repetitiv, în cadrul aceluiași număr de iterații. De asemenea, pentru acest algoritm, s-a considerat și limitarea superioară a coordonatelor punctelor în cadrul constelației extinse, conform factorilor de amplitudine  $A_{re} / \max(\text{real}(p_{const}[m])) = 2$ , respectiv  $A_{im} / \max(\text{imag}(p_{const}[m])) = 2$ , unde  $p_{const}[m], m \in \{1 \dots M\}$  reprezintă mulțimea de puncte din cadrul constelației standard M-QAM utilizate. În cazul în care acești algoritmi utilizează prima modalitate de constrângere a decalajelor coordonatelor punctelor marginale ale constelației, eficiența de reducere a PAPR este conform curbelor CCDF, a căror reprezentare grafică este dată în Figura 4.68. Se poate remarca faptul că cele două tehnici adaptive, de tip SGP și CGP, conduc la o diminuare mai semnificativă a vârfurilor de semnal, doar cu prețul unei sensibile degradări a performanțelor BER, așa cum este arătat în Figura 4.69. Pentru semnalul astfel obținut în urma prelucrării cu acești algoritmi, distribuția punctelor în cadrul constelației extinse este conformă cu diagramele din Figura 4.72, Figura 4.73, respectiv Figura 4.74. Dacă menținerea coordonatelor în cadrul constelației extinse se realizează conform cu cea de-a doua metodă prezentată, atunci acești algoritmi au eficiențele de reducere a PAPR asemănătoare, conform cu diagramele CCDF din Figura 4.70. Însă, de această dată, creșterea amplitudinii acestor vectori, conduce la o degradare mai pronunțată a performanțelor BER, conform cu diagramele din Figura 4.71.



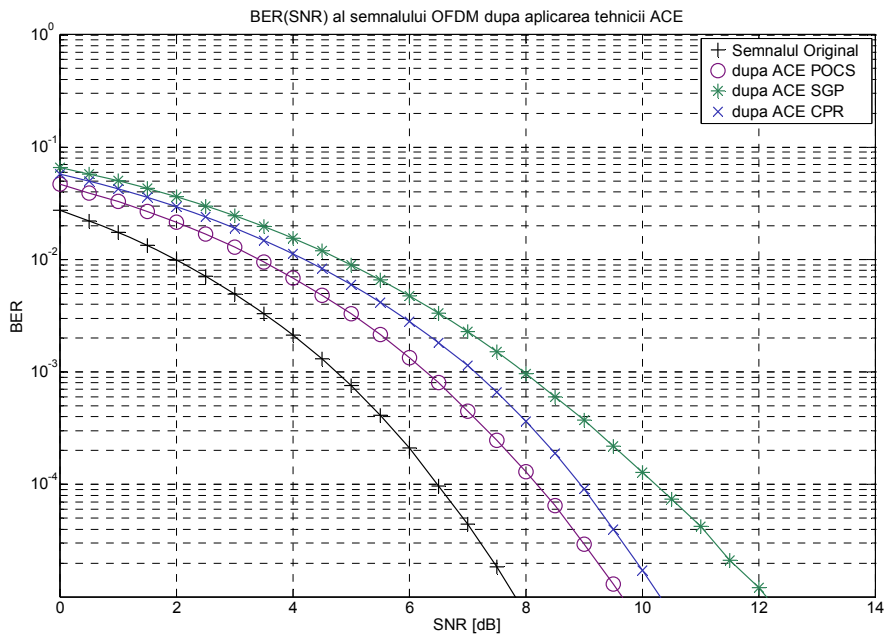
**Figura 4.68.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=256$ , utilizând tehnica ACE, aplicând primul mod de constrângere a coordonatelor.



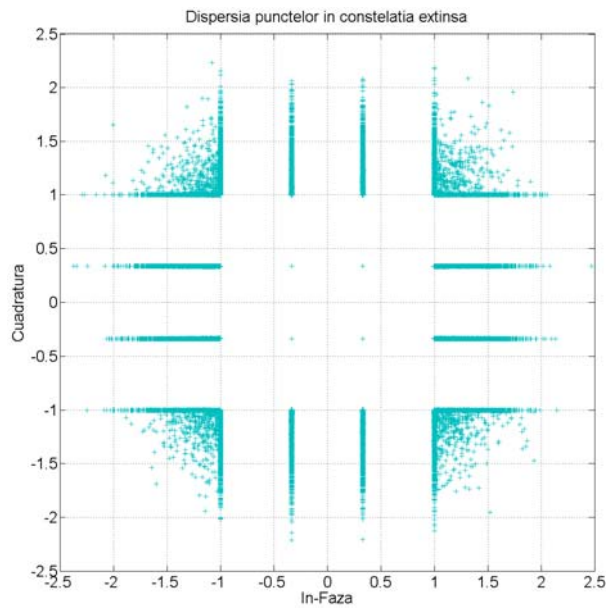
**Figura 4.69.** Performanța BER a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=256$  subpurtătoare după aplicarea tehnicii ACE, aplicând constrângerile de tipul I.



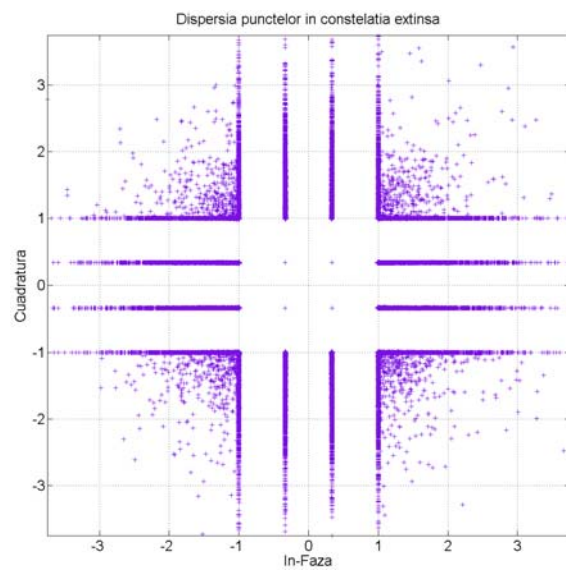
**Figura 4.70.** Reducerea PAPR a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=256$ , utilizând tehnica ACE, aplicând al doilea mod de constrângere a coordonatelor.



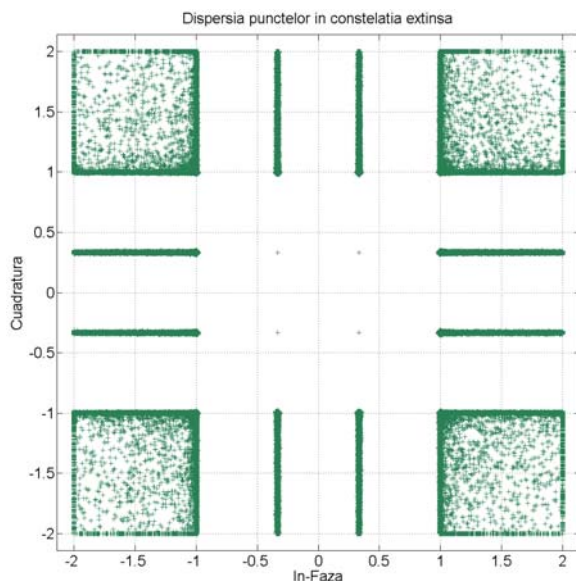
**Figura 4.71.** Performanța BER a semnalului OFDM 16-QAM cu  $N=256$  subpurtătoare după aplicarea tehnicii ACE, în conformitate cu constrângerile de tipul II.



**Figura 4.72.** Distribuția punctelor în cadrul constelației extinse, corespunzătoare tehnicii ACE-POCS.



**Figura 4.73.** Distribuția punctelor în cadrul constelației extinse, corespunzătoare tehnicii ACE-SGP.



**Figura 4.74.** Distribuția punctelor în cadrul constelației extinse, în cazul tehnicii ACE-CGP.

Este de menționat faptul că această degradare a BER are un caracter relativ și trebuie privită doar din perspectiva raportului de putere dintre semnalul util și zgomot. Altfel spus, pentru un zgomot aditiv alb gaussian al canalului de comunicații ce are un nivel energetic absolut fixat, creșterea amplitudinii vectorilor corespunzători punctelor marginale ale constelației, astfel încât distanța minimă dintre două puncte învecinate să rămână constantă, conduce la o putere mai mare pentru semnalul util, ceea ce înseamnă o îmbunătățire a calității comunicației de date. Însă, în context relativ, unde puterea zgomotului din canal se raportează la puterea semnalului util, performanțele BER(SNR) scad corespunzător. Acest lucru este de înțeles, dacă luăm în considerare raportul dintre amplitudinea maximă a vectorilor modulatori și distanța minimă dintre două puncte alăturate. Acesta este și motivul pentru care în cadrul tehnicii derivate ACE, am aplicat și limitarea superioară a domeniului de valori pentru componentele vectorilor modulatori.

La finalul acestei secțiuni, este de menționat faptul că în literatura de specialitate au fost propuse și alte tehnici ACE derivate [125][126][127], care utilizează alte metode de a mări eficiența de reducere a PAPR.

### 4.13. Alte tehnici

Pentru reducerea amplitudinii vârfurilor de semnal, au fost elaborate și alte tehnici, dintre care amintim tehnica erorii deliberate, ce presupune modificarea valorii unor biți din componența simbolului OFDM, astfel încât reprezentarea în domeniul timp să prezinte un nivel PAPR mai scăzut [128-129]. În acest caz, comunicația de date trebuie să utilizeze un cod detector și corector de erori suficient de bun, pentru a restabili semnalul original la receptor. De asemenea, alte tehnici presupun utilizarea transformatei Wavelet, însă aceste tehnici nu reprezintă obiectul de studiu al prezentei teze [130-131].

## 5. TEHNICI HIBRIDE DE REDUCERE A PAPR

### 5.1. Criterii de combinare a tehnicilor standard

Așa cum am putut remarca din capitoul anterior, fiecare dintre tehnicile de reducere a PAPR existente, are diferite caracteristici specifice, astfel încât alegerea unei soluții concrete depinde mult de caracteristicile echipamentelor și canalului de comunicații utilizat. De asemenea, modul de implementare al tehnicilor menționate are un impact major asupra eficiențelor acestora. Altfel spus, avantajele și dezavantajele acestor tehnici pot avea o pondere mai mare sau mai mică, funcție de valorile parametrilor specifici, ce intervin în cadrul algoritmilor utilizați. Spre exemplu, tehnica SLM are o eficiență de reducere a PAPR direct dependentă de numărul de reprezentări multiple ale semnalului original. Utilizarea unui număr mare de combinații permite o diminuare mai pronunțată a vârfurilor de semnal, însă creșterea acestuia peste un anumit prag va conduce la o saturare, fapt ce reprezintă un câștig mic în eficiența de reducere a PAPR în raport cu numărul de operații efectuate. O situație similară se regăsește și în cazul tehnicii PTS, unde numărul prea mare de iterații și de faze nu aduce un câștig semnificativ, însă efectuarea numărului mare de transformate de tipul IFFT reprezintă un dezavantaj major. Un alt inconvenient al acestor tehnici este și faptul că numărul de operații crește și la receptor, care în situațiile în care informația auxiliară aferentă nu este disponibilă, este nevoit să efectueze un număr identic de iterații pentru identificarea semnalului original. Limitarea eficienței datorită numărului de iterații și implicit al numărului de operații se regăsește și la tehnicile de precodare cât și la cele de întretesere (interleaving) de subpurtătoare. Este adevărat că utilizarea platformelor electronice ce permit calculul de tip paralel, permite o îmbunătățire a vitezei de calcul, însă și în acest caz creșterea oricât de mult a numărului de reprezentări multiple pentru semnalul original nu aduce un beneficiu considerabil, iar costurile suplimentare vor crește pe măsura performanțelor dispozitivelor integrate utilizate. Nici în cazul celorlalte tehnici liniare nu se pot obține eficiențe de reducere a vârfurilor de semnal oricât de mari. În cazul tehnicii TR această limitare a eficienței se datorează numărului relativ redus de subpurtătoare alocate acestui scop în raport cu numărul de subpurtătoare utilizate pentru transmiterea datelor efective. Utilizarea unui număr mic de subpurtătoare rezervate reducerii PAPR se datorează atât benzii limitate disponibile pentru transmiterea simbolurilor OFDM, cât și impactului asupra numărului de operații efectuate de către algoritmi iterativi specifici acestei tehnici. În mod similar și în cazul tehnicii TI, numărul de tonuri la care se aplică inserția vectorială de semnal este redus, tot din considerente de complexitate computațională. Un caz aparte este cel al tehnicii ACE, unde obținerea unor reprezentări diferite pentru semnalul original, este limitată de raportul dintre numărul de puncte situate pe marginea constelației, în raport cu numărul total de simboluri distincte utilizate. De asemenea, nici în cazul tehnicilor neliniare, eficiența de reducere a PAPR nu poate fi mărită oricât de mult. Dacă avem în vedere tehnica clasică de limitare a amplitudinii semnalului, atunci motivul pentru care această eficiență nu poate crește oricât de mult este degradarea ratei erorii de bit, conform cu pragul de saturare considerat.

Și în cazul tehnicii de compresie a amplitudinii semnalului, rata erorii de bit reprezintă un impediment în creșterea eficienței de reducere a PAPR, dat fiind faptul că o creștere prea mare a gradului de compresie devine aproape similară cu o limitare de semnal. Acest lucru se datorează erorilor de calcul, dar mai ales faptului că diminuarea diferențelor între două eșantioane va conduce la o decompresie mai puternic afectată de zgomotul din canal. O compensare parțială a acestei probleme poate fi obținută prin utilizarea tehnicilor de compresie adaptivă, însă în acest caz trebuie avut în vedere faptul că numărul suplimentar de funcții de compresie, conduce la creșterea numărului de operații ca în cazul tehnicilor liniare.

În aceste condiții, pentru creșterea eficienței de reducere a PAPR este necesară adoptarea unor tehnici hibride, care să permită exploatarea concomitentă a diferitelor însușiri a tehnicilor standard menționate anterior. Desigur, compunerea tehnicilor standard nu poate fi făcută oricum. Pentru a obține un câștig în ceea ce privește eficiența de reducere a vârfurilor de semnal, trebuie ca tehnicile componente să aibă principii de operare diferite, care să permită modificarea diferitelor aspecte ale semnalului original. Totodată, concatenarea unor tehnici standard trebuie să țină cont de tipul de prelucrare impus de algoritmul utilizat, cât și de formatul semnalului rezultat în urma aplicării acestuia. În acest sens, trebuie ținut cont de clasificarea tehnicilor standard considerate, conform cu Tabelul 5.1. Comparând profilele acestor tehnici, în funcție de tipurile de prelucrare și clasele de algoritmi aferente acestora, putem deduce strategia de obținere a metodelor combinate.

<b>Tehnica</b>	<b>Tip Prelucrare</b>	<b>Clasa Algoritm</b>	<b>Impact asupra erorii de bit</b>	<b>Impact asupra lățimii de bandă</b>
SLM	liniară, dom. frecv.	iterativ, modif. faze	nu	nu
PTS	liniară, dom. frecv.	iterativ, modif. faze	nu	nu
TR	liniară, dom. frecv.	iterativ, adaugare tonuri	nu	da
TI	liniară, dom. frecv.	iterativ, insertie tonuri	nu	nu
Precodare	liniară, dom. frecv.	iterativ, transformare	nu	nu
Cod. Erori	liniară, dom. frecv.	iterativ, modif. vectori	da	nu
ACE	pseudo-liniară, dom. timp și frecv.	iterativ (optional), modif. vectori	parțial	nu
Clipping	neliniară, dom. timp	neiterativ, limit. amplit.	da	nu
Compresie	cvasi-neliniară, dom. timp	neiterativ, amplif. nonlin.	parțial	nu
Ideal	----	----	nu	nu

**Tabelul 5.1.** Clasificarea tehnicilor standard de reducere a PAPR.



Astfel, pentru formarea unei tehnici combinate, trebuie alese două tehnici standard care să difere prin tipul de prelucrare sau clasa algoritmului utilizat. În acest fel, se obține o creștere a eficienței de reducere a PAPR, noua tehnică combinată moștenind parțial sau integral, caracteristicile tehnicilor componente. De exemplu, combinarea unei tehnici liniare cu una dintre tehnicile neliniare, va conduce la o tehnică hibridă, iterativă, ce va avea un impact mai scăzut asupra performanței BER, decât în cazul în care aceeași eficiență de diminuare a vârfurilor de semnal ar fi obținută doar prin intermediul tehnicii neliniare considerate. Dacă obiectivul este obținerea unei tehnici combinate care să nu afecteze performanța BER, atunci trebuie alese două tehnici standard liniare. O astfel de soluție ar putea fi obținută prin compunerea unei tehnici ce obține reprezentări multiple ale semnalului original prin modificarea fazelor vectorilor modulatori, cu una dintre tehnicile ce utilizează tonuri suplimentare. Deoarece în acest caz, ambele tehnici componente presupun utilizarea unor algoritmi iterativi și tehnica compusă va avea aceeași trăsătură. Un tip de combinație aparte este cea în care ambele tehnici sunt neliniare. Practic, acest caz se rezumă la compunerea tehnicii clipping cu cea de compresie a reprezentării semnalului util în domeniul timp. Este de menționat faptul că dacă admitem că semnalul original neprelucrat este reprezentat numeric cu ajutorul unor numere binare de lungime limitată, amplitudinea acestuia nu va putea avea valori oricât de mari. Acesta este cazul limitării de amplitudine intrinseci circuitelor digitale considerate și nu o operație de clipping intenționată. O altă limitare implicită este cea efectuată de către amplificatorul de putere. Așa cum am putut vedea în cadrul celui de-al doilea capitol al acestei teze, dispozitivele amplificatoare introduc distorsiuni neliniare asupra semnalului util. Dacă în unele cazuri, aceste distorsiuni se rezumă la simpla limitare a amplitudinii semnalului, în alte cazuri pot apărea și fenomene suplimentare cum este atenuarea sau efectul de memorie. Din această cauză, pentru a contracara caracterul parțial imprevizibil al acestui tip de limitare, este necesară o limitare controlată, la un prag cunoscut, mai mic decât cel intrinsec acestor dispozitive electronice. Astfel, când menționăm tehnica de clipping, ne referim la tehnica de clipping intenționat, care de cele mai multe ori este urmată de o operație de filtrare în domeniul frecvență, al cărui scop este cel de a înlătura zgomotul produs de distorsiunile din afara benzii de trecere a semnalului util. Ținând cont de variantele posibile ce conduc la tehnici hibride, ce prezintă o îmbunătățire a eficienței de reducere a PAPR, putem distinge următoarele cazuri, indicate în Tabelul 5.2.

În următoarele secțiuni ale acestui capitol, vom exemplifica câteva dintre aceste tehnici, prezentând rezultatele obținute, în ceea ce privește eficiența totală de reducere a PAPR, performanțele BER, cât și complexitatea computațională.

Tip prelucrare tehnica combinată	Clasa Algoritm	Impact asupra ratei erorii de bit
liniară - liniară	Iterativ	nu
liniară - neliniară	parțial iterativ	parțial
neliniară - neliniară	Neiterativ	da

**Tabelul 5.2.** Clasificarea tehnicilor combinate de reducere a PAPR.

## 5.2. Tehnici combinate cu prelucrare de tip liniar-neliniar

Aceasta este prima categorie de tehnici hibride studiate și propuse în cadrul prezentei teze și reprezintă cea mai intuitivă formă de compunere a tehnicilor standard existente în prezent. Ideea de a utiliza un asemenea tip de tehnică compusă a pornit tocmai de la observația faptului că un număr prea mare de iterații nu aduce un beneficiu semnificativ în ceea ce privește eficiența de reducere a PAPR, însă conduce la o creștere semnificativă a numărului de operații. Dintre tehnicile mixte posibile, au fost studiate următoarele combinații: SLM-Limitare, PTS-Limitare, TR-Limitare, TI-Limitare și Precodare-Compresie. Pentru fiecare dintre aceste tehnici hibride se prezintă curbele caracteristice de tip CCDF(PAPR) și BER(SNR), precum și distribuția statistică a amplitudinii eșantioanelor semnalului înainte și după prelucrare. Acolo unde este cazul, când prelucrarea în domeniul frecvență implică o schimbare a formatului simbolurilor OFDM, se vor prezenta și spectrele în domeniul frecvență, atât pentru semnalul original cât și pentru cel prelucrat. De asemenea, se prezintă și un calcul estimativ al numărului de operații, funcție de caracteristicile semnalului și parametrii algoritmilor utilizați, acest lucru fiind semnificativ, atunci când este vorba de alegerea valorilor parametrilor pentru algoritmii tehnicilor componente. În unele cazuri, tehnica hibridă propusă a fost obținută prin combinarea unor tehnici standard derivate, prezentate în cadrul capitoului anterior. Din acest motiv, acest capitol se axează pe studiul rezultatelor obținute prin compunerea tehnicilor menționate.

### 5.2.1. Metoda hibridă SLM-Clipping

Această tehnică de reducere a PAPR reprezintă prima tehnică hibridă studiată și propusă în [106][132], fiind obținută prin compunerea serială a unei tehnici de tip SLM cu o tehnică de limitare. De regulă, operația propriu-zisă de limitare a amplitudinii semnalului este urmată de un bloc de filtrare în domeniul frecvență al cărui scop este de a elimina zgomotul din afara benzii de trecere și de a diminua efectele neliniare prezente în componentele spectrale ale semnalului util. Astfel, diagrama bloc corespunzătoare acestei tehnici combinate este cea prezentată în Figura 5.1.

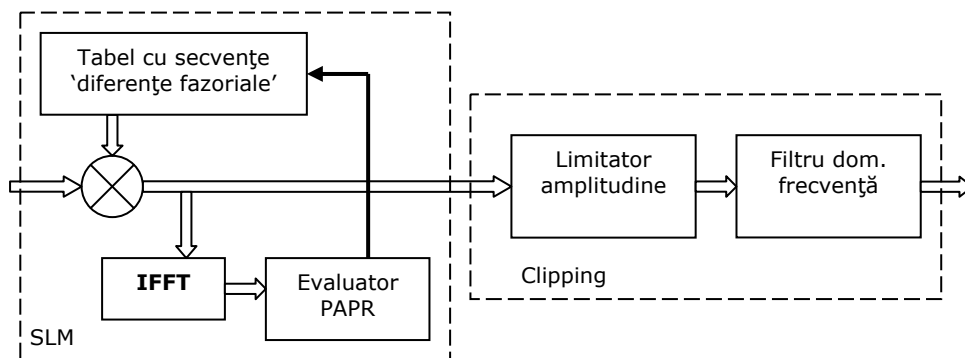
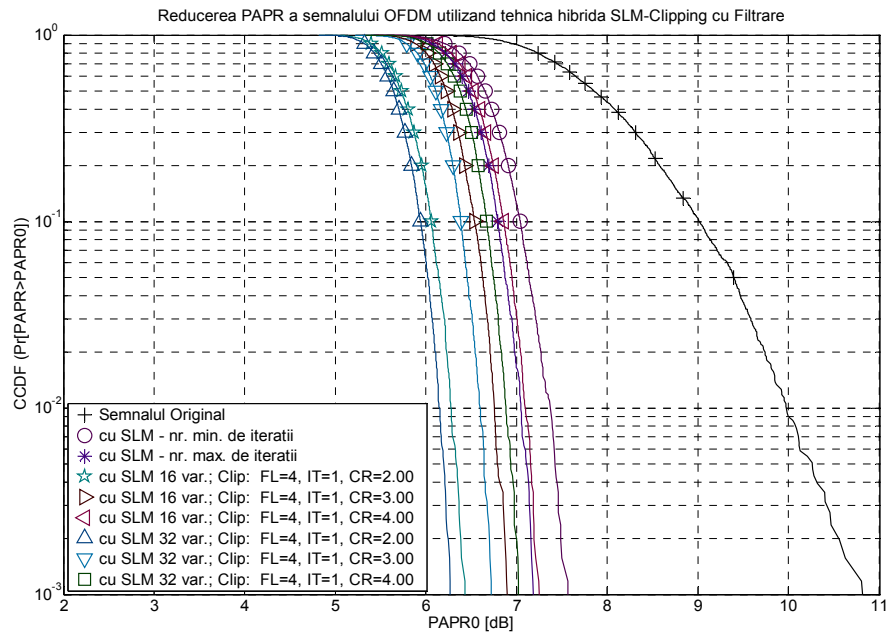


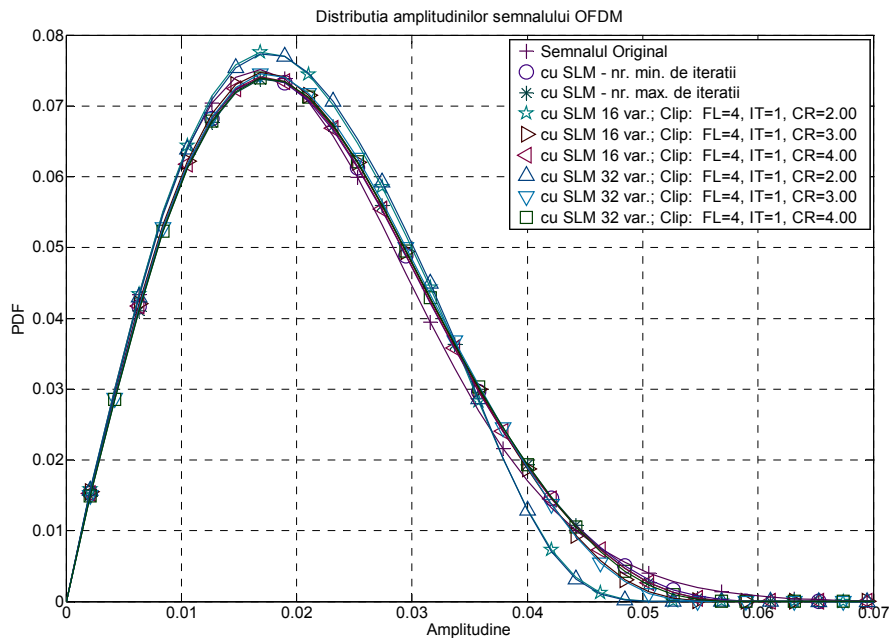
Figura 5.1. Schema bloc a metodei hibride SLM-Clipping.

Conform acestei scheme bloc, în prima etapă se realizează o transformare liniară a semnalului OFDM original, prin aplicarea unor decalaje de fază care să minimizeze nivelul PAPR, după care semnalul rezultat este aplicat limitatorului de amplitudine ce elimină vârfurile de semnal rămase. Deoarece operația de limitare în domeniul timp introduce un zgomot datorat distorsiunilor neliniare, la final se efectuează o operație de filtrare în domeniul frecvență, așa cum a fost prezentat în cadrul capitoului anterior, în secțiunea dedicată tehnicii clipping. Datorită acestui mod de prelucrare, numărul de vârfuri de semnal cât și amplitudinea acestora fiind reduse, zgomotul introdus de blocul limitator este semnificativ mai redus decât dacă, pentru reducerea acestora s-ar utiliza doar tehnica de clipping. De asemenea, admitând că vârfurile de semnal ce reapar în urma filtrării au o amplitudine și o frecvență de apariție mult diminuate, putem afirma că noua tehnică garantează o limitare a vârfurilor de semnal în jurul valorii de prag.

