

Tehnici de transmisie cu spectru împrăștiat (Spread Spectrum –SS)

- modulațiile studiate anterior în cursurile de TM și TD căutau să asigure o eficiență spectrală cât mai ridicată pe canale afectate în principal de zgomotul gaussian în condițiile utilizării unei lărgimi de bandă cât mai reduse, pentru un debit binar impus.
- tehnicile cu spectru împrăștiat folosesc o lărgime de bandă mult mai mare, de câteva zeci până la o sută de ori mai mare, decât cea minim necesară. Această abordare este extrem de ineficientă spectral pentru un singur utilizator, dar se dovedește extrem de eficientă pentru sisteme cu acces multiplu (care deservește mai mulți utilizatori simultan) și sunt afectate de interferența de acces multiplu (multiple access interference –MAI).

Secvențe de împrăștiere (Spreading Sequences)

- sunt secvențe binare ai căror biți sunt numiți „chips” (de obicei reprezentate bipolar +/-1), generate după câte o regulă specifică fiecărui tip de secvență, care au frecvența $f_{ch} = N \cdot f_s$, f_s frecvența de simbol a transmisiei care trebuie împrăștiată, și cu lungime N , adică au perioada de repetiție egală cu N perioade de chip, T_{ch} .

Proprietăți ale secvențelor de împrăștiere

- factorul de corelație R_c (crosscorellation) a două astfel de secvențe se calculează înmulțind chip cu chip cele două secvențe, făcând suma produselor și împărțind-o la N ; aceste operații reprezintă medierea digitală pe o perioadă de simbol
- aceste secvențe au factorul de autocorelație pentru un defazaj relativ $\tau = 0$ perioade de chip $R_a(0)$, (adică secvențe perfect sincronizate) egal cu 1
- au factorul de autocorelație pentru un defazaj $\tau \neq 0$ perioade de chip (secvențe imperfect sincronizate) $R_a(\tau)$ egal cu $-1/N$ sau cu 0, în funcție de tipul secvenței
- au factorul de intercorelație (între două secvențe diferite de același tip) R_c egal cu $-1/N$ (care tinde la 0 pentru N mare) sau 0, în funcție de tipul secvenței. Pentru cazul în care $R_c = 0$ se spune că secvențele sunt ortogonale, iar pentru cazul în care $R_c = \pm 1/N$ se spune că ele sunt pseudo-ortogonale.

Exemplu: - dacă se consideră secvența $p_n = +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1$, $R_a(0) = 1$, iar $R_a(1) = -1/7$.

Tipuri de secvențe de împrăștiere

- cele mai utilizate secvențe de împrăștiere sunt:

- secvențele Walsh-Hadamard care au $R_a(0) = 1$ și $R_c = 0$; ele sunt ortogonale
 - datorită unei sensibilități ridicate la sincronizarea tactului de chip, ele sunt utilizate pentru ortogonalizarea utilizatorilor numai în sensul DownLink (DL), în care se poate asigura sincronizarea tactului de chip între emițător (BS) și toate stațiile mobile (UT) - transmisie CDMA sincronă
 - sunt generate off-line și utilizate on-line prin citire din tabel. Se folosesc secvențe cu lungimi mici, $N = 64$.
 - secvențele PN (Pseudo-Noise) care au $R_a(0) = 1$ și $R_c = 1/N$; ele sunt pseudo-ortogonale
 - prezintă însă o sensibilitate mai scăzută la erorile de sincronizare ale tactului de chip, fiind utilizate pe sensul UpLink (UL) în care nu se poate asigura sincronizarea receptorului (BS) cu toate emițătoarele (UT) - transmisie CDMA asincronă
 - sunt generate on-line ca SPA obținute cu polinoame prime și au lungimi de tipul $N = 2^n - 1$.
 - secvențe de tip Gold, de tip Kasami, etc.
- studiul proprietăților și metodelor de generare și sincronizare ale acestor tipuri de secvențe depășește cadrul cursului de față; ele vor fi detaliate în cursul BTDDBR la master.

