

Modulații codate utilizate în transmisiunile cu debit binar ridicat

- Modulațiile codate reprezintă un ansamblu între constelația de modulare, codul corector, numrele de biți codați și necodați mapați pe un fazor și modalitatea de mapare biților pe fazorii constelației.
- După modul în care sunt transmisi biții de control (suplimentari) introduși de codul corector, modulațiile codate pot fi de două tipuri:
 - cu extensie de bandă (în care biții suplimentari sunt transmiși prin mărirea frecvenței de simbol, la transmisiile monopurtător, sau prin alocarea unor subpurtătoare (tonuri) suplimentare, la cele multipurtător);
 - cu extinderea (dublarea) constelației, în care biții suplimentari sunt transmiși prin creșterea numărului de biți/simbol ai constelației.
- modulațiile codate cu extinderea constelației utilizează, cel mai adesea, codurile convoluționale sau turbocodurile, rezultând TCM sau TTCM (Turbo Trellis Coded Modulation); au fost studiate la cursul TD
- modulațiile cu extensie de bandă pot utiliza și coduri bloc (cum ar fi codurile LDPC), fiind utilizate cu precădere în transmisiile multipurtător.
- în unele tratate de specialitate prin termenul de modulație codată se înțelege doar modulația codată cu extinderea constelației (de tip (T)TCM)
- modulațiile codate cu extensie de bandă sunt denumite prin sintagma „coding and modulation”
- în continuare vom analiza modulațiile codate cu extensie de bandă care folosesc coduri LDPC și vom face doar referiri la modulațiile care folosesc alte tipuri de coduri.

1. Configurații codate LDPC

1.1. Parametrii unei configurații

- o configurație este ansamblul dintre constelația de semnale utilizată (n biți/simbol), numărul de subpurtătoare, codul corector, numerele de biți codați și necodați mapați pe un simbol și modalitatea de mapare a biților pe simbol.
- considerăm un cod LDPC care are N biți/cuvântul de cod și M biți de control.
- considerăm că unitatea elementară de transport (numită „chunk” sau „Radio Resource Unit” – RRU sau „Resource Block -RB) are S subpurtătoare OFDM (cu frecvența de simbol utilă f_s datorită intervalului de gardă) și E perioade de simbol (T_s) (Fig. 1), având un număr de simboluri QAM utile $U < S \cdot E$.
- numărul de chunkuri disponibile $N_{usM} = N_{sbp}/S$, unde N_{sbp} este egal cu numărul de subpurtătoare utile

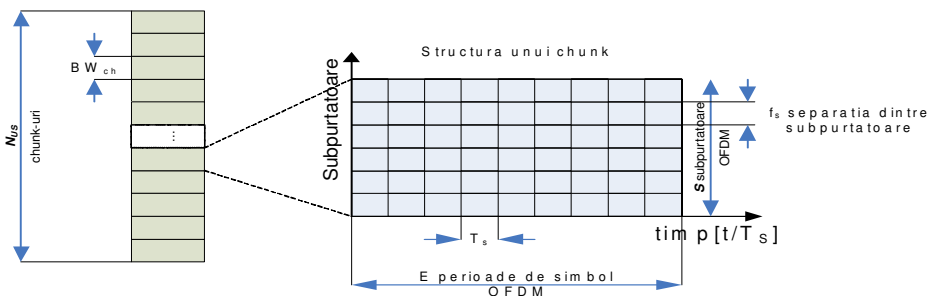


Figura 1 Structura unui chunk

- simbolurile QAM utile sunt modulate cu o constelație QAM cu n_i biți/simbol.
- pentru generalitate, vom considera că pe fiecare simbol QAM mapăm n_{ci} biți de cod și n_{ni} biți informaționali necodați, $n_{ci} + n_{ni} = n_i$, și că un cuvânt de cod având N biți, dintre care M biți de control, este transmis pe un chunk. Majoritatea variantelor practice mapează doar biți de cod, adică $n_i = n_{ci}$; $n_{ni} = 0$
- dacă $N > U \cdot n_{ci}$ atunci codul LDPC va fi prescurtat.

- rata configurației va fi:

$$R_{cfgi} = 1 - \frac{M}{U \cdot n_i} \quad (1)$$

care va fi mai mare decât rata codului datorită mapării biților necodați:

$$R_c = 1 - \frac{M}{n_{ci} \cdot U} \leq 1 - \frac{M}{n_i \cdot U} = R_{cfgi} \quad \text{pt. } n_{ci} \leq n_i \quad (2)$$

- în cazul general, un cuvânt de cod se poate transmite în mai multe chunkuri, pentru a permite utilizarea unor cuvinte de cod (pentru codurile LDPC) sau blocuri codate (pentru turbocoduri) de lungime mare, care asigură un câștig al codării mai mare și, implicit o probabilitate de eroare mai mică, după decodare. Aceasta poate duce la creșterea probabilității de eroare de bloc la decodare dacă durata transmiterii blocului e mai mare decât T_c , timpul de corență al canalului.
- în transmisiile necodate biții de control vor fi înlocuiți de cu t biți CRC, pentru a permite verificarea

corectitudinii blocului de date recepționat. De asemenea, în cazul utilizării turbocodurilor sau codurilor convoluționale, trebuie adăugați cei t biți CRC la grupul de biți de informație.

