

Modulații codate cu extensie de bandă

- așa cum s-a arătat în pag.4 modulațiile codate cu extensie de bandă (CMEB) folosesc aceeași constelație de semnale ca și modulațiile necodate care asigură același debit binar util.
- pentru a transmite biții suplimentari introduși de codul corector de rată R_c se mărește frecvența de simbol de la f_{sn} la f_{sc} , iar lărgimea de bandă ocupată de semnalul modulată și filtrat cu caracteristică R(R)C crește de la LB_n la LB_c conform relațiilor (17), redate aici:

$$R_c = \frac{k_0}{n_0} \Rightarrow f_{sc} = \frac{n_0}{k_0} f_{sn} \Rightarrow LB_c = f_{sc}(1+\alpha) = \frac{LB_n}{R_c} \quad \text{și} \quad D_c = \frac{D_n}{R_c} \quad (17)$$

- creșterea benzii de frecvență ocupate conduce și la creșterea puterii zgomotului, în condițiile în care puterea semnalului modulată rămâne constantă (constelația rămâne aceeași), față de transmisia necodată.
- ținând cont de creșterea puterii zgomotului datorată extinderii benzii, câștigul codării se calculează folosind relația (23), reluată mai jos, în care însă trebuie să considerăm puteri diferite ale zgomotului pentru cele două transmisii datorită lărgimilor de bandă diferite pe care acestea le ocupă;

$$10 \lg \frac{\frac{P_{mn}}{2\sigma_n^2}}{\frac{P_{mc}}{2\sigma_c^2}} = 10 \lg \left(\frac{d_{mc}^2}{d_{mn}^2} \cdot \frac{P_{mn}}{P_{mc}} \right) = 20 \lg \frac{d_{mc}}{d_{mn}} - 10 \lg \frac{P_{mc}}{P_{mn}} = C_G [\text{dB}] \quad (23)$$

- aceste puteri sunt exprimate de (54), σ_n^2 pentru transmisia necodată, iar σ_c^2 pentru cea codată CMEB; în (54) cu σ_{ce}^2 s-a notat puterea echivalentă a zgomotului transmisiei codate dacă ea ar ocupa aceeași bandă de frecvență ca și cea necodată; deci $\sigma_{ce}^2 = \sigma_n^2$

$$\sigma_n^2 = f_{sn}(1+\alpha) \cdot N_{0n}, \text{ iar } \sigma_c^2 = f_{sc}(1+\alpha) \cdot N_{0c} = f_{sn}(1+\alpha) \cdot N_{0c}/R_c = \sigma_{ce}^2/R_c \quad (54)$$

- considerînd (54), relația (23) a câștigului codării poate fi pusă sub forma (55) în care $P_{mc}=P_{mn}$ datorită păstrării constelației utilizate:

$$10 \lg \frac{\frac{P_{mn}}{2\sigma_n^2}}{\frac{P_{mc}}{2\sigma_{ce}^2}} = 10 \lg \left(\frac{d_{mc}^2}{d_{mn}^2} \cdot \frac{P_{mn}}{P_{mc}} \cdot R_c \right) = 10 \lg \frac{d_{mc}^2}{d_{mn}^2} + 10 \lg R_c = C_{G\text{extband}} [\text{dB}] \quad (55)$$

- distanța minimă necodată d_{mn} este distanța minimă în constelația utilizată, iar distanța minimă codată d_{mc} este minimumul dintre $d_{E\text{free}}$ și d_p , similar cu cazul modulațiilor TCM.
- rețineți însă că distanța minimă a constelației codate este mai mare în acest caz decât în cazul TCM, deoarece constelația utilizată nu este dublată, iar distanțele corespunzătoare tranzițiilor sunt mai mari; din câștigul codării nu se va mai scădea efectul dublării constelației, vezi fig.5, rși relațiile (23) și (55).
- câștigul codării adus de modulația codată cu extensie de bandă care utilizează un cod corector cu rata R_c , se poate calcula aproximativ și cu relația (56), în care prin $C_{G\text{cod}}$ s-a notat câștigul codării adus de cod, iar prin $C_{G\text{cfg}}$ s-a notat câștigul codării adus de configurația codată față de o transmisie necodată care asigură același debit binar util și folosește aceeași constelație .