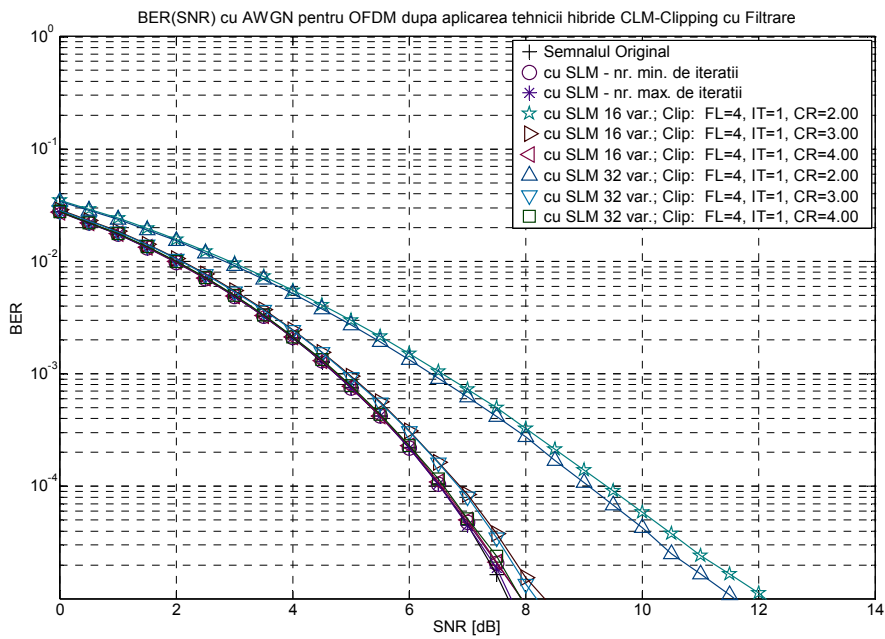
Pentru aprecierea performanțelor acestei tehnici hibride, am considerat că blocul de prelucrare SLM utilizează  $K = \{16, 32\}$  secvențe diferite, ale căror elemente pot avea  $Q = 4$  valori distincte, iar blocul de limitare utilizează un raport dintre valoarea de vârf și cea medie de  $CR = \{2, 3, 4\}$  dB. Pentru cazul în care semnalul OFDM este format din  $N = 128$  subpurtătoare independente modulate 16-QAM, eficiența de reducere a PAPR pentru diferitele combinații ale parametrilor menționați este conform curbelor CCDF prezentate în Figura 5.2. Se poate remarca faptul că utilizarea unui număr mai mare de reprezentări multiple respectiv scăderea pragului de limitare, conduc la o creștere a eficienței de reducere a PAPR. Comparând curbele CCDF corespunzătoare tehnicii hibride cu cele de referință, ce corespund tehnicii SLM standard, putem remarca faptul că aplicarea tehnicii de limitare la un prag relativ mare, de  $CR = 4$ , după prelucrarea cu SLM folosind  $K = 16$  iterații, este echivalentă cu utilizarea tehnicii SLM standard cu  $K = 32$  de variante pentru semnalul util original. De asemenea, se poate remarca faptul că utilizarea a  $K = 32$  reprezentări diferite pentru semnalul original, oferă o îmbunătățire nesemnificativă a eficienței de reducere a PAPR, față de cazul în care numărul de variante distincte este  $K = 16$ . Însă, o îmbunătățire considerabilă se obține prin scăderea valorii de prag la care se face limitarea amplitudinii. Utilizarea tehnicii de limitare, ca soluție alternativă la utilizarea unui număr mare de reprezentări alternative ale semnalului OFDM, pe lângă faptul că determină o reducere semnificativă a numărului de operații, asigură și o diminuare considerabilă a domeniului de valori ale modului semnalului util, conform curbelor reprezentate în Figura 5.3. Dacă valoarea de prag utilizată este relativ mare, atunci distorsiunile neliniare sunt relativ mici, însă dacă această valoare limită este micșorată, degradarea ratei erorii de bit crește considerabil, conform curbelor BER, pentru cazul comunicației prin canalul AWGN, reprezentate în Figura 5.4. Dat fiind faptul că de multe ori, comunicațiile de date se efectuează în canale cu fading, am luat în considerare și cazul în care informația este transmisă printr-un canal cu două căi cu același timp de propagare, ce sunt caracterizate cu ajutorul distribuției Rice. Pentru una din căi este considerată distribuția cu parametrii specifici  $\sigma_1 = 0.2$  și  $r_1 = 0.1$ , cu o atenuare de  $a_1 = 0.9$ , iar pentru cealaltă cale am considerat distribuția Rice cu  $\sigma_2 = 0.4$  și  $r_2 = 0.1$ , și o atenuare de  $a_2 = 0.1$ . În aceste condiții, performanțele BER prezintă o degradare mai mare, conform curbelor reprezentate în Figura 5.5. Este de remarcat diferența de aproximativ o decadă între curbele corespunzătoare pragului de limitare  $CR = 4$  și curbele corespunzătoare valorii de prag  $CR = 3$ .



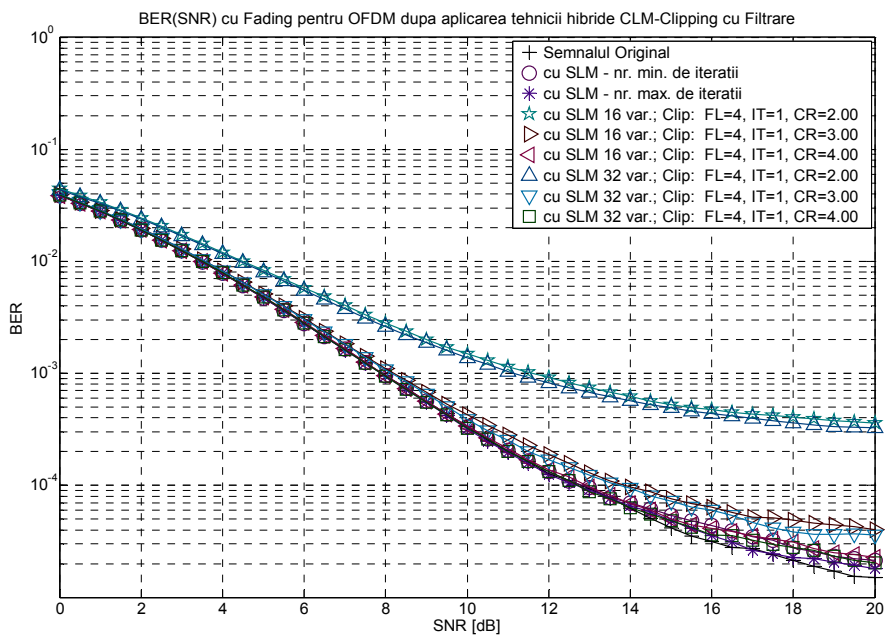
**Figura 5.2.** Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride SLM-Clipping, în cazul unui semnal OFDM cu  $N=256$  subport. 16-QAM, în raport cu tehnica SLM standard.



**Figura 5.3.** Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibrida SLM-Clipping.



**Figura 5.4.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă SLM-Clipping.



**Figura 5.5.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă SLM-Clipping.

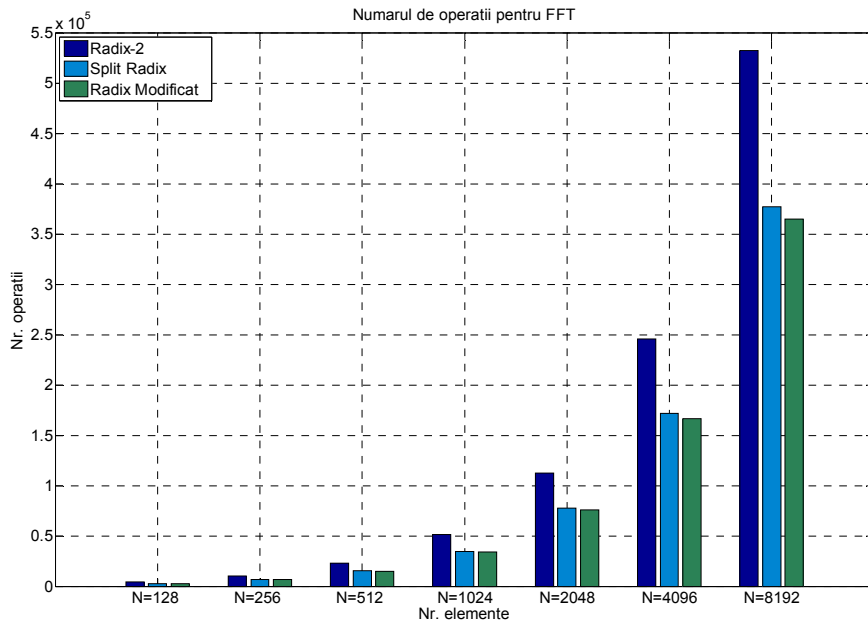
Degradarea performanțelor BER, poate fi compensată cu ajutorul codurilor detectoare și corectoare de erori, însă și în aceste condiții, aceste curbe pun în evidență faptul că tehnica de limitare nu poate fi utilizată cu orice valori de prag. Pentru alegerea valorilor pentru parametrii celor două tehnici componente, un aspect important este complexitatea computațională. Dintre implementările optimizate ale transformatei Fourier, cele mai cunoscute sunt FFT Radix2 respectiv SplitRadix. Ulterior au fost elaborate și alte tehnici modificate, care să obțină performanțe de precizie similare, reducând numărul de operații cu aproximativ 5%. Totuși, datorită simplității expresiei analitice, pentru evaluarea complexității computaționale a tehnicii SLM, am considerat transformata FFT SplitRadix. Despre creșterea numărului de operații în funcție de numărul de eșantioane prelucrate ne puteam face o impresie, dacă analizăm graficul din Figura 5.6, ce descrie această caracteristică pentru tehnicile FFT menționate anterior, ținând cont de următoarele expresii:

$$NOP_{FFT\_Radix2} = 5 \cdot N_{es} \cdot \log_2(N_{es}) , \quad (5.1)$$

$$NOP_{FFT\_SplitRadix} = 4 \cdot N_{es} \cdot \log_2(N_{es}) - 6 \cdot N_{es} + 8 , \quad (5.2)$$

unde  $N_{es}$  reprezintă numărul de eșantioane de intrare ce urmează a fi prelucrate de către algoritmi FFT menționați mai sus.

Pentru aprecierea complexității computaționale a tehnicii SLM, trebuie ținut cont și de numărul de operații efectuate de către celelalte blocuri componente.



**Figura 5.6.** Numărul de operații corespunzător diferitelor tipuri de transformate FFT optimizate.

Unul dintre acestea este modulatorul de fază, care efectuează câte o înmulțire complexă pentru fiecare subpurtătoare, fapt ce necesită un număr de operații elementare ce poate fi ușor obținut, utilizând expresia:

$$NOP_{MF} = 4 \cdot N \quad (5.3)$$

Apoi, având în vedere faptul că selecția semnalului de transmis necesită o analiză în domeniul timp, ce implică calculul modulului fiecărui eșantion, dar și a mărimii PAPR, la complexitatea computațională a tehnicii SLM trebuie adăugate cuantumulurile de operații date de expresiile:

$$NOP_{AMPL} = 10 \cdot N_{es} \quad (5.4)$$

$$NOP_{PAPR} = 2 \cdot N_{es} + 14 \quad (5.5)$$

Desigur, aceste relații sunt aproximative, fiind deduse în baza unor considerente ce sunt prezentate în cadrul secțiunii dedicate, de la sfârșitul acestui capitol. Ținând cont de numărul de iterații, factorul de supraeșantionare și expresiile de mai sus, numărul de operații elementare efectuat de către algoritmul iterativ SLM este:

$$\begin{aligned} NOP_{SLM} &= K \cdot (NOP_{MF}(N) + NOP_{FFT\_SplitRadix}(N \cdot f_{se}) + \\ &NOP_{AMPL}(N \cdot f_{se}) + NOP_{PAPR}(N \cdot f_{se})) = \\ &= K \cdot (N \cdot (4 + 12 \cdot f_{se}) + N \cdot f_{se} \cdot (4 \cdot \log_2(N \cdot f_{se}) - 6) + 22) \end{aligned} \quad (5.6)$$

Pe de altă parte, blocul de limitare efectuează un număr de comparații egal cu numărul de eșantioane, dar diminuarea amplitudinii este efectuată doar pentru o parte dintre acestea, conform ratei de trecere peste pragul impus. Din acest motiv, numărul de operații aferent acestui bloc poate fi aproximat cu expresia:

$$NOP_{CLP} = N \cdot f_{se} \cdot \left( 2 + 10 \cdot \exp\left(\frac{-A_{lim}^2}{2 \cdot \sigma^2}\right) \right) \quad (5.7)$$

Iar pentru blocul de filtrare în domeniul frecvență, care are de efectuat două transformate de tip FFT și un set de resetări la zero pentru eșantioanele inserate suplimentar, numărul de operații necesar este:

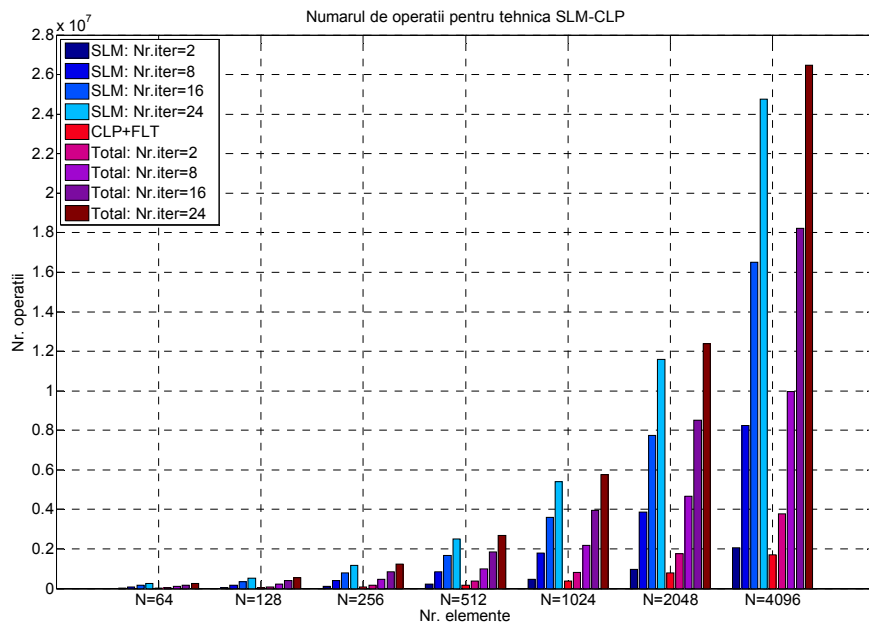
$$\begin{aligned} NOP_{FLT} &= 2 \cdot NOP_{FFT\_SplitRadix}(N \cdot f_{se}) + N \cdot (f_{se} - 1) = \\ &= N \cdot (f_{se} \cdot (8 \cdot \log_2(N \cdot f_{se}) - 11) - 1) + 16 \end{aligned} \quad (5.8)$$

Urmărind succesiunea etapelor de prelucrare din cadrul diagramei bloc a tehnicii hibride, putem remarca faptul că tehnica de limitare necesită utilizarea modulelor eșantioanelor deja calculate. Astfel că, în contextul unei implementări optimale ce evită calculul redundant, ținând cont de expresiile prezentate anterior, numărul de operații necesare tehnicii compuse de tip SLM-Clipping, pentru cazul general când blocul neliniar efectuează un număr de  $N_{it}$  iterații, este :

$$NOP_{SLM\_CLP\_FLT} = NOP_{SLM} - NOP_{AMPL} + N_{it} \cdot (NOP_{AMPL} + NOP_{CLP} + NOP_{FLT}) \quad (5.9)$$

În Figura 5.7 am reprezentat grafic, dependența numărului de operații al tehnicilor standard de tip SLM și Clipping, cât și al tehnicii hibride, funcție de numărul de subpurtătoare al simbolului OFDM, pentru cazul în care factorul de supraeșantionare este  $f_{se} = 4$ , iar numărul de iterații al blocurilor de limitare și filtrare este  $N_{it} = 1$ .

Din această diagramă se poate remarca creșterea rapidă a numărului de operații funcție de dimensiunea cadrului OFDM, dar și funcție de numărul de reprezentări alternative, motiv pentru care un număr mare de iterații SLM este de evitat. Având în vedere faptul că limitarea intenționată la un prag dat a semnalului util garantează o reducere controlată a PAPR, utilizarea tehnicii hibride este mai avantajoasă decât tehnica SLM standard. Totodată, așa cum se poate remarca și din Figura 5.7, reducerea numărului de iterații SLM compensează semnificativ creșterea numărului de operații, corespunzător tehnicii de limitare cu filtrare, fapt ce reprezintă un avantaj important al tehnicii hibride. Astfel, complexitatea computațională în raport cu puterea de calcul a platformei electronice considerate, reprezintă un criteriu important în stabilirea parametrilor tehnicii compuse.



**Figura 5.7.** Numărul de operații necesare tehnicii hibride SLM-Clipping pentru diferite lungimi ale simbolului OFDM.

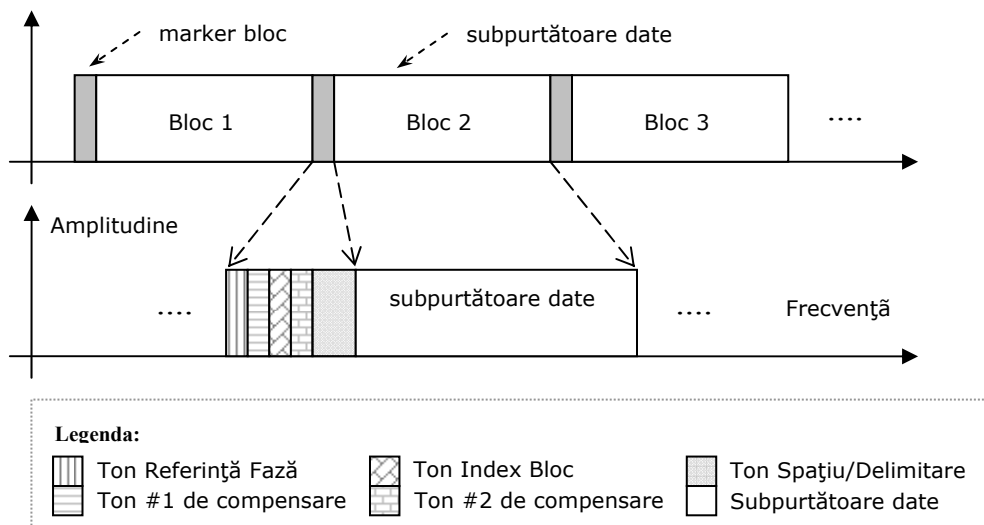


### 5.2.2. Metoda hibridă PTS-Clipping

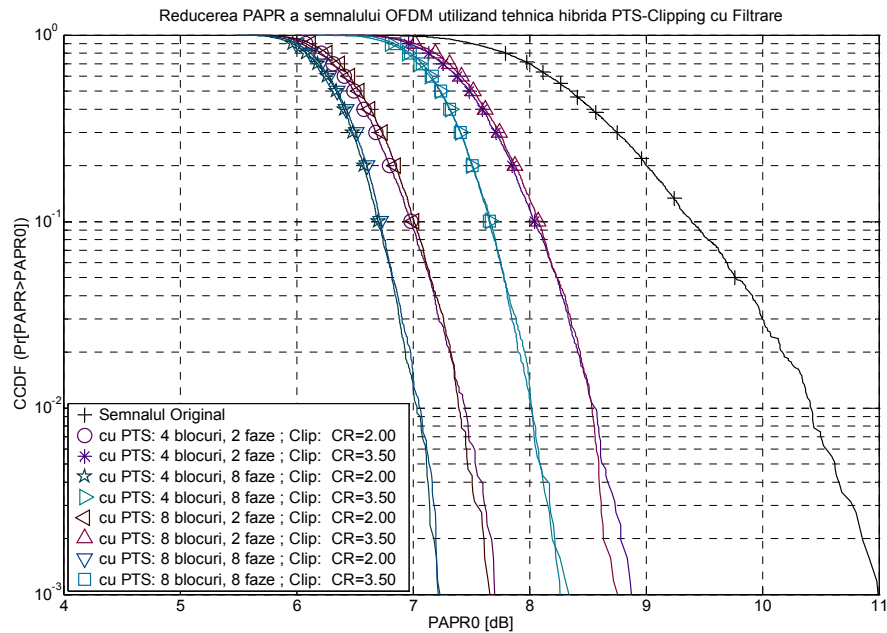
Dat fiind asemănarea dintre tehnicile liniare SLM și PTS, această tehnică hibridă este similară cu tehnica combinată prezentată anterior, atât din punctul de vedere al eficienței de reducere a PAPR cât și al complexității computaționale. Totuși, unele diferențe pot apărea dacă se are în vedere permutarea blocurilor, așa cum am prezentat în lucrarea [133], unde tehnica PTS presupunea și interschimbarea blocurilor. Această procedură de întrețesere a unor grupuri de subpurtătoare, permite o îmbunătățire suplimentară a PAPR, însă presupune și efectuarea mai multor iterații atât la emițător cât și la receptor. Acest aspect a fost și motivul pentru care am propus o metodă de indexare a blocurilor de subpurtătoare, astfel încât, procedura de identificare a blocului să fie mai simplă. În cazul în care blocurile nu sunt interschimbate, această metodă poate fi folosită pentru transmiterea informației auxiliare, necesară identificării decalajului de fază aplicat subpurtătoarelor blocului corespunzător. Astfel, dat fiind faptul că subpurtătoarele pe care este transmisă informația efectivă, sunt supuse unor modificări de fază aleatoare, iar amplitudinea acestora nu poate fi modificată în contextul unor modulații de tip M-QAM, decât cu prețul introducerii unor simboluri suplimentare, metoda propusă presupune utilizarea unor subpurtătoare adiționale, destinate exclusiv transmiterii informației auxiliare. Având în vedere faptul că și aceste subpurtătoare pot fi supuse unor modificări de fază, produse de canal, codarea informației este realizată sub forma diferenței de fază dintre o subpurtătoare de referință și cea care conține informația propriu-zisă. Pentru diminuarea efectelor de atenuare și zgomot, generate de canalul de comunicații, pentru aceste subpurtătoare am considerat o amplitudine relativ mare, sau cel puțin egală cu media modulului vectorilor corespunzători constelației de puncte considerate. Inserarea acestor tonuri auxiliare în simbolul OFDM poate conduce la o degradare semnificativă a PAPR. Pentru a contracara acest inconvenient, am introdus în antetul fiecărui bloc, pe lângă cele două tonuri menționate, și două tonuri de compensare, de aceeași amplitudine, însă cu faze opuse. În acest caz, formatul simbolului OFDM modificat este conform diagramei din Figura 5.8. Poziția tonurilor de compensare a fost aleasă ca fiind imediat lângă tonurile ce codează datele auxiliare, în vederea minimizării diferențelor de frecvență dintre acestea. Acest subansamblu de purtătoare se poate situa la începutul, sfârșitul sau în interiorul blocurilor considerate, astfel că opțional, pentru o determinare mai ușoară a locației acestuia, se pot introduce și niște subpurtătoare nule, care să deservească ca referință de poziție. În mod evident, extinderea simbolului OFDM pe mai multe subpurtătoare va conduce la scăderea debitului mediu de date per subpurtătoare, fapt ce poate reprezenta un dezavantaj, dacă numărul de blocuri este mare în raport cu numărul de subpurtătoare al semnalului în format original. Totodată, amplitudinea mărită a tonurilor suplimentare conduce și la o ușoară creștere a puterii semnalului transmis. Faptul că acest surplus de putere nu se regăsește în subpurtătoarele ce conțin datele utile, reprezintă încă un motiv de a evita un număr prea mare de blocuri cu același decalaj de fază în cadrul simbolului OFDM cu format modificat.

Pentru a aprecia eficiența de reducere a PAPR a tehnicii hibride PTS-Clipping am considerat că semnalul OFDM format din  $N = 256$  subpurtătoare independente, modulate 16-QAM, este împărțit în  $M = \{4;8\}$  blocuri compacte ce conțin și tonurile auxiliare grupate conform diagramei deja menționate, pentru care am ales amplitudinea egală cu media vectorilor constelației modulatorie. Asupra

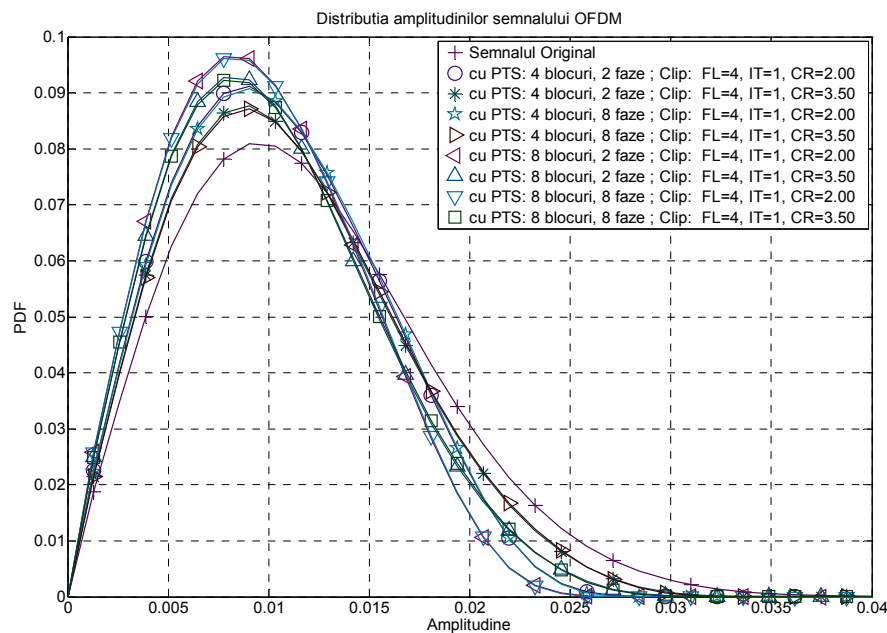
subpurtătoarele din componența acestor blocuri se aplică o modificare de fază conform unor seturi ce conțin  $K = \{2;8\}$  valori distincte posibile. Impunând ca blocul de limitare să utilizeze un prag de  $CR = \{2.0;3.5\}$  dB, eficiența de reducere a PAPR este conform curbelor CCDF din Figura 5.9. Ca și în cazul tehnicii hibride prezentată anterior și de această dată, creșterea numărului de reprezentări alternative sau scăderea pragului de limitare, conduce la o creștere a eficienței de reducere a PAPR. Desigur, o limitare mai proeminentă a semnalului util conduce la o îngustare a distribuției statistice a valorilor amplitudinii eșantioanelor, conform cu diagramele reprezentate în Figura 5.10, dar și la o degradare a performanțelor BER în canalul AWGN, conform curbelor din Figura 5.11. Pentru a pune în evidență scăderea performanțelor BER în canalele cu interferență, am considerat un model similar, compus din două căi de propagare ale căror caracteristici statistice sunt indentice cu cele menționate în secțiunea anterioară. Similitudinea dintre tehnicile SLM și PTS face ca performanțele BER să fie identice, ceea ce înseamnă că utilizarea aceluiași model de canal este redundantă. Din acest motiv, în cazul simulărilor pentru această tehnică, am considerat un decalaj de un eșantion între cele două căi de propagare, în contextul unui semnal supraeșantionat cu un factor de  $f_{se} = 5$ , caz în care performanțele BER sunt conform curbelor reprezentate în Figura 5.12, pentru fiecare dintre variantele considerate.