- transmisiile adaptive, care schimbă modulația și rata configurației în funcție de starea canalului, utilizează două metode de adaptare a ratei configurației, pe lângă modificarea lui n_i :

- numai prin schimbarea ratei codului și maparea doar de biți de cod
- prin maparea unor numere variabile de biți de cod și necodați, combinată cu schimbarea ratei codului
- prima metodă poate fi utilizată cu precădere în cazul codurilor convoluționale și al turbocodurilor, deoarece acestea permit, prin puncturare, modificarea cu pas foarte mic a ratei de codare
- a doua metodă se utilizează în special în cazul codurilor LDPC, deoarece:
- tehnicile de puncturare a codurilor LDPC nu oferă coduri cu un câștig comparabil cu cele ale unor coduri construite direct la o rată mai mare
- codurile LDPC nu permit, datorită modalității de construcție, modificarea cu un pas foarte mic a ratei codului; aceasta ar putea fi realizată doar prin prescurtarea codului, dar în acest caz rata codului scade
- pentru generalitate, vom descrie mai jos modulațiile codate care mapează și biți necodați, modulațiile codate care transmit doar biți de cod fiind un caz particular.

1.2. Maparea biților de cod și a celor necodați

- biții codați ce urmează a fi mapați pe un simbol QAM sunt împărțiți în două grupe de $n_{ci}/2$ biți. fiecare grupă fiind alocată uneia din axele I și Q.

- biții din fiecare grupă sunt mapați pe axa corespunzătoare conform unei mapări Gray.

- biții necodați sunt mapați în mod similar, dar independent de cei codați.

- maparea rezultată este o mapare dublu Gray, fiind o mapare unidimensională

- acest tip de mapare poate fi aplicată doar pentru n_{ci} și n_{ni} având valori pare și poate fi aplicată doar constelațiilor pătrate, care au un număr par de biți/simbol, v. capitolul de modulații adaptive din cursul de TD

- în figura 2 este prezentat un exemplu de mapare a $n_i/2 = 4$ biți, 2 codați și 2 necodați, pe o axă.

- mulțimea nivelelor modulatorie este dată de relația:

$$A = \{A_q = 2q - (L_b - 1), q = 0, 1, \dots, L_b - 1; \}; L_b = 2^{\frac{n_i}{2}} \quad (3)$$

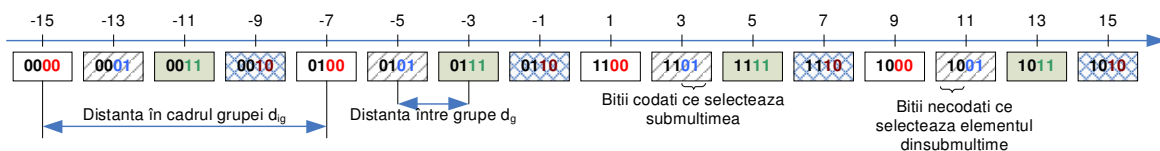


Figura 2 Maparea biților pe o axă a constelației și decizia soft a biților necodați

- în cazul constelațiilor QAM în cruce, care au un număr impar de biți/simbol, sau dacă se dorește maparea unor numere impare de biți codați și necodați pe o constelație pătrată, se va folosi o metodă de mapare bidimensională, similară cu cea de la TCM, vezi capitolul TCM din cursul TD anul IV

1.3. Decizia biților necodați

- decizia asupra valorilor logice ale biților informaționali necodați se va face pe baza probabilităților a posteriori furnizate de blocul de demapare-soft.

- acești biți pot fi decizi prin două metode:

- *decizia hard (HD)*, obținută prin aplicarea criteriului lui Bayes asupra probabilităților a posteriori ale biților respectivi. Această metodă nu utilizează „informațiile” obținute prin decodarea biților codați mapați pe același simbol QAM (sau pe aceeași coordonată a sa) furnizate de decodorul codului corector.

- *decizia soft (SD)*, care utilizează „informațiile” oferite de algoritmul de decodare. În principiu, această metodă „memorează” nivelul r demodulat pe axa respectivă; apoi, folosind biții codați obținuți de către algoritmul de decodare, selectează, dintre fazorii care au biții codați decizi de acest algoritm, cel mai apropiat fazor (cu metrica d_E) de fazorul recepționat.

- decizia soft pentru o mapare unidimensională este exemplificată în fig. 3, pentru multibitul 0110 emis.

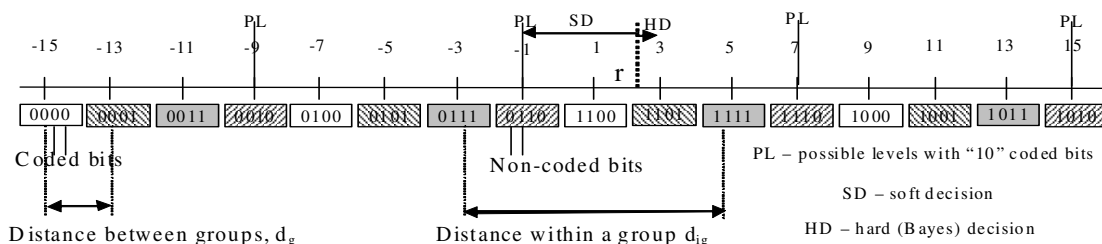


Figura 3 Decizia soft a biților necodați

- această metodă asigură o probabilitate de eroare mai mică a biților necodați decât decizia hard.
- implementarea demapării ambelor tipuri de biți, a decodării biților codați și a deciziei soft este mai complexă, fiind reprezentată principal în figura 4.
- comparativ cu decodarea turbocodurilor puncturate, structura generală din figura 4 e mai complicată.
- pe de altă parte, decodorul MP al codurilor LDPC e mai simplu decât decodorul utilizat pentru turbocoduri; acesta din urmă necesită două decodări MAP (de tip BCJR), a căror implementare este cel puțin la fel de complexă ca și cea a decodorului MP, și blocuri de întretesere și deîntretesere.

