

## ***Estimarea/predicția stării curente a canalului***

### ***a. Estimarea stării curente a canalului***

- pentru a utiliza fiecare configurație în domeniul SNR în care aceasta asigură eficiență spectrală maximă (dintre configurațiile din set) este necesară estimarea valorii curente a SNR, și apoi determinarea intervalului  $[T_{i-1}; T_i]$  domeniului SNR în care aceasta se află

- deoarece fiecare constelație este utilizată între pragurile  $T_{i-1}$  și  $T_i$ , domeniul SNR va fi împărțit în subdomenii de către pragurile  $T_i$ ; pentru că în aceste subdomenii performanțele asigurate de configurațiile utilizate nu prezintă variații mari (în cazul utilizării pragurilor CI) sau sunt aproximativ constante (în cazul utilizării pragurilor CER-2), vom spune că fiecare subdomeniu reprezintă o stare a canalului.

- valoarea curentă a SNR poate fi determinată prin măsurare în timp real, folosind simbolurile „de serviciu” existente în chunk și subpurtătoarele pilot ale schemei de transmisie. Această valoare este apoi comparată cu pragurile  $T_i$  memorate și astfel se poate determina starea curentă a canalului și configurația care trebuie utilizată

- o metodă indirectă de determinare aproximativă a stării curente a canalului se bazează pe aproximarea probabilității de eronare a unui chunk prin raportul dintre numărul de chunk-uri decodate incorect  $N_{che}^i$  și numărul de chunk-uri recepționate  $N_{chr}^i$  de către configurația  $i$ .

$$CER_i(SNR) = 1 - (1 - p_{bi}(SNR))^{n_i \cdot U} \approx N_{che}^i / N_{chr}^i; \quad (20)$$

- chunkurile eronate pot fi determinate pe baza sindromului nenul (pentru configurații codate cu coduri bloc) sau pe baza CRC-ului inclus (pentru configurații codate convoluțional sau necodate)

- precizia acestei aproximații este cu atât mai mare cu cât  $N_{chr}^i$ , care se numește interval de observare, este mai mare.

- cunoscând valorile pragurilor  $T_i$  și utilizând relațiile care permit determinarea  $p_{bi}$  pentru fiecare configurație, se pot determina off-line probabilitățile  $p_{bi}(T_i)$  și  $p_{bi}(T_{i-1})$  ale configurației  $i$  pentru toate pragurile care delimitează domeniul ei de utilizare,  $T_{i-1}$  și  $T_i$ , și apoi valorile  $CER_i(T_i)$ , prin utilizarea primei părți a relației (20).

- prin înmulțirea acestor valori cu  $N_{chr}^i$  se pot determina numerele de chunkuri eronate care delimitează domeniul în care configurația merită utilizată:

$$N_{chem}^i = [CER_i(T_{i+1}) \cdot N_{chr}^i]; \quad N_{cheM}^i = [CER_i(T_i) \cdot N_{chr}^i]; \quad (21)$$

- această metodă de estimare a stării curente a canalului poate fi utilizată doar pe canale foarte lent variabile (canale radio fixe sau nomadice, canale pe cablu) deoarece timpul de răspuns este mare (metoda necesită un număr mare de „eșantioane” recepționate pentru a asigura o eroare de estimare acceptabilă).

- adaptarea configurației utilizate la starea curentă a canalului se realizează cu următorul algoritm:

- dacă numărul de chunkuri eronate  $N_{che}^i$  determinate pe durata recepționării a  $N_{chr}^i$  chunkuri este cuprins în intervalul  $(N_{chem}^i, N_{cheM}^i)$  atunci se păstrează configurația curentă
- dacă numărul de chunkuri eronate  $N_{che}^i$  determinate pe durata recepționării a  $N_{chr}^i$  este mai mic decât  $N_{chem}^i$  atunci se trece la utilizarea configurației imediat superioare.
- dacă numărul de chunkuri eronate  $N_{che}^i$  determinate pe durata recepționării a  $N_{chr}^i$  este mai mare decât  $N_{cheM}^i$  atunci se trece la utilizarea configurației imediat inferioare.

- algoritmul de modificare a configurației curente descris mai sus, se numește „pas cu pas” deoarece înlocuiește configurația curentă doar cu una din configurațiile învecinate din set.