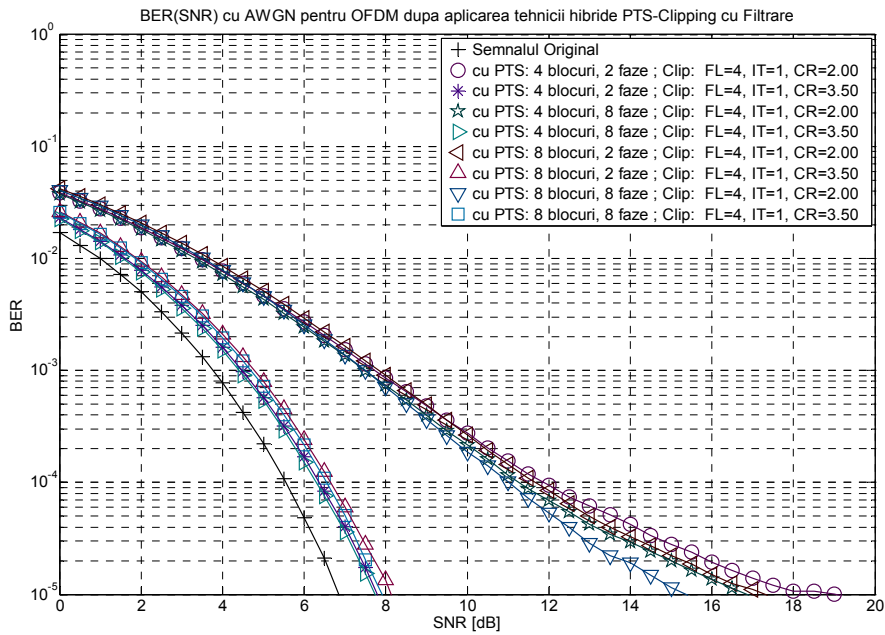
**Figura 5.8.** Formatul unui simbol OFDM segmentat în blocuri indexate cu ajutorul unor subpurtătoare alocate acestui scop.



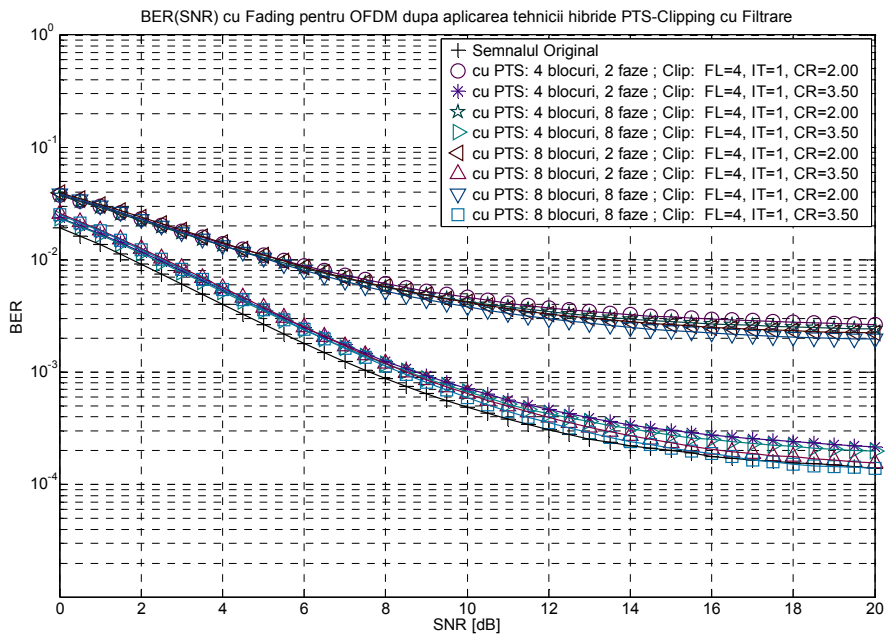
**Figura 5.9.** Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride PTS-Clipping, în cazul unui semnal OFDM cu  $N=256$  subport. 16-QAM.



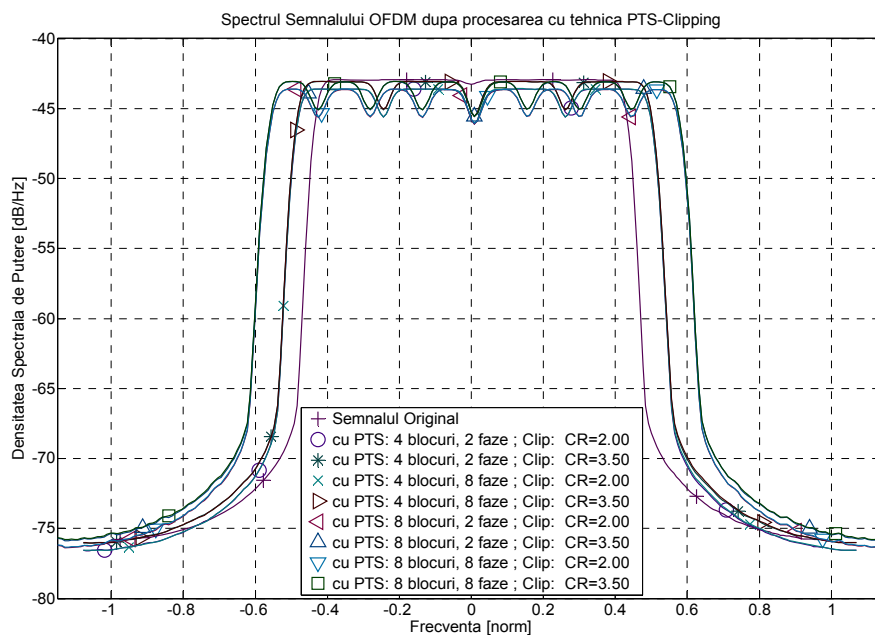
**Figura 5.10.** Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă PTS-Clipping.



**Figura 5.11.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă PTS-Clipping.



**Figura 5.12.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă PTS-Clipping.



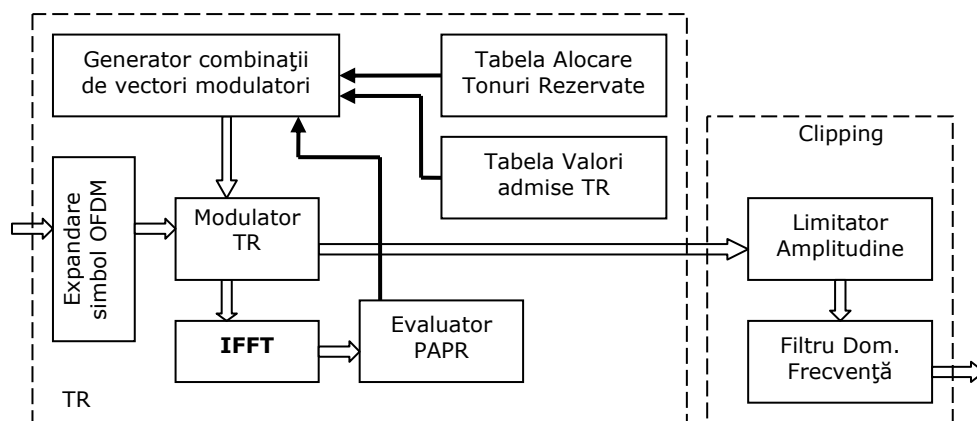
**Figura 5.13.** Densitatea spectrală de putere pentru semnalul OFDM cu  $N=256$  subport. 16-QAM, pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride PTS-Clipping.

De asemenea, efectul introducerii tonurilor suplimentare, conduce la modificarea densității spectrale de putere a semnalului util, conform cu diagramele din Figura 5.13. Se pot remarca atât variațiile din interiorul benzii de trecere, corespunzătoare zonelor unde se situează tonurile auxiliare, dar și lărgirea acestora (care corespunde la o scădere a eficienței spectrale a transmisiei) conform cu numărul total de subportătoare din componența simbolului OFDM expandat. Această modificare a simbolului OFDM reprezintă o diferență substanțială între cele două tehnici, ce determină un alt raport între avantaje și dezavantaje. Așa cum am menționat deja, transmiterea informației auxiliare este favorabilă receptorului, care va avea mai puține operații de efectuat, însă acest lucru conduce și la un consum energetic (proporțional cu lărgimea de bandă și amplitudinea tonurilor suplimentare, introduse în simbolul OFDM) mai ridicat. Făcând abstracție de reformatarea simbolurilor OFDM, performanțele celor două tehnici hibride sunt aproximativ aceleași, diferențele dintre curbele CCDF(PAPR) din Figura 5.9 și Figura 5.2 și dintre curbele BER(SNR) din Figura 5.11 și Figura 5.4 respectiv din Figura 5.12 și Figura 5.5 datorându-se numărului diferit de subportătoare din componența semnalului OFDM și a utilizării unui prag de limitare diferit pentru unele cazuri. De asemenea, este de precizat faptul că similitudinea dintre aceste două tehnici hibride se regăsește și în mărimea complexității computaționale, care și în acest caz este descrisă de aceleași relații prezentate anterior. Din acest motiv, putem spune că pentru alegerea parametrilor tehnicilor standard de prelucrare se folosesc aceleași criterii ca și în cazul tehnicii hibride prezentată anterior.

### 5.2.3. Metoda hibridă TR-Clipping

Deși este compusă după aceiași principiu, această tehnică hibridă reprezintă o alternativă la tehnicile combinate prezentate anterior, datorită caracteristicilor specifice tehnicilor de tip TR, așa după cum rezultă din [134]. Fiecare simbol OFDM de la intrare, este expandat prin adăugarea de tonuri rezervate pentru reducerea PAPR. Dacă simbolul OFDM este astfel format încât să conțină la început un set de subpurtătoare nealocate, atunci această procedură se reduce la alegerea unui set de tonuri. Apoi, utilizând tabela ce conține pozițiile tonurilor rezervate, respectiv tabela cu valori admise pentru modularea acestora, algoritmul TR va genera diferite secvențe de valori ce vor fi aplicate acestor tonuri. Pentru fiecare dintre combinații se evaluează nivelul PAPR, pentru a decide care dintre simbolurile OFDM modificate va fi aplicat blocului de limitare, conform schemei bloc din Figura 5.14. Deoarece blocul de limitare va opera asupra unor simboluri OFDM expandate, ce conțin și date redundante, zgomotul provocat de distorsiunile neliniare introduse în semnalul OFDM prin operația de limitare va avea un impact mai mic asupra subpurtătoarelor ce conțin datele utile. Această diminuare a efectelor neliniare este proporțională cu raportul dintre puterea zgomotului ce se regăsește în benzile de frecvență alocate subpurtătoarelor TR și puterea totală a simbolului OFDM. Este evident faptul că pentru a evita un număr exhaustiv de operații, este de dorit ca numărul de subpurtătoare TR să fie relativ mic. Acest fapt, conduce la o diminuare a raportului de puteri menționat, cu atât mai mult cu cât lungimea simbolurilor OFDM este mai mare. Astfel, pentru a menține acest raport la un nivel care să conducă la o contracarare semnificativă a degradării performanțelor BER, se poate opta pentru introducerea unui set suplimentar de subpurtătoare nealocate, în măsura în care lățimea de bandă admisă pentru semnalul util ce urmează a fi transmis admite acest lucru. Ca și în cazul tehnicilor combinate precedente, pe lângă performanța BER, un criteriu important în alegerea valorilor pentru parametrii de prelucrare, este și complexitatea computațională.

Pentru evaluarea exactă a acestui parametru, trebuie avut în vedere numărul suplimentar de subpurtătoare introdus în simbolul OFDM, ce conduce la o creștere moderată a numărului de operații necesare pentru calculul FFT.



**Figura 5.14.** Schema bloc a tehnicii hibride TR-Clipping.

În cazul tehnicii TR secvențiale, numărul de operații este direct proporțional cu numărul de iterații și poate fi aproximat cu următoarea expresie:

$$NOP_{TR-SC} = P_U \cdot K \cdot \left( (P_t + N) \cdot f_{SE} \cdot (4 \cdot \log_2((P_t + N) \cdot f_{SE}) - 6) + 8 \right) \cdot \left( (1 + f_{nb}) + 12 \cdot (P_t + N) \cdot f_{SE} + 15 \right), \quad (5.10)$$

unde  $N$  este numărul de subpurtătoare de date,  $P_U$  este numărul de tonuri rezervate utilizate din totalul de  $P_t$  tonuri disponibile,  $K$  este numărul de valori posibile pentru fiecare dintre aceste tonuri,  $f_{SE}$  este factorul de supraeșantionare, iar  $f_{nb}$  reprezintă un coeficient ce descrie creșterea numărului de operații necesare efectuării transformatei FFT, datorită faptului că numărul de elemente nu este o putere a lui 2, a cărui valoare este de aproximativ 2.5%. De asemenea, având în vedere numărul extins de subpurtătoare, pentru operațiile de limitare și filtrare, numărul de operații se determină cu următoarele expresii:

$$NOP_{CLP} = (N + P_t) \cdot f_{se} \cdot \left( 2 + 10 \cdot \exp\left(\frac{-A_{lim}^2}{2 \cdot \sigma^2}\right) \right), \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} NOP_{FLT} &= 2 \cdot NOP_{FFT}((N + P_t) \cdot f_{se}) \cdot (1 + f_{nb}) + (N + P_t) \cdot (f_{se} - 1) = \\ &= (N + P_t) \cdot f_{se} \cdot (8 \cdot \log_2((N + P_t) \cdot f_{se}) - 12) \cdot (1 + f_{nb}) + (N + P_t) \cdot (f_{se} - 1) \end{aligned} \quad (5.12)$$

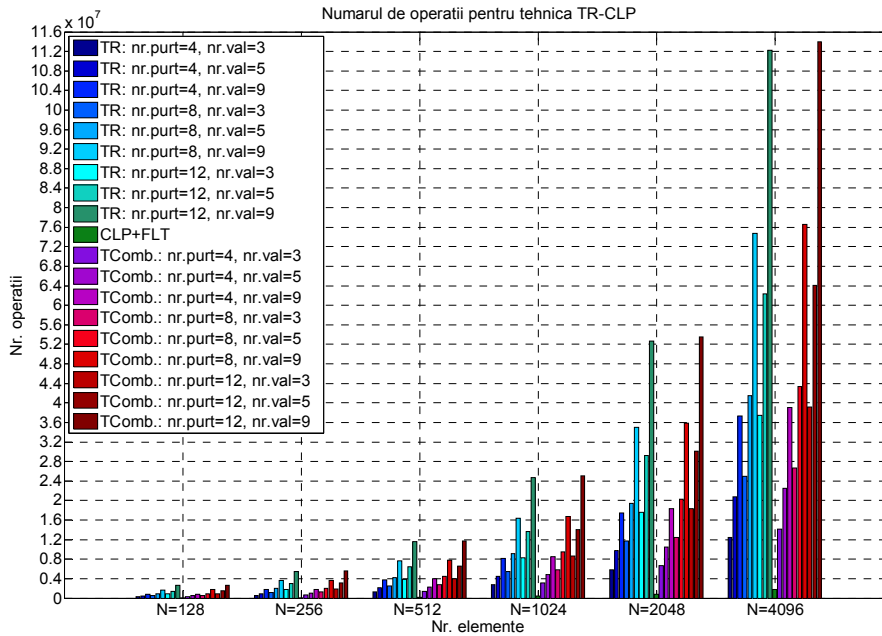
În baza acestor relații putem aprecia numărul total de operații necesare tehnicii hibride de tipul TR-Clipping, ca fiind:

$$NOP_{TR-SC\_CLP\_FLT} = NOP_{TR-SC} - NOP_{AMPL} + N_{it} \cdot (NOP_{AMPL} + NOP_{CLP} + NOP_{FLT}), \quad (5.13)$$

unde  $N_{it}$  este numărul de iterații din cadrul blocului neliniar, care de cele mai multe ori poate fi omis. Admițând că factorul de supraeșantionare are o valoare moderată de  $f_{SE} = 4$ , în Figura 5.15 am reprezentat numărul total de operații necesare atât tehnicii hibride cât și tehnicilor standard componente, funcție de numărul de subpurtătoare din componența simbolului OFDM original, pentru cazurile în care numărul de tonuri rezervate poate fi  $P = \{4; 8; 12\}$ , iar numărul de valori admise modulării acestora poate fi  $K = \{3; 5; 9\}$ . Din acest grafic, se poate remarca faptul că unele dintre combinații conduc la o creștere semnificativ mai mare a numărului de operații necesare algoritmului TR secvențial. În aceste condiții este de dorit ca îmbunătățirea PAPR să fie realizată prin scăderea pragului de limitare și utilizarea unui număr modest de subpurtătoare TR sau de valori admise pentru acestea. Acest lucru este sugerat și de diferența dintre numărul de operații necesare acestei tehnici hibride și numărul de operații necesare tehnicilor hibride de tip SLM-clipping sau PTS-clipping, pentru unele dintre cazurile considerate. Nu în ultimul rând, în ceea ce privește complexitatea computațională, trebuie menționat faptul că în cazul altor tehnici TR, precum cea cu grupare de purtătoare, numărul de operații crește semnificativ, proporțional cu numărul de iterații, caz în care creșterea eficienței de

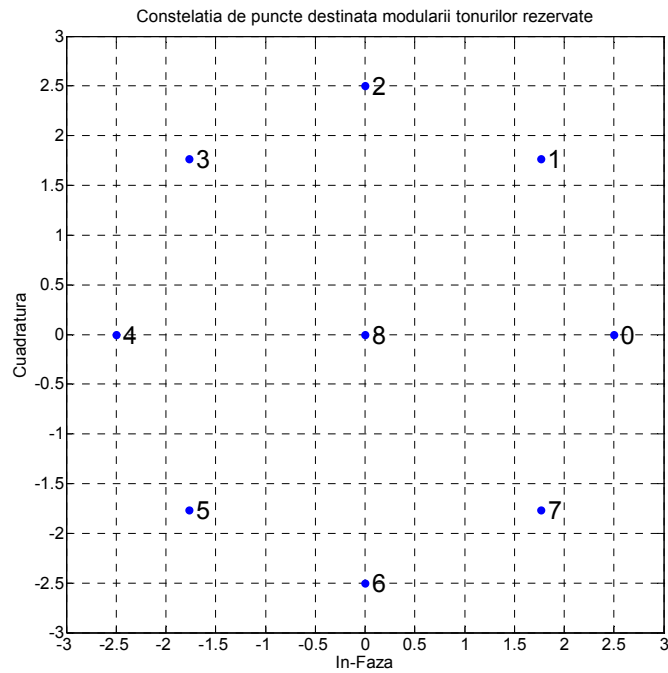
reducere a PAPR prin configurarea corespunzătoare a blocului nelinier este soluția preferabilă.

Pentru aprecierea caracteristicilor de procesare ale acestei tehnici hibride, am considerat ca semnalul OFDM format din  $N = 256$  subpurtătoare modulate 16-QAM cu blocuri de date având o distribuție aleatoare uniformă, este expandat prin inserarea a  $R = 24$  tonuri rezervate, dintre care jumătate pe partea laterală inferioară, iar restul pe partea laterală superioară a benzii de trecere. Dintre aceste subpurtătoare,  $P = \{4, 8, 12\}$  tonuri sunt utilizate pentru reducerea PAPR, putând fi modulate conform constelației de puncte reprezentată în Figura 5.16. Algoritmul TR utilizat efectuează o evaluare secvențială a tuturor valorilor posibile pe rând, pentru fiecare dintre tonurile rezervate. Odată ce parametrul PAPR a fost minimizat, se trece la următoarea subpurtătoare rezervată, până la epuizarea întregului set. Pentru blocul de prelucrare neliniară, s-a considerat că pragul de limitare poate avea una din valorile  $CR = \{2.5; 3.25; 4.0\}$  și se efectuează o singură iterație. Pentru aceste valori ale parametrilor de procesare, eficiența de reducere a PAPR obținută este conform curbelor CCDF reprezentate în Figura 5.17. Este de remarcat că aplicarea tehnicii de limitare conduce la o îmbunătățire a eficienței de reducere a PAPR, față de oricare dintre cazurile tehnicii TR secvențială considerată drept referință. În mod evident, creșterea numărului de subpurtătoare TR active, respectiv scăderea pragului de limitare, conduc la o creștere semnificativă a eficienței de reducere a PAPR și o modificare a distribuției valorilor amplitudinii semnalului util conform cu diagramele din Figura 5.18. Desigur, limitarea amplitudinii conduce la introducerea unui zgomot suplimentar, motiv pentru care performanța BER pentru fiecare dintre cazurile considerate, în contextul unui canal AWGN, este conform curbelor din Figura 5.19.

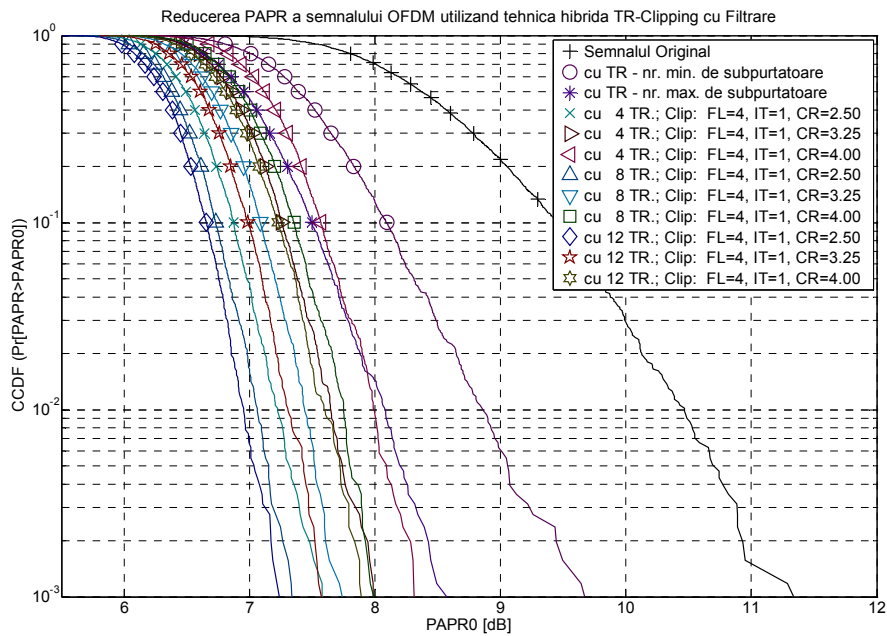


**Figura 5.15.** Numărul de operații necesare tehnicii hibride TR-Clipping pentru diferite lungimi ale simbolului OFDM original.

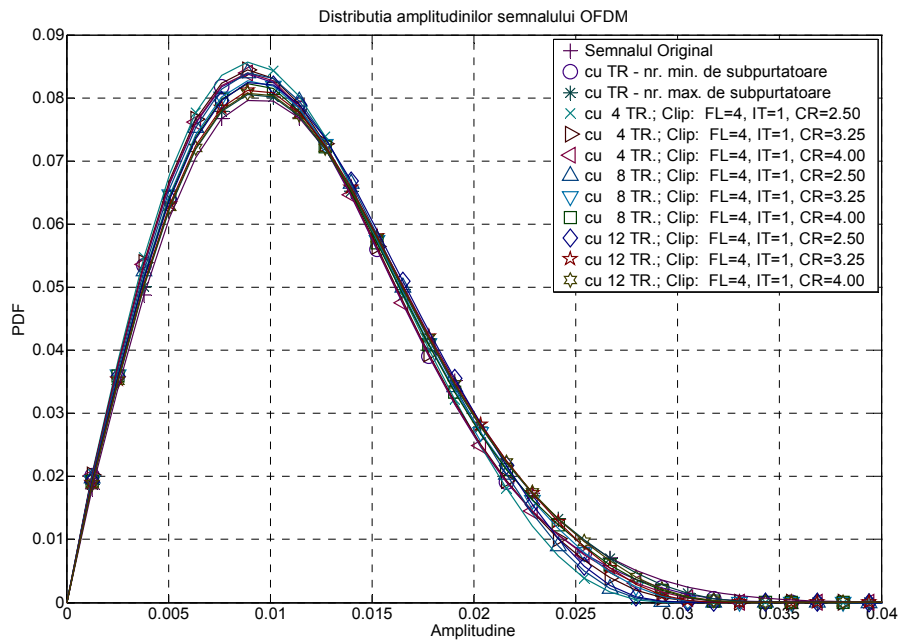




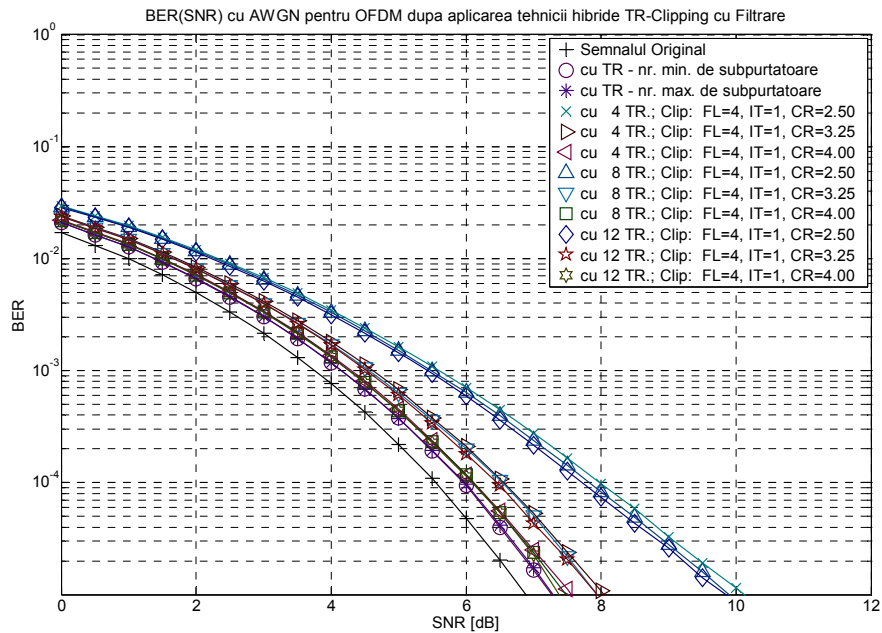
**Figura 5.16.** Constelația de puncte utilizată pentru modularea subpurțătoarelor TR.



**Figura 5.17.** Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride TR-Clipping, în cazul unui semnal OFDM cu  $N=256$  subpurțătoare modulate 16-QAM.



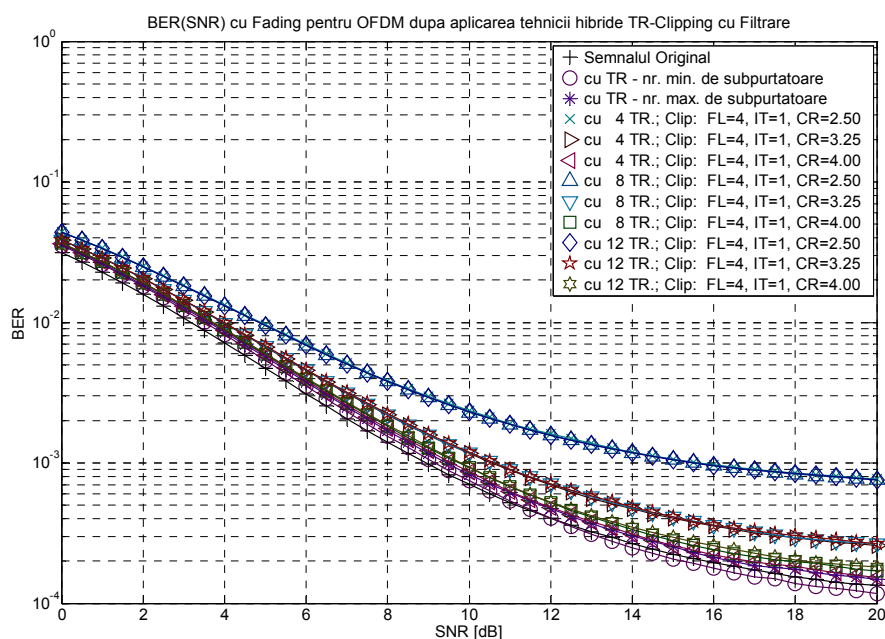
**Figura 5.18.** Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă TR-Clipping.