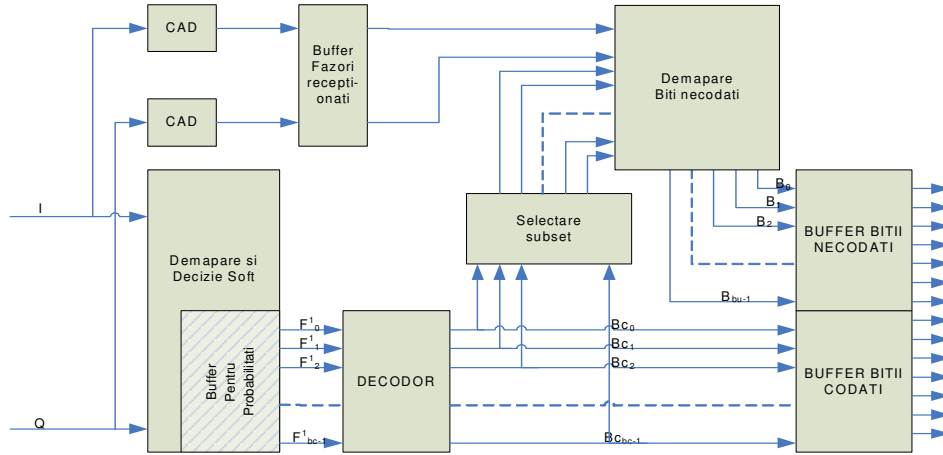


Figura 4. Structura de demapare și decodare a biților de pe o subpurtătoare OFDM cu decizia soft pentru biții necodați

2. Performanțele modulațiilor codate LDPC care mapează și biți necodați

- performanțele modulațiilor codate se evaluează prin determinarea probabilității de eroare de bit pe canal AWGN și prin determinarea eficienței spectrale medii în funcție de valoarea SNR.
- determinarea acestor performanțe se poate realiza prin două metode:
 - determinarea teoretică, bazată pe evaluarea câștigului codării adus de codul utilizat (de exemplu LDPC) și pe metoda de decizie soft a biților necodați descrisă mai sus
 - determinarea prin simulări, utilizând platforma de simulare a transmisiei codate

2.1. Determinarea teoretică a probabilității de eroare de bit

- probabilitatea de eroare de bit globală p_g se exprimă, în funcție de probabilitățile de eroare ale biților informaționali codați (p_{eci}) și necodați (p_{eni}), prin relația (4), în care indexul i indică configurația folosită:

$$p_g = \frac{p_{eni} \cdot n_{ni} + p_{eci} \cdot n_{ci}}{n_i} \quad (4)$$

- datorită faptului că cele două tipuri de biți mapați pe simbolul QAM sunt decodate (decise) în mod diferit, probabilitățile lor de eroare trebuie analizate separat.

2.1.1 Determinarea probabilității de eroare p_{ec} a biților codați

- deoarece pentru codurile LDPC decodate cu algoritmul MP, în literatură nu există disponibilă o formulă analitică de determinare a BER în funcție de SNR și de parametrii codului, probabilitatea de eroare de bit post-decodare va fi calculată în mod indirect. Calculul acestei probabilități implică evaluarea prealabilă, prin simulări, a câștigului codării C_G modulației codate cu codul utilizat. Apoi, probabilitatea p_{ec} se calculează considerând o transmisie necodată cu aceeași constelație, care lucrează la un raport semnal/zgomot echivalent $SNR_{eq} = SNR + C_G$:

$$p_{ec} = \frac{4(\sqrt{N}-1)}{n_{ci}\sqrt{N}} Q\left(\sqrt{\frac{3}{N-1}} \rho_{ech}\right) = \frac{2(\sqrt{N}-1)}{n_{ci}\sqrt{N}} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3}{N-1}} \rho_{ech}\right); \quad N = 2^{n_i}; \quad \rho_{ech} = 10^{(SNR+C_G)/10} \quad (5)$$

- metoda este aproximativă deoarece câștigul codării nu e constant pentru toate valorile BER

2.1.2. Determinarea probabilității de eroare p_{en} a biților necodați

- biții necodați vor fi eronați în două situații:

- dacă biții de cod sunt decodați corect, cu probabilitatea $(1-p_{ec})$, ceea ce conduce la alegerea subsetului corect (vezi paragraful de mapare, figurile 2 și 3), iar decizia soft alege greșit fazorul în interiorul subsetului. Această decizie se ia cu o probabilitate egală cu probabilitatea de eroare p' a unei constelații

QAM ce are o distanță minimă $d_p = d_0 \cdot 2^{n_{ci}/2}$, unde d_0 este distanța minimă în constelația QAM utilizată:

$$p' \approx \frac{4}{n_{ni}} Q\left(\frac{d_0 \cdot 2^{n_{ci}/2}}{\sigma}\right) \approx \frac{2}{n_{ni}} \operatorname{erfc}\left(\frac{d_0 \cdot 2^{n_{ci}/2}}{\sqrt{2} \cdot \sigma}\right) \quad (6)$$

• dacă biții de cod sunt decodați eronat cu probabilitatea p_{ec} ; aceasta face ca decizia soft să “alegă” biții necodați dintr-un subset de fazori diferit de cel corect; în acest caz probabilitatea de eroare de bit p'' este dată de (7), în care se ține cont de faptul că și în setul de fazori selectat greșit, există un fazor care are aceiași biți necodați.

$$p'' = p_{ec} \cdot \frac{2^{n_{ni}-1}}{n_{ni} \cdot 2^{n_{ni}}} \quad (7)$$

- probabilitatea de eroare a biților necodați se obține sumând valorile date de raționamentele de mai sus:

$$p_{en} = (1 - p_{ec})p' + p_{ec} \frac{2^{n_{ni}-1}}{n_{ni} \cdot 2^{n_{ni}}} \quad (8)$$

- înlocuind (5) și (8) în (4) se obține o expresie aproximativă a probabilității de eroare a transmisiilor care mapează și biți necodați pe simbolul QAM, alături de biți codați cu un cod de rată R_{ci} și câștig C_{Gi} .

