

2.4. Performanțe de SINR ale tehnicii DS-SS

- deoarece semnalul modulat DS-SS al unui utilizator ocupă o bandă foarte largă (în multe cazuri el ocupând practic întreaga bandă alocată celulei sau purtătorului de canal respectiv), transmisia cu DS-SS ar fi extrem de ineficientă spectral.

- pentru a mări eficiența transmisiei aceeași bandă de frecvențe este utilizată simultan de T utilizatori care folosesc aceeași modulație QAM (cu valori diferite ale f_s , dar același α , care se aplică la f_c) și ale căror semnale sunt împrăștiate folosind secvențe de împrăștiere diferite (propriei fiecărui utilizator) cu aceeași frecvență de chip, dar nu neapărat cu aceeași lungime, care sunt ortogonale sau pseudo-ortogonale una față de alta.

- în aceste sisteme cu acces multiplu (în care mediul de transmisie este accesat simultan de mai mulți utilizatori) semnalului emis de un utilizator către stația de bază i se adună semnalele emise de ceilalți $T-1$ utilizatori (MAI), semnalele interferente de bandă îngustă și/sau bandă largă provenite în mod parazit de la alte transmisii, precum și zgomotul gaussian (de fond).

- de aceea la recepție trebuie considerat că semnalul este afectat de suma dintre interferențe și zgomot, rezultând raportul SINR (Signal to Interference + Noise Ratio).

- în ceea ce privește interferențele generate de alte transmisii decât cele ale utilizatorilor din grupul studiat, vom considera că ele au o putere redusă (la intrarea receptorului), iar puterea lor este redusă și mai mult de operația de „despreading” și de aceea le vom considera incluse în zgomot.

- dacă vom considera că semnalul emis de utilizatorul 1 (UL) este „împrăștiat” cu secvența $p_1(t)$, iar secvențele celorlalți utilizatori, $t = 2, \dots, N^s = T$, sunt „împrăștiate” cu secvențele $p_t(t)$, atunci semnalul la intrarea demodulatorului QAM dedicat utilizatorului 1 din stația de bază va fi afectat de suma interferențelor celorlalți $T-1$ utilizatori din aceeași celulă și de zgomotul gaussian, vezi figura 6;

- suma interferențelor introduse de ceilalți utilizatori (MAI) depinde de gradul de (pseudo)ortogonalitate relativă dintre secvențele de împrăștiere și separare a utilizatorilor

- suma semnalelor interferente este exprimată de (16), considerând că factorul de (pseudo)ortogonalitate în UL (m-sequences) are modulul $1/N^s$, unde N^s este factorul de „împrăștiere”.

$$Z + I = N_0 W_{\text{QAM}} + \frac{1}{(N^s)^2} \sum_{t=2}^T P_{rt}; \quad (16)$$

- pentru această situație, în literatură se arată că probabilitatea de eroare de simbol QAM, pentru o constelație cu L fazori este dată de relația (17) care arată că semnalele generate de MAI au o pondere importantă în puterea semnalelor interferente, care depinde atât de puterea recepționată de la fiecare utilizator autorizat interferent, cât și de numărul acestora.

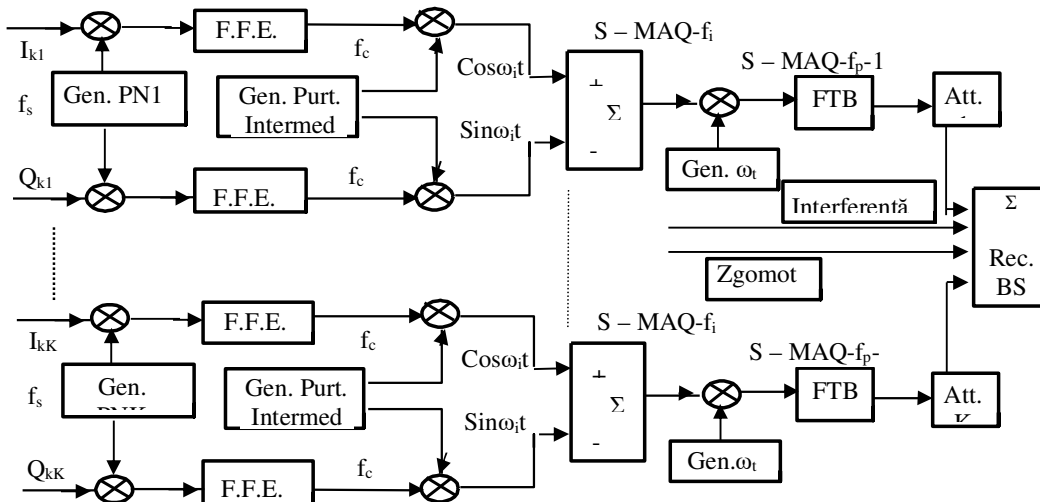


Figura 6 Suma semnalelor recepționate de stația de bază - reprezentare schematică

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{3}{L-1} \cdot \frac{P_{r1}}{\frac{1}{(N^s)^2} \cdot \sum_{t=2}^T P_{rt} + P_z}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{3}{L-1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{(N^s)^2} \cdot \sum_{t=2}^T \frac{P_{rt}}{P_{r1}} + \frac{P_z}{P_{r1}}}}\right) \quad (17)$$

- pentru un singur utilizator ($T = 1$) această expresie se reduce la probabilitatea de eroare de simbol a modulației QAM în prezența zgomotului gaussian.