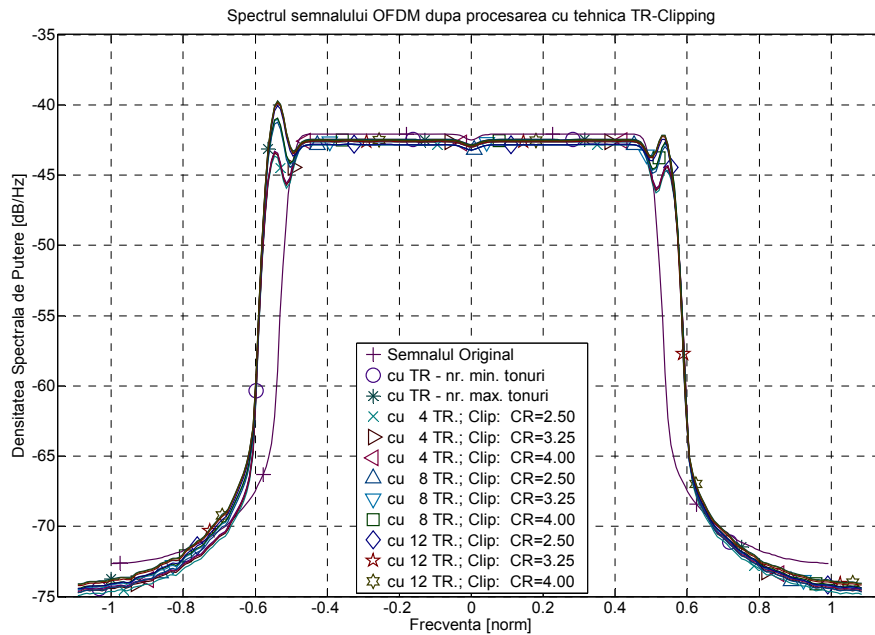
**Figura 5.19.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă TR-Clipping.

Pentru aprecierea performanțelor BER în canal multi-căi cu interferențe, am considerat o propagare pe două căi, ce introduce câte un zgomot multiplicativ cu distribuție de tip Rice. Pentru aceste căi am considerat că parametrii au aceleași valori ca și în cazurile anterioare, adică  $\sigma_1 = 0.2$ ,  $r_1 = 0.1$ ,  $a_1 = 0.9$ , respectiv  $\sigma_2 = 0.4$ ,  $r_2 = 0.1$ ,  $a_2 = 0.1$ , iar întârzierea dintre căi conduce la un decalaj de un eșantion în condițiile unui factor de supraeșantionare de  $f_{SE} = 5$ . Astfel, efectuând o transmisie de date prin acest canal utilizând semnalul OFDM cu format conform cerințelor tehnicii TR, se obțin curbele BER(SNR) reprezentate în Figura 5.20. Așa cum este de presupus, un prag de limitare mai scăzut determină o degradare mai pronunțată a performanțelor BER, având un nivel de limitare mai ridicat.

Un alt aspect important al tehnicii hibride TR-Clipping este caracteristica de densitate spectrală de putere a semnalului rezultat în urma prelucrării. Așa cum se poate observa în Figura 5.21, părțile laterale ale benzii de trecere a semnalului prezintă unele variații mai mari, conform vectorilor modulatori ai subpurtătoarelor TR. Dat fiind faptul că am considerat că numărul variabil de tonuri rezervate, a fost obținut prin utilizarea unei părți corespunzător proporțională dintr-un set fix de subpurtătoare rezervate, extinderea lățimii de bandă este aceeași pentru toate combinațiile alese. Această expansiune a benzii de trecere a semnalului util, reprezintă principalul dezavantaj al tehnicii TR și ca atare și a tehnicii hibride TR-Clipping. Chiar și în aceste condiții, această tehnică reprezintă o soluție viabilă, dat fiind faptul că la receptor nu este necesară nici o operație suplimentară, pentru refacerea semnalului original.



**Figura 5.20.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă TR-Clipping.



**Figura 5.21.** Densitatea spectrală de putere pentru semnalul OFDM cu  $N=256$  subport. 16-QAM, pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride TR-Clipping.

#### 5.2.4. Metoda hibridă TI-Clipping

Ca o soluție alternativă la tehnica hibridă prezentată în secțiunea anterioară, această tehnică hibridă presupune concatenarea tehnicii TI standard cu tehnica clipping, eficiența acesteia fiind prezentată în lucrarea [135]. Dat fiind faptul că tehnica hibridă moștenește însușirile tehnicilor componente, de această dată prelucrarea semnalului nu necesită expandarea benzii de trecere. Însă, datorită inserției tonurilor auxiliare în subportătoarele ce conțin date utile, receptorul este nevoit să efectueze o detecție ce necesită mai multe comparații, conform constelației de puncte extinsă. Ca și în cazul celorlalte tehnici combinate cu prelucrare de tip liniar-nelinier, scopul utilizării tehnicii de limitare este de a elimina vârfurile de semnal ce au rămas în urma prelucrării liniare. De asemenea, aplicarea tehnicii neliniare după prelucrarea cu un algoritm TI, permite obținerea unei eficiențe de reducere a PAPR mai bună, în condițiile unui număr mai mic de iterații în cadrul tehnicii liniare, fapt ce conduce la reducerea complexității computaționale. Dat fiind diferența de format a simbolului OFDM în raport cu tehnica TR, numărul de operații necesare tehnicii TI, în cazul utilizării transformatei FFT de tip SplitRadix este:

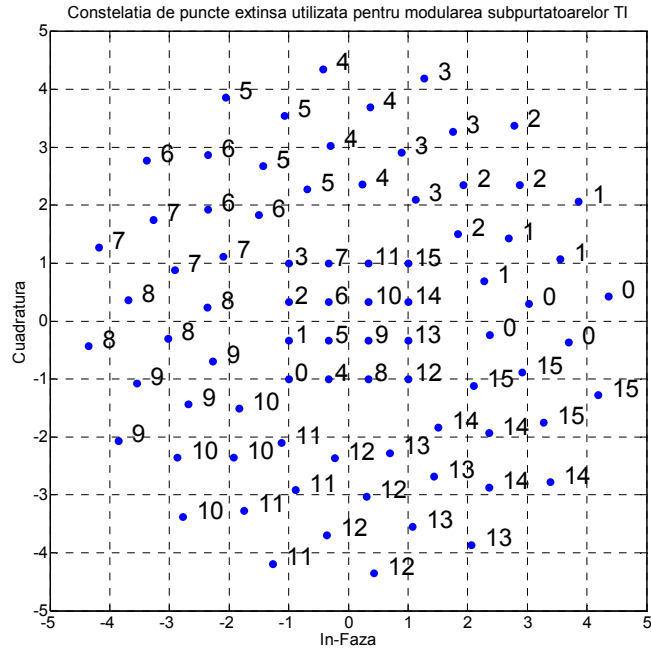
$$\begin{aligned}
 NOP_{TI-SC} &= P \cdot K \cdot (1 + NOP_{IFFT} + NOP_{AMPL} + NOP_{PAPR}) = \\
 &= P \cdot K \cdot (N \cdot f_{SE} \cdot (4 \cdot \log_2(N \cdot f_{SE}) + 6) + 23) \quad , \quad (5.14)
 \end{aligned}$$

unde  $N$  este dimensiunea simbolului OFDM, iar  $P$  este numărul de subpurtătoare la care se aplică inserția unuia din cele  $K$  tonuri admise. În aceste condiții, numărul total de operații necesare tehnicii hibride TI-Clipping este dat de expresia:

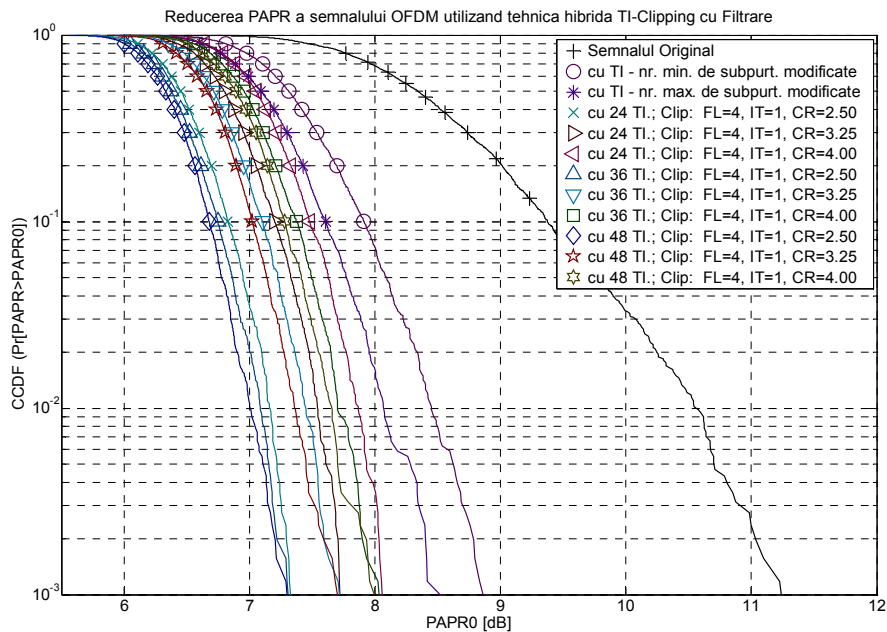
$$NOP_{TI-SC\_CLP-FLT} = NOP_{TI-SC} - NOP_{AMPL} + N_{it} \cdot (NOP_{AMPL} + NOP_{CLP} + NOP_{FLT}), \quad (5.15)$$

unde  $N_{it}$  reprezintă numărul de iterații în cadrul tehnicii liniare, a cărei complexitate computațională se evaluează folosind expresiile (5.4) și (5.5). Chiar dacă acest rezultat în formă analitică este diferit față de cel corespunzător tehnicii hibride prezentată în secțiunea anterioară, rezultatele numerice nu diferă foarte mult. Din acest motiv o reprezentare grafică nu mai este necesară, impactul complexității computaționale asupra deciziei în alegerea parametrilor fiind același.

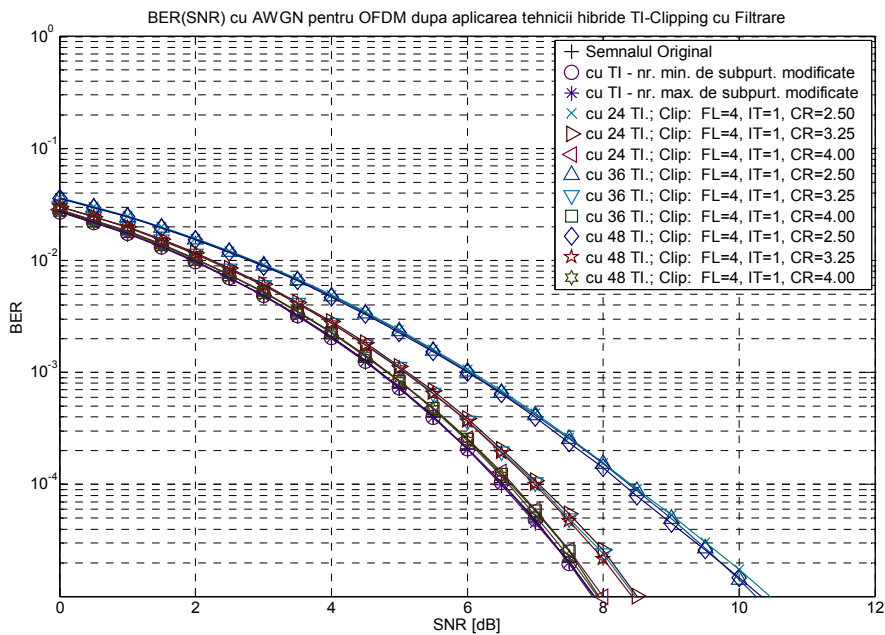
Simulările numerice au fost efectuate pentru cazul în care semnalul OFDM este compus din  $N = 256$  subpurtătoare modulate cu secvențe de date aleatoare uniform distribuite, dintre care  $P = \{24;36;48\}$  utilizează constelația de puncte extinsă, a cărei reprezentare grafică este dată în Figura 5.22, iar pentru restul subpurtătoarelor se utilizează constelația standard 16-QAM. În aceste condiții, eficiența de reducere a PAPR pentru această tehnică hibridă este conform diagramelor CCDF arătate în Figura 5.23. Aceste curbe arată că aplicarea tehnicii neliniare de limitare a semnalului conduce la o îmbunătățire semnificativă a eficienței de reducere a PAPR, însă ca și în cazul celorlalte metode deja prezentate, această procedură implică și o degradare a ratei erorii de bit. Acest fapt este pus în evidență prin intermediul curbelor BER pentru canalul AWGN din Figura 5.24. Comparând aceste rezultate cu cele obținute pentru tehnica compusă prezentată în secțiunea anterioară, putem afirma că cele două tehnici hibride TR-Clipping respectiv TI-Clipping, aduc aceleași beneficii în ceea ce privește prelucrarea de semnal. Totuși, dacă ne referim la performanțele BER în canalul cu interferențe, există o diferență semnificativă. Considerând că parametrii canalului multicale sunt aceiași ca și în cazul tehnicii anterioare, vom obține curbele BER din Figura 5.25. În mod evident, aceste curbe au aceeași formă, în sensul că de la o anumită valoare a SNR, apare un efect de saturare, însă la un nivel mai coborât decât în cazul tehnicii hibride anterioare. Ceea ce determină acest lucru, este pe de o parte modul de organizare al punctelor suplimentare ce reprezintă același simbol din cadrul constelației extinse și pe de altă parte creșterea puterii pentru subpurtătoarele pe care sunt transmise datele utile. Așa cum am menționat în capitolul anterior în secțiunea referitoare la tehnica TI, modificarea nivelului de putere este proporțională cu numărul de tonuri înserate, respectiv cu amplitudinea medie a acestora. Deoarece energia suplimentară conținută în subpurtătoarele TI se regăsește în majoritatea eşantioanelor reprezentării în domeniul timp a semnalului util, densitatea de probabilitate a amplitudinii acestora se modifică conform diagramelor din Figura 5.26, unde se poate remarca o deplasare a envelopei de tip Rayleigh spre valori mai mari. Pe lângă rezistența mai mare la fluctuațiile din canal, un alt avantaj important este cel al menținerii lățimii de bandă a semnalului la intervalul inițial, corespunzător lățimii de bandă a semnalului original. Așa cum se poate remarca din Figura 5.27, singurele modificări se regăsesc în zonele unde s-a utilizat constelația extinsă de puncte, lățimea de bandă având variații nesemnificative. Din acest motiv, această tehnică hibridă poate aduce unele avantaje față de tehnica anterioară, cu condiția ca modificarea formatului simbolului OFDM în zona purtătoarelor de date să fie suportată de către receptor.



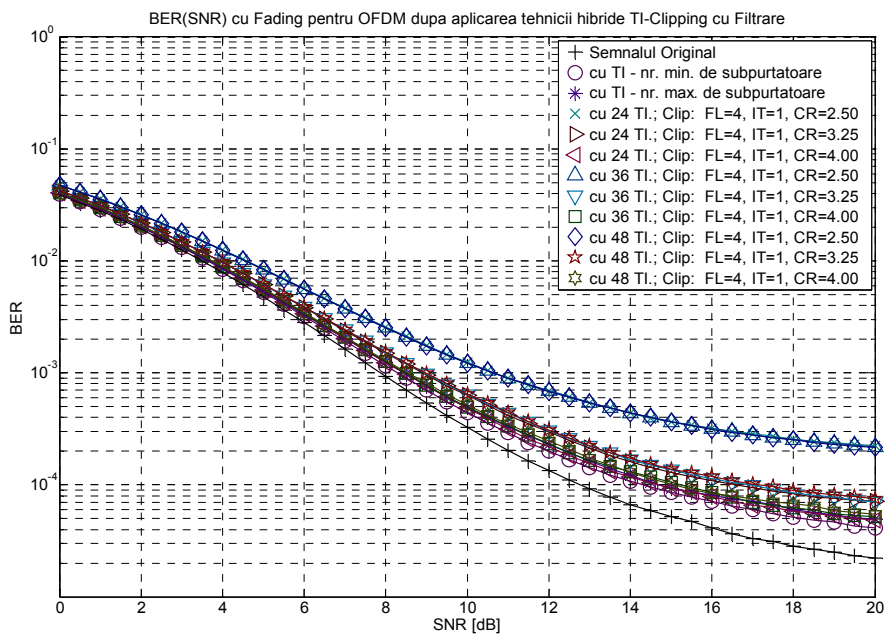
**Figura 5.22.** Constelația de puncte extinsă utilizată pentru modularea subpurtașoarelor TI.



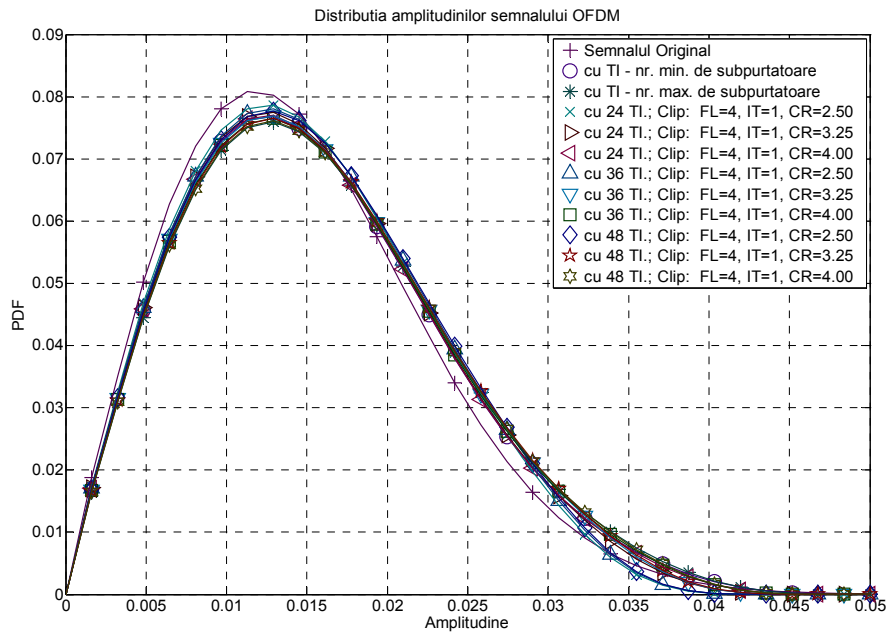
**Figura 5.23.** Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride TI-Clipping, în cazul unui semnal OFDM cu  $N=256$  subpurtașoare modulate 16-QAM.



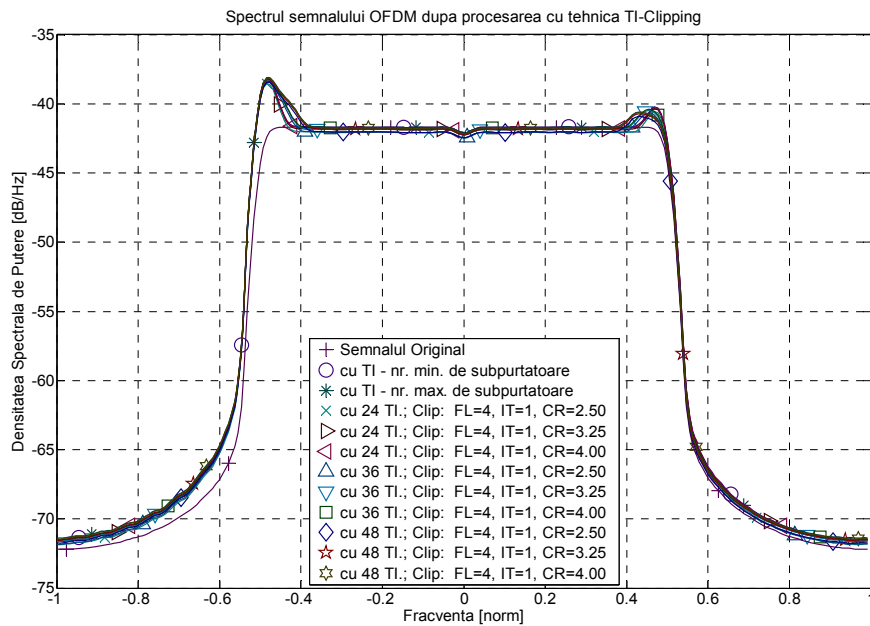
**Figura 5.24.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă TI-Clipping.



**Figura 5.25.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă TI-Clipping.



**Figura 5.26.** Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă TI-Clipping.



**Figura 5.27.** Densitatea spectrală de putere pentru semnalul OFDM cu  $N=256$  subport. 16-QAM, pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride TI-Clipping.



### 5.2.5. Metoda hibridă precodare-compresie

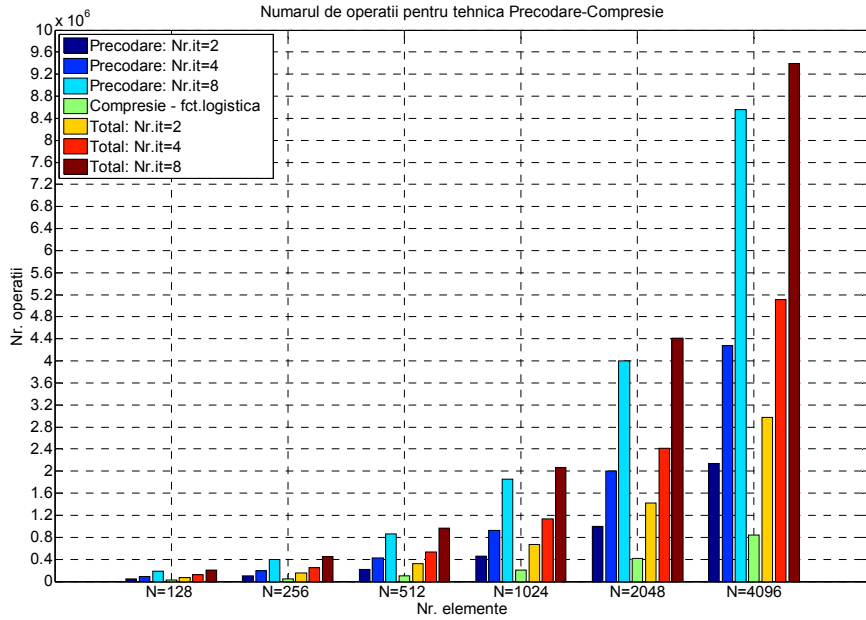
Dacă tehnicile prezentate în secțiunile anterioare presupuneau eliminarea vârfurilor de semnal, această tehnică compusă, realizează reducerea nivelului PAPR prin efectuarea unor prelucrări al căror obiectiv este modificarea densității de probabilitate a amplitudinii eșantioanelor reprezentării în domeniul timp al semnalului util. Datorită acestui mod de procesare numerică al semnalului, reducerea PAPR nu se realizează prin diminuarea amplitudinii maxime, ci prin creșterea amplitudinii medii a fiecăruia dintre simbolurile OFDM ce alcătuiesc secvența de date. Varianta propusă în lucrarea [104] consideră că precodarea este reprezentată de transformata complexă Hadamard aplicată asupra simbolului OFDM ce apriori este supus operației de permutare a subpurtătoarelor, obținând astfel mai multe reprezentări în domeniul frecvență pentru semnalul util, cu scopul îmbunătățirii eficienței de reducere a PAPR. Apoi, semnalul obținut este supus unei amplificări neliniare conform unei funcții de compresie, care în lucrarea de față este funcția logistică generalizată. Deoarece ambele tehnici au fost prezentate detaliat în capitolul anterior, nu vom mai insista asupra descrierii algoritmilor corespunzători, însă vom face evaluarea complexității computaționale pentru varianta considerată. Astfel, ținând cont de faptul că tehnica liniară are de interschimbă poziția fiecărui vector modulator înaintea efectuării transformatei liniare de precodare, iar apoi trebuie să evalueze parametrul decizional PAPR, numărul de operații aferente poate fi apreciat cu ajutorul următoarei expresii:

$$\begin{aligned} NOP_{PCOD} &= K \cdot (NOP_{INTL} + NOP_{NCHT} + NOP_{IFFT} + NOP_{PAPR}) \\ &= K \cdot (N + N \cdot \log_2 N + N \cdot f_{SE} \cdot (4 \cdot \log_2(N \cdot f_{SE}) + 6) + 22) . \quad (5.16) \\ &= K \cdot (N \cdot (1 + \log_2 N + f_{SE} \cdot (4 \cdot \log_2(N \cdot f_{SE}) + 6)) + 22) \end{aligned}$$

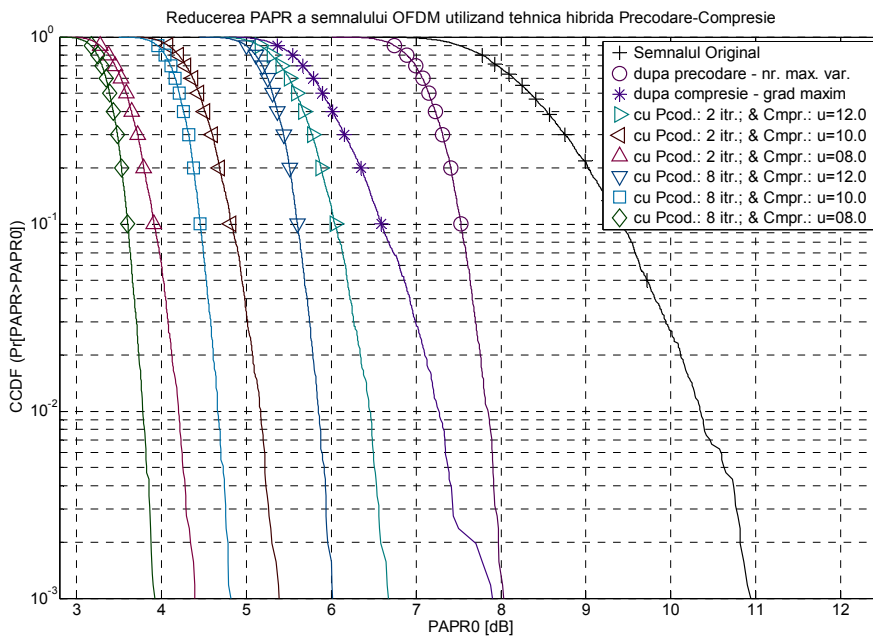
Dacă admitem că estimarea exponențială din componența expresiei funcției logistice se poate face cu o precizie acceptabilă, utilizând primii nouă termeni ai dezvoltării în serie Taylor, iar factorii constanți ai fiecărui termen sunt precalculați, atunci numărul total de operații necesare transformării neliniare poate fi aproximat cu următoarea expresie:

$$NOP_{LGST} \cong 51 \cdot N \cdot f_{SE} . \quad (5.17)$$

Suma celor două valori obținute prin evaluarea celor două expresii anterioare reprezintă numărul de operații necesare pentru această tehnică hibridă. Dependența acestui parametru funcție de dimensiunea simbolului OFDM original, precum și numărul de iterații utilizat, este reprezentată în Figura 5.28. Creșterea aproximativ exponențială a complexității computaționale funcție de numărul de subpurtătoare din componența semnalului OFDM sugerează necesitatea evitării unui număr prea mare de iterații în cadrul tehnicii componente liniare. Un alt motiv în acest sens, este faptul că utilizarea unui număr mare de iterații nu aduce un beneficiu semnificativ. Acest lucru poate fi remarcat din compararea diferitelor diagrame CCDF din Figura 5.29, ce au fost obținute pentru semnalul OFDM format din  $N = 256$  subpurtătoare necorelate, modulate conform constelației standard de tip 16-QAM.