$$C_{G\text{cfg}} [\text{dB}] = C_{G\text{cod}} [\text{dB}] - 10 \cdot \lg(1/R_c) [\text{dB}] \quad (56)$$

- câștigul $C_{G\text{cod}}$ este câștigul adus de codul corector față de transmisia necodată, în ipoteza folosirii aceleiași modulații, biții suplimentari ai mesajului codat fiind transmiși într-o bandă suplimentară de frecvență, atât pentru transmisii monopurtător (prin creșterea lui f_s) cât și pentru transmisii multipurtător (prin creșterea numărului de subpurtătoare alocate blocului codat); valoarea $C_{G\text{cod}}$ se poate determina fie teoretic (metoda similară cu cea folosită la TCM), fie prin simulări, vezi laboratorul dedicat performanțelor codurilor convoluționale

- dacă se utilizează aceeași modulație și se asigură același debit binar util, termenul al doilea din (56) reprezintă efectul creșterii benzii de frecvență utilizate, în ipoteza că puterea totală emisă e aceeași.

- în cazul transmisiilor monopurtător, disponibilul suplimentar de bandă față de banda necesară transmisiei necodate $LB_n = f_s(1+\alpha)$, este extrem de scăzut în majoritatea cazurilor; de aceea, CMEB utilizată trebuie să aibă rate extrem de ridicate.

- dacă $LB_c = U \cdot LB_n$, $U > 1$, atunci R_{config} trebuie să satisfacă relația: $R_{\text{config}} \geq 1/U$ (57)

- dar deoarece codurile corectoare cu rată ridicată aduc câștiguri reduse ale codării, se folosesc modulații codate cu biți necodați în care codul corector are rată mai mică. Rata configurației astfel obținute se calculează cu relația (48), iar prin alegerea corespunzătoare a numerelor de biți de cod și biți necodați și a R_c se poate obține rata codării dorită și un câștig maxim posibil.

Exemplu:

- în sistemele de radiocomunicații benzile de frecvență alocate unor canale de transmisiuni sunt de circa $U = 1,1$ ori mai mari decât banda de frecvență necesară transmiterii necodate a unui flux STM-1 ($D_{util}=155.52$ Mbps) folosind constelația 64-QAM cu $\alpha = 0,15$.

- pentru o transmisie eficientă se folosește un cod cu rata $R_c = 3/4$, mapându-se doar $m = 2$ biți de cod (codăți)/simbol QAM; ceilalți $n - m = 4$ biți ai simbolului se transmit necodați, adică se mapează un grup de 12 biți pe 2 simboluri succesive - 3 biți info \rightarrow 4 biți de cod + 2·4 biți info necodați

- rata configurației R_{config} este, vezi (48): $R_{config} = (2 \cdot 3/4 + 4)/6 = 0.916$ (58)

deci, folosind (17), avem: $LB_c = 1,09 LB_n$ (59)

- estimând că un cod cu $R_c = 3/4$ și $K = 9$ aduce un câștig de aproximativ 4,5 dB față de transmisia necodată, câștigul codării adus de configurația CMEB de mai sus, față de transmisia necodată, este (aproximativ!):

$$C_G [dB] = 4,5 - 10 \lg 1/R_{config} = 4,5 - 0,38 = 4,12 \text{ dB} \quad (60)$$

- dacă am considera transmisia cu TCM a aceluiași debit binar util, atunci $LB_{TCM} = LB_n$, dar trebuie utilizat $R_c = 1/2$ (pentru un câștig mai mare care să compenseze pierderea de 3 dB datorată dublării constelației) și constelația 128-QAM (pentru a transmite bitul suplimentar pe același simbol QAM și a nu extinde banda de frecvență). Rezultă o configurație TCM cu rata $R_{TCM} = 6/7$.

- câștigul adus de codul cu $R_c = 1/2$ și $K = 9$ este de circa 7,5 dB, din care trebuie scăzută valoarea de 3 dB datorată dublării constelației, ceea ce face ca această variantă să asigure un C_G de circa 4,5 dB (dacă $d_p > d_{Efree}$, ceea ce este greu de realizat pentru o partiționare cu 2 nivele).

- de aceea, ar trebui utilizat un cod cu rata $R_c = 2/3$, care ar necesita 3 partiționări și ar putea asigura ca $d_p > d_{Efree}$. Dar acest cod, chiar și cu $K=9$, asigură un $C_G = 6$ dB; scăzând cei 3 dB „consumați” de dublarea constelației, rezultă un C_G de circa 3 dB, mai mic decât cel al modulației codate cu extensie de bandă.