- dacă însă fiecare utilizator ar avea aceeași putere de emisie P_e , nivelul puterii recepționate de la

fiecare din acești utilizatori ar depinde de condițiile specifice de propagare ale fiecăruia, și în special de distanța la care el se află față de stația de bază. În acest caz semnalul recepționat de la un utilizator t aflat mult mai aproape de stația de bază decât utilizatorul 1 , ale cărui performanțe le evaluăm, are o putere P_{rt} mult mai mare decât puterea P_{r1} a semnalului recepționat de la utilizatorul 1 . Deoarece secvențele de împrăștiere ale celor doi utilizatori nu sunt ortogonale, ci numai pseudo-ortogonale, rezultă că acest tip de co-utilizatori vor afecta semnificativ, în mod negativ, calitatea datelor demodulate ale utilizatorului 1, deoarece „contribuția” unui astfel de utilizator t la puterea semnalului interferent este $(P_{rt}) \cdot (1/N^2)$. Acest efect se numește „near-far” (NF)

- notând cu ρ_I raportul dintre puterea semnalului recepționat de la U_1 și suma puterilor recepționate de la ceilalți utilizatori $U_t, t=2, \dots, T$ (MAI), și cu ρ_z raportul semnal/zgomot al utilizatorului 1 , rezultă că raportul dintre puterea recepționată de la U_1 și suma puterilor semnalelor MAI și a zgomotului la intrarea receptorului BS pentru U_1 , notat cu ρ_{IN} (interference plus noise), este exprimată de relația (18)

$$\text{daca } \rho_I = \frac{P_{r1}}{\frac{1}{(N^s)^2} \cdot \sum_{t=2}^T P_{rt}}; \rho_z = \frac{P_{r1}}{P_z} \Rightarrow \rho_{IN} = \frac{P_{r1}}{\frac{1}{(N^s)^2} \cdot \sum_{t=2}^T P_{rt} + P_z} = \rho_I \cdot \frac{\rho_z}{\rho_I + \rho_z} \leq \rho_I = \lim_{\rho_z \rightarrow \infty} \rho_{IN} = \rho_{IN-f} \quad (18)$$

- relația (18) arată valoarea ρ_{IN} este limitată superior de valoarea raportului semnal util/semnale interferente MAI - vezi (18) și figura A pe tablă

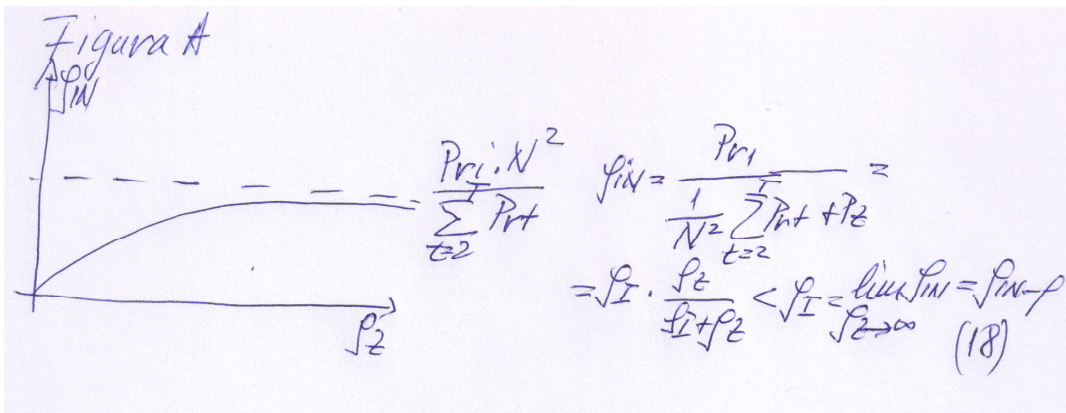


Fig. A

- aceasta face ca valoarea probabilității de eroare de simbol (17) sa fie limitată inferior la valoarea p_{eNF-f} dată de relația (19), chiar dacă raportul semnal/zgomot ρ_z devine foarte mare, ducând la apariția unui “error-floor” - vezi figura B pe tablă

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{3}{L-1} \cdot \frac{1}{(N^s)^2 \cdot P_{r1} \cdot \sum_{t=2}^T P_{rt} + P_z}}\right) \geq Q\left(\sqrt{\frac{3}{L-1} \cdot \frac{1}{(N^s)^2 \cdot P_{r1} \cdot \sum_{t=2}^T P_{rt}}}\right) = p_{eNF-f} = \lim_{\rho_z \rightarrow \infty} p_{eNF} \quad (19)$$