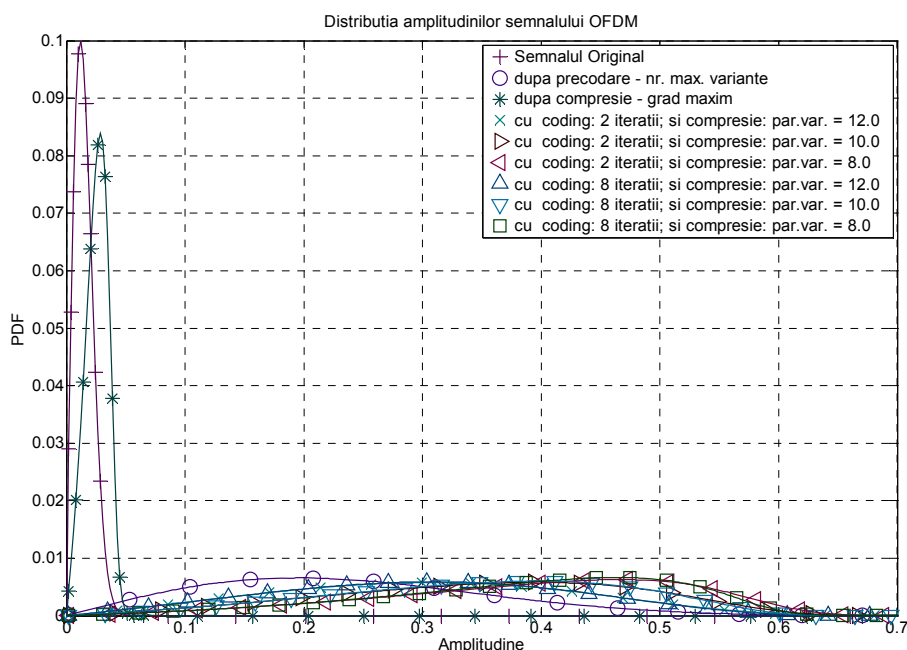
**Figura 5.28.** Numărul de operații necesare tehnicii hibride precodare-compresie pentru diferite lungimi ale simbolului OFDM original.



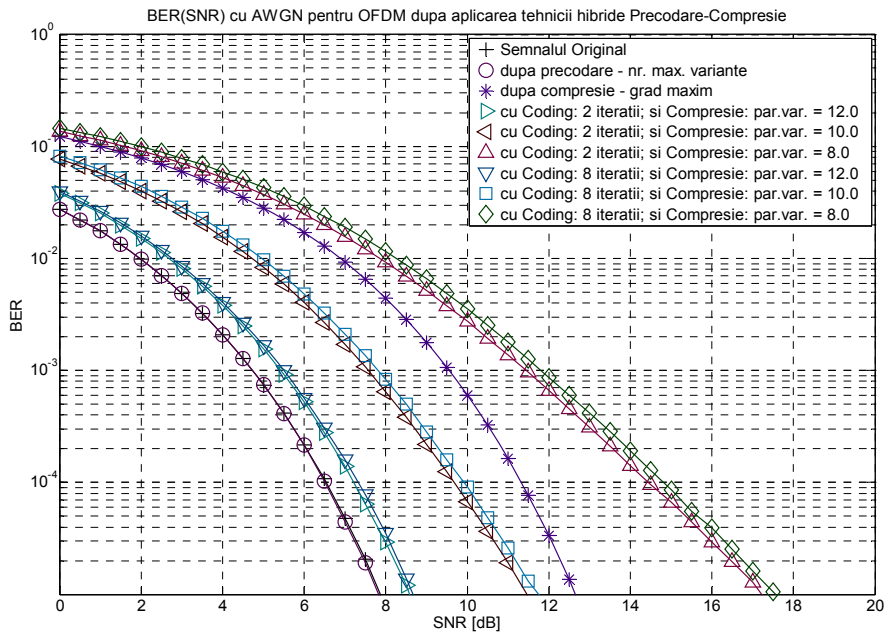
**Figura 5.29.** Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride precodare-compresie, în cazul unui semnal OFDM cu N=256 subpurtoare modulate 16-QAM.

Este evident faptul că aplicarea compresiei asupra semnalului precodat conduce la o îmbunătățire substanțială a eficienței de reducere a PAPR. Totuși, trebuie menționat faptul că tehnicile de compandare a semnalului util nu implică diminuarea amplitudinii maxime. Așa cum am putut vedea în capitolul anterior, în cazul tehnicilor de compandare, reducerea PAPR se datorează creșterii nivelului mediu al amplitudinii semnalului util, conform funcției de amplificare neliniară considerată. Acest aspect, poate fi remarcat prin compararea densităților de probabilitate ale amplitudinii semnalului original și cel prelucrat, ce sunt reprezentate grafic în Figura 5.30. Mai mult, extinderea domeniului de valori ale amplitudinii semnalului de transmis, se realizează și prin aplicarea transformării liniare de tip Hadamard. Desigur, aplicarea acestui semnal la intrarea amplificatorului de putere nu este de dorit, motiv pentru care acest semnal trebuie supus unei operații de atenuare liniară. Pentru a scala domeniul de valori ale modului eșantioanelor pe intervalul admis de către dispozitivul amplificator, ce nu conduce la distorsiuni neliniare semnificative, se poate opta fie pentru un factor de atenuare constant, fie pentru unul dinamic diferit pentru fiecare simbol OFDM.

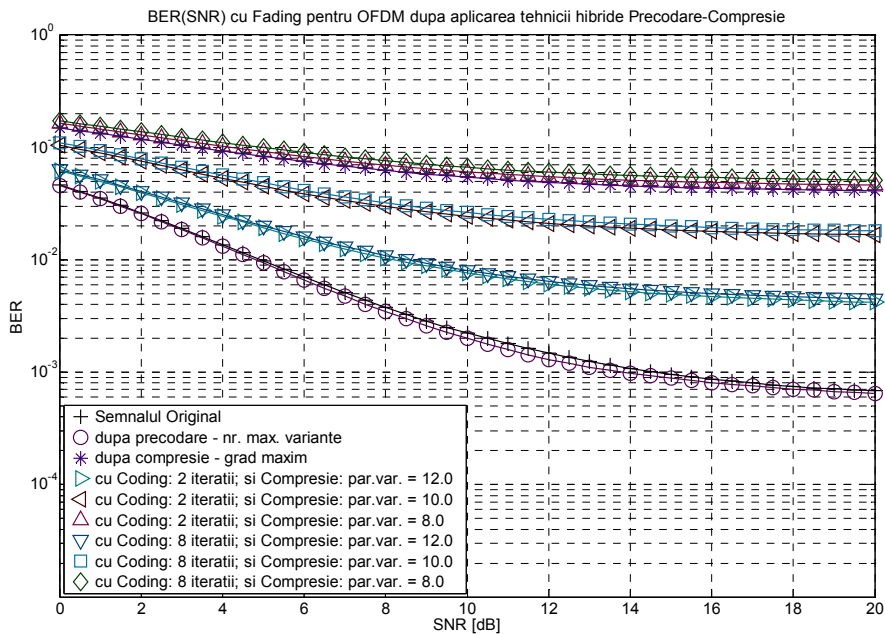
Din punctul de vedere al calității comunicației, singura sursă ce conduce la modificări ale ratei erorii de bit este operația neliniară, fapt ce poate fi remarcat în Figura 5.31, unde sunt reprezentate curbele BER pentru cazul în care transmisia de date se realizează prin canalul AWGN. De asemenea, degradarea performanțelor BER are loc și în cazul comunicațiilor prin canalele cu interferență. Acest lucru este pus în evidență în Figura 5.32, pentru cazul în care canalul multicale are aceeași structură și caracteristici ca cel considerat în cadrul secțiunii anterioare.



**Figura 5.30.** Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă precodare-compresie.



**Figura 5.31.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă precodare-compresie.



**Figura 5.32.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă precodare-compresie.

### 5.3. Tehnici combinate de tip liniar-liniar

Această categorie de tehnici hibride a fost studiată în cadrul prezentei teze, dat fiind faptul că acest tip de prelucrare a semnalului nu conduce la o degradare semnificativă a performanțelor BER. Din mulțimea combinațiilor posibile, am considerat tehnica combinată de tip SLM-TR, și cea de tipul ACE-TR, deoarece utilizarea tehnicilor PTS-TR și TI-TR conduce la rezultate asemănătoare. Pentru evaluarea acestora, vom utiliza aceleași metrici ca și în cazurile anterioare, conform cu rezultatele numerice obținute în urma simulărilor efectuate pentru câte un exemplu concret de semnal OFDM și canal de comunicații.

#### 5.3.1. Metoda hibridă SLM-TR

Concatenarea celor două metode liniare de reducere a PAPR cu scopul obținerii tehnicii compuse trebuie să țină cont de lărgirea benzii de trecere a semnalului de transmis conform cu numărul de tonuri rezervate, introduse în simbolul OFDM. Din punctul de vedere al implementării, acest lucru înseamnă că la semnalul OFDM trebuie alocat un set de subpurtoare de amplitudine nulă pe pozițiile corespunzătoare tonurilor rezervate, înainte de aplicarea tehnicii SLM [136], așa cum se poate remarca în Figura 5.33. Dat fiind faptul că tehnicile componente de tip SLM și TR au fost deja prezentate și explicate în detaliu în cele două capitole anterioare, o descriere suplimentară a acestora nu mai este necesară. Desigur, conform acestei scheme de prelucrare, semnalul de la ieșire nu va prezenta nici o distorsiune la nici una din subpurtoarele de date.

Motivul pentru care această tehnică hibridă a fost propusă, este posibilitatea de a realiza o compensare între numărul de iterații necesare receptorului în a reface semnalul original respectiv numărul de subpurtoare adiționale introduse în simbolul OFDM.

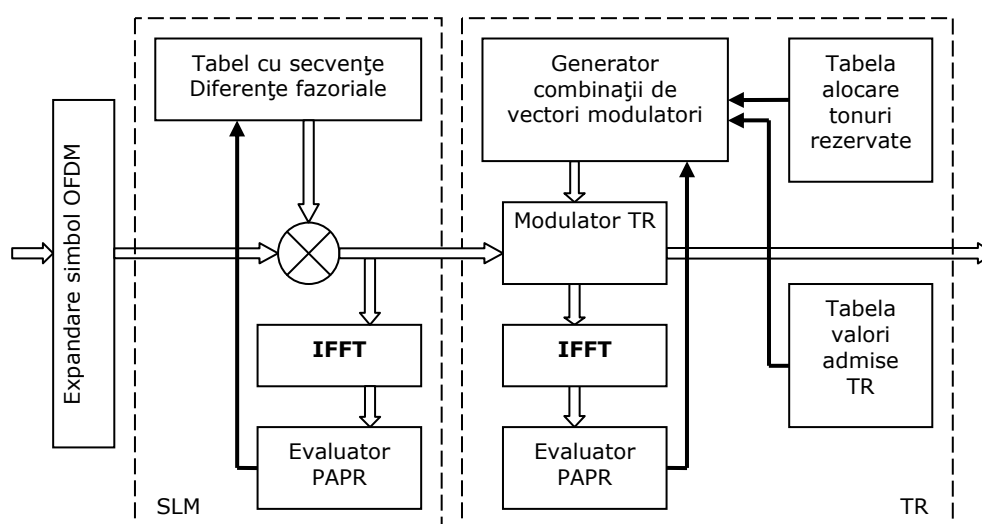


Figura 5.33. Schema bloc a tehnicii hibride SLM-TR.

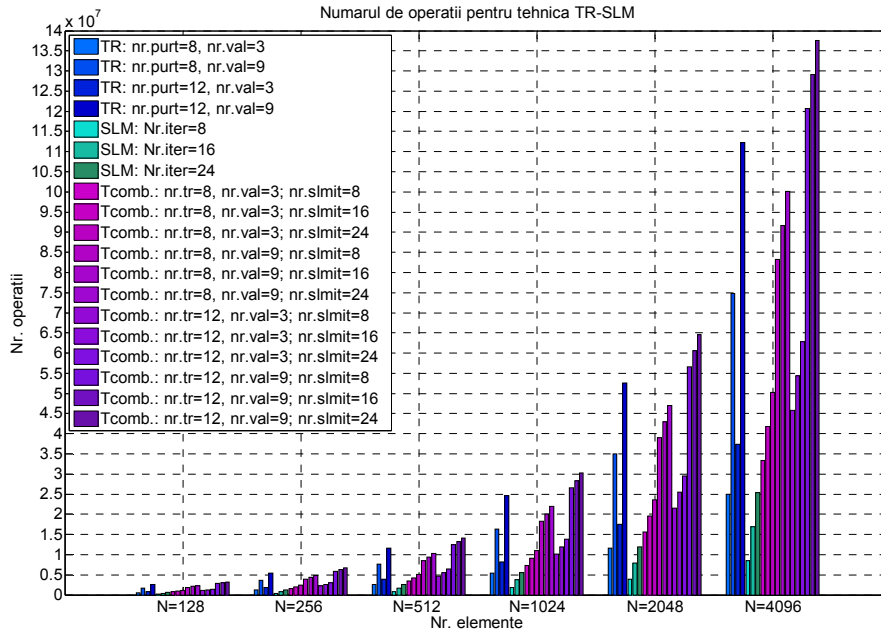
Această posibilitate de control a formatului semnalului OFDM este importantă dacă numărul de subpurtătoare nealocate disponibile din cadrul mesajului OFDM este limitat, sau receptorul are resurse mai limitate în ceea ce privește puterea de calcul. Dacă pentru receptor numărul de operații necesare este proporțional cu numărul de iterații al tehnicii SLM, la transmițător acest număr este suma valorilor obținute pentru cei doi algoritmi ce formează tehnica hibridă. Pentru a obține expresia algebrică pentru numărul de operații necesare, vom ține cont de faptul că transformata Fourier operează cu simboluri OFDM de bandă de trecere expandată. Astfel, pentru tehnica SLM numărul de operații este dat de expresia:

$$\begin{aligned} NOP_{SLM-EX} &= K \cdot ((1 + f_{nb}) \cdot NOP_{FFT\_SplitRadix}((P_t + N) \cdot f_{se}) + \\ &\quad NOP_{MF}(N) + NOP_{AMPL}((P_t + N) \cdot f_{se}) + NOP_{PAPR}((P_t + N) \cdot f_{se})) \\ &= K \cdot (((P_t + N) \cdot f_{se} \cdot (4 \cdot \log_2((P_t + N) \cdot f_{se}) - 6) + 8) \cdot (1 + f_{nb}) + \\ &\quad 4 \cdot N + 12 \cdot (P_t + N) \cdot f_{se} + 14) \end{aligned} \quad (5.18)$$

Ținând cont de numărul de operații necesare tehnicii TR, dat de expresia (5.7), numărul total de operații pentru tehnica compusă SLM-TR, este:

$$\begin{aligned} NOP_{SLM-TR} &= (((P_t + N) \cdot f_{se} \cdot (4 \cdot \log_2((P + N) \cdot f_{se}) - 6) + 8) \cdot \\ &\quad (1 + f_{nb}) + (12 \cdot (P + N) \cdot f_{se} + 14)) \cdot \\ &\quad (K_{slm} + P_u \cdot K_{tr}) + 4 \cdot N \cdot K_{slm} + P_u \cdot K_{tr} \end{aligned} \quad (5.19)$$

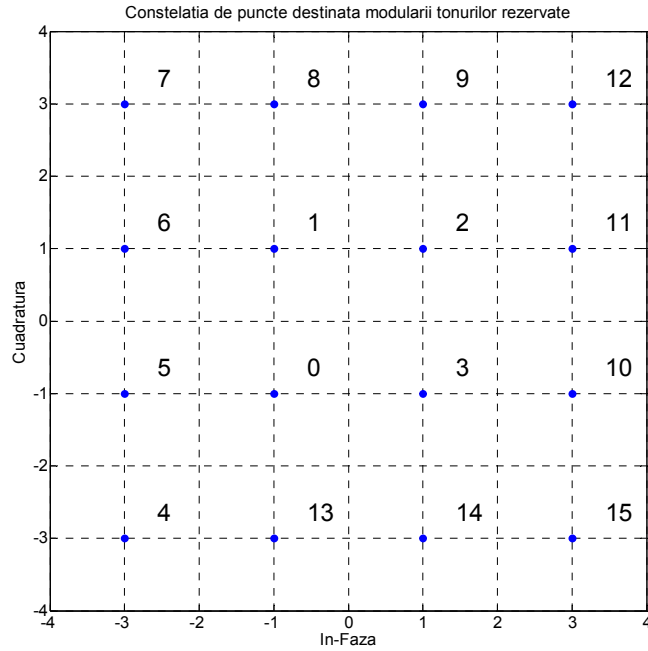
unde  $P_u$  este numărul de tonuri rezervate din cele  $P_t$  subpurtătoare disponibile,  $K_{slm}$  este numărul de iterații efectuate de către algoritmul SLM,  $K_{tr}$  este numărul de iterații efectuate de către algoritmul TR, iar  $f_{nb}$  este coeficientul ce descrie surplusul de operații pentru transformata Fourier, datorită faptului că lungimea simbolului OFDM nu este o putere întregă a lui 2. Pentru a aprecia modul în care crește complexitatea computațională odată cu dimensiunea simbolului OFDM, am selectat câteva valori particulare pentru numărul de iterații ale celor două tehnici standard respectiv numărul de tonuri rezervate. Ca și în celelalte cazuri, considerând că factorul de supraeșantionare este  $f_{SE} = 4$ , reprezentarea grafică a rezultatelor obținute este cea din Figura 5.34. Din această diagramă se poate remarca faptul că ponderea cea mai mare este dată de tehnica TR care de regulă are de efectuat mai multe iterații decât tehnica standard de tip SLM. Acest aspect este relevant în alegerea parametrilor pentru tehnica compusă, în contextul reducerii numărului de operații efectuate la transmițător. Desigur, se poate opta și pentru un spațiu de căutare restrâns, prin utilizarea unui număr foarte mic de tonuri rezervate sau valori admise pentru acestea, însă atunci eficacitatea tehnicii scade corespunzător. Deși acest lucru nu este de dorit, în cazul simbolurilor OFDM de lungime mare, pentru care transformata Fourier este mult mai costisitoare din punct de vedere al puterii de calcul necesare, un spațiu de căutare redus poate reprezenta o restricție importantă.



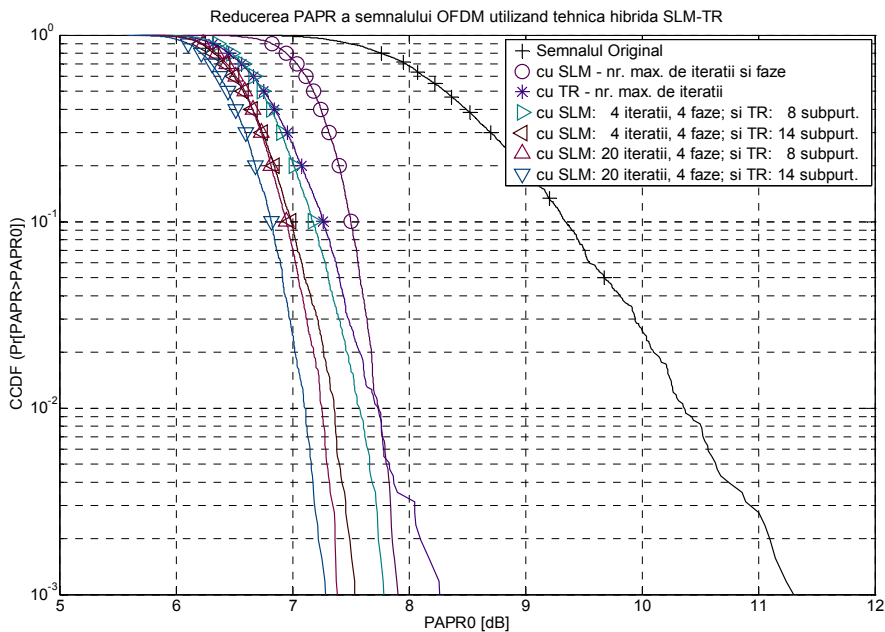
**Figura 5.34.** Numărul de operații necesare tehnicii hibride SLM-TR pentru diferite lungimi ale simbolului OFDM original.

Totuși, stabilirea valorilor pentru acești parametri, depinde de resursele computaționale disponibile la receptor și transmițător.

Pentru a aprecia performanțele acestei tehnici compuse, am considerat semnalul OFDM compus din  $N = 256$  subpurtătoare ce conțin secvențe aleatoare uniform distribuite, modulate 16-QAM. Semnalul de intrare este prelucrat cu această tehnică hibridă având  $T = 24$  subpurtătoare adiționale, dintre care  $P = \{8; 14\}$  sunt tonuri rezervate, a căror amplitudine și fază pot avea valori conform constelației 16-QAM, indicată în Figura 5.35, respectiv pentru algoritmul SLM utilizându-se un număr de  $K = \{4; 20\}$  iterații. Admițând că factorul de supraeșantionare are valoarea anterior menționată, eficiența de reducere a PAPR obținută cu această tehnică hibridă este conform diagramelor CCDF prezentate în Figura 5.36. Chiar dacă fiecare dintre tehnicile componente reduce semnificativ vârfulurile de semnal, utilizarea algoritmului hibrid oferă o îmbunătățire suplimentară. Utilizarea tonurilor adiționale conduce la o bandă de trecere mai largă, a cărei formă depinde de valorile cu care au fost modulate tonurile rezervate, aspect ce poate fi remarcat în Figura 5.37. Creșterea nivelului energetic datorat amplitudinii mai mari a tonurilor rezervate implică o creștere sensibilă a amplitudinii eșantioanelor semnalului în domeniul timp. Pe de altă parte, tehnica SLM conduce la o diminuare a nivelului mediu al semnalului în domeniul timp, motiv pentru care, după prelucrarea cu ambele tehnici componente, amplitudinea eșantioanelor de semnal prezintă o densitate de probabilitate conform cu diagramele din Figura 5.38. Nu în ultimul rând, trebuie menționat faptul că semnalul astfel obținut nu conduce la o degradare a ratei erorii de bit, micile variații datorându-se modificării nivelului energetic. Din acest motiv, performanțele BER pentru canalul AWGN și cel cu interferențe considerat și în cazul anterior, sunt conform cu diagramele prezentate în Figura 5.39, respectiv Figura 5.40.

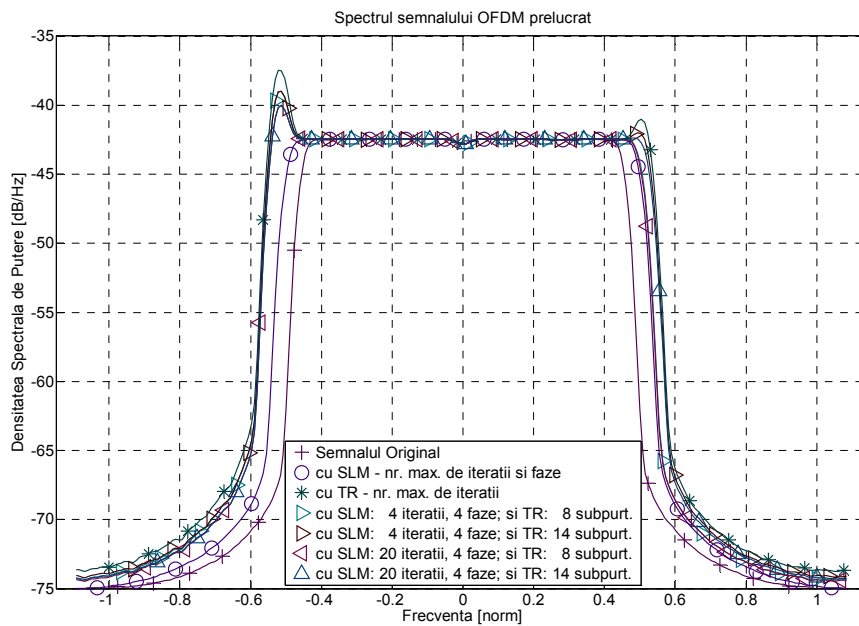


**Figura 5.35.** Constelația de puncte utilizată pentru modularea subpurtătoarelor TR.

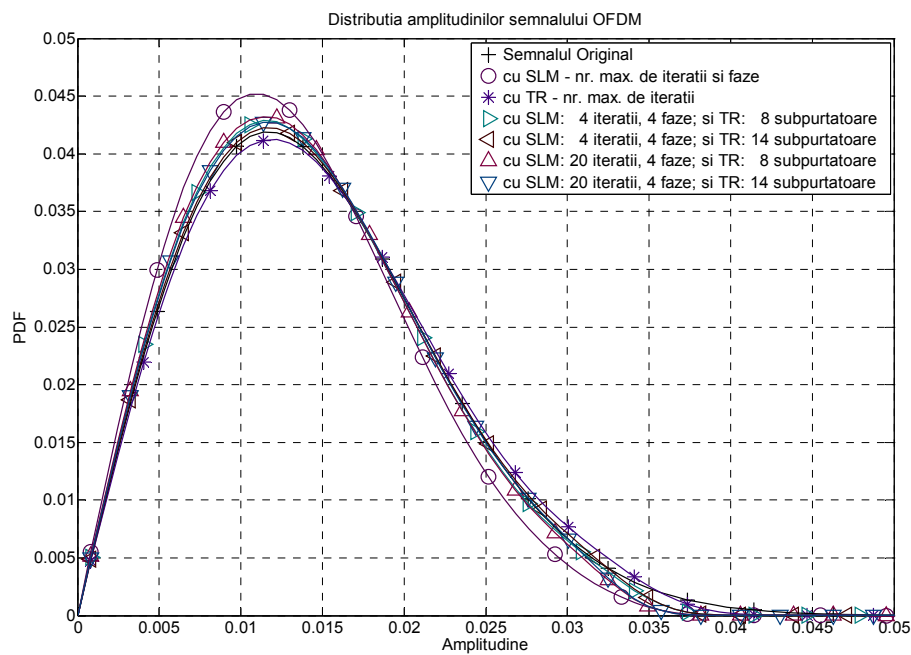


**Figura 5.36.** Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride SLM-TR, în cazul unui semnal OFDM cu  $N=256$  subpurtătoare modulate 16-QAM.