Tehnica de transmisie cu spectru împrăștiat prin secvența directă (Direct Sequence Spread Spectrum DS-SS)

- această tehnică de transmisie împrășteie spectrul unui semnal A+PSK bandă de bază prin înmulțirea coordonatelor I și Q cu secvența de împrăștiere, filtrarea RRC a semnalelor $I_s(kT_c)$ și $Q_s(kT_c)$ astfel obținute și apoi modularea semnalelor $I_s(t)$ și $Q_s(t)$ astfel obținute pe purtătoarele de frecvență intermediară $\sin\omega_i t$ și $\cos\omega_i t$.

- ecuația semnalului modulat astfel obținut este:

$$s_{ss}(t) = A_k(t)p_t(t)\cos(\omega_i t + \Phi_k) \quad (1)$$

- filtru RRC-TJ are frecvența de tăiere $f_t = f_{ch}(1+\alpha)/2$
- semnalul modulat are modulul nivelului maxim egal cu cel al semnalului modulator
- semnalul modulat pe f_i este apoi translatat pe frecvența purtătoare din canal f_p , și filtrat TB.
- schema bloc de principiu a modulatorului DS-SS al UT este prezentată în figura 1

- emițătorul BS (pentru DL) utilizează secvențe de împrăștiere de tip WH, diferite pentru fiecare UT conectat, și sumează semnalele “împrăștiate” destinate tuturor utilizatorilor, care sunt sincrone
- în UL fiecare MS primește o secvență de împrăștiere individualizată

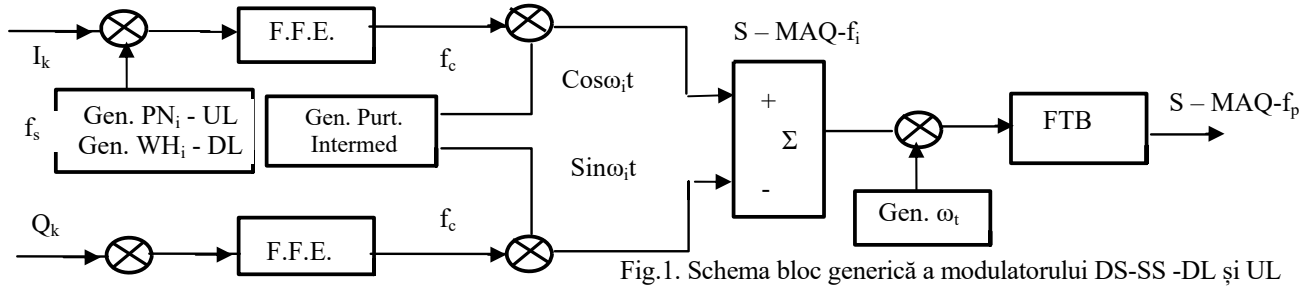


Fig.1. Schema bloc generică a modulatorului DS-SS-DL și UL

Spectrul semnalului modulat DS-SS

- semnalul modulator BB are spectrul de tip sinus atenuat specific unei modulații QAM, vezi cursul de TM, având lobul spectral principal cuprins între $-f_s$ și f_s ,
- în urma înmulțirii nivelelor I și Q cu $p(kT_s)$ spectrul semnalului modulator rezultat are lobul principal cuprins între $-f_{ch}$ și f_{ch} , care în urma filtrării RRC va fi cuprins între $-f_{ch}(1+\alpha)/2$, $+f_{ch}(1+\alpha)/2$.
- lărgimea de bandă a semnalului modulat DS-SS pe purtătoarea de canal este $W_{ss} = f_{ch}(1+\alpha)$
- factorul de împrăștiere al benzii PG (numeric egal cu câștigul procesării PG, vezi considerațiile de la demodulare, este:

$$PG = \frac{f_{ch}}{f_s} = \frac{T_s}{T_c} = \frac{W_{ss}}{W_{QAM}} \quad (2)$$

Demodularea semnalului DS-SS

- demodularea semnalului DS-SS implică mai întâi translatarea acestuia pe frecvența intermediară și o filtrare trece-bandă cu un filtru de bandă largă (mai mare ca $f_{ch}(1+\alpha)/2$).
- apoi semnalul recepționat este înmulțit cu secvența individualizată de împrăștiere generată local. Presupunând că aceasta este corect sincronizată cu cea de la emisie, înmulțirea conduce la:

$$s_s(t) = A_k(t)p_t(t)p_t(t)\cos(\omega_i t + \Phi_k) \quad (3)$$

- operația de înmulțire cu secvența locală de împrăștiere perfect sincronizată, numită și „despreading” conduce la reducerea benzii semnalului de la W_{ss} la W_{QAM} așa cum se arată în fig.3.
- deoarece în urma medierii asigurate de un filtru TB aflat la intrarea demodulatorului QAM, cu lărgimea de bandă $f_s(1+\alpha)$ mult mai mică decât f_{ch} , putem presupune că p_t^2 mediat = 1, semnalul filtrat va fi semnalul QAM $A_k \cos(\omega_i t + \Phi)$ axat pe frecvența intermediară având lărgime de bandă $f_s(1+\alpha)$.
- apoi se efectuează demodularea QAM a modulației A+PSK
- schema bloc principală a receptorului DS-SS este prezentată în figura 2.
- receptorul generic din BS va conține câte un astfel de demodulator pentru fiecare UT conectat la BS, secvența PN_i fiind însă diferită pentru fiecare utilizator, iar receptorul din UT va utiliza secvența WH_i alocată acelui utilizator

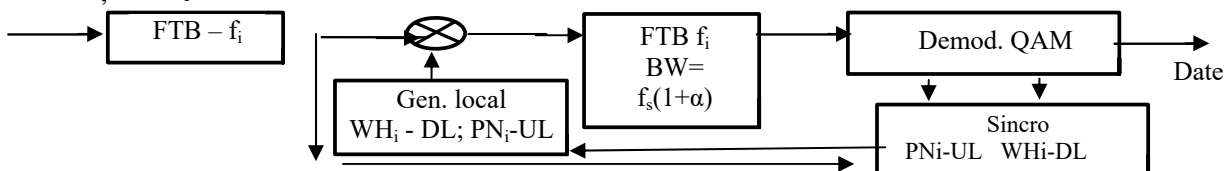


Figura 2. Schema bloc a demodulatorului DS-SS - UT și BS

- dacă însă secvența locală folosită la „despreading” nu este sincronizată cu secvența folosită la emisie pentru „spreading” atunci semnalul rezultat are o amplitudine foarte mică (de 1/N ori mai mică pentru secvențele PN în UL, și nulă pentru cele WH în DL), vezi proprietățile secvențelor SS, ceea ce face ca acesta să genereze o probabilitate de eroare foarte mare după demodularea QAM
- sincronizarea semnalelor de tact de chip se poate realiza pe sensul downlink, toate cele T MS-uri receptoare fiind sincronizate cu sursa BS. În sensul uplink, sincronizarea simultană a BS-ului receptor cu cele T MS-uri emițătoare nu se poate realiza simplu, și de aceea se preferă utilizarea unor transmisii asincrone.

Reducerea puterii semnalelor interferente de bandă îngustă

- un efect important operațiilor de „spreading-despreading” este reducerea semnificativă a raportului între puterea semnalului și puterea unui semnal aditiv interferent $i(t)$ de bandă îngustă

(comparabilă cu a semnalului QAM neîmprăștiat) ce afectează semnalul DS-SS recepționat la trecerea prin canalul de transmisie:

$$s_r(t) = s_{ss}(t) + i(t) \quad (4)$$

- în urma operației de despreading puterea semnalului util (care era distribută într-o bandă largă W_{ss}) este concentrată într-o bandă îngustă W_{QAM} (banda semnalului util înainte de împrăștiere), iar puterea semnalului interferent (care era distribuită într-o bandă îngustă B_{interf}) este „împrăștiată” într-o bandă largă $PG \cdot B_{interf}$. – vezi figura 3 și relația (5).

$$s_d(t) = s_{ss}(t) \cdot p_t(t) + i(t) \cdot p_t(t) = A_k \cos(\omega_i t + \Phi_k) + i(t) \cdot p_t(t) \quad (5)$$

- în urma trecerii prin filtrul TB de intrarea demodulatorului QAM precum și a filtrării TJ efectuate de demodulatorul QAM ($f_t = f_N(1+\alpha)$), semnalul util își păstrează puterea și după despreading, în timp ce puterea semnalului interferent scade de PG ori. Acest fenomen se datorează faptului că semnalul util a trecut ambele procese de „spreading+despreading”, pe când semnalul interferent a trecut doar prin operația de împrăștiere”, puterea lui fiind distribuită în banda $W_{ss} \gg W_{QAM}$.