- din relațiile (6) și (7) rezultă că probabilitatea de eroare a biților necodați depinde în primul rând de capacitatea de corecție a codului, adică p_{ec} cât mai mică, și de modalitatea de mapare a biților necodați, care maximizează distanța d_p . Dacă maparea, divizarea constelației în subconstelații (subseturi), asigură ca distanța minimă între punctele unei subconstelații să fie cea mai mare posibilă, atunci de obicei p_{ec} este mai mare decât probabilitatea de eroare a biților necodați.

- în figura 5 este prezentată variația celor trei tipuri de probabilități de eroare ($p_{eg}(0)$, $p_{ec}(1)$ și $p_{en}(2)$) în cazul unei transmisii ce utilizează modulație 256-QAM codată LDPC cu rata $R_{ci}=0.5$; pe un fazor sunt mapați patru biți codați și patru biți necodați.

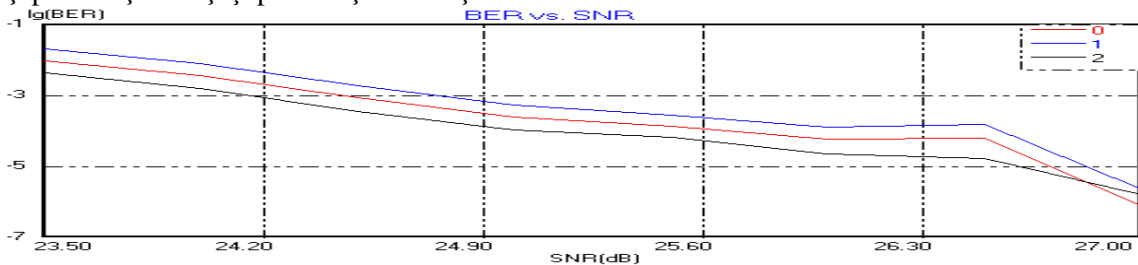


Figura 5 Variația $p_{eg}(0)$, $p_{ec}(1)$ și $p_{en}(2)$ în funcție de SNR - (8,4,4; 1/2)

- studiile efectuate în laboratorul de TD arată o bună concordanță între probabilitățile date de relațiile de mai sus și cele obținute prin simulări pe platforma software.

2.2 Efectul modificării numărului de biți necodați asupra probabilității de eroare

- prin modificarea raportului între numerele de biți de cod și necodați pe o constelație dată se va modifica atât rata configurației cât și câștigul codării asigurat de aceasta.

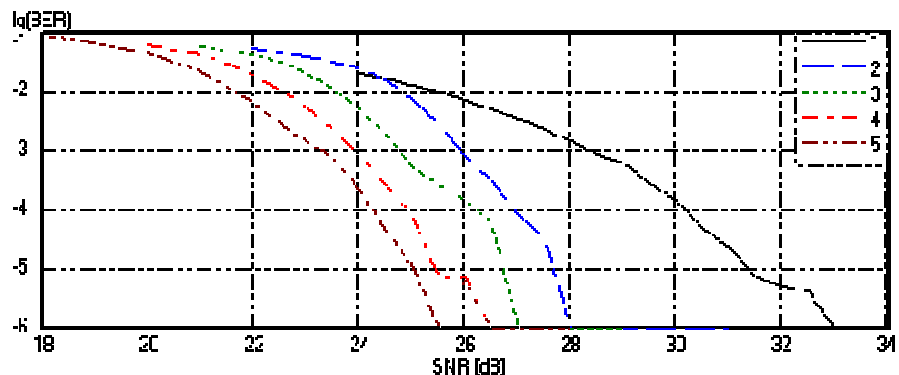
- ca exemplu, se prezintă performanțele asigurate de un cod LDPC cu parametrii $k = 14$, $j = 3$, $p = 31$, $M=93$; $N=434$, $R_c = (k-j)/k = 0.78$, care asigură un câștig al codării $C_G = 7$ dB, și o constelație 256-QAM, prin maparea a 0, 2, 4, 6 sau 8 biți de cod și și a unui număr de biți necodați egal cu restul până la 8.

- ratele configurațiilor obținute, $R_{cfgi} = (0.78 \cdot n_{ci} + n_{ni})/8$, și câștigurile codării sunt prezentate în tabelul 1, iar curbele BER vs. SNR ale configurațiilor rezultate sunt prezentate în figura 6.

Cfg.	n_{ci}	n_{ni}	R_{cfg}	C_G
1	0	8	1	-
2	2	6	0.945	5
3	4	4	0.890	6
4	6	2	0.835	6.5
5	8	0	0.780	7

Tabel 1 – R_{cfg} și C_G

Figura 6. Câștigul codării modulațiilor 256-QAM cu biți codați LDPC și biți necodați



- prin utilizarea biților necodați, rata configurației crește de la $R_{cfg} = 0,78$ până la $R_{cfg} = 0,94$, iar scăderea câștigului codării este de doar maximum 2 dB, vezi figura 6.
- scăderea relativ redusă a câștigului codării se explică prin „protecția” asigurată biților necodați de către modalitățile de mapare și decizia soft a acestora.
- pentru a detalia acest aspect, în figura 7 se prezintă probabilitățile de eroare ale biților info codați ($n_c=4 \cdot R_c$) și necodați ($n_n=4$) asigurate de configurația 3 din tabelul 1. Pentru comparație se prezintă și probabilitățile de eroare ale biților info codați și necodați, obținute prin decizia hard (cu criteriul lui Bayes).