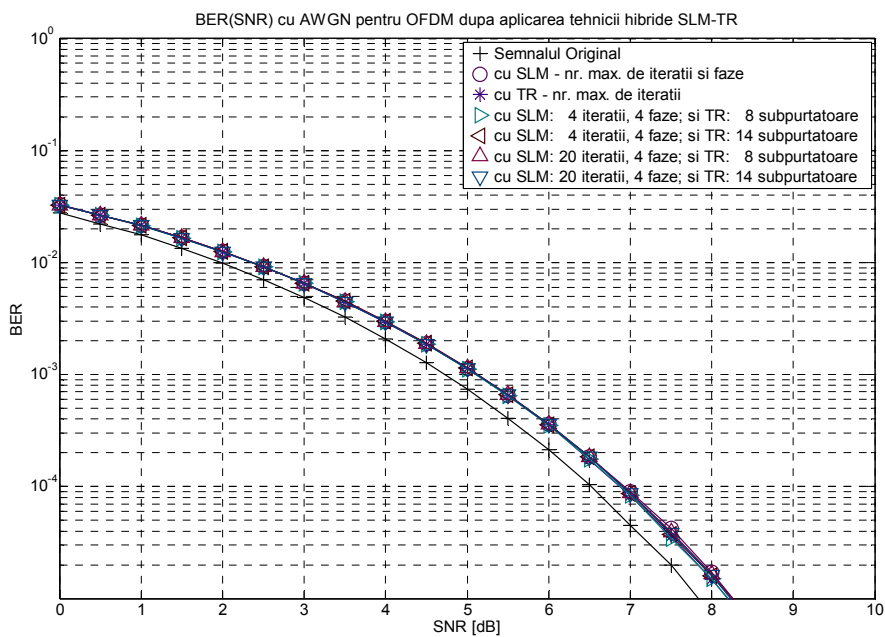




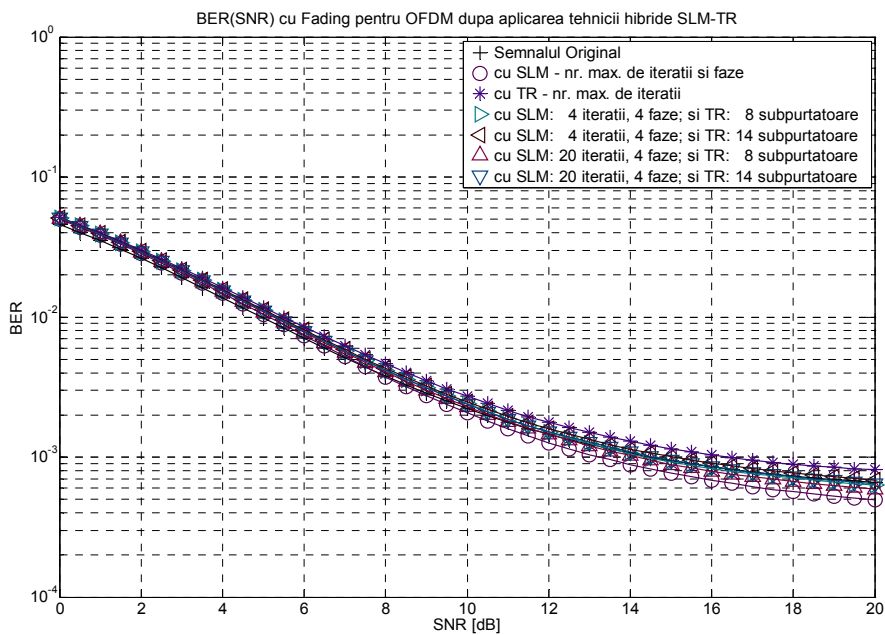
**Figura 5.37.** Densitatea spectrală de putere pentru semnalul OFDM cu  $N=256$  subpurt. 16-QAM, pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride SLM-TR.



**Figura 5.38.** Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă SLM-TR.



**Figura 5.39.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă SLM-TR.



**Figura 5.40.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă SLM-TR.

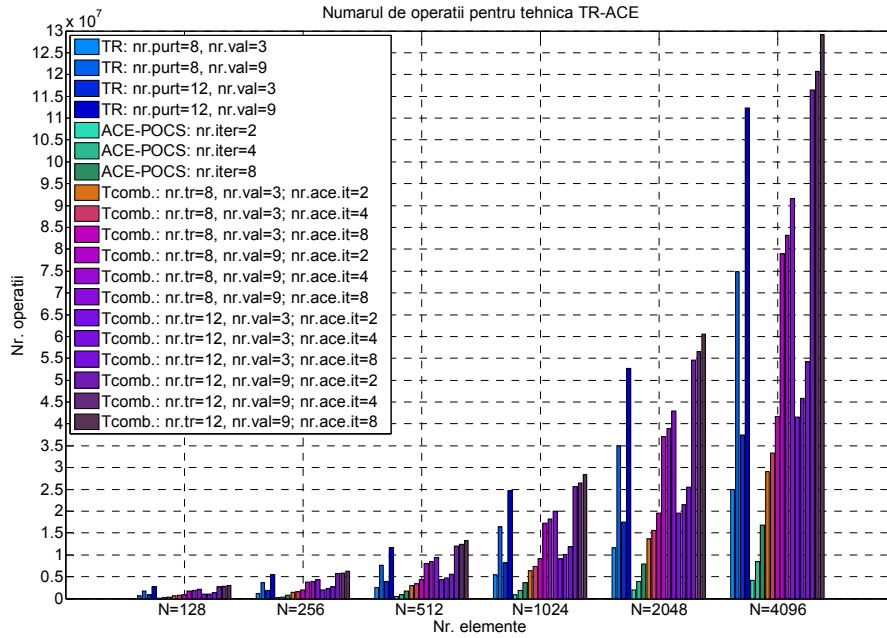
### 5.3.2. Metoda hibridă ACE-TR

Această tehnică hibridă are un caracter mai special, dat fiind faptul că prelucrarea liniară include și o etapă de procesare neliniară, în cadrul tehnicii componente de tip ACE. Ca și în cazul tehnicii hibride anterioare, cu prelucrare liniară și de această dată este necesară introducerea subpurtătoarelor adiționale, înainte de orice altă prelucrare, pentru a asigura compatibilitatea formatului semnalului OFDM între intrările și ieșirile celor doi algoritmi standard considerați [137]. Deoarece acești algoritmi au fost explicați detaliat în capitolul dedicat tehnicilor standard de reducere a PAPR, în cadrul acestei secțiuni vom trece direct la prezentarea evaluării complexității computaționale. În condițiile în care tehnica ACE utilizează un algoritm de tip POCS, trebuie avut în vedere că pentru fiecare iterație se execută o transformată Fourier inversă, urmată de calculul amplitudinii, limitarea acesteia, după care urmează a se executa o transformată Fourier directă pentru a obține noul simbol OFDM, ce urmează a fi modificat conform contrângerilor ACE. Admițând că aceste restricții din domeniul frecvență sunt aplicate separat pentru fiecare dintre cele două componente I/Q, numărul de operații necesare acestei tehnici poate fi apreciat cu ajutorul următoarei expresii:

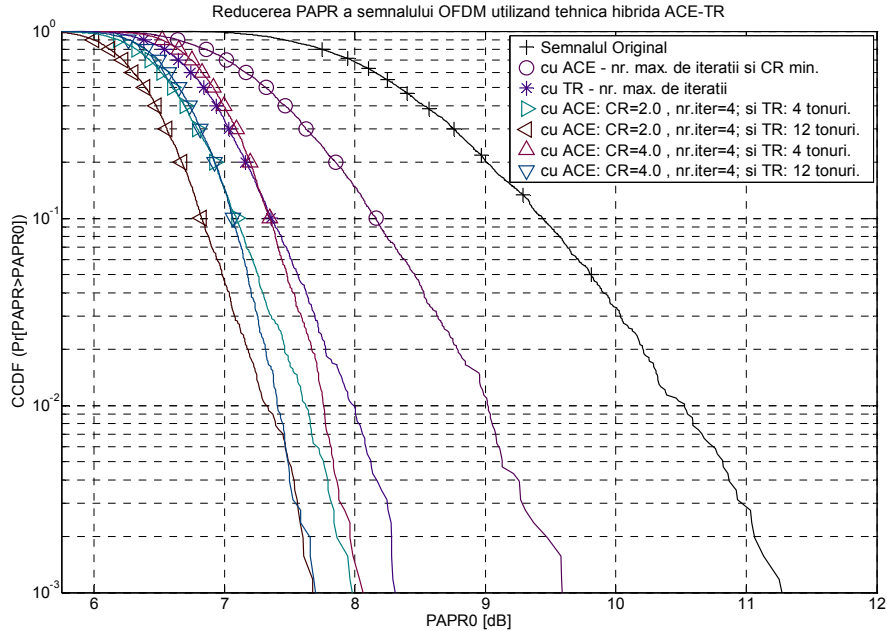
$$\begin{aligned}
 NOP_{ACE-POCS} &= R \cdot (2 \cdot NOP_{IFFT}((P_t + N) \cdot f_{se}) + NOP_{CONSTR}(N) + \\
 &\quad NOP_{AMPL}((P_t + N) \cdot f_{se}) + NOP_{CLP}((P_t + N) \cdot f_{se})) \\
 &= R \cdot (((P_t + N) \cdot f_{se} \cdot (8 \cdot \log_2((P_t + N) \cdot f_{se}) - 12) + 16) \cdot \\
 &\quad (1 + f_{nb}) + 12 \cdot N + (P_t + N) \cdot f_{se} \cdot \left( 12 + 10 \cdot \exp\left(\frac{-A_{lim}^2}{2 \cdot \sigma^2}\right) \right))
 \end{aligned} \quad , \quad (5.20)$$

unde  $R$  reprezintă numărul de repetiții din cadrul algoritmului, restul parametrilor având aceleași semnificații ca și în cazul tehnicii prezentate anterior. Având expresiile pentru numărul de operații ale celor două tehnici componente, putem calcula cu ușurință și complexitatea computațională a tehnicii combinate. În Figura 5.41 este prezentat un grafic ce arată variația acestei mărimi pentru diferite valori ale parametrilor considerați. Prin comparație cu graficul corespunzător tehnicii compuse, prezentate în secțiunea anterioară, putem remarca o ușoară diminuare a complexității computaționale, ce este cauzată de numărul mai redus de iterații, efectuat de către algoritmul ACE în raport cu algoritmul SLM, fapt ce reprezintă un avantaj al acestei soluții.

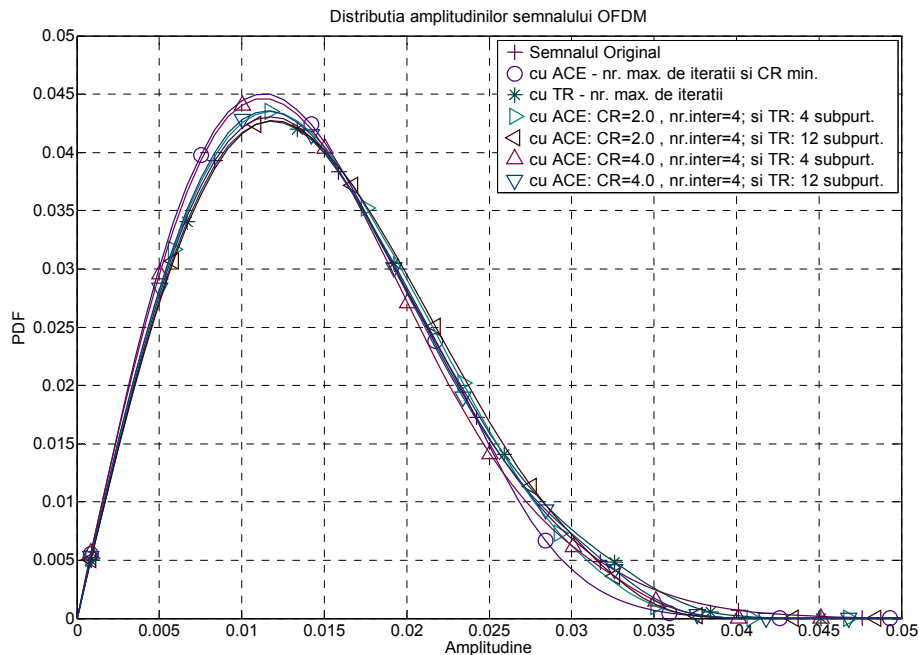
Pentru a putea caracteriza această metodă, vom lua în considerare rezultatele simulărilor efectuate pentru același semnal OFDM de referință, alcătuit din  $N = 256$  subpurtătoare independente, modulate conform constelației 16-QAM. Astfel, în condițiile în care algoritmul ACE-POCS efectuează  $R = 4$  iterații, în care utilizează un prag de limitare al semnalului de  $CR = \{2;4\}$  dB, iar algoritmul TR secvențial utilizează constelația de puncte din Figura 5.35, pentru modularea celor  $P_u = \{4;12\}$  tonuri rezervate, dintr-un set de  $P_t = 24$  subpurtătoare, eficiența de reducere a PAPR este conform curbilor CCDF din Figura 5.42, având o distribuție a valorilor amplitudinii eşantioanelor de semnal, conform curbilor din Figura 5.43.



**Figura 5.41.** Numărul de operații necesare tehnicii hibride ACE-TR pentru diferite lungimi ale simbolului OFDM original.



**Figura 5.42.** Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite valori ale parametrilor tehnicii hibride ACE-TR, în cazul unui semnal OFDM cu N=256 subpurtătoare modulate 16-QAM.



**Figura 5.43.** Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă ACE-TR.

Comparând aceste rezultate cu cele obținute pentru tehnica SLM-TR, putem deduce că această soluție prezintă o eficiență de reducere a PAPR sensibil mai bună, dat fiind faptul că s-au obținut curbe CCDF similare, utilizând mai puține iterații în cadrul algoritmului TR secvențial. În ceea ce privește calitatea comunicației, dat fiind caracterul liniar al modificărilor aplicate subpurtătoarelor de date, această tehnică nu conduce la degradarea performanțelor BER, aceste grafice fiind similare cu cele obținute în baza simulărilor efectuate pentru tehnica hibridă prezentată în secțiunea anterioară. O asemănare se regăsește și la caracteristica spectrală, a cărei variație semnificativă este determinată tot de modularea tonurilor rezervate, având influențe minore asupra eficienței globale de reducere a PAPR [9]. Astfel, dacă creșterile valorilor pentru cele două componente ale vectorilor modulatori generate de către algoritmul ACE nu reprezintă un inconvenient pentru convertoarele analog-numerice, putem afirma că tehnica ACE-TR are un randament mai bun decât tehnica compusă de tipul SLM-TR. În sprijinul acestor afirmații se adaugă și faptul că în comparație cu tehnica hibridă anterioară, utilizarea unui algoritm mixt de tipul ACE-TR nu necesită prelucrare suplimentară la receptor, acesta efectuând demodularea simbolurilor OFDM în mod transparent.

#### 5.4. Tehnici combinate de tip neliniar-neliniar

Din cadrul acestei categorii de tehnici hibride, fac parte soluțiile de reducere a PAPR care introduc modificări ireversibile ale reprezentării din domeniul timp sau frecvență a semnalului util și necesită prelucrări neliniare atât la transmițător cât și la receptor. Astfel, tehnicile combinate din această grupă implică utilizarea limitării de semnal, filtrării în domeniul frecvență și a compresiei de semnal. O categorie aparte de tehnici sunt cele care utilizează măștile spectrale, însă acest tip de prelucrare de semnal nu reprezintă subiectul prezentei teze.

##### 5.4.1. Metoda hibridă limitare-compresie

Este evident că această tehnică hibridă este cea mai eficientă soluție pentru reducerea PAPR, amplitudinea maximă a eșantioanelor fiind dată de pragul de limitare, iar nivelul mediu al semnalului, crescând conform funcției de compresie utilizată. În varianta cea mai complexă, această tehnică presupune și utilizarea filtrului în domeniul frecvență pentru eliminarea parțială a zgomotului datorat distorsiunilor neliniare, dar și a unor algoritmi adaptivi, care stabilesc valorile unor parametri ai funcției de compresie pe baza caracterizării statistice a semnalului util, pentru reducerea degradării BER sau îmbunătățirea eficienței de reducere a PAPR. Astfel, în Figura 5.44 este reprezentată schema bloc a acestei tehnici hibride, pentru cazul în care se face abstracție de posibilitatea efectuării mai multor iterații în cadrul tehnicii de limitare și filtrare. Ambele metode de reducere a PAPR din componența acestei tehnici hibride au fost prezentate în capitolul dedicat tehnicilor standard și menționate în cadrul acestui capitol, motiv pentru care alte descrieri nu mai sunt necesare. Chiar dacă în cadrul capitolului anterior au fost prezentate unele cazuri în care tehnica de compresie a fost aplicată asupra semnalului deja limitat, această secțiune are ca scop prezentarea altor aspecte ale acestei tehnici hibride. Unul dintre acestea se referă la complexitatea computațională, care în acest caz este mult mai redusă decât în cazul celorlate tehnici hibride prezentate până acum. Acest lucru se datorează tehnicii de compresie de semnal, al cărei algoritm neiterativ nu trebuie să efectueze calculul unei transformate de tip Fourier. De aici, rezultă faptul că numărul de operații efectuat de algoritmul de compresie este dependent de modul în care sunt calculate funcțiile algebrice sau trigonometrice din componența funcției de compandare considerată.

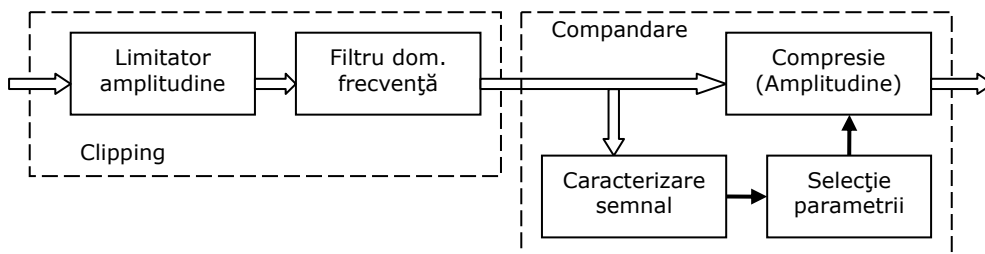


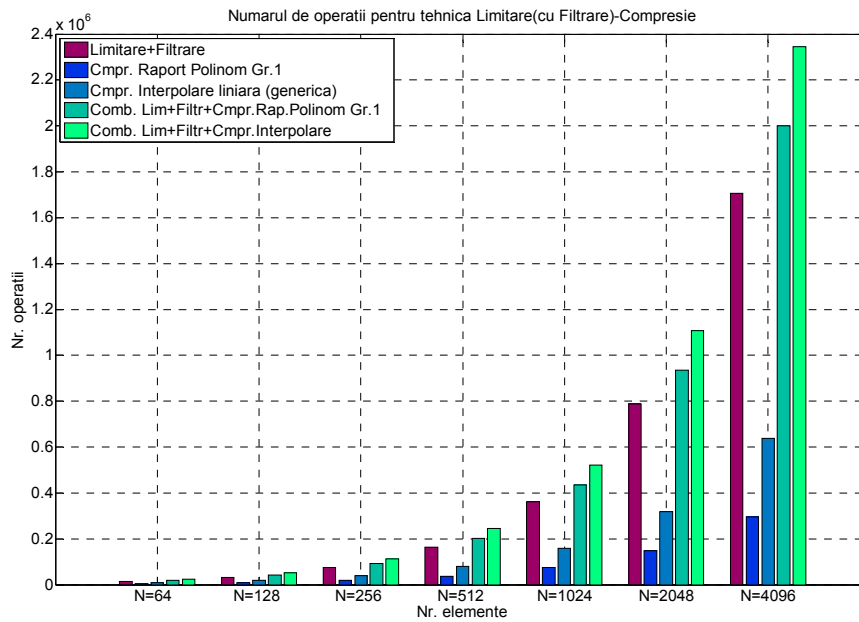
Figura 5.44. Schema bloc a tehnicii hibride Clipping-compandare.

Dacă ne referim la funcțiile standard utilizate pentru compresie, de tip logaritm sau exponențial, atunci calculul numeric implică dezvoltarea în serie Taylor cu un număr acceptabil de termeni, pentru a asigura o precizie acceptabilă. Acest mod de calcul necesită câteva zeci de operații multiplicative și aditive pentru fiecare eșantion al reprezentării în domeniul timp al semnalului transmis și recepționat. Pentru a simplifica procedeul de calcul, fără a pierde din precizie, se poate opta pentru interpolarea liniară, caz în care funcția neliniară este aproximată printr-un set de funcții liniare definite pe intervale disjuncte și consecutive ale domeniului de definiție normalizat. Dacă segmentele de dreaptă au aproximativ aceeași lungime, atunci este necesară o procedură, care să identifice subdomeniul de valori în care se încadrează amplitudinea eșantionului curent. Unul dintre algoritmi de căutare optimizați, este cel cu înjumătățirea intervalului, ce presupune un set de comparații succesive, până când se ajunge la identificarea unui subdomeniu, corespunzător unei singure funcții liniare. Numărul de operații necesare acestei metode de aproximare a funcției neliniare, este dat de suma dintre numărul de operații necesare determinării ordonatei punctului de pe segmentul de dreaptă conform relațiilor din geometria analitică și numărul de operații necesare algoritmului de căutare a subintervalului corespunzător, putând fi aproximată cu următoarea expresie:

$$NOP_{INTL\_LIN} = 12 + 3 \cdot \log_2(M) , \quad (5.21)$$

unde  $M$  reprezintă numărul de segmente utilizate pentru descrierea curbei neliniare. Dacă segmentele de dreaptă sunt astfel alese încât toate subdomeniile de definiție corespunzătoare acestora să aibă aceeași lungime, atunci numărul de operații necesare se reduce și mai mult, identificarea intervalului ce conține punctul curent reducându-se la o operație de împărțire cu rotunjire la valori întregi prin adăugare. Deoarece această metodă de aproximare este generică, putem afirma că numărul de operații corespunzătoare acesteia, reprezintă complexitatea computațională pentru orice funcție neliniară. Totuși, dacă funcția de compresie are o formă algebrică simplă, atunci numărul de operații poate fi mai mic, dacă se optează pentru calculul matematic direct. Una din aceste funcții, este raportul polinoamelor de gradul întâi, propusă în [116] și prezentată pe larg în cadrul capitoului anterior. Dată fiind simplitatea acestei funcții, numărul de operații de efectuat per eșantion de semnal se reduce extrem de mult. În baza acestor considerente, numărul de operații efectuate de către tehnica hibridă limitare-compresie, pentru simboluri OFDM de diferite lungimi, este indicat în Figura 5.45. Este evident faptul că dintre toate blocurile componente, cel mai mare număr de operații se execută în cadrul filtrului din domeniul frecvență. Totuși și în aceste condiții, acest număr este mult mai mic, în raport cu celelalte tehnici prezentate, fapt ce reprezintă un avantaj important al acestei soluții.

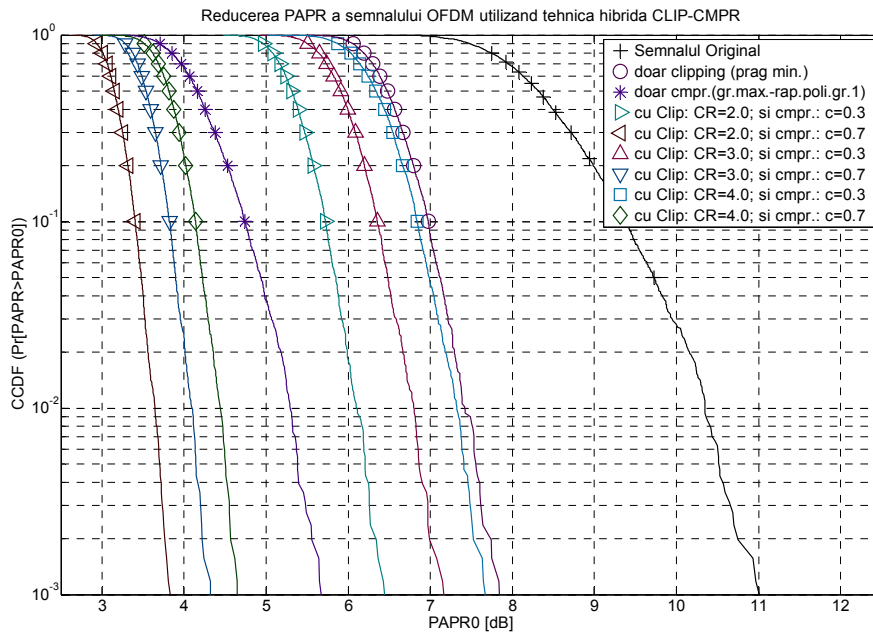
Un alt aspect important al acestei tehnici combinate este legătura dintre eficiența de reducere a PAPR și impactul asupra ratei erorii de bit. Introducerea distorsiunilor neliniare de către blocul limitator, dar și modificarea densității de probabilitate a amplitudinii eșantioanelor de semnal, conduc la o degradare a performanțelor BER. Pentru a pune în evidență acest lucru, am luat în considerare diferite valori pentru pragul de limitare și parametrul variabil al funcțiilor de compresie. Din multitudinea de funcții de compandare al semnalului, am ales un set de funcții de tip raport de polinoame de ordinul întâi și un set de funcții de tip exponențial.



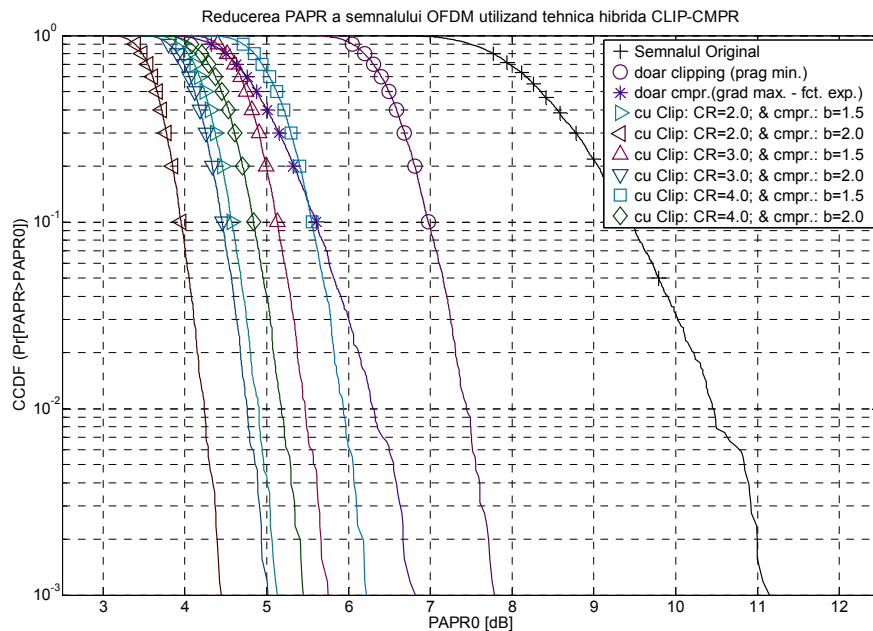
**Figura 5.45.** Numărul de operații necesare tehnicii hibride limitare (cu filtrare)-compresie pentru diferite lungimi ale simbolului OFDM original.

Admițând că semnalul OFDM original are aceeași lungime și tip de modulație ca și în cazurile anterioare, în condițiile unui prag de limitare de  $CR = \{2;3;4\}$ , eficiența de reducere a PAPR pentru cele două seturi de funcții considerate, este conform curbelor CCDF reprezentate în Figura 5.46, respectiv Figura 5.47. Este evident că scăderea pragului de limitare și creșterea neliniarității funcției de compresie conduc la o diminuare mai pronunțată a raportului dintre valoarea de vârf și cea medie a nivelului de semnal, însă cu prețul creșterii ratei erorii de bit. Astfel, performanțele BER în contextul unei comunicații prin canalul AWGN sunt conform diagramelor din Figura 5.48, respectiv Figura 5.49. Pentru valorile particulare ale parametrilor cu care au fost efectuate aceste simulări, se poate remarca faptul că în condițiile limitării semnalului la pragul minim considerat, la performanțe BER aproape identice, funcția propusă de tip raport de polinoame de gradul întâi, prezintă o eficiență de reducere a PAPR mai bună decât cea corespunzătoare a funcției exponențiale. Un alt aspect important este necesitatea limitării amplitudinii semnalului, care este pusă în evidență și de faptul că o gamă de valori mari ale semnalului original poate conduce la o compresie exagerată ce determină o puternică degradare BER, așa cum se poate observa în cazul funcției propuse. Acest fenomen se justifică și prin modificarea densităților de probabilitate ale amplitudinilor, în special de către blocul de compresie, așa cum indică diagramele din Figura 5.52, respectiv Figura 5.53. Desigur, acest fenomen poate să apară și pentru alte funcții, dacă se optează pentru grade de compresie mari. Nu în ultimul rând, trebuie precizat faptul că scăderea calității comunicației are loc și în contextul utilizării canalului cu interferențe cu două căi de propagare ușor decalate, considerat și pentru simulările anterioare, caz în care performanțele BER sunt conform diagramelor din Figura 5.50 respectiv Figura 5.51.