- modulația CMEB, care asigură un câștig al codării mai mare, mai este preferabilă și pentru că la aceste frecvențe de simbol mari, implementarea constelației 128-QAM este mai dificilă decât cea a constelației 64-QAM și datorită unor probleme legate de sincronizarea tactului de simbol în constelațiile QAM „în cruce”.

- dar CMEB ocupă o bandă de frecvență mai mare, vezi relația (17).

- pentru a realiza o comparație completă între cele două variante de modulații codate (cea cu extinderea constelației și cea cu extinderea benzii de frecvență ocupate), trebuie comparate eficiențele spectrale efective asigurate de ele.

- eficiența spectrală efectivă este definită de relația (61), în care D_n este debitul nominal util al transmisiei (debitul necodat), BER este probabilitatea de eroare de bit, iar LB este lărgimea de bandă.

$$\beta_{wef} = \beta_w (1 - BER) = \frac{D_n}{LB} (1 - BER) \quad \text{uneori se utilizează BLER în loc de BER} \quad (61)$$

- eficiențele spectrale efective asigurate de cele două tipuri de modulații codate sunt date în (62.a –TCM) și (62.b- CMEB).

$$\beta_{wefTCM} = \frac{D_n}{LB_{TCM}} (1 - BER_{TCM}) = \frac{D_n}{f_{sn} \cdot (1 + \alpha)} (1 - BER_{TCM}) a. \quad (62)$$

$$\beta_{wefCMEB} = \frac{D_n}{LB_{CMEB}} (1 - BER_{CMEB}) = \frac{D_n \cdot R_{efg}}{f_{sn} \cdot (1 + \alpha)} (1 - BER_{CMEB}) b.$$

- TCM are primul factor mai mare decât CMEB (banda de frecvență nu a fost extinsă), dar are al doilea factor mai mic (BER mai mare, deoarece câștigul codării este mai mic; s-a dublat constelația). De aceea, comparația trebuie făcută pentru fiecare caz în parte, ținând cont și de complexitatea implementării și a sincronizării.

TEMĂ: *determinați configurația CMEB ce trebuie utilizată și câștigul codării, față de varianta necodată, asigurat de aceasta dacă excesul de bandă disponibil este $U = 1,05$ pentru exemplul de mai sus.*

- modulațiile codate cu extensie de bandă se utilizează și în sistemele de transmisie multipurtător OFDM

- biții suplimentari introduși de codul corector sunt mapați pe un număr suplimentar de subpurtătoare OFDM, față de numărul de subpurtătoare necesar transmisiei variantei necodate.

- în sistemele xDSL scare folosesc tehnica de transmisie DMT se utilizează TCM-4D

- pentru a asigura probabilități de eroare cât mai scăzute biților de cod și biților necodați (dacă se mapează) se folosesc, ca alternative la MSP, metode de mapare de tip Gray, care sunt descrise în paragraful următor.

- considerând un mesaj de L biți, codat cu un cod cu rata R_c și mapat, fără a utiliza biți necodați, pe o constelație cu n biți/simbol-QAM, numerele de subpurtătoare necesare transmisiilor necodate, N_n , și codată,

N_c , sunt date de (63.a); lungimea mesajului este aleasă astfel încât N_n și N_c sa fie numere naturale.

- lărgimile de bandă necesare celor două transmisii sunt exprimate în (63.b)

$$N_n = \frac{L}{n} \in N; \quad N_c = \frac{L}{n \cdot R_c} \in N; \quad a. \quad LB_n = N_n \cdot f_s; \quad LB_c = N_c \cdot f_s; \quad b. \quad (63)$$

- tratarea mai detaliată a modalităților de aplicare a modulațiilor codate și a calcului câștigurilor aduse de acestea în transmisiile multipurtător depășește cadrul cursului de față și va fi tratată la cursul de master.

Maparea biților codați și necodați în modulațiile codate cu extensie de bandă

- în acest tip de modulații codate se utilizează mai multe metode de tip Gray pentru maparea biților ce urmează a fi „transportați” de un simbol QAM

- ele trebuie adaptate atât constelației folosite cât și tipului de transmisie utilizat

- **exemplu:** maparea „dublu Gray” unidimensională

- biții de cod ce urmează a fi mapați pe un simbol QAM sunt împărțiți în două grupe de $n_{ci}/2$ biți ($n_{ci} = m_i + 1$), 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 n_{ni} ($= k_{0i} - m_i$) sunt mapați în mod similar, dar independent de cei codați.