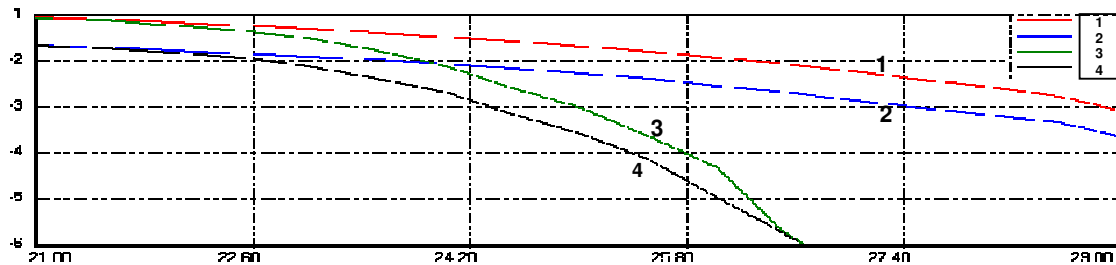


Figura 7 BER vs. SNR ale biților codați și necodați ai configurației 3 din tabelul 1 (1 – biți codați decși cu decizie hard; 2 – biți necodați decși cu decizie hard; 3 – biți codați decși cu decodare MP; 4 – biți necodați decși cu decizie soft)

- curbele din figură arată că biții info necodați au o probabilitate de eroare mai mică decât cei codați, datorită mapării, în ambele cazuri, și deciziei soft utilizate, curba 4.
- din cele de mai sus rezultă că modificarea raportului între numărul de biți de cod și cel de biți necodați este o metodă relativ simplă și foarte flexibilă de modificare a ratei unei configurații, care prezintă avantajul că nu trebuie modificat codul corector utilizat.
- studiile efectuate în laborator au arătat că în multe cazuri configurațiile de acest tip asigură câștiguri ale codării aproximativ egale cu cele ale configurațiilor care mapează doar biți de cod având $R_c = R_{cfg}$.

2.3 Calculul debitului binar efectiv și al eficienței spectrale asigurate de o configurație codată

- debitul binar efectiv (throughput) este numărul de biți corecți, furnizați în unitatea de timp, la ieșirea demodulatorului (sau a decodatorului dacă se folosește un cod corector).
- acesta depinde de debitul nominal al transmisiei, (care depinde de U , f_s și de constelația utilizată, n), de rata codului și de probabilitatea de eroare de bit după decodare (care depinde de capacitatea de corecție a codului, de maparea biților necodați și de raportul dintre numerele biților codați și necodați mapați pe un simbol QAM). Capacitatea de corecție a codului depinde de rata și tipul codului și de decodorul folosit.
- debitul binar nominal se exprimă prin relația (9) în cazul transmisiilor monopurtător care utilizează modulații codate cu extensie de bandă. În această relație f_s' este frecvența de simbol necesară pentru a transmite și biții de control (suplimentari) ai codului corector ($f_s' = f_s/R_{cfg}$), iar n_i numărul de biți/simbol utilizat de configurația codată respectivă.

$$D_{ci} = f_s' \cdot n_i \cdot R_{cfgi}; \quad (9)$$

- în cazul transmisiilor multipurtător, debitul nominal se exprimă în funcție de rata chunk-urilor C_R , vezi figura 1, și este:

$$D_{ci} = C_R \cdot U \cdot n_i \cdot R_{cfgi} \text{ (bit/s)} \quad (10)$$

unde C_R se calculează cu relația:

$$C_R = \frac{f_s}{(1+u) \cdot E} \quad (11)$$

- debitul binar efectiv se exprimă (12) ca și debitul nominal înmulțit cu probabilitatea ca biții recepționați să fie corecți, $(1 - p_{bi})$ sau înmulțit cu probabilitatea ca un chunk să fie corect $(1 - CER_i)$; uneori se consideră probabilitatea ca un pachet de L biți să fie corect.

$$\Theta_{ci}(\text{SNR}) = f_s' \cdot n_i \cdot R_{cfgi} \cdot (1 - p_{bi}(\text{SNR})) \text{ sau } \Theta_{ci}(\text{SNR}) = C_R \cdot U \cdot n_i \cdot R_{cfgi} \cdot (1 - CER_i(\text{SNR})) \quad (12)$$

- În (12), CER_i reprezintă probabilitatea de eroare a unui chunk când se utilizează configurația i , aproximată (mărginită superior) prin considerarea distribuției binomiale a erorilor; p_{bi} reprezintă probabilitatea de eroare de bit asigurată de configurația codată i :

$$CER_i(\text{SNR}) \leq 1 - (1 - p_{bi}(\text{SNR}))^{n_i \cdot U} \quad (13)$$

- pentru configurațiile necodate se vor considera $R_{cfgi} \approx 1$ (cei t biți ai CRC se neglijează), iar $C_{Gi} = 0$ dB.
- probabilitatea de eroare după decodare se poate calcula în funcție de valoarea SNR folosind formule

specifice tipului de cod și modulației utilizate. O metodă de calcul aproximativ implică utilizarea relațiilor care exprimă probabilitatea de eroare de simbol în funcție de SNR:

- pt constelațiile 4,...N QAM, conform relației (5), care se poate aproxima prin primul termen al dezvoltării în serie Taylor, vezi capitolul dedicat PSK în cursul de TM, an III:

$$p_s = \frac{4(\sqrt{N}-1)}{\sqrt{N}} Q\left(\sqrt{\frac{3\rho}{N-1}}\right) \approx \frac{4(\sqrt{N}-1)}{\sqrt{N}} \frac{\sqrt{N-1}}{\sqrt{6\pi\rho}} \exp\left(-\frac{3\rho}{2(N-1)}\right); \quad \rho = 10^{\text{SNR}/10}; \quad (14)$$

apoi aceasta se împarte la numărul de biți/simbol al constelației, $p_b \approx p_s/p$ (15)

- pentru 2-PSK – $p = 1$ $p_s = Q(\sqrt{\rho}) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi\rho}} \exp\left(-\frac{\rho}{2}\right)$ (16)

- În aceste formule raportul semnal/zgomot în exprimare liniară ρ se înlocuiește cu:

$$\rho_{\text{ech}} = \rho \cdot 10^{C_G/10}; \quad (17)$$

- câștigul codării se determină pentru fiecare configurație codată, prin simulări pe calculator sau prin calcule teoretice, și depinde de tipul codului, de varianta de decodor folosită, de numărul biților codati și necodati mapați și modalitatea de mapare și de decizie a biților necodati.