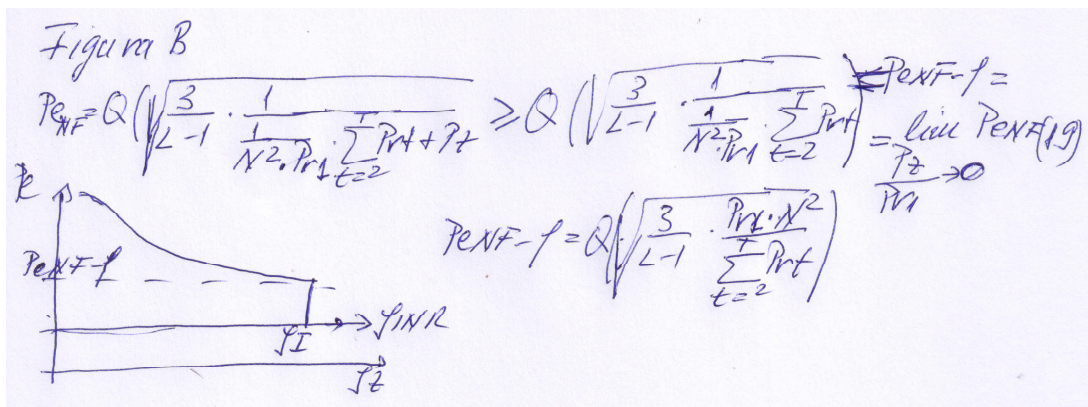


Fig. B

- valoarea p_{eNF-f} depinde de suma puterilor recepționate de la ceilalți utilizatori autorizați, de numărul acestora T și valoarea factorului de împrăștiere N . - vezi (19) și figura B

- efectul “near-far” se compensează printr-un control al puterii semnalului emis de către fiecare utilizator, astfel încât puterea recepționată la BS de la toți utilizatorii să fie (aproximativ) aceeași, fiind

egală cu puterea minimă recepționată de la un utilizator, notat generic cu indexul 1, adică

$$P_{rt} = P_{r1}, t = 1, \dots, T \quad (20)$$

- înlocuind (20) în (18), expresiile rapoartelor ρ_{I-c} și ρ_{IN-c} după compensarea NF devin:

$$\text{daca } \rho_{I-c} = \frac{P_{r1}}{(T-1) \cdot P_{r1}}; \rho_z = \frac{P_{r1}}{P_z} \Rightarrow \rho_{IN-c} = \frac{1}{\frac{T-1}{(N^s)^2} + \frac{P_z}{P_{r1}}} = \rho_{I-c} \cdot \frac{P_z}{\rho_{I-c} + P_z} \leq \rho_{I-c} = \lim_{P_z \rightarrow \infty} \rho_{IN-c} = \rho_{IN-c-f} \quad (21)$$

- din relația (21) rezultă că și după compensare valoarea raportului semnal/(interferențe + zgomot), ρ_{IN-c} este limitată superior la ρ_{IN-c-f} , dar această valoare este mai mare decât valoarea ρ_{IN-f} data de (8) în cazul necompensării efectului NF. - **vezi (18), (21) (19) și figura C pe tablă**

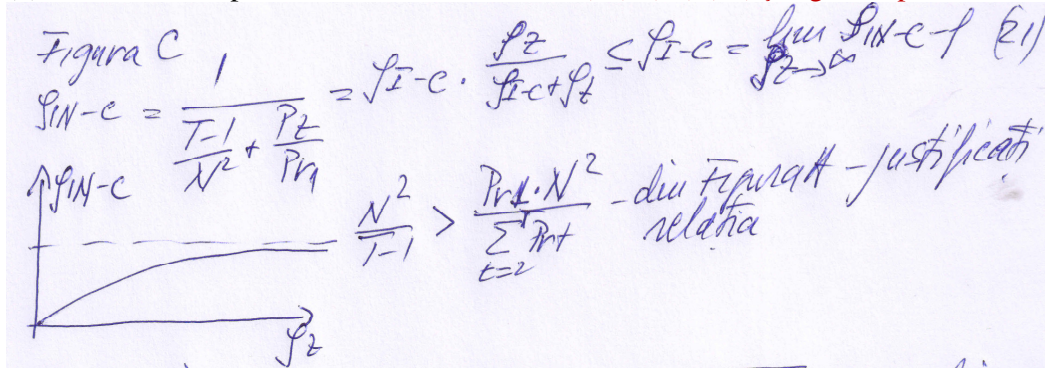


Fig. C

- în ipoteza că puterile semnalelor recepționate la stația de bază de la toți cei T utilizatori sunt egale, (20), probabilitatea de eroare de simbol p_{e-c} la recepția pe sensul MS-BS se obține înlocuind (20) în (17), și este exprimată de (22):

$$p_{e-c} = Q\left(\sqrt{\frac{3}{L-1} \cdot \frac{1}{\frac{T-1}{(N^s)^2} + \frac{P_z}{P_{r1}}}}\right) \geq Q\left(\sqrt{\frac{3}{L-1} \cdot \frac{1}{\frac{T-1}{(N^s)^2}}}\right) = p_{e-c-f} = \lim_{\frac{P_z}{P_{r1}} \rightarrow 0} p_{e-c} \quad (22)$$

- relația (22) arată că și după compensarea NF probabilitatea de eroare de simbol p_{e-c} este limitată inferior (error-floor) de valoarea p_{e-c-f} care este însă mai mică decât p_{eNF-f} dată de relația (19). - **vezi (19), (22) și figura D pe tablă**