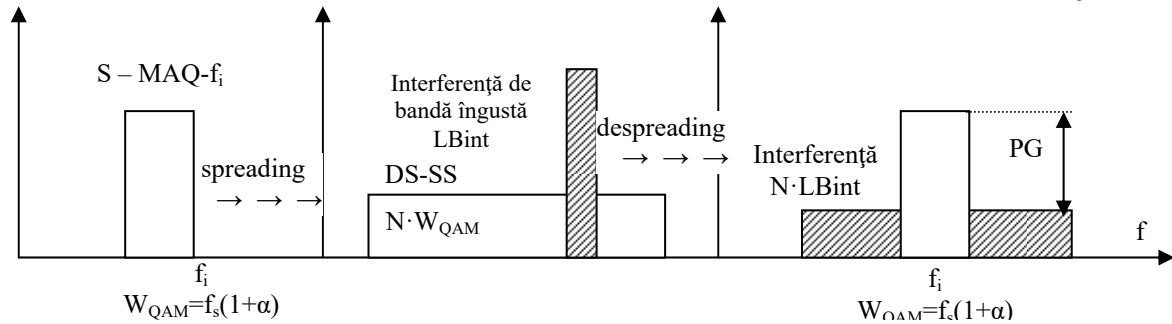


Figura 3 Reducerea puterii interferenței de bandă îngustă - reprezentare schematică

- factorul de reducere a puterii semnalelor interferente în banda utilă se numește „processing gain” și este dat de raportul benzilor semnalului „împrăștiat” și al celui original, vezi (2). Acest factor este cu cu atât mai mare cu cât factorul de împrăștiere este mai mare.

- această comportare este aplicabilă și semnalelor interferente de bandă largă (comparabilă cu lărgimea de bandă a semnalului împrăștiat) deoarece ele sunt necorelate cu secvența de împrăștiere.

- concluzionând putem spune că procesul de spreading+despreading conduce la o creștere a raportului semnal/interferență de de PG ori (sau a valorii SIR cu $10 \lg PG$) la ieșirea din demodulatorul QAM înainte de blocul de decizie.

- studiile prezentate în literatură arată că această creștere nu apare în cazul zgomotului gaussian aditiv. În cazul acestui zgomot valoarea SNR nu se modifică față de o transmisie ce nu folosește tehnica DS-SS pe același canal. Acest fenomen se poate explica principial prin faptul că zgomotul gaussian este un fenomen aleator cu proprietăți statistice și spectrale apropiate de cele ale secvențelor de „împrăștiere” utilizate pentru semnalul util; de aceea, înmulțirea semnalului de zgomot gaussian la recepție cu secvența de împrăștiere nu mai conduce la o mărire a benzii de frecvență a acestuia, și implicit la scăderea densității spectrale de putere N_0 .

Reducerea efectului propagării multcale

- dacă întârzierile relative τ_i ale căilor de propagare, față de prima cale ajunsă la receptor, sunt mai mari decât perioada de chip T_c , atunci în procesul de “despreading” al utilizatorului t semnalele de pe aceste căi vor avea secvența de împrăștiere decalată cu cel puțin o perioadă de chip, ceea ce face ca nivelele semnalelor obținute pe aceste căi să fie atenuate de N ori pentru secvențele PN sau să fie (teoretic) egale cu zero pentru secvențele WH (vezi proprietățile de autocorelație ale acestor secvențe descrise în primul paragraf al acestui material).

Performanțe de SINR ale modulației DS-SS

- deoarece semnalul modulat DS-SS al unui utilizator ocupă o bandă foarte largă (el ocupând practic întreaga bandă alocată celulei respective), 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 aceiași parametri f_s, α) și ale căror semnale sunt împrăștiate folosind secvențe de împrăștiere diferite (propriei fiecărui utilizator), nu neapărat de aceeași lungime l , 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 (Multiple Access Interference - MAI), semnalele interferente de bandă

îngustă și/sau bandă largă provenite în mod parazit de la alte transmisii în banda de frecvențe utilizată, 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 Noise+Interference Ratio), efectul puterii semnalelor interferente de la co-utilizatori fiind de cele mai multe ori predominant.

- în ceea ce privește interferențele generate de alte transmisii, 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.