- *eficiența spectrală*, nominală sau efectivă, a transmisiilor ce utilizează o configurație codată se obține divizând debitul binar nominal sau efectiv la lărgimea de bandă ocupată de transmisia respectivă.

- această lărgime de bandă este egală cu $f_s'(1+\alpha)$ pentru transmisiile monopurtător.

- pentru transmisiile multipurtător considerăm că chunk-ul are S subpurtătoare OFDM (cu frecvența de simbol utilă f_s' datorită intervalului de gardă $g \cdot T_s$) și E perioade de simbol ($T_s' = (1+g)T_s$), având un număr de simboluri QAM utile $U < S \cdot E$. În acest caz lărgime de bandă a transmisiei este egală cu $f_s \cdot S$.

- eficiența spectrală efectivă a transmisiei este dată în relația (17) pentru transmisia multipurtător:

$$\beta_{ci}(\text{SNR}) = \frac{\Theta_{ci}(\text{SNR})}{\text{BW}_c} = \frac{f_s \cdot U \cdot n_i \cdot R_{\text{cfigi}}}{(1+g) \cdot E \cdot S \cdot f_s} \cdot (1 - \text{CER}_{ci}(\text{SNR})) \quad [\text{bps / Hz}] \quad (18)$$

- eficiența spectrală a transmisiei mai poate fi exprimată și ca număr de biți utili transmiși/simbol QAM, notată cu η (19), pentru face expresia independentă de parametrii sistemului S, E, U, g, care indică numărul de simboluri utile/sec·Hz;

$$\eta_{ci}(\text{SNR}) = n_i \cdot R_{\text{cfigi}} \cdot (1 - \text{CER}_{ci}(\text{SNR})); \text{ biți utili / simb QAM}$$

$$\beta_{ci}(\text{SNR}) = \frac{U \cdot n_i \cdot R_{\text{cfigi}}}{(1+g) \cdot S \cdot E} \cdot (1 - \text{CER}_{ci}(\text{SNR})) = \frac{U}{(1+g) \cdot S \cdot E} \cdot \eta_{ci}(\text{SNR}) \quad [\text{bps / Hz}] \quad (19)$$

Condiții impuse setului de configurații care trebuie utilizate adaptiv

- fiecare configurație trebuie să asigure o eficiență spectrală maximă, față de celelalte configurații din set, pe un domeniu limitat al SNR; lărgimea acestui domeniu depinde de gama SNR ce trebuie acoperită de către sistemul adaptiv, de configurația în cauză și de numărul de configurații din set.
- pragurile care separă domeniile SNR pot fi setate după criterii diferite, în funcție de probabilitatea de eroare de pachet și de întârzierile acceptate de către aplicațiile transmise.
- variațiile eficienței spectrale (throughputului) între o configurație și vecinii ei din set trebuie să aibă valori moderate, circa 0,5-0,8 bps/Hz; aceste variații asigură o granularitate mai mică a eficienței spectrale, afectând mai puțin eficiența spectrală medie a sistemului adaptiv, dacă configurațiile sunt utilizate în afara domeniilor lor de optimalitate, datorită unor erori de estimare sau predicție a stării canalului. Această cerință impune un număr mare de configurații în set.

Exemple de seturi de configurații

- setul de configurații codate C prezentat în continuare are eficiențele spectrale calculate pentru schema de transmisie OFDM-A cu următorii parametri:

- $N_{\text{sbc}} = 416$ subpurtătoare utile cu o separație în frecvență $f_s = 39.0625$ kHz;
- chunkul alocat fiecărui utilizator are $E = 12$ perioade de simbol și $S = 8$ subpurtătoare și conține $U = 81$ simboluri QAM utile;
- numărul maxim de utilizatori ce poate fi acceptat este $N_{\text{usM}} = N_{\text{sbc}}/A = 52$.
- debitul de chunkuri este $C_R = 2983.5$ ch/s, pentru un interval de gardă $g = 0.125$;
- lărgimea de bandă ocupată de un chunk este $\text{BW}_{\text{ch}} = 312.5$ kHz.

- pentru valorile numerice de mai sus eficiența spectrală (18), (19) a unei configurații se calculează cu:

$$\beta_{ci}(SNR) = 0,75 \cdot n_i \cdot R_{c_{f_{gi}}} \cdot (1 - CER_{ci}(SINR)) = \frac{81}{(9/8) \cdot 12 \cdot 8} \cdot n_i \cdot R_{c_{f_{gi}}} \cdot (1 - CER_{ci}(SINR)) \quad (20)$$

- eficiențele spectrale asigurate de setul de configurații necodate NC au fost calculate într-o schemă de transmisie similară al cărui factor este 0,72 (în loc de 0,75 din (20)) și $R_{c_{f_{gi}}} = 1$.