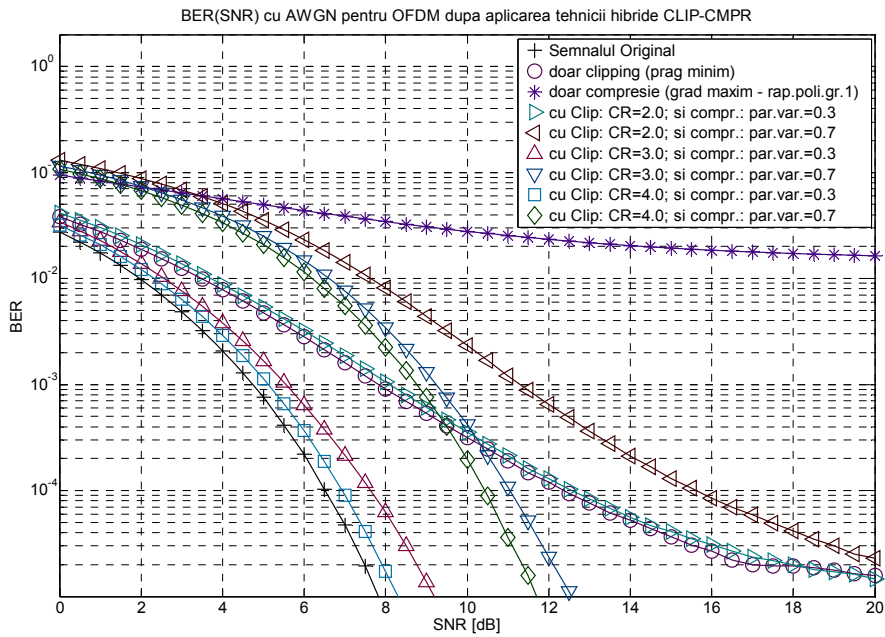




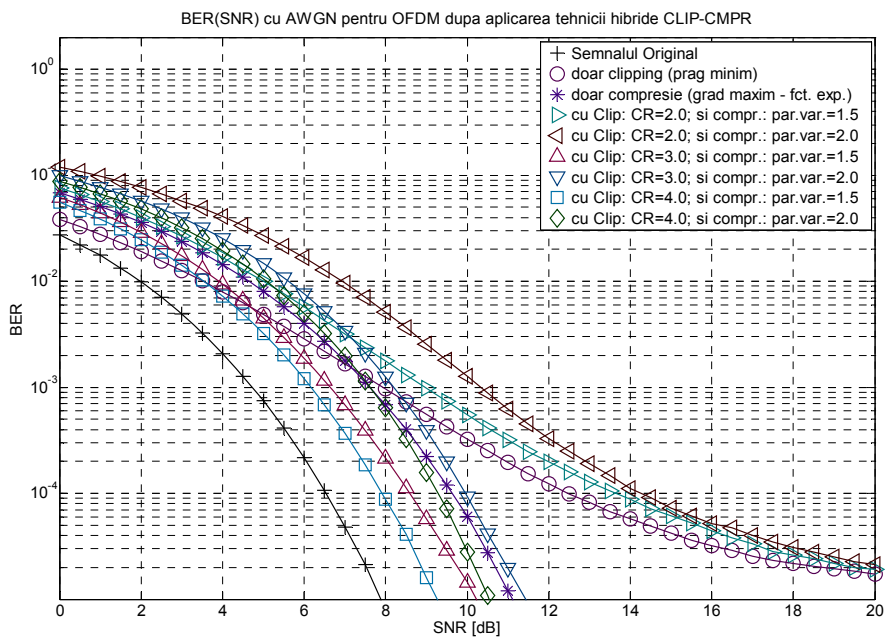
**Figura 5.46.** Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite variante ale tehnicii hibride limitare-compresie cu fct. rap. polinoame grad 1, în cazul unui semnal OFDM cu  $N=256$  subpurtătoare modulate 16-QAM.



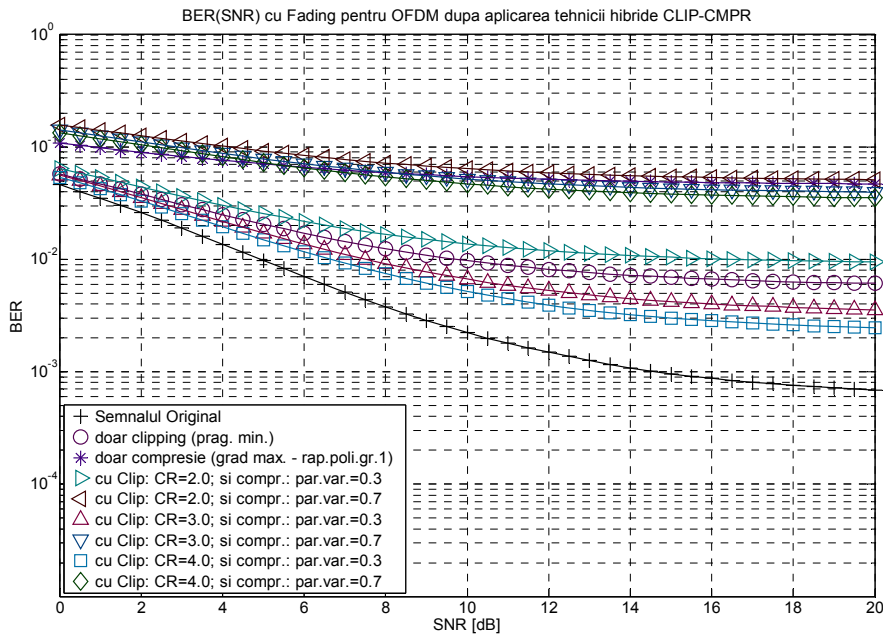
**Figura 5.47.** Eficiența de reducere a PAPR pentru diferite variante ale tehnicii hibride limitare-compresie cu fct. exponențială, în cazul unui semnal OFDM cu  $N=256$  subpurtătoare modulate 16-QAM.



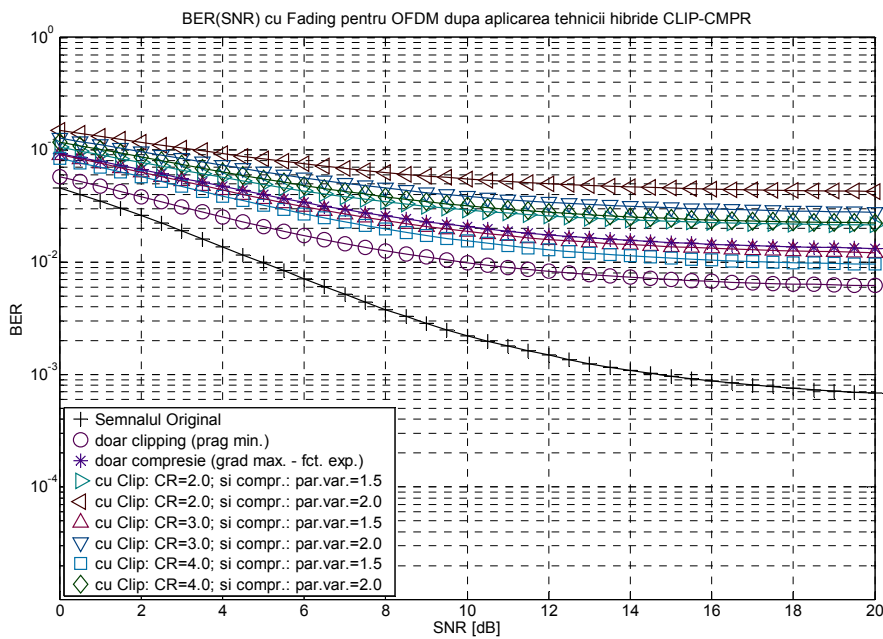
**Figura 5.48.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă limitare-compresie cu fct. rap. polinoame grad 1.



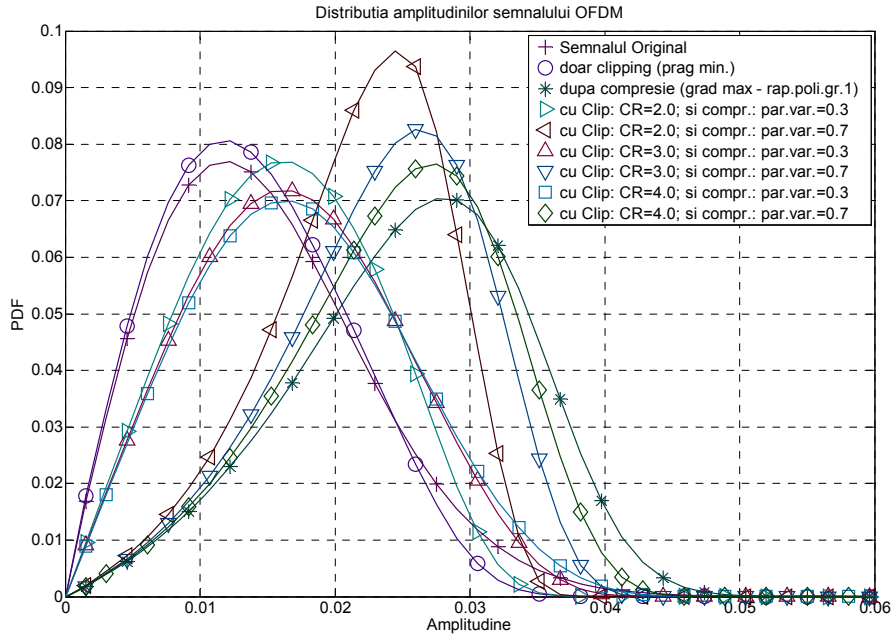
**Figura 5.49.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal AWGN a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă limitare-compresie cu fct. exponențială.



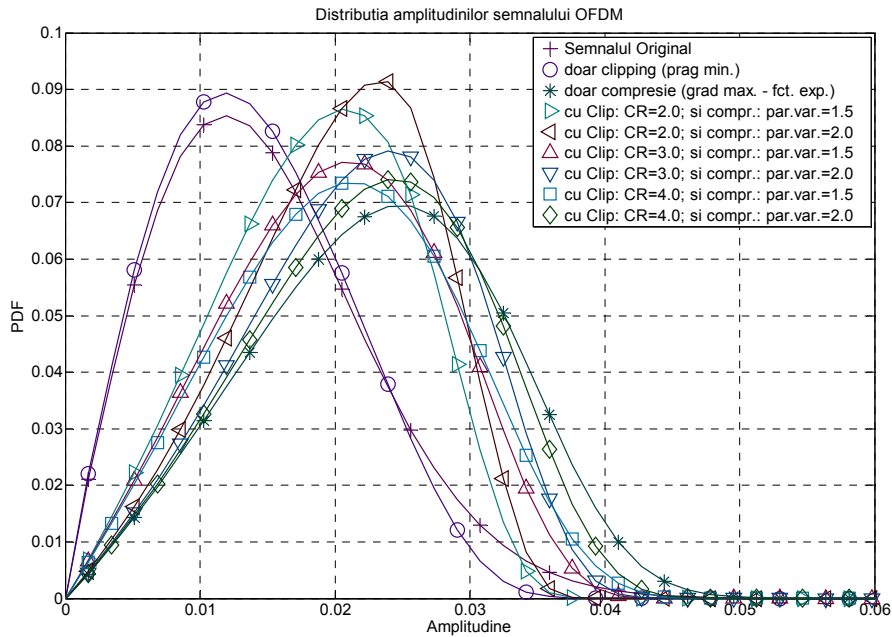
**Figura 5.50.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă limitare-compresie cu fct. rap. polinoame grad 1.



**Figura 5.51.** Rata erorii de bit pentru comunicația prin canal cu fading a semnalului OFDM prelucrat cu tehnica hibridă limitare-compresie cu fct. exponențială.



**Figura 5.52.** Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă limitare-compresie cu fct. rap. polinoame grad 1.



**Figura 5.53.** Densitatea de probabilitate a valorilor amplitudinii semnalului original și prelucrat cu tehnica hibridă limitare-compresie cu fct. exponențială.

În încheierea acestei secțiuni, mai trebuie menționat faptul că rezultate asemănătoare se obțin și în cazurile în care compresia de semnal se realizează în baza altor funcții neliniare precum legea- $\mu$ , inversul sinusului hiperbolic, funcția logistică, sau diferitele variante ale funcției de tip logaritm-în-logaritm, prezentate în cadrul capitolului anterior. Însă, pentru studiul acestei tehnici hibride, alegerea celor două funcții a fost făcută din considerente de complexitate computațională.

## 5.5. Considerente asupra evaluării complexității computaționale

Deoarece viteza de calcul, joacă un rol important în dezvoltarea oricărui echipament, inclusiv a sistemelor de comunicații, în cadrul acestui capitol am făcut multe referiri la mărimea 'complexitate computațională', ce a fost evaluată prin numărul de operații necesare a fi efectuate de către un bloc component sau un algoritm de prelucrare numerică. În deceniile trecute acest lucru se făcea utilizându-se drept unitate de mărime 'ciclul mașină', ce reprezintă o singură tranziție sau modificare de stare a regiștrilor din microprocesor. Motivul acestei alegeri, se datora faptului că operațiile elementare de înmulțire consumau un număr mai mare de impulsuri de tact, de la oscilatorul de referință, decât operațiile elementare de adunare. Evoluția microprocesoarelor, dar și a celorlate tipuri de circuite programabile, pe lângă viteza mărită, a cunoscut și modificări în arhitectura nucleelor ce permit efectuarea calculului paralel, având totodată și seturi de instrucțiuni optimizate. Din acest motiv, unitatea de măsură pentru aprecierea complexității computaționale se consideră a fi operația în virgulă flotantă (FLOP) de tipul  $a \cdot x + b$ , ceea ce înseamnă că operația de adunare este la egalitate cu operația de înmulțire, din punctul de vedere al timpului de procesor. Pornind de la această premisă și ținând cont de metricile oferite de universitatea Massachusetts Amherst, determinarea numărului de operații a fost făcută în contextul în care echipamentul electronic necesită 1 FLOP pentru adunare, scădere sau înmulțire, respectiv 8 FLOP-uri pentru împărțire și extragere de rădăcină pătrată. Nu în ultimul rând, pentru salturile condiționate am considerat că sunt necesare 2 FLOP-uri.

## 5.6. Alegerea tehnicii hibride

Așa cum am menționat încă de la începutul acestui capitol, tehnicile hibride moștenesc trăsăturile tehnicilor componente, fapt ce poate sugera care sunt criteriile pentru alegerea unei tehnici hibride pentru o aplicație de comunicații dată. Este de subînțeles faptul că eficiența de reducere a PAPR rămâne principalul criteriu în luarea unor decizii, în condițiile în care nu sunt impuse alte constrângeri. În cazul în care pentru un semnal OFDM, două sau mai multe tehnici combinate prezintă aceeași eficiență, atunci în mod evident, minimizarea complexității computaționale, poate fi cel de-al doilea criteriu ca importanță. Necesitatea transmiterii datelor cu debite foarte mari, determină o preferință pentru tehnicile cu prelucrare exclusiv liniară. Pe de altă parte, lățimea de bandă disponibilă sau formatul simbolului OFDM, poate reprezenta un alt criteriu. Însă, în condițiile în care codurile detectoare și corectoare de erori pot compensa deficitul de performanță BER cauzat de tehnicile neliniare, se poate opta și pentru soluții cu prelucrare liniar-nelinară, sau exclusiv neliniară.



## 6. CONCLUZII ȘI PERSPECTIVE

În cadrul acestei teze au fost propuse diferite soluții alternative pentru reducerea PAPR a semnalelor de tip OFDM. Pe de o parte, au fost dezvoltate câteva tehnici derivate care, prin modificarea anumitor etape sau proceduri ale algoritmilor corespunzători unor tehnici standard, prezintă o îmbunătățire a eficienței de reducere a PAPR sau diminuează degradarea performanțelor BER, cauzată de prelucrarea neliniară a semnalului. Pe de altă parte, au fost propuse tehnici hibride, care să permită o reducere mai eficientă a PAPR, în condițiile în care tehnicile componente își ating performanța maximă, sau ar conduce la o complexitate computațională extrem de mare. De asemenea, pentru a justifica importanța subiectului studiat, dar și pentru a pune în evidență beneficiile reducerii PAPR, s-a elaborat o analiză teoretică a legăturii dintre proprietățile statistice ale semnalului OFDM și unele dintre caracteristicile amplificatoarelor de putere. În următoarele secțiuni, se prezintă un rezumat al principalelor rezultate personale ce au fost prezentate în cadrul acestei teze și se indică câteva direcții de cercetare pentru viitoarele lucrări.

### 6.1. Sumarul contribuțiilor

Se prezintă secțiunile din cadrul capitolelor tezei, ce conțin contribuții originale sub forma unor analize teoretice, sau a unor soluții alternative pentru reducerea PAPR, ale căror avantaje sunt puse în evidență cu ajutorul simulărilor numerice.

- Capitolul 3 este dedicat studiului diferitelor tipuri de amplificatoare de putere de înaltă frecvență. În secțiunea 3.3.2 s-a făcut o analiză a impactului distorsiunilor neliniare asupra diferitelor caracteristici ale semnalului transmis.
  - ▶ S-a determinat expresia raportului semnal-zgomot de limitare, în funcție de valoarea modală și factorul de amplificare liniară.
  - ▶ S-au determinat variațiile puterii medii de eroare, cauzate de distorsiunile de limitare, în funcție de valoarea modală caracteristică semnalului și de factorul de amplificare liniară.
  - ▶ S-au definit două mărimi sub forma unor rapoarte de putere, ce indică abaterea modelului neliniar față de modelul liniar limitator al amplificatorului luat ca referință.
  - ▶ Generalizând expresia raportului semnal-zgomot-cu-distorsiuni, se arată dependența acestei mărimi funcție de valoarea modală ce caracterizează semnalul de intrare și funcție de raportul semnal-zgomot Gaussian, pentru câteva valori ale factorului de amplificare.
  - ▶ Expresia generalizată a raportului semnal-zgomot-cu-distorsiuni este folosită pentru a exemplifica dependența dintre rata erorii de bit și raportul semnal-zgomot pentru canalul AWGN pentru diferite valori ale factorului de amplificare considerat.
  - ▶ În mod similar, se arată dependența capacității canalului, funcție de raportul semnal-zgomot pentru canalul AWGN, pentru câteva valori ale factorului de amplificare considerat.

- În capitolul 4 sunt prezentate tehnicile standard de reducere a PAPR, precum și principalele caracteristici ale acestora. Tot în cadrul acestui capitol sunt propuse câteva tehnici derivate, precum și câteva metode alternative pentru transmiterea informației auxiliare.
  - ▶ În secțiunea 4.4 se propune utilizarea variației de fază pentru a încorpora informația auxiliară în subpurtătoarele de date, pentru cazul în care tehnica SLM se aplică unui semnal modulat conform constelației de puncte de tipul M-QAM.
  - ▶ În secțiunea 4.7 este propusă o tehnică TR derivată, ce permite o îmbunătățire a eficienței de reducere a PAPR prin extinderea spațiului de căutare.
  - ▶ În secțiunea 4.8 se prezintă eficiența de reducere a PAPR când tehnica de tip TI utilizează un nou tip de constelație extinsă.
  - ▶ Pentru îmbunătățirea eficienței de reducere a PAPR, în secțiunea 4.9 este sugerată utilizarea transformatei Hadamard cu ordonare generică, conform principiului de întretesere a eşantioanelor.
  - ▶ În baza simulărilor de tip Monte Carlo, în secțiunea 4.10 se arată că eficiența de reducere a PAPR a tehnicii clipping poate fi îmbunătățită, dacă eşantioanele de la ieșirea filtrului de semnal sunt rePLICATE la intrare.
  - ▶ Pentru tehnica de compresie a semnalului, în secțiunea 4.11 s-a propus utilizarea unor funcții neliniare noi. Rezultatele numerice obținute în urma simulărilor arată avantajele utilizării acestor funcții.
    - Totodată, în secțiunea 4.11.1 sunt propuse tehnici de compresie adaptivă ce permit o îmbunătățire suplimentară a eficienței de reducere a PAPR sau a performanțelor BER.
    - Secțiunea 4.11.2 este dedicată analizei statistice de ordinul întâi și doi, a semnalului comprimat. Utilizând calculul analitic și numeric, se arată cum se modifică diferitele mărimi statistice funcție de variația unor parametri caracteristici, incluși în expresiile algebrice ale funcțiilor neliniare propuse.
  - ▶ Secțiunea 4.12 este dedicată diferitelor tehnici de tip ACE și a diferitelor modalități de control a domeniului de valori extins, admis pentru punctele marginale din constelația de puncte. După prezentarea variantelor clasice reprezentate de algoritmi POCS și SGP, se prezintă o soluție alternativă (CGP) care realizează proiecția punctelor marginale înspre exteriorul constelației, funcție de rezultatul obținut în urma compresiei de semnal. Cu ajutorul simulărilor, se arată că în condițiile în care domeniul de valori extins corespunzător punctelor marginale are o limită superioară, noul algoritm propus, prezintă o degradare mai mică a performanțelor BER în comparație cu algoritmul SGP.
- Ținând cont de caracteristicile și limitările tehnicilor standard, în Capitolul 5 sunt propuse câteva tehnici hibride, ce sunt împărțite pe trei grupe, funcție de tipul de prelucrare de semnal corespunzător: exclusiv liniar, mixt, respectiv doar neliniar.



- ▶ Astfel, secțiunea 5.2 este dedicată tehnicilor compuse, care implică atât metode liniare cât și metode neliniare de prelucrare a semnalelor.
  - Cu ajutorul diagramelor CCDF obținute în urma simulărilor, este pusă în evidență îmbunătățirea eficienței de reducere a PAPR corespunzătoare acestor soluții alternative.
  - De asemenea, avantajele acestor tehnici combinate sunt puse în evidență și prin intermediul diagramelor BER(SNR) pentru canalul AWGN cât și pentru un model de canal cu interferențe.
  - Pentru fiecare dintre aceste soluții, s-a evaluat și complexitatea computațională, pentru a pune în evidență încărcarea de procesor de semnal, ce poate fi evitată, dacă se optează pentru utilizarea soluțiilor hibride.
  - Totodată, în secțiunea 5.2.2 este propusă o nouă modalitate de a transmite informația adițională necesară tehnicii PTS, folosind grupe de subpurtătoare adiționale, astfel modulate încât să nu altereze procesul de reducere a PAPR.
- ▶ În secțiunea 5.3 sunt prezentate rezultatele numerice corespunzătoare tehnicilor cu prelucrare exclusiv liniară.
  - Cu ajutorul curbelor CCDF din secțiunea 5.3.1 se arată că eficiența de reducere a PAPR poate fi îmbunătățită, în condițiile în care doar una dintre tehnicile componente, SLM sau TR, realizează un număr considerabil de iterații.
  - În secțiunea 5.3.2 este propusă tehnica hibridă de tip ACE-TR, în vederea îmbunătățirii eficienței de reducere a PAPR, evitând totodată o creștere exagerată a numărului de operații.
- ▶ În secțiunea 5.4 se studiază tehnica compusă de tipul clipping-compresie.
  - Se arată dependența curbelor CCDF(PAPR) și BER(SNR) funcție de variația pragului de limitare și a unor parametrii specifici legilor de compresie considerate.
  - Avantajul utilizării funcției neliniare de tipul raport de polinoame de gradul întâi, este evidențiat și din perspectiva complexității computaționale.

## 6.2. Propuneri pentru continuarea cercetării

Optimizarea amplificării semnalelor de bandă largă de tip OFDM reprezintă un domeniu complex, în care există o serie de subiecte și probleme interesante, rămase pentru a fi studiate. Câteva dintre acestea sunt sugerate în lista următoare.

- Reducerea PAPR folosind tehnici de limitare adaptivă, ce permit o atenuare variabilă a vârfurilor de semnal, în funcție de amplitudinea acestora și caracteristicile statistice ale semnalului în ansamblu.

- Implementarea unor metode de refacere a semnalului original din cel limitat, folosind modele de canal neliniar, sau prin transmiterea unor informații auxiliare.
- Îmbunătățirea anumitor caracteristici ale tehnicii ACE, prin utilizarea altor criterii de constrângere a domeniului admis punctelor marginale din constelație.
- Elaborarea unor transformate liniare derivate pentru implementarea unor tehnici adaptive de reducere a PAPR.
- Elaborarea altor algoritmi pentru tehnica TR, care să utilizeze alte criterii de parcurgere a spațiului de căutare. În acest sens, o posibilă opțiune este de a condiționa explorarea maximală a unor subspații, funcție de variația PAPR.
- Identificarea altor funcții neliniare pentru compresia semnalului OFDM, care să permită o reducere mai bună a PAPR, în condițiile conservării performanțelor BER originale.
- Tehnici de compresie adaptivă a semnalului în domeniul timp, ce utilizează alte criterii de selecție a funcțiilor neliniare dintr-un set dat.
- Utilizarea funcțiilor compuse în vederea optimizării compresiei de semnal.
- Modelarea funcțiilor neliniare existente cu ajutorul funcțiilor liniare pe subintervale, în vederea reducerii numărului de operații, fără diminuarea eficienței de reducere a PAPR.
- Studiul modificării funcțiilor de transfer ale amplificatoarelor de putere cu efect de memorie, în prezența semnalului prelucrat cu diferite tehnici de reducere a PAPR.

## Bibliografie

- [1] R.W.Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission", Bell System Tech. J, Vol. 45, pp. 1775-1796, December 1966.
- [2] B.R.Saltzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system", IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. 15, No. 6, pp. 805-811, December 1967.
- [3] S.B. Weinstein and P.M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform", IEEE Transactions on Communication, Vol. 19, No. 5, pp. 628-634, October 1971.
- [4] Steven G. Johnson and Matteo Frigo, "A modified split-radix FFT with fewer arithmetic operations", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 55, No.1, pp. 111-119, January 2007.
- [5] James W. Cooley and John W. Tukey, "An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series", Math. Computing, Vol. 19, No. 90, pp. 297-301, April 1965.
- [6] Henrik V. Sørensen and C. Sidney Burrus. "Efficient Computation of DFT with Only a Subset of Input or Output Points", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol 41. No. 3, pp. 1184-1200, March 1993.
- [7] Alan Edelman, Peter McCorquodalez and Sivan Toledox, "The Future Fast Fourier Transform?", Society for Industrial and Applied Mathematics, Vol. 20, No. 3, pp. 1094-1114, year 1999.
- [8] A. Peled and A. Ruiz. "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms", IEEE International Conference in Acoust., Speech and Signal Processing, Vol. 5, pp. 964-967, Denver, CO, April 1980.
- [9] Specification EN300401-2001a, Radio Broadcasting Systems: Digital Audio Broadcasting to Mobile, Portable and Fixed Receivers, ETSI, Sophia-Antipolis.
- [10] Specification EN300744-2001b, Digital Broadcasting Systems for Television, Sound and Data Services; Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television, ETSI, Sophia- Antipolis.
- [11] Standard 802.11a, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band, IEEE.
- [12] Standard 802.11b Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band, IEEE.
- [13] Specification: EN101475-2001, Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN type 2; Physical (PHY) Layer, ETSI, Sophia-Antipolis.
- [14] Standard 802.16e-2005, "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems", IEEE.
- [15] Borko Furht and Syed A. Ahson, "Long Term Evolution: 3GPP LTE Radio and Cellular Technology", Crc Press, April 2009, ISBN 978-1-4200-7210-5.
- [16] T. Starr, J. Cioffi, and P. Silverman, Understanding Digital Subscriber Lines, Prentice Hall, January 1999, ISBN 978-0137805457.
- [17] Recommendation G.992.1, Asymmetrical Digital Subscriber Line (ADSL) Transceivers: Transmission media and System, ITU, July 1998.