- o reprezentare schematică a transmisie UL a mai multor UT-uri este dată în figura 4.

- considerând că semnalul destinat utilizatorului I este „împrăștiat” cu secvența $p_1(t)$, iar secvențele celorlalți ($T-1$) utilizatori sunt „împrăștiate” cu secvențele $p_t(t)$, atunci semnalul la intrarea demodulatorului QAM dedicat utilizatorului 1 din BS este afectat de suma interferențelor celorlalți $T-1$ utilizatori și de zgomotul gaussian, fiind exprimat de (6), vezi fig.4, N este factorul de „împrăștiere”

$$Z + I = N_0 W_{QAM} + \sum_{t=2}^T I_t; \quad I_t = P_{rt} / N^2 \quad (6)$$

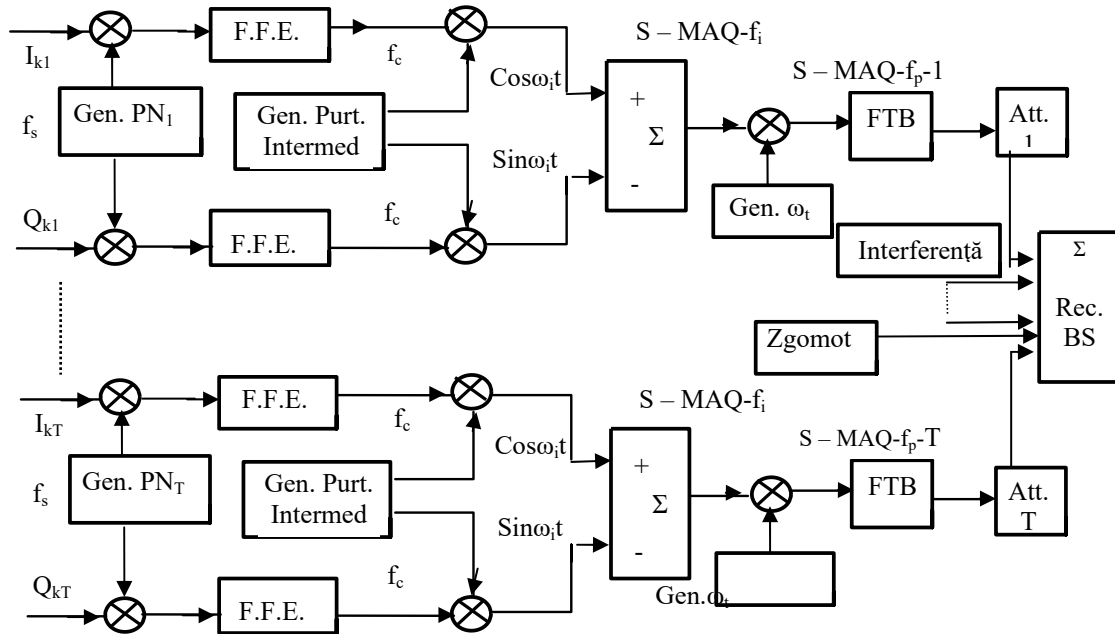


Figura 4. Suma semnalelor recepționate de stația de bază în UL - reprezentare schematică

- pentru această situație, în literatură se arată că probabilitatea de eroare de simbol QAM, pentru o constelație cu L fazori este dată de relația (7),

- pentru un singur utilizator ($K = 1$) expresia (7) se reduce la probabilitatea de eroare de simbol a modulației QAM în prezența zgomotului gaussian.

$$p_e = Q\left(\sqrt{\frac{3}{L-1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{N^2} \cdot \sum_{t=2}^T \frac{P_{rt}}{P_{r1}} + \frac{P_z}{P_{r1}}}}\right) \quad (7)$$