Criteria de stabilire a pragurilor SNR

- valorile pragurilor care separă domeniile SNR de utilizare a fiecărei configurații pot fi stabilite după două criterii:

1. Valorile absciselor punctelor de intersecție ale curbelor η_i (SNR) ale configurațiilor învecinate (CI)

- acest criteriu face ca o configurație să fie utilizată pe întreg domeniul de SNR în care ea are eficiența spectrală cea mai ridicată din setul considerat

- are dezavantajul că în partea inferioară a domeniului CER atinge valori mari

2. Impunerea unei probabilități de eroare de chunk mai mică decât 10^{-2} (CER-2)

- acest criteriu asigură o probabilitate de eroare de chunk scăzută

- are dezavantajul că nu utilizează configurațiile cu eficiență spectrală maximă la toate valorile SNR

- valorile pragurilor stabilite după al doilea criteriu sunt mai mari decât cele stabilite cf. primului criteriu.

a. Set de configurații necodate - NC

- acest set este compus din constelațiile 2-PSK și 4, 8, 16, 32, 64, 128 și 256-QAM.

- domeniile SNR în care fiecare configurație este optimă sunt delimitate de pragurile T_i care reprezintă valorile absciselor punctelor de intersecție ale curbelor $\eta_{ci}(SNR)$ învecinate. Tabelul 2 conține valorile n_i , pragurile T_i , stabilite conform criteriului CI, și valorile eficienței spectrale nominale asigurate.

n_i bit/sb	1	2	3	4	5	6	7	8
T_i [dB]	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8
SNR <	8.3	13.2	16.2	20.2	23.6	26.6	29.8	∞
η_i bit/s/Hz	0.72	1,44	2,16	2,88	3,6	4,32	5,04	5,76

Tabelul 2.
Parametrii setului NCde
configurații necodate

- figura 8 prezintă variațiile eficiențelor spectrale asigurate de configurațiile necodate ale setului NC.

- setul de configurații necodate nu acoperă întreg domeniul SNR considerat, deoarece la valori ale SNR sub 5 dB eficiența spectrală asigurată devine inacceptabil de mică

- aceasta se datorează faptului că modulația 2-PSK (necodată) asigură un BER foarte mare, care conduce la scăderea acestei eficiențe

- domeniul SNR acoperit este redus și deoarece numărul configurațiilor utilizate este scăzut, doar 8.

- valorile eficiențelor spectrale asigurate în domeniile de optim sunt destul de mici

- diferențele dintre eficiențele spectrale asigurate de configurațiile învecinate sunt foarte mari, 0,72 bps/Hz, (granularitate mare); în cazul unor erori de estimare/predicție a stării canalului, debitul efectiv asigurata va scădea mult sub cel optim

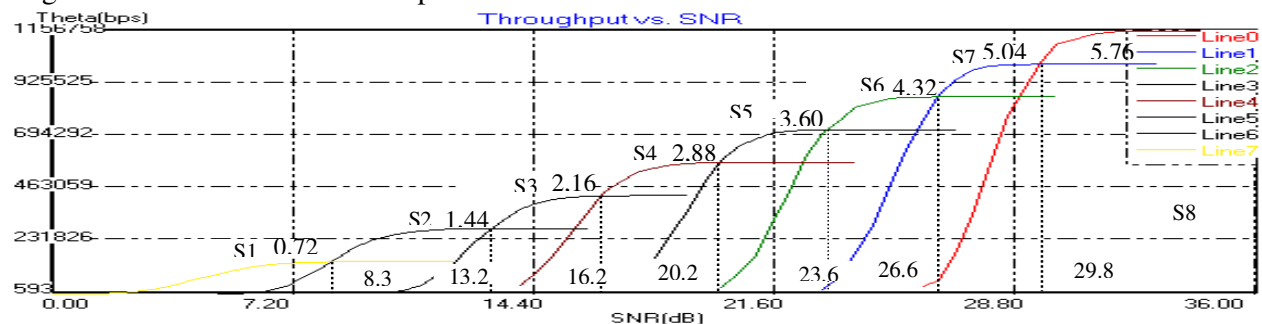


Figura 8. η vs. SNR ale configurațiilor setului NC – tabelul 2

b. Set de configurații codate LDPC - C

- acest set este compus din 12 sau 13 configurații codate LDPC, care utilizează constelațiile de la 2-PSK până la 256-QAM

- pentru a mări numărul de configurații posibile și a micșora granularitatea asigurată, ratele configurațiilor au fost modificate atât prin schimbarea ratelor codurilor incluse, cât și prin modificarea numerelor de biți codați și necodați mapați pe un simbol QAM.

- în tabelul 3 se prezintă parametrii configurațiilor ce compun setul C; R_c este rata codului utilizat, iar prin C_G s-a notat câștigul codării asigurat față de configurația necodată care utilizează aceeași constelație.

- eficiențele spectrale sunt calculate utilizând relația (19)

- în tabel sunt incluse valorile pragurilor T_i obținute pentru ambele criterii de stabilire; se observă că

valorile pragurilor obținute cu criteriul CI sunt mai mici cu 0.7 – 1,5 dB decât cele obținute cu CER-2 - valorile BER necesare pentru ca $CER \leq 10^{-2}$ sunt cuprinse între $2 \cdot 10^{-5}$ (256-QAM) și $1.2 \cdot 10^{-4}$ (2-PSK).