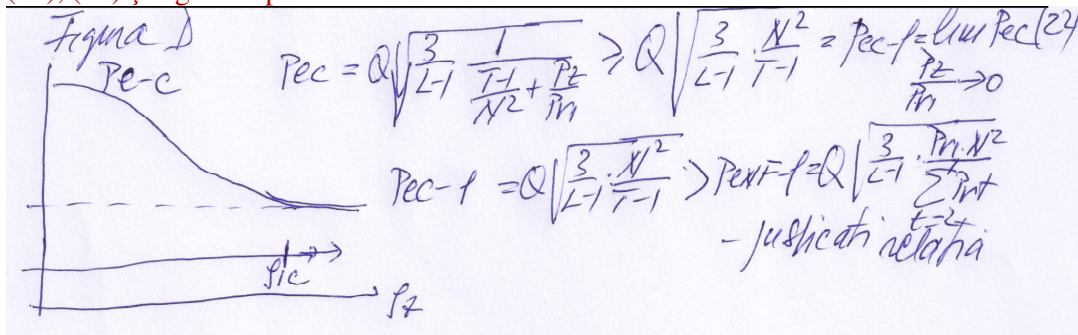


Fig. D

- valoarea p_{e-c-f} depinde de numărul de utilizatori care folosesc în comun aceeași bandă de frecvențe și același set de secvențe de împrăștiere, în ipoteza că factorul de „împrăștiere” N este constant, el fiind impus de lărgimea benzii de frecvențe a transmisiei și de lărgimea benzii semnalului QAM al fiecărui utilizator.

- relațiile (17), (19) și (22) pot fi simplificate prin aproximarea funcției Q(u) cu ajutorul unei exponențiale, în urma dezvoltării acesteia în serie Taylor, vezi cursul de TM, capitolele dedicate modulațiilor PSK și A+PSK.

- relația (22) arată că în prezența a T utilizatori, probabilitatea de eroare de simbol este limitată inferior („error-floor”) la o valoare care depinde de numărul de utilizatori care folosesc în comun aceeași bandă de frecvență, în ipoteza că factorul de „împrăștiere” N^s e constant, el fiind impus de lărgimea benzii transmisiei și de lărgimea benzii semnalului QAM al fiecărui utilizator.

- considerentele exprimate anterior privitoare la UL sunt valabile, cu unele adaptări, și pentru DL.

- relația (22) arată că modulația DS-SS permite utilizarea în comun a aceleiași benzi de frecvență de către un număr variabil de utilizatori (în funcție de necesități) cu „prețul” scăderii calității transmisiei pentru fiecare utilizator. Această proprietate este denumită „soft capacity”.

- scăderea calității transmisiei se traduce fie prin scăderea debitului (ordinului modulației) pentru a asigura o valoare impusă a BER, fie prin creșterea valorii BER la un debit impus (care implică utilizarea unei anumite modulații).

- numărul de utilizatori poate fi mărit până la o valoare la care p_e dat de (19) sau (22) atinge valoarea maxim impusă în rețea pentru asigurarea unei calități minime a serviciului oferit. **Vezi seminar**

- probabilitatea de eroare de simbol exprimată de relația (22) se bazează pe ipoteza că puterea recepționată de la fiecare utilizator la demodulatorul DS-SS - QAM este aceeași.

- aceasta face ca în aceeași celulă (sau în același grup) utilizatori diferiți să **nu** poată folosi diferite modulații QAM în mod adaptiv, în funcție de SNR-ul canalului UT-BS respectiv.

- constelația și rata codării utilizate sunt comune întregului grup de utilizatori care utilizează aceeași frecvență purtătoare. Acest grup poate reprezenta întreaga celulă, sau numai un sector, sau numai o parte dintre utilizatorii deserviți de o celulă (care este zona acoperită de un site, putând fi divizată în sectoare și în care pot fi utilizate una sau mai multe frecvențe purtătoare)

- modulația se poate modifica adaptiv pentru fiecare frecvență purtătoare (celulă sau sector sau grup de utilizatori), în funcție de nivelul puterii recepționate permis, care la rândul său depinde de dimensiunea zonei acoperite (celulei sau sectorului), de topografia acesteia, de numărul de utilizatori conectați și de nivelele semnalelor recepționate de la aceștia, în special de cel mai scăzut nivel recepționat, care în majoritatea cazurilor este al utilizatorului aflat la distanța cea mai mare.

- rezultă că, de multe ori, modulația utilizată pentru întreg grupul de UT-uri este dictată, datorită compensării efectului “near-far”, de un număr redus de utilizatori plasați la o distanță mai mare de BS, ale căror puteri recepționate la BS sunt reduse.

- pentru mări ordinul modulației ce poate folosită, sistemul transferă, atunci când e posibil, acele UT-uri altei celule (sau îi trece pe altă purtătoare de canal cu frecvență diferită, sau utilizează un cod de ortogonalizare de grup, generat de secvența PN-scurtă, vezi secțiunea 4)

- drept urmare, nivelul puterii recepționate de BS de la utilizatorii rămași în grupul deservit de subpurtătoarea respectivă (celulă, sector) crește, ceea ce, alături de căderea numărului de co-UT-uri interferente, conduce la creșterea valorii SINR, și implicit la posibilitatea utilizării unei modulații mai mari, cu asigurarea valorii de BER (BLER) impuse, de către toți utilizatorii din grup, ceea ce conduce la o valoare mai mare a debitului binar comun asigurat utilizatorilor/.