- 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 I , ale cărui performanțe le evaluăm, are o putere P_{rt} mult mai mare decât decît puterea P_{r1} a semnalului recepționat de la utilizatorul I . 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 demodate ale utilizatorului I , 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_1 raportul dintre puterea semnalului recepționat de la UT_1 și suma puterilor recepționate de la ceilalți utilizatori UT_t , $t=2, \dots, T$ (MAI), și cu ρ_z raportul semnal/zgomot al utilizatorului I , raportul dintre puterea recepționată de la U_1 și suma puterilor semnalelor MAI și a zgomotului la intrarea receptorului BS, notat cu ρ_{IN} (interference plus noise) este exprimată de relația (8)

$$\text{daca } \rho_I = \frac{P_{r1}}{\frac{1}{N^2} \cdot \sum_{t=2}^T P_{rt}}; \rho_Z = \frac{P_{r1}}{P_Z} \Rightarrow \rho_{IN} = \frac{P_{r1}}{\frac{1}{N^2} \cdot \sum_{t=2}^T P_{rt} + P_Z} = \rho_I \frac{\rho_Z}{\rho_I + \rho_Z} \leq \rho_I = \lim_{\rho_Z \rightarrow \infty} \rho_{IN} = \rho_{IN-f} \quad (8)$$

- relația (8) arată valoarea ρ_{IN} este limitată superior de valoarea raportului semnal util/semnale interferente MAI - **vezi figura A pe tablă**

- aceasta face ca valoarea probabilității de eroare de simbol (7) sa fie limitată inferior la valoarea p_{eNF-f} dată de relația (9) chiar dacă raportul semnal/zgomot ρ_Z devine foarte mare, ducând la apariția unui “error-floor” - **vezi figura B pe tablă**

$$p_e = Q\left(\sqrt{\frac{3}{L-1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{N^2 \cdot P_{r1}} \cdot \sum_{t=2}^T P_{rt} + \frac{P_Z}{P_{r1}}}}\right) \geq Q\left(\sqrt{\frac{3}{L-1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{N^2 \cdot P_{r1}} \cdot \sum_{t=2}^T P_{rt}}}\right) = p_{eNF-f} = \lim_{\frac{P_Z}{P_{r1}} \rightarrow 0} p_{eNF} \quad (9)$$

- valoarea p_{eNF-f} depinde de suma puterilor recepționate de la ceilalți utilizatori autorizați, de numărul acerstora T și valoarea factorului de împrăștiere N. - **vezi figura B pe tablă**

- 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:

$$P_{rt} = P_{r1}, t = 1, \dots, T \quad (10)$$

- înlocuind (10) în (8), expresiile rapoartelor ρ_{I-c} și ρ_{IN-c} după compensarea efectului NF devin:

$$\text{daca } \rho_{I-c} = \frac{P_{r1}}{\frac{(T-1) \cdot P_{r1}}{N^2}} = \frac{N^2}{(T-1)}; \rho_Z = \frac{P_{r1}}{P_Z} \Rightarrow \quad (11)$$

$$\rho_{IN-c} = \frac{1}{\frac{T-1}{N^2} + \frac{P_Z}{P_{r1}}} = \rho_{I-c} \frac{\rho_Z}{\rho_{I-c} + \rho_Z} \leq \rho_{I-c} = \lim_{\rho_Z \rightarrow \infty} \rho_{IN-c} = \rho_{IN-c-f}$$

- relația (11) arată 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 figura C pe tablă**

- în ipoteza că puterile semnalelor recepționate la stația de bază de la toți cei T utilizatori sunt egale, (10), probabilitatea de eroare de simbol p_{e-c} la recepția pe sensul MS-BS se obține înlocuind (10) în (7), și este exprimată de (12):

$$p_{ec} = Q\left(\sqrt{\frac{3}{L-1} \cdot \frac{1}{\frac{T-1}{N^2} + \frac{P_Z}{P_{r1}}}}\right) \geq Q\left(\sqrt{\frac{3}{L-1} \cdot \frac{1}{\frac{T-1}{N^2}}}\right) = p_{ec-f} = \lim_{\frac{P_Z}{P_{r1}} \rightarrow 0} p_{ec} \quad (12)$$

- relația (12) arată că și după compensarea efectului NF probabilitatea de eroare de simbol p_{ec} este limitată inferior (error-floor) de valoarea p_{ec-f} care este însă mai mică decât p_{eNF-f} dată de relația (9).

- **vezi figura D pe tablă**

- valoarea p_{ec-f} depinde de numărul de utilizatori care folosesc în comun aceeași bandă de frecvențe și același set de coduri 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 (7), (9) și (12) 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.

- considerentele exprimate anterior privitoare la sensul uplink sunt valabile, cu unele adaptări, și pentru sensul downlink.