- el este destinat canalelor lent variabile, care trec dintr-o stare a canalului dată, într-o stare învecinată într-un interval de timp mai mare decât durata necesară actualizării stării curente a canalului .

- se poate construi o variantă a acestui algoritm care să permită trecerea de la utilizarea unei configurații la utilizarea oricărei alte configurații din set, dar acest algoritm nu ar fi util pe canale foarte lent variabile; în ceea ce privește utilizarea sa pe canale rapid variabile (radio mobil), ea ar fi grevată semnificativ de erorile de estimare a stării curente a canalului, deoarece intervalul de observare ar trebui să fie extrem de scurt, ceea ce ar implica un număr redus de “eșantioane”.

### ***b. Predicția stării curente a canalului***

- pentru canalele rapid variabile se folosește predicția stării canalului, adică a valorii SNR pe perioada de chunk  $(i+m)T_s$ , pe baza măsurătorilor efectuate asupra SNR în perioadele  $iT_s$  și anterioare.

- metoda este complexă, fiind descrisă în literatură

- predicția trebuie făcută pe un „orizont” de circa 4-5 intervale de chunk, pentru a asigura timp pentru procedura de semnalizare dintre BS și utilizator, prin care se stabilește și se confirmă configurația care se va folosi pe durata chunkului în cauză.
- stația de bază va decide pe baza acestor măsurători subbanda de frecvență ce va fi alocată unui utilizator (depinde de funcționalitatea Radio Resource Management -RRM), și apoi va decide prin încadrarea valorii SNR a sub-benzii respective într-unul dintre domeniile  $(T_k, T_{k+1})$ , configurația care asigură o eficiență spectrală maximă dintre cele care asigură condiția  $CER < CER_i$  impus (depinde de funcționalitatea Link Adaptation).
- trebuie considerat că în cazul canalelor mobile, timpul de coerență este mic (putând ajunge la 0,7-1 ms în funcție de viteza mobilului), iar configurația utilizată trebuie adaptată în acest ritm.
- operația de selectare a configurației utilizate este denumită Link Adaptation, fiind efectuată, împreună cu operația de alocare a resurselor timp-frecvență (chunk-urilor sau RRU) de către blocul de *Radio Resource Management*
- metoda de selectare a configurației pe baza comparației SNR estimat cu valorile-prag ale SNR dă rezultate bune în cazul utilizării unui număr relativ mic de configurații, deoarece în acest caz intervalele  $(T_k, T_{k+1})$  sunt relativ largi, iar selecția nu e afectată de erorile valorilor estimate ale SNR
- o altă abordare pentru selectarea configurației de transmisie pentru o valoare estimată a SNR se bazează pe calculul probabilității de eroare de bit (BER) și de chunk (bloc de date - CER) folosind *informația mutuală medie pe bit codat (MMIB)*. Valoarea MMIB se calculează în funcție de SNR pentru o configurație dată (modulație, rată și tip de cod), iar apoi din informația mutuală se calculează în timp real (pentru BPSK și QPSK) sau se determină pe baza unor tabele memorate (pentru modulațiile mai mari), valoarea BLER ce poate fi asigurată de configurația respectivă. Această metodă implică calcularea valorii BER (CER) asigurate de fiecare configurație disponibilă, compararea ei cu valoarea maximă  $BER_i(CER_i)$  impusă și apoi alegerea configurației care asigură eficiența spectrală maximă dintre cele care asigură  $BER(CER) < BER_i(CER_i)$ .
- această abordare nu implică stocarea unui set de praguri de SNR, dar necesită un volum de calcule mai ridicat: de asemenea ea este mai puțin sensibilă la erorile de estimare a valorii SNR.
- prezentarea acestei metode depășește cadrul cursului de față

#### **Metode de alocare a subbenzii de frecvență unui utilizator**

- prin alocare a subbenzii de frecvență atribuită unui utilizator se înțelege poziția grupului de subpurtătoare (care constituie chunkul sau RRU-ul alocat) în cadrul ansamblului de subpurtătoare care sunt transmise folosind OFDM. pe durata unui frame, pe un semnal purtător (purtătorul de canal). Durata unui frame este un multiplu întreg al duratei chunkului.
- alocarea câte unui chunk fiecărui utilizator în transmisiile OFDM poate fi privită ca o metodă