- maparea rezultată este o mapare unidimensională, care se aplică separat pe fiecare axă a constelațiilor QAM (bidimensionale) și separat pentru biții de cod și cei necodați, fiind numită și mapare „dublu Gray”.

- acest tip de mapare poate fi aplicată doar pentru n_{ci} și n_{ni} având valori pare, deci poate fi aplicată doar constelațiilor pătrate, care au un număr par de biți/simbol.

- în fig.29 este prezentat un exemplu de mapare a $n_i/2 = 4$ biți, 2 de cod și 2 necodați, pe o axă a constelației 256-QAM. -3 biți info, cod $R_c=3/4 \rightarrow 4$ biți de cod + 4 biți info necodați $\rightarrow R_{cfg}=7/8$

Mulțimea amplitudinilor nivelelor modulatorie este dată de relația, vezi curs TM:

$$A = \{A_m = (2m - L_b + 1)A_0, \quad m = 0, 1, \dots, L_b - 1\}; \quad L_b = 2^{n_i/2}; \quad (64)$$

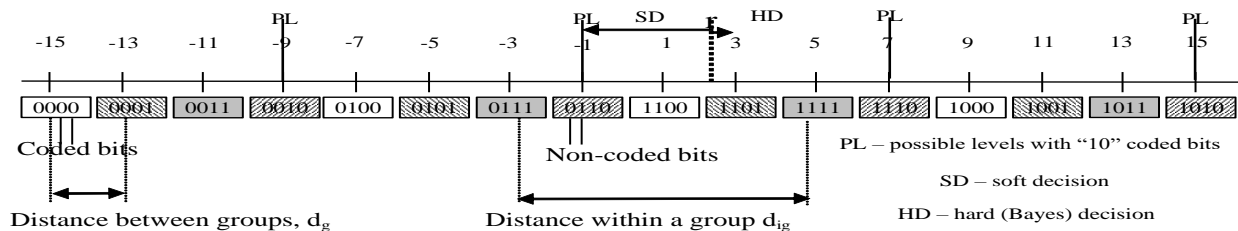


Figura 29. Maparea biților pe o axă a constelației și decizia soft a biților necodați

- distanța dintre fazorii aceluiasi subset, definit de o pereche de biți de cod, este $d_p = 8 A_0$.

- acest tip de mapare nu asigură invarianța la rotații de $k \cdot 90^\circ$, ceea ce implică utilizarea unei metode de recuperare a purtătorului local care să elimine aceste rotații sau compensarea efectelor acestor rotații.

- în cazul constelațiilor QAM în cruce, care au un număr impar de biți/simbol, sau dacă se dorește maparea unor numere impare de biți de cod și/sau necodați pe o constelație pătrată, se va folosi o metodă de mapare „dublu Gray” bidimensională.

2.3. 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**, selectează, dintre nivelele posibile, nivelul HD cel mai apropiat (adică probabilitate a posteriori maximă sau cu metrica d_E) de nivelul recepționat. Această metodă nu utilizează „informațiile” obținute prin decodarea cu VA (sau cu alt algoritm de decodare) a biților de cod mapați pe același simbol QAM (sau pe aceeași coordonată a sa)

- **decizia soft**, care utilizează „informațiile” oferite de algoritmul Viterbi (sau de alt algoritm de decodare utilizat). În principiu, metoda „memorează” nivelul r demodulat pe axa respectivă; apoi, folosind biții de cod furnizați de către VA, selectează, dintre nivelele PL care au biții codați decizi de VA, pe cel mai apropiat (cu metrica d_E sau cu probabilitatea a posteriori maximă) de nivelul recepționat. -echivalent cu selecția din subsetul decis de VA - v. exemplul din fig.29 în care din VA rezultă că biții de cod sunt „10”

- această metodă asigură o probabilitate de eroare mai mică a biților necodați decât decizia hard.

- ambele metode pot fi adaptate pentru a utiliza probabilitățile a posteriori (ale biților necodați sau de cod) ca metrică în procesul de decizie a biților necodați.