- 
- [18] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajashima, "Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes", IEEE Int. Conf. on Communications, Vol.2, pp. 1064-1070, Geneva, Switzerland, May, 1993.
- [19] Henrik Schultze, Christian Lueders, "Theory and Applications of OFDM and CDMA Wideband Wireless Communications", John Wiley & Sons Ltd, July 2005, ISBN-13 978-0-470-85069-5.
- [20] Lingzhi Cao and Norman C. Beaulieu, "Exact Error-Rate Analysis of Diversity 16-QAM with Channel Estimation Error", IEEE Transactions on Communications, Vol. 52, No. 6, pp. 1019-1029, June 2004.
- [21] Leszek Szczeciński, Cristian González, and Sonia Aïssa, "Exact Expression for the BER of Rectangular QAM With Arbitrary Constellation Mapping", IEEE Transactions on Communications, Vol. 54, No. 3, pp. 389-392, March 2006.
- [22] A.A.M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," IEEE Trans. Comm., Vol. 29, No. 11, pp. 1715-1720, November 1981.
- [23] A. Ghorbani and M. Sheikan, "The effect of solid state power amplifiers (SSPAs) nonlinearities on MPSK and M-QAM signal transmission," 6th International Conference on Digital Processing of Signals in Communications, pp. 193-197, Loughborough, September 1991.
- [24] D. Jarman, "A Brief Introduction to Sigma Delta Conversion," Intersil Corporation, Melbourne, Florida, USA Report AN9504, May 1995.
- [25] Ayana Suzuki, Mamiko Inamori, Yukitoshi Sanada, "Subcarrier Weighting Scheme in OFDM Receiver with SigmaDelta A/D Converter on Multipath Fading Channels", IEEE Vehicular Technology Conference Fall, pp.1-5, Ottawa ON, September 2010.
- [26] David J. Young, and Norman C. Beaulieu, "The Generation of Correlated Rayleigh Random Variates by Inverse Discrete Fourier Transform", IEEE Transactions on Communications, Vol. 48, No. 7, pp. 1114-1127, July 2000.
- [27] Kareem E. Baddour, and Norman C. Beaulieu, "Autoregressive Modeling for Fading Channel Simulation", IEEE Transactions on Communications, Vol. 4, No. 4, pp. 1650-1662, July 2005.
- [28] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems -part I: Characterization", IEEE Communications Magazine, Vol. 35, No. 7, pp. 136 - 146, July 1997.
- [29] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems -part II: Mitigation", IEEE Communications Magazine, Vol. 35, No. 9, pp. 148 - 155, September 1997.
- [30] B. Muquet, Z. Wang, G. Giannakis, M. de Courville, and P. Duhamel, "Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions?," IEEE Transactions on Communications, Vol. 50, No. 12, pp. 2136 - 2148, December 2002.
- [31] Panayiotis D. Papadimitriou, Costas N. Georghiades, "Zero-padded OFDM with improved performance over multipath channels", IEEE Conf. on Consumer Communications and Networking, pp. 31-34, Las Vegas, NV, USA, 2004.
- [32] Wang, Jian , Song, Jian; Yang, Zhi-Xing; Yang, Lin; Wang, Jun , "Frames theoretic analysis of zero-padding OFDM over deep fading wireless channels", IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 52, No. 2, pp. 252-260, June 2006.

- [33] Henkel Werner, Georg Tauböck, Per Ödling, Per Öla Börjesson, Niklas Petersson, "The cyclic prefix of OFDM/DMT - an analysis", International Seminar on Broadband Communications Access, Transmission, Networking, pp. 22:1-3, Zurich, 2002.
- [34] Jorge Luis Seoane, Sarah Kate Wilson, Saul Gelfand, "Analysis of intertone and interblock interference in OFDM when the length of the cyclic prefix is shorter than the length of the impulse response of the channel", IEEE Global Telecommunications Conference, Vol.1, pp. 32-36, Phoenix AZ, November 1997.
- [35] Mickaël D. Batarière, Kevin L. Baum, Thomas P. Krauss, "Cyclic prefix length analysis for 4G OFDM systems", IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 1, pp. 543-547, September 2004.
- [36] You-Seok Lee and Hyoung-Nam Kim, "Iterative Extrapolation for Channel Equalization in DVB-T Receivers", IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 54, No. 3, pp. 461-467, September 2008.
- [37] M. R. Raghavendra and K. Giridhar, "Improving Channel Estimation in OFDM Systems for Sparse Multipath Channels", IEEE Signal Processing Letters, Vol. 12, No. 1, pp. 52-55, January 2005.
- [38] Osvaldo Simeone, Yeheskel Bar-Ness, and Umberto Spagnolini, "Pilot-Based Channel Estimation for OFDM Systems by Tracking the Delay-Subspace", IEEE Transactions On Wireless Communications, Vol. 3, No. 1, pp. 315-325, January 2004.
- [39] Wen Zhou and Wong Hing Lam, "A Fast LMMSE Channel Estimation Method for OFDM Systems", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking Volume 2009, Article ID 752892.
- [40] Li Ye, Jr. Leonard J. Cimini, and R. Sollenberger Nelson, "Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels", IEEE Transactions On Communications, Vol. 46, No. 7, pp. 902-915, July 1998.
- [41] Vineet Srivastava, Chin Keong Ho, Patrick Ho Wang Fung and Sumei Sun, "Robust MMSE Channel Estimation in OFDM Systems with Practical Timing Synchronization", IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Vol. 2, pp. 711-716, Atlanta Georgia USA, 2004.
- [42] P. Kenington, "High-Linearity RF amplifier Design", Artech House Publishers, 2000, ISBN 978-1580531436.
- [43] C. Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Second Edition", Artech House Publishers, 1999, ISBN-13: 978-1596930186.
- [44] S.N. Ali, T. Johnson, "A New High Efficiency RF Switch-mode Power Amplifier Architecture for Pulse Encoded Signals", pp. 1-6, IEEE 13th Annual Wireless and Microwave Technology Conference, Cocoa Beach, FL USA, April 2012.
- [45] A. S. Gilmour, "Klystrons, Traveling Wave Tubes, Magnetrons, Cross-Field Amplifiers and Gyrotrons", 2011, ISBN: 978-1608071845.
- [46] D.S. Komm, R.T. Benton, H.C. Limburg, W.L. Menninger, X. Zhai, "Advances in space TWT efficiencies", IEEE International Vacuum Electronics Conference, Monterey, CA, USA, 2000.
- [47] T.A. Hargreaves, C.M. Armstrong, R.B. True, R. Watkins, M.L. Barsanti, A. Schram, "Linear TWT development", IEEE 29th International Conference on Plasma Science, Banff Alberta, Canada, 2002.
- [48] D.R. Whaley, R. Duggal, C.M. Armstrong, C.L. Bellew, C.E. Holland, C.A. Spindt, "Low-voltage field emitter array operation in cold cathode TWT", IEEE 20th International Vacuum Nanoelectronics Conference, Chicago, IL, USA, 2007.

- [49] D.R. Whaley, R. Duggal, C.M. Armstrong, C.L. Bellew, C.E. Holland, C.A. Spindt, "Operation of a low-voltage high-transconductance field emitter array TWT", IEEE 35th International Conference on Plasma Science, Karlsruhe, Germany, 2008.
- [50] Chen Zhao, S. Aditya, Ciersiang Chua, "Analysis of Coupled Planar Helices with Straight-Edge Connections for Application in Millimeter-Wave TWTs", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 60, No. 3, pp. 1244-1250, March 2013.
- [51] M. Casto, M. Lampenfeld, Pengcheng Jia, P. Courtney, S. Behan, P. Daughenbaugh, R. Worley, "100W X-band GaN SSPA for medium power TWTA replacement", IEEE 12th Annual Wireless and Microwave Technology Conference, pp. 1-4, Clearwater Beach, FL, USA, 2011.
- [52] Marc Franco and Allen Katz, "Class-E Silicon Carbide VHF Power Amplifier", IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, pp. 19-22, Honolulu, HI, USA, 2007.
- [53] C. Meliani, J. Flucke, A. Wentzel, J. Würfl, W. Heinrich, and G. Tränkle, "Switch-Mode Amplifier ICs with over 90% Efficiency for Class-S PAs using GaAs-HBTs and GaN-HEMTs", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 751-754, Atlanta, GA, USA, 2008.
- [54] V. Vadala, A. Raffo, S. Di Falco and G. Vannini, "GaN HEMT nonlinear characterization for wideband high-power amplifier design", European Microwave Integrated Circuits Conference, pp. 9-12, Manchester, UK, 2011.
- [55] J.B. King and T.J. Brazil, "Nonlinear Electrothermal GaN HEMT Model Applied to High-Efficiency Power Amplifier Design", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 61, No. 1, January 2013.
- [56] R. van Nee and R. Prasad, "OFDM for Mobile Multimedia Communications", Artech House Publishers, Boston London, 1998, ISBN: 978-0890065303.
- [57] V. Petrovic, "Reduction of Spurious Emissions from Radio Transmitters by means of Modulation Feedback", IEEE Conference on Radio Spectrum Conservation Techniques, pp. 44-49, Birmingham, UK, September 1983.
- [58] V. Petrovic, "VHF SSB Transmitter Employing Cartesian Feedback", IEE Conference on Telecommunications, Radio and Information Technology, pp. 161-165, Birmingham, UK, May, 1984.
- [59] Standard EN 300 392-2 Terrestrial Trunked Radio (TETRA) voice and data. Part 2: Air Interface, ETSI, Sophia Antipolis, 2010.
- [60] J.L. Dawson, T.H. Lee, "Cartesian feedback for RF power amplifier linearization", Vol.1, pp. 361-366, Proceedings of the American Control Conference, Boston, MA, USA, 2004.
- [61] F. Carrara, A. Scuderi, G. Palmisano, "Wide-bandwidth fully integrated Cartesian feedback transmitter" Proceedings of Custom Integrated Circuits Conference, pp. 451-454, San Jose CA USA, 2003.
- [62] Sang-Gee Kang, Il-Kyoo Lee, Ki-Suk Yoo, "Analysis and design of feedforward power amplifier", IEEE International Microwave Symposium Digest, Vol.3, pp. 1519-1522, Denver, CO, USA, 1997.
- [63] Yong-Chae Jeong, Dal Ahn, Chul-Dong Kim, Ik-Soo Chang, "Feedforward Amplifier using Equal Group-Delay Signal Canceller", IEEE International Microwave Symposium Digest, pp.1530-1533, San Francisco, CA, USA, 2006.
- [64] M. Vasic, O. Garcia, J.A. Oliver, P. Alou, D. Diaz, J.A. Cobos, A. Gimeno, J.M. Pardo, C. Benavente, F.J. Ortega, "Efficient and Linear Power Amplifier

- Based on Envelope Elimination and Restoration", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No.1, pp. 5-9, January 2012.
- [65] Feipeng Wang, Donald F. Kimball, Jeremy D. Popp, Annie Hueiching Yang, Donald Y. Lie, Peter M. Asbeck and Lawrence E. Larson, "An Improved Power-Added Efficiency 19-dBm Hybrid Envelope Elimination and Restoration Power Amplifier for 802.11g WLAN Applications", IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol.54, No. 12, pp.4086-4099, December 2006.
- [66] M. Helaoui, F.M. Ghannouchi, "Linear amplification with Nonlinear Components (LINC)", IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, Vol. 57, No.1, pp. 6-10, January 2010.
- [67] A. Bateman, "The combined analogue locked loop universal modulator (CALLUM)", IEEE Vehicular Technology Conference, Vol.2, pp. 759-763, Denver, CO, USA, May 1992.
- [68] E. Bertran, P.L. Gilabert, G. Montoro, J. Berenguer, "Overview of Power Amplifier Linearization Based on Predistorsion Techniques", WSEAS 8th International Conference on Simulation, Modeling and Optimization, pp. 309-314, Santander, Cantabria, Spain, September 2008.
- [69] G. Montoro, P. L. Gilabert , E. Bertran, A. Cesari, J. A. García, "An LMS-Based Adaptive Predistorter for Cancelling Nonlinear Memory Effects in RF Power Amplifiers", IEEE Asia-Pacific Microwave Conference, pp. 1-4, Bangkok, Thailand, December 2007.
- [70] G. Montoro, P. L. Gilabert, E. Bertran, A. Cesari, and D. D. Silveira, "A New Digital Predictive Predistorter for Behavioral Power Amplifier Linearization", IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 17, No. 6, pp. 448-450, June 2007.
- [71] Saleh A. A. M., "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers", IEEE Transactions on Communications, Vol. 29, No. 11, pp. 1715-1720, November 1981.
- [72] Ghorbani A, Sheikhan M., "The effect of solid state power amplifiers (SSPAs) nonlinearities on MPSK and M-QAM signal transmission" , International Conference on Digital Processing of Signals in Communications, pp 193-197, Loughborough, September 1991.
- [73] Rapp C., "Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting system", Second European Conference on Satellite Communications, pp.179-184, Liège, Belgium, October 1991.
- [74] M. Honkanen, S-G. Häggman, "New Aspects on Nonlinear Power Amplifier Modeling in Radio Communication Systems Simulations", IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Vol. 3, pp. 844-848, Helsinki Finland, 1997.
- [75] G. P. White, A. G. Burr, T. Javornik "Modelling of nonlinear distortion in broadband fixed wireless access systems," IEEE Electronics Letters, Vol. 39, No. 8, pp. 686-687, April 2003.
- [76] Hugo Durney Wasaff, PhD Thesis, "Adaptive Pre-Distortion for Nonlinear High Power Amplifiers in OFDM Systems", Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, February 2004.
- [77] Hyunseuk Yoo, PhD. Thesis, "PAPR Reduction in Coded-OFDM Systems by using Multiple Candidates and Deliberate Clipping", Université de Bretagne-Sud, France, November 2011.
- [78] H. Ochiai and H. Imai, "Performance of the deliberate clipping with adaptive symbol selection for strictly band-limited ofdm systems", IEEE Journal on

- Selected Areas in Communications, Vol. 18, No. 11, pp. 2270-2277, November 2000.
- [79] Seung Hee Han, Jae Hong Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission", *IEEE Wireless Communications*, Vol.12, No. 2, pp.56-65, April 2005.
- [80] Tao Jiang, Yiyang Wu, "An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals", *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 54, No. 2, pp. 257-268, June 2008.
- [81] Y. Louet et J. Palicot, "Synthèse de la notion de facteur de crête et application aux modulations monoporteuse", *GRETSI Symposium on Signal and Image Processing*, Louvain la Neuve, Belgique, Septembre 2005.
- [82] S. H. Müller and J. B. Huber, "A novel peak power reduction scheme for OFDM", "The 8th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications", Vol. 3, pp. 1090-1094, Helsinki, Finland 1997.
- [83] R. W. Bäuml, R. F. H. Fisher, and J. B. Huber, "Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping," *Electronics Letters*, Vol. 32, No. 22, pp. 2056-2057, October 1996.
- [84] Stéphane Y. Le Goff, Boon Kien Khoo, Charalampos C. Tsimenidis, and Bayan S. Sharif, "A Novel Selected Mapping Technique for PAPR Reduction in OFDM Systems", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 56, No. 11, pp. 1775-1779, November 2008.
- [85] Emad Alsusa and Lin Yang, "Novel Redundancy-Free and SER-Improved Selective Mapping Technique with Coded Phase Sequences for PAPR Reduction in OFDM Systems", *IEEE International Conference on Communications*, Vol. 6 pp. 2887-2892, Istanbul, Turkey, June 2006.
- [86] A. Rahim Leyman, Xin Liu, Hari K. Garg, Yan Xin, "Automatic Classification of Imperfect QAM Constellation Using Radon Transform", *IEEE International Conference on Communications*, pp. 2635 - 2640 , Glasgow Scotland, June 2007.
- [87] Suckchell Yang, Yoan Shin, "Partitioned-SLM Scheme with Low Complexity for PAPR Reduction of OFDM Signals", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp.1-5, Helsinki, Finland, September 2006.
- [88] Lingyin Wang and Yewen Cao, "Improved SLM for PAPR Reduction in OFDM Systems", *International Workshop on Intelligent Systems and Applications*, pp.1-4, Wuhan China, May 2009.
- [89] S. H. Müller and J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences", *Electronics Letters*, Vol. 33, No. 5, pp. 368-369, February 1997.
- [90] Youngseok Oh, Eui-Rim Jeong, Sungho Choi, Wooseok Nam, and Yong H. Lee, "Side Information-Free PTS-PAPR Reduction via Pilot Assisted Estimation of Phase Factors in an OFDM Frame with a Preamble", *IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*, pp.41-45, Istanbul Turkey, September 2010.
- [91] A. Ghassemi and T. A. Gulliver, "PTS-Based Radix FFT for PAPR Reduction in OFDM Systems", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pp. 1323-1328, Kowloon, Hong Kong, March 2007.
- [92] L. Wang and J. Liu, "PAPR Reduction of OFDM Signals by PTS With Grouping and Recursive Phase Weighting Methods", *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 57, No. 2, pp. 299-306, June 2011.



- [93] Z. Fedra, R. Marsalek, V. Sebesta, "Interleaving Optimization in OFDM PAPR Reduction", Radioelektronika International Conference, pp. 1-3, Brno, Czech Republic, April 2007.
- [94] J. Tellado and J. M. Cioffi, "Efficient algorithms for reducing PAR in multicarrier systems", IEEE International Symposium on Information Theory, p.191, Cambridge MA, USA, August 1998.
- [95] P. Venkatasubramanian and J. Ilow, "Opportunistic Configurations of Pilot Tones for PAPR Reduction in OFDM Systems", IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, pp. 1-5, Athens Greece, September 2007.
- [96] V. Cuteanu, A. Isar, "PAPR Reduction of OFDM Signals using Gradual Projection Active Constellation Extension and Sequential Block Grouping Tone Reservation Hybrid Scheme", pp.188-203, IARIA International Journal on Advances in Telecommunications, 2012.
- [97] E. Bouquet, S. Haese, M. Drissi, C. Moullec, and K. Sayegrih, "An innovative and low complexity PAPR reduction technique for multicarrier systems", The 9th European Conference on Wireless Technology, pp. 162-165, Manchester UK, September 2006.
- [98] C. L. Wang, Y. Ouyang, and H. C. Chen, "A low-complexity peak-to-average power ratio reduction technique for OFDM-based systems", IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 6, pp. 4380-4384, Los Angeles, CA USA, September 2004.
- [99] Y.Z. Jiao, X.J. Liu, and X.A. Wang, "A Novel Tone Reservation Scheme with Fast Convergence for PAPR Reduction in OFDM Systems", IEEE Consumer Communications and Networking Conference, pp. 398-402, Las Vegas, NV USA, January 2008.
- [100] Seungsoo Yoo, Seokho Yoon, Sun Yong Kim, Iickho Song, "A novel PAPR reduction scheme for OFDM systems: selective mapping of partial tones (SMOPT)", IEEE Transaction on Consumer Electronics, Vol. 52, No. 1, pp. 40-43, February 2006.
- [101] J. Tellado, "Peak-to-Average Power Reduction for Multicarrier Modulation", Ph.D. thesis, Stanford University, September 1999.
- [102] A.A. Al-Shaikhi and J. How, "Alternative Symbol Representations with Radial Symmetry for PAPR Reduction in OFDM Systems", IEEE International Conference on Communications, pp. 2942-2948, Glasgow Scotland, June 2007.
- [103] Aye Aung, Boon Poh Ng, "Natural-ordered complex Hadamard transform", Elsevier, Signal Processing, Vol. 90, No. 3, pp. 874-879, March 2010.
- [104] V. Cuteanu, D. Isar, "Hybrid PAPR reduction scheme using Walsh Hadamard precoding and signal companding", International Symposium on Electronics and Telecommunications, pp.195 - 198, Timisoara, Romania, November 2012.
- [105] J. Armstrong, "New OFDM Peak-to-Average Power Reduction Scheme", IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 1, pp. 756-760, Rhodes Greece, May 2001.
- [106] V. Cuteanu, "Analysis of a new Hybrid Clipping-SLM PAPR Reduction", Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timisoara, Transactions on Electronics and Communications, pp. 9-12, Vol. 57(71), No. 1, Timisoara, Romania, 2012.
- [107] M. Deumal, C. Vilella, J. L Pijoan, P. Bergadà, "Partially Clipping (PC) Method For The Peak-To-Average Power Ratio (PAPR) Reduction in OFDM", IEEE

- International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Vol. 1, pp. 464-468, Barcelona Spain, September 2004.
- [108] Rajiv Saxena, Hem Dutt Joshi, "A New Peak Clipping Algorithm for PAPR Reduction in OFDM", *Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 1, No. 2, pp. 49-54, December 2011.
- [109] Luqing Wang, PhD. Thesis "Peak-to-Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems", University of Alberta, Canada, 2008.
- [110] H. Chen and A.M. Haimovich, "Iterative Estimation and Cancellation of Clipping Noise for OFDM Signals", *IEEE Comm. Letters*, Vol. 7, No. 7, July 2003.
- [111] X. Wang, T. T. Tjhung, C. Sum Ng, and A. A. Kassim, "On the SER Analysis of A-Law Companded OFDM System", in *Proc. Global Telecommunication Conference*, Vol.2, pp. 756-760, San Francisco, CA USA, December 2000.
- [112] Jaewoon Kim and Yoan Shin, "An Effective Clipped Companding Scheme for PAPR Reduction of OFDM Signals", *IEEE International Conference on Communications*, pp. 668-672, Beijing China, May 2008.
- [113] Tao Jiang, Yang Yang, and Yong-Hua Song, "Companding Technique for PAPR Reduction in OFDM Systems Based on an Exponential Function", *IEEE Global Telecommunications Conference*, Vol. 5, pp. 2798-2801, St. Louis, MO USA, 2005.
- [114] Taleb Moazzeni, Henry Selvaraj, Yingtao Jiang, "A novel Multi-Exponential Function-based Companding Technique for Uniform Signal Compression over Channels with Limited Dynamic Range", *Intl. Journal of Electronics and Telecommunications*, Vol. 56, No.2, pp. 125-128, September 2010.
- [115] Wisam F. Al-Azzo, Borhanuddin M. Ali, Sabira Khatun, and Syed M. Bilfagih, "Time domain statistical control for PAPR reduction in OFDM system", *IEEE Asia-Pacific Conference on Communications*, , pp.141-144, Bangkok, Thailand, October 2007.
- [116] V. Cuteanu and A. Isar, "PAPR reduction of OFDM signals using hybrid clipping-companding scheme with sigmoid functions", *International Conference on Applied Electronics*, pp. 75-78, Plzen, Czech Republic, September 2011.
- [117] V. Cuteanu and A. Isar, "PAPR Reduction Scheme with Clipping and Quasilinear Sigmoid Compression Functions", *Applied Electronics*, pp. 59-64, Plzen, Czech Republic, September 2012.
- [118] V. Cuteanu, "PAPR Reduction of OFDM Signals using Adaptive Companding Scheme", *International Conference on Applied Electronics*, pp. 59-62, Plzen, Czech Republic, September 2013.
- [119] V.Cuteanu, D. Isar, "PAPR Reduction of OFDM Signals Using Logarithm Based Compression Functions", nr.pg. 4, *Radioelektronika 2014*, Bratislava, Slovak Republic.
- [120] Li-Chun Wang, Wei-Cheng Liu and Yun-Huai Cheng, "Statistical Analysis of a Mobile-to-Mobile Rician Fading Channel Model", *IEEE Transactions on Vehicular Tehnology*, Vol. 58, No. 1, pp. 32-38, January 2009.
- [121] G. L. Stüber, "Principles of Mobile Communication", Second Edition, Kluwer Academic Publishers, 2001, ISBN: 0-792-37998-5.
- [122] Roger A. Dana, "Statistics of Sampled Rician Fading", *Defense Nuclear Agency*, Alexandria, USA, February 1993.
- [123] Harold T. Yura and Steen G. Hanson, "Mean level signal crossing rate for an arbitrary stochastic process", *Optical Society*, Vol. 27, No. 4, April 2010.

- [124] B.S. Krongold and D. L. Jones, "PAR Reduction in OFDM via Active Constellation Extension", *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 49, No. 3, pp. 258-268, September 2003.
- [125] A. Kliks and H. Bogucka, "Improving Effectiveness of the Active Constellation Extension Method for PAPR Reduction in Generalized Multicarrier Signals", *SpringerLink, Wireless Personal Communication*, vol. 61, no. 2, pp. 323-334, May 2010.
- [126] Luqing Wang and Chintha Tellambura, "An Adaptive-Scaling Algorithm for OFDM PAR Reduction Using Active Constellation Extension", *IEEE 64th Vehicular Technology Conference*, pp.1-5, Montreal Quebec, Canada, September 2006.
- [127] Zhixing Yang, Haidong Fang, and Changyong Pan, "ACE With Frame Interleaving Scheme to Reduce Peak-to-Average Power Ratio in OFDM Systems", *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 51, Part. 4, pp. 571-575, December 2005.
- [128] Houshou Chen and Hsinying Liang, "A Modified Selective Mapping with PAPR Reduction and Error Correction in OFDM Systems", *Wireless Communications and Networking Conference*, pp. 1329-1333, Kowloon, Hong Kong, March 2007.
- [129] Craig Jamieson and Jacek Ilow, "Bit Mapping and Error Insertion for FEC Based PAPR Reduction in OFDM Signals" , *IEEE Global Telecommunications Conference*, pp.1-5, San Francisco, USA, December 2006.
- [130] S. Khalid, and S.I. Shah, "PAPR reduction by using discrete wavelet transform" , *International Conference on Emerging Technologies*, pp.179-182, Peshawar, Pakistan, November 2006.
- [131] M. Baro, and J. Ilow, "PAPR Reduction in OFDM Using Wavelet Packet Pre-Processing", *IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, pp.195-199, Las Vegas, NV, USA, January 2008.
- [132] V. Cuteanu and A. Isar, "PAPR Reduction of OFDM Signals Using Selective Mapping and Clipping Hybrid Scheme", *The 20th European Signal Processing Conference*, pp. 2551-2555, Bucharest, Romania, August 2012.
- [133] V. Cuteanu and A. Isar, "PAPR Reduction of OFDM Signals using Partial Transmit Sequence and Clipping Hybrid Scheme", *The Eight Advanced International Conference on Telecommunications*, pp. 164-171, Stuttgart, Germany, June 2012.
- [134] V. Cuteanu, A. Isar and C. Naforniță, "PAPR Reduction of OFDM Signals using Sequential Tone Reservation – Clipping Hybrid Scheme", *Proceedings of SPAMEC*, pp. 49-42, Cluj-Napoca, Romania, September 2011.
- [135] V. Cuteanu, A. Isar, and C. Naforniță, "PAPR Reduction of OFDM Signals Using Multiple Symbol Representations – Clipping Hybrid Scheme", *Proceedings of SPAMEC*, pp. 45-48, Cluj-Napoca, Romania, September 2011.
- [136] V. Cuteanu and A. Isar, "Hybrid PAPR Reduction Scheme with Selective Mapping and Tone Reservation", *Applied Electronics*, pp. 55-58, Plzen, Czech Republic, September 2012.
- [137] V. Cuteanu and A. Isar, "PAPR Reduction of OFDM Signals using Active Constellation Extension and Tone Reservation Hybrid Scheme", *IARIA AICT*, pp. 156-163, Stuttgart, Germany, June 2012.