- relația (12) arată că tehnica de transmisie DS-SS permite utilizarea în comun a aceleiași benzi de frecvență de un număr variabil de utilizatori (în funcție de necesități) cu „prețul” scăderii calității transmisiei pentru fiecare dintre utilizator, adică la creșterea p_{ec} pentru un debit dat, sau la scăderea debitului binar prin utilizarea unei modulații inferioare, dacă se urmărește asigurarea unei valori impuse a p_{ec} . Această proprietate este denumită „*soft capacity*”.

- numărul de utilizatori poate fi mărit până la o valoare la care p_e dat de (9) sau (12) atinge valoarea maximă impusă p_{et} pentru asigurarea unei calități minime serviciului oferit utilizatorilor.

- compensarea efectului „near-far” face ca în aceeași celulă/sector să nu poată fi folosite modulații

QAM diferite în mod adaptiv de către fiecare utilizator în mod independent, ci doar aceeași modulație de către grupul de utilizatori care împart o bandă de frecvență și un cod comun de împrăștiere de grup, **vezi explicații pe tablă**

- modulația se poate modifica de la celulă la celulă, sau în cadrul unei celule de la un grup de utilizatori la altul, în funcție de nivelul puterii recepționate permis, care la rândul său depinde de dimensiunea celulei și de topografia acesteia.

- considerente privitoare la aceste aspecte vor fi prezentate în cursul BTDDBR la master.

Avantaje și dezavantaje ale tehnicii de transmisie DS-SS

Avantaje:

- tehnica de transmisie 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 care sunt în mare măsură afectate de lobi spectrali exteriori ai transmisiilor ce au loc în benzile învecinate și de transmisiile ce au loc în aceeași bandă de frecvență în celulele mai mult sau mai puțin învecinate. Acest ultim factor depinde de dimensiunile celulelor, de condițiile de propagare și de schema de reutilizare a frecvențelor folosită în rețeaua respectivă.
- tehnica de transmisie DS-SS asigură o reducere semnificativă a efectelor propagării multicale asupra datelor demodate pentru fiecare utilizator, dacă întârzierile relative ale căilor sosite ulterior primei căi sunt mai mari decât perioada de chip.
- tehnica de transmisie DS-SS nu modifică valoarea SNR a transmisiei, comparativ cu cea a unei transmisii QAM pe același canal;
- tehnica de transmisie DS-SS permite accesul unui număr variabil de utilizatori la banda de frecvențe alocată, „soft capacity”. Fiecare utilizator va folosi aceeași modulație QAM care ocupă aceeași lărgime de bandă, dar va folosi o secvență pseudo-ortogonală de „împrăștiere” diferită, dată de raportul între banda semnalului împrăștiat și banda semnalului QAM original.
- tehnica de transmisie DS-SS permite reutilizarea aceleiași benzi de frecvență în celule/sectoare învecinate, prin utilizarea unei a doua secvențe de împrăștiere, care este comună pentru toți utilizatorii dintr-o celulă/sector și diferă de la celulă/sector la celulă/sector. Secvențele specifice celulei sunt tot pseudo-ortogonale și sunt de un tip diferit de cele folosite pentru identificarea utilizatorilor.
- tehnica de transmisie 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 uplink.

Dezavantaje:

- tehnica de transmisie DS-SS necesită o foarte bună sincronizare a secvențelor de împrăștiere (cu eroare mai mică de o perioadă de chip), altfel calitatea semnalului demodat scade semnificativ. Deoarece în sistemele practice se folosesc până la 3 secvențe de împrăștiere succesive care trebuie sincronizate, aceste bucle de sincronizare suplimentare măresc complexitatea implementării echipamentelor.
 - tehnica de transmisie DS-SS conduce la înrăutățirea calității transmisiei, dacă numărul utilizatorilor care accesează aceeași bandă depășește o anumită limită. Numărul maxim de utilizatori se stabilește în funcție 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 calculată în consecință.
 - tehnica de transmisie DS-SS necesită un control al puterii emise de către stațiile mobile pentru a asigura o putere aproximativ constantă recepționată la BS din partea fiecărui utilizator și a diminua astfel efectele negative ale fenomenului „near-far” pe sensul uplink. Bucla care asigură controlul puterii emise, mărește volumul traficului de semnalizare necesar și complexitatea implementării.
 - tehnica de transmisie 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 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.