- modificarea dinamică a poziției utilizatorilor cei mai îndepărtați poate să apară din două cauze:

- fie prin modificarea pozițiilor acestora
- prin transferarea acestor utilizatori într-un alt grup sau pe altă purtătoare, caz în care nivelul minim recepționat la BS devine nivelul recepționat de la alți utilizatori aflați mai aproape

- această modificare dinamică a poziției UT-urilor conduce la modificarea dinamică a ariei de acoperire a unei purtătoare de canal (sau a celulei sau sectorului), fapt pentru care acest fenomen a fost denumit (plastic!) “cell-breathing”.

- utilizarea aceleiași modulații, impusă de condiția ca puterea recepționată să fie aproximativ aceeași, face ca sistemul să nu poată adapta debitul transmisiei în funcție de tipul serviciului sau prioritățile oferite fiecărui utilizator prin modificarea adaptivă a modulației (și codării) transmisiei acestuia. Aceasta abordare face imposibilă asigurarea unor debite binare mai ridicate utilizatorilor prioritari sau aplicațiilor prioritare.

- pentru a asigura debite diferite utilizatorilor-aplicațiilor în funcție de priorități se utilizează secvențe ortogonale cu lungime variabilă.

3. Secvențe ortogonale de lungime variabilă

- pentru a asigura adaptarea (în trepte) a debitului unui utilizator în funcție de serviciul utilizat și/sau de prioritatea sa, se va modifica frecvența de simbol a transmisiei QAM și factorul de împrăștiere, cu condiția ca produsul acestora să rămână constant pentru a ocupa aceeași bandă de frecvență după împrăștiere (12), adică:

$$N_1 \cdot f_{s1} = \dots = N_t \cdot f_{st} = W_{ss} \quad (23)$$

unde f_{st} reprezintă frecvența de simbol QAM necesară pentru a asigura debitul nominal $D_t = f_{st} p$ (p numărul de biți/simbol QAM al modulației dictate de (22)) impus de serviciul oferit utilizatorului t.

- dacă vom considera că transmisia cu f_{smin} , corespunzătoare debitului D_{min} , este împrăștiată cu factorul $N^s = 2^n$, atunci transmisia cu debitul $2D_{min}$ ($f_{s2}=2f_{smt}$) este împrăștiată cu factorul $N^s/2=2^{n-1}$;

- condiția (23) impune însă realizarea unei împrăștieri cu un factor de împrăștiere variabil;

- mai mult, în aceeași bandă de frecvență pot fi utilizate transmisii împrăștiate cu secvențe de lungimi diferite care trebuie să fie relativ (pseudo)ortogonale.

- de aceea este necesară utilizarea unor secvențe (pseudo)ortogonale de lungime variabilă
- dintre metodele de obținere a unor seturi de secvențe de împrăștiere ortogonale de lungime variabilă vom prezenta metoda care utilizează matricea Hadamard (vezi (9)) modificată.
- dacă H_N este matricea Hadamard de dimensiune $N \times N$, vezi relația (9) din cursul anterior, care generează $N = 2^n$ secvențe ortogonale de lungime N chipuri (liniile matricii), atunci aceasta poate fi obținută din matricea Hadamard de ordin imediat inferior $N/2 = 2^{n-1}$ conform relației (24), în care $h_{N/2}(i)$ reprezintă negata secvenței $h_{N/2}(i)$. În (24), $h_{N/2}(1)$ reprezintă prima linie a matricii de ordin $N/2$ (primul cod de împrăștiere). Relația (24) mai arată că o liniile matricii de ordin dublu ($N=2 \cdot N/2$) pot fi generate câte două plecând de la o linie a matricii de ordin $N/2$ după regula $L_N(1) = L_{N/2}(1)$ concatenat cu $L_{N/2}(1)$; $L_N(2) = L_{N/2}(1)$ concatenat cu $L_{N/2}(1)$ negat.

$$H_N = \begin{bmatrix} h_{N/2}(1) \\ h_{N/2}(2) \\ \vdots \\ h_{N/2}(N/2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{N/2}(1) & h_{N/2}(1) \\ h_{N/2}(1) & \overline{h_{N/2}(1)} \\ h_{N/2}(2) & h_{N/2}(2) \\ h_{N/2}(2) & \overline{h_{N/2}(2)} \\ \vdots & \vdots \\ h_{N/2}(N/2) & h_{N/2}(N/2) \\ h_{N/2}(N/2) & \overline{h_{N/2}(N/2)} \end{bmatrix} \quad (24)$$

- acest tip de secvențe ortogonale de lungime variabilă pot fi generate recursiv folosind o structură de arbore descrisă în figura 7, în care cele două ramuri generate de o ramura anterioară se obțin după regula menționată mai sus. În fig. 7 ordinea liniilor este inversată față de generarea cu relația (9).
- dacă în generarea recursivă din figura 7 se consideră corespondența: nivel +1 \rightarrow „0” și nivel -1 \rightarrow „1” atunci ea este identică cu generarea dată de relația (9).
- dacă însă se consideră corespondența: +1 \rightarrow „1”; -1 \rightarrow „0”, atunci generarea cu metoda descrisă în figura 7 produce un set complementar de secvențe ortogonale în care ordinea liniilor este inversată.