No	k	j	p	n _i	n _{ci}	n _{ni}	R _{ci}	R _{cfgi}	η _{ci} [bps/Hz]	T _{iCER-2} [dB]	T _{ICI} [dB]	C _G [dB]
0	10	3	17	8	2	6	0.70	0.92	5.52	26.8	26.1	4.5 vs. 256Q
1	15	3	29	8	4	4	0.80	0.865	5.19	25.4	24.3	5.5 “
2	8	4	41	8	4	4	0.50	0.74	4.48	22.8	22.0	8.0 “
3	10	3	17	6	2	4	0.70	0.89	4.02	20.7	19.8	4.0 vs 64 Q
4	12	4	29	6	4	2	0.66	0.76	3.42	17.9	17.0	7.0 “
5	12	4	41	6	6	0	0.66	0.66	2.98	16.4	15.5	7.5 “
6	10	3	17	4	2	2	0.70	0.84	2.52	13.9	12.7	5.0 vs 16 Q
7	9	5	19	4	2	2	0.44	0.70	2.12	12.5	10.9	6.5 “
8	9	4	37	4	4	0	0.636	0.55	1.62	10.1	8.4	9.0 “
9	13	3	13	2	2	0	0.77	0.76	1.13	6.3	4.7	4.5 vs 4-Q
10	8	4	23	2	2	0	0.5	0.43	0.64	3.3	2.0	7.5 “
11*	8	3	11	1	1	0	0.625	0.59	0.44	-∞ (2.2)	-∞ (1.0)	4.5 vs 2-PSK
12**	8	4	11	1	1	0	0.5	0.457	0.34	-∞ (1.2)	-∞	5.5 “

Tabelul 3 Setul C de configurații QAM codate LDPC-coded

* pragul acestei configurații este -∞ dB dacă ea e ultima din set; dacă nu, vezi **, pragul ar fi 2.21 sau 1.0 dB

**pentru $CER < 5 \cdot 10^{-2}$ configurația 12 poate fi utilizată la SNR sub 1dB, chiar negativ, pentru a păstra legătura într-un canal e foarte proastă calitate, la un debit binar de circa 75 kbps (= 0.34·0.75·312.5).

- pragurile CI asigură o eficiență spectrală mai mare (cu 0.2 bps/Hz pentru SNR < 15 dB), dar valorile CER ating $5 \cdot 10^{-2}$.

- în figura 9 sunt prezentate curbele η_i(SNR) ale configurațiilor din tabelul 3 (configurația 12 nefiind inclusă), cu pragurile CER-2; - pentru comparație este reluată și figura 8.

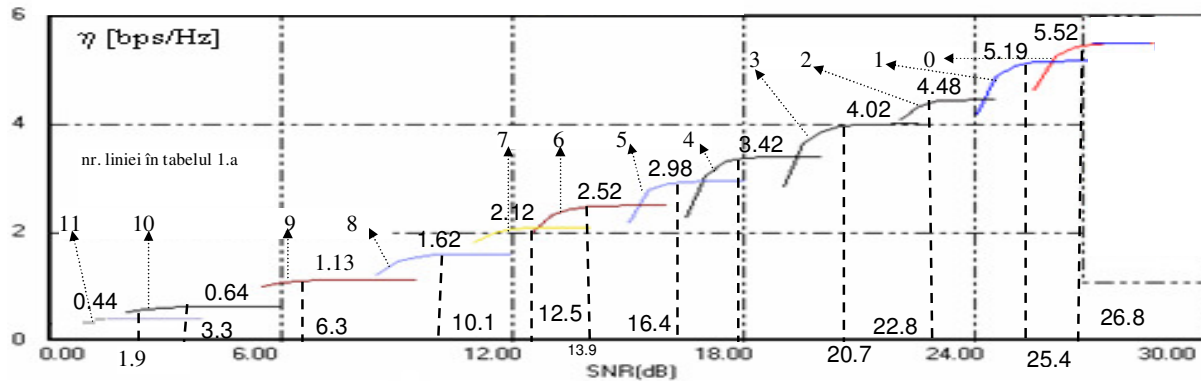


Figura 9. η_{ck} vs. SINR ale configurațiilor setului C, tabelul 3; curba 12 nu e reprezentată.

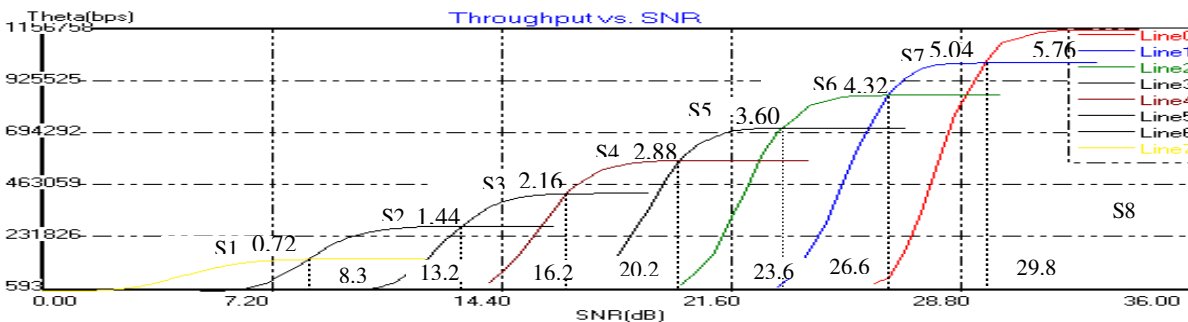


Figura 8. η vs. SNR ale configurațiilor setului NC – tabelul 2

- datorită numărului mai mare de configurații conținute, acest set acoperă un domeniu mai larg al SNR
- variațiile eficienței spectrale între configurații învecinate sunt mai mici, 0,3 – 0,7 bps/Hz (granularitate mai mică), deci variațiile eficienței spectrale la estimarea greșită a stării canalului vor fi mai mici
- eficiențele spectrale asigurate de setul C sunt mult mai mari decât cele asigurate de setul NC la un SNR dat, ceea ce conduce la debite binare efective mult mai mari
- aceasta se datorează utilizării unor constelații mai mari, care datorită codurilor și mapării biților necodați pot fi utilizate la valori mai scăzute ale SNR cu o probabilitate mică de eroare, cu o scădere relativ mică a ratei, astfel încât numărul biților utili corect decodați/simbol QAM, e mai mare decât cel asigurat la același SNR și cu aceeași probabilitate de eroare, de către configurațiile necodate.