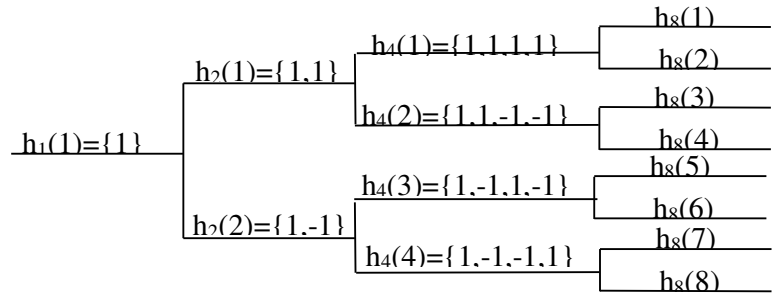


Fig. 7. Structura de tip arbore pentru generarea secvențială a secvențelor ortogonale de lungime variabilă

- se arată, folosind ecuația (24) că oricare două secvențe din nivele diferite al arborelui sunt de asemenea ortogonale, cu excepția cazurilor când una dintre secvențe este „părintele” celeilalte;
- de exemplu, $h_2(1)$, $h_4(1)$, $h_8(1)$, $h_{16}(2)$, ar fi „părinții” lui $h_{32}(3)$ și nu sunt ortogonale pe aceasta;
- alfel spus, o secvență poate fi utilizată pentru împrăștiere în canal dacă și numai dacă nicio altă secvență de la cea dată către rădăcina arborelui și niciuna din subarborele generat de secvența în cauză nu sunt folosite în acel interval de timp pentru un alt utilizator.
- pe baza relației (24) și a considerentelor privind ortogonalitatea relativă a secvențelor de lungimi diferite se poate spune că suma debitelor tuturor utilizatorilor este $D_{\min} \cdot 2^n$
- creșterea de 2^v ori a debitului asigurat unui utilizator conduce la reducerea numărului de utilizatori cărora li se poate asigura D_{\min} cu (2^v), dar trebuie adăugat utilizatorul cu debitul mărit; deci, numărul utilizatorilor e redus cu $2^v - 1$
- această înseamnă că numărul de secvențe ce poate fi alocat la un moment dat depinde de debitele binare ce sunt cerute de fiecare utilizator (canal logic).
- suma totală a debitelor/utilizator ce poate fi asigurată este dată de (25), în care numărul de biți pe simbol p este impus de valoarea SINR rezultată după compensarea efectului “near-far”:

$$D_{\text{tot}} = 2^n \cdot f_s \cdot p; \quad 2^n = N^s; \quad 2^p = L \quad (25)$$

- dacă u utilizatori au debit mărit $D' = 2^v \cdot f_s \cdot p = 2^v \cdot D_{\min}$, atunci cu debitul minim vor mai putea fi deserviți $N_m = N^s \cdot u \cdot 2^v$ utilizatori, dar debitul total asigurat de celulă rămâne același, vezi (26).

$$D_{\text{tot}} = N_m \cdot D_m + u \cdot D' = (N^s \cdot u \cdot 2^v) \cdot f_s \cdot p + u \cdot 2^v \cdot f_s \cdot p = N^s \cdot f_s \cdot p \quad (26)$$

4. Utilizarea tipurilor de secvențe de împrăștiere în sistemele practice CDMA

- așa cum s-a arătat mai sus, secvențele de împrăștiere trebuie să asigure împrăștierea semnalului unui utilizator în întreaga bandă de frecvență alocată acelei purtătoare RF (de canal), în funcție de debitul binar (frecvența de simbol) al aplicației, să asigure ortogonalitatea utilizatorilor aflați în aceeași celulă (sector, grup), să asigure ortogonalitatea relativă a sectoarelor (grupurilor) și să separe sensurile de transmisie, tot prin ortogonalitate în cod, în cazul în care se folosește această tehnică de duplexing.

- secvențele utilizate și modul de aplicare diferă la cele două sensuri de transmisie, în principal datorită faptului că pe legătura downlink se poate asigura sincronizare precisă a utilizatorilor (tactul de chip), „synchronous CDMA”, în timp ce în uplink această sincronizare nu poate fi asigurată cu precizia dorită și de aceea se folosește „asynchronous CDMA”.

- modalitățile de implementare ale acestor cerințe diferă la diferitele sisteme ce folosesc tehnica CDMA, de ex, IS-95 (CDMAOne) sau W-CDMA. Studiarea în detaliu a soluțiilor particulare adoptate în fiecare sistem depășește cadrul cursului de față, și de aceea vom prezenta doar o structură principală a modului de îndeplinire a acestor cerințe.

- sistemele folosesc două tipuri de secvențe PN:

- secvență PN scurtă, cu o lungime $L = 2^{15}-1$
- secvență PN lungă, cu o lungime $L = 2^{41}-1$

- secvența PN lungă este folosită cu parametri diferiți și cu roluri diferite pe DL și UL.

- trebuie remarcat că în transmisiile OFDM, se pot utiliza factori de împrăștiere variabili (VSF) pentru a permite accesul mai multor grupuri de utilizatori în simbolul OFDM (o perioadă de simbol) de pe o purtătoare dată sau pentru a adapta dinamic debitele binare asigurate diferitelor tipuri de servicii și/sau utilizatori.

- de exemplu, un grup de utilizatori ale căror puteri P_{ri} recepționate la BS sunt relativ mari este „împrăștiat” pe un set de subpurtătoare, iar alt grup, ale căror puteri P_{rj} recepționate la BS sunt relativ mici, este „împrăștiat” pe un alt set de subpurtătoare. Aceasta este o formă de ‘cell-breathing”.

Downlink

- fluxul de biți al fiecărui utilizator este împrăștiat cu o secvență ortogonală de tip Walsh, cu un factor de împrăștiere variabil (vezi secțiunea 3), în funcție de debitul binar ce trebuie asigurat. Aceasta asigură ortogonalitatea utilizatorilor din același grup, sector (aceeași purtătoare de canal). Secvența Walsh folosită are cel mult 64 biți, și unul din sistemele practice permite 55 de utilizatori simultan în aceeași bandă, cu debit minim, alte nouă canale fizice fiind inițial destinate semnalizărilor și paging-ului (în varianta inițială a standardului).

- apoi fluxul de biți al fiecărui utilizator din celulă este înmulțit cu așa numita „secvență PN scurtă”, care are rolul de ortogonaliza transmisiile utilizatorilor din grupul respectiv (purtătoare de canal respectivă) față de transmisiile altor grupuri de utilizatori care folosesc aceeași bandă de frecvență în celule învecinate. Secvențele PN scurte diferite pentru fiecare sector (purtătoare de canal) se obțin adăugând câte un offset de $2^6 = 64$ de biți la condiția inițială a registrului SPA care generează secvența respectivă. Ținând cont că lungimea secvenței este $L = 2^{15}-1 = 32767$ biți, avem $2^{15}/2^6-1=2^9-1=511$ secvențe distincte, ceea ce ar permite (teoretic!) separarea a 511 sectoare (grupuri) pe aceeași frecvență purtătoare.

- înainte de a fi împrăștiat cu secvența Walsh, fluxul de biți al fiecărui utilizator este scramblat folosind așa numita „secvență PN lungă”, cu offset 0 (vezi explicațiile de la uplink mai jos), care face parte și din schema de secretizare a fluxului. Scramblarea nu „împrășteie” în frecvență semnalul! Ea poate fi utilizată și pentru separarea sensurilor de transmisie, dacă se utilizează duplexing pe bază de cod.

- această abordare este permisă deoarece pe DL se poate asigura o bună sincronizare, cu o eroare de fracțiuni de perioadă de chip, între posturile mobile și stațiile de bază, și în acest caz secvențele Walsh pot fi folosite pentru ortogonalizarea relativă a utilizatorilor.

- trebuie menționat că factorul de împrăștiere poate fi realizat numai de unele dintre secvențe, celelalte secvențe aplicate asigurând doar ortogonalizările respective (de grup, sau de sens), cu condiția ca aceste secvențe să aibă aceeași frecvență (perioadă) de chip.

Uplink

- legătura uplink trebuie să țină cont de faptul că nu se poate asigura sincronizarea suficient de precisă a tactului local cu frecvența de chip în BS, ceea ce ar duce la posibilitatea decodării de către aceasta a unui alt utilizator în locul celui dorit.

- de aceea secvențele Walsh sunt utilizate de către toate UT pentru a genera simbolurile modulatorilor ortogonale, vezi secțiunea 1.2, care asigură robustețea transmisiei față de erorile de sincronizare și o împărțire parțială (de n ori), dar nu asigură ortogonalitatea relativă a UT-urilor de pe aceeași purtătoare (din același grup) .

- apoi se aplică o secvență PN scurtă, care asigură ortogonalitatea grupului de utilizatori de purtătoare de canal respectivă (sector). Această secvență mai asigură și împărțirea de N^n/n ori, pentru a acoperi întreaga bandă.

- utilizatorul este individualizat de secvența PN lungă „personalizată”. Această „personalizare” se obține prin adunarea secvenței PN lungă cu o combinație de 42 de biți specifică utilizatorului, care este construită astfel: 10 biți sunt furnizați de rețea la conectare, iar ceilalți 32 de biți (Electronic Serial Number) sunt specifici echipamentului.

- secvența SPA lungă „personalizată” asigură atât pseudo-ortogonalitatea utilizatorului față de utilizatorii din sectorul (grupul) respectiv, prin faptul că secvențele PN sunt pseudo-ortogonale după o mediere pe 64 de perioade de chip (chiar și în condiții de sincronizare proastă la nivel de chip), cât și separarea sensurilor de transmisie, fiind ortogonală pe transmisia downlink care a folosit secvența lungă ce nu avea adunată nici o combinație de „personalizare”.

- ultima observație de la sensul DL își păstrează valabilitatea și în acest caz.

Avantaje și dezavantaje ale tehnicii CDMA (modulației DS-SS)

Avantaje:

- modulația DS-SS asigură o atenuare semnificativă a interferențelor de bandă îngustă și de bandă largă introduse de alte transmisii; acest fapt este extrem de util în transmisiile radio, deoarece acestea sunt în mare măsură afectate de lobiile spectrale exteriori ai transmisiilor ce au loc în benzile învecinate. De asemenea permite reutilizarea aceleiași frecvențe purtătoare la o distanță mult mai mică decât ar permite transmisiile care nu folosesc ortogonalizarea prin cod.
- modulația DS-SS nu modifică valoarea SNR a transmisiei, comparativ cu cea a unei transmisii QAM pe același canal;
- modulația DS-SS permite accesul unui număr variabil de utilizatori la mediul de transmisie (adică la banda de frecvențe alocată), „soft capacity”. Fiecare utilizator va folosi aceeași modulație QAM cu frecvență de simbol (și lărgime de bandă) diferite, dar va folosi o secvență de „împrăștiere” diferită și de lungime specifică, dată de raportul între banda semnalului împrăștiat și banda semnalului QAM original.
- modulația DS-SS permite reutilizarea aceleiași benzi de frecvență în celule învecinate sau în alte sectoare ale aceleiași celule, prin utilizarea unei a doua secvențe de împrăștiere, care este comună pentru toți utilizatorii dintr-o celulă/sector și diferă de la celulă la celulă sau de la sector la sector. Secvențele specifice celulei sunt de asemenea pseudo-ortogonale și sunt de un tip diferit de cele folosite pentru identificarea utilizatorului. Această abordare generează însă interferențe datorită pseudo-ortogonalității secvențelor care „definesc” grupurile de utilizatori. Nivelul de amplitudine al acestor interferențe este scăzut, depinde de $1/N$, și dacă atenuarea în spațiul liber dintre zonele în care sunt utilizate este suficientă, efectul lor va fi aproape neglijabil.
- modulația DS-SS permite utilizarea aceleiași benzi de frecvențe pentru ambele sensuri de transmisie (duplexing - uplink și downlink). Aceasta se poate realiza prin utilizarea unei a treia secvențe de „împrăștiere” specifică sensului de transmisie. Există însă posibilitatea de a realiza duplexing-ul prin metode de tip FDD sau TDD, pentru simplificarea sincronizării și reducerea MAI; dar utilizarea acestor ultime două abordări implică scăderea eficienței spectrale, fie prin scăderea debitului, TDD, fie prin creșterea lărgimii de bandă, FDD.
- modulația DS-SS permite asigurarea unui debit variabil prin utilizarea unei frecvențe de simbol diferite și a unor secvențe (pseudo)ortogonale de lungimi diferite care asigură un factor de împrăștiere diferit
- prezintă o robustețe bună la o sincronizare imperfectă a tactului de chip, în uplink, prin utilizarea modulării cu simboluri ortogonale

Dezavantaje:

- modulația DS-SS necesită o foarte bună sincronizare a secvențelor de împrăștiere (cu eroare mai mică de o perioadă de chip), altfel calitatea semnalului demodulat scade semnificativ. Ținând cont de faptul că în sistemele practice se folosesc până la 3 secvențe de împrăștiere succesive care trebuie sincronizate, rezultă necesitatea utilizării unui număr de până la trei bucle de

sincronizare suplimentare unei transmisii QAM uzuale. Aceste bucle măresc complexitatea implementării echipamentelor.

- modulația DS-SS conduce la înrăutățirea calității transmisiei, dacă numărul utilizatorilor care accesează aceeași bandă depășește o anumită limită. Numărul maxim de utilizatori se stabilește ținând cont de factorul de împrăștiere N și de p_e maxim admis. Probabilitatea de eroare maxim admisă depinde la rândul ei de dimensiunea celulei, de nivelul de zgomot și de N . În unele situații aceasta este impusă de aplicația utilizată, iar dimensiunea celulei este modificată dinamic în consecință.
 - modulația DS-SS necesită un control al puterii emise de către stațiile mobile pentru a asigura o putere aproximativ constantă recepționată din partea fiecărui utilizator și a diminua astfel efectele negative ale fenomenului „near-far”.
 - modulația DS-SS nu permite utilizarea adaptivă a modulațiilor QAM în aceeași celulă/sector de către un utilizator, deoarece nivelul P_r de la acest utilizator trebuie să fie aproximativ constant și în consecință SNR la recepție este aproximativ constant.
 - modulația DS-SS necesită o buclă de control al puterii emise, care mărește volumul traficului de semnalizare necesar și complexitatea implementării.
- modulația DS-SS se folosește în sistemele de comunicații mobile cunoscute sub denumirea de CDMA (Code-Division Multiple Access), dar descrierea modalităților de utilizare a ei în aceste sisteme depășește cadrul cursului de față.
 - în literatură există descrise variante pentru utilizarea unor tehnici OFDM-CDMA în sistemele 4G.
 - abordarea CDMA este folosită în variantele aflate în exploatare (WiMax, LTE) sau în teste (LTE-A) doar pentru accesul la rețea; aceste aspecte vor fi discutate în cadrul cursului dedicat sistemelor de transmisie din anul II.
 - abordarea de tip CDMA mai este folosită în standardele WiFi 802.11 ac, ax, ad, ay pentru transmisia mesajelor de control.
 - în standardul 5G este prevăzută folosirea acestei abordări doar pentru accesul în rețea
 - tehnica CDMA este folosită și în sistemul 3GPP, varianta fiind denumită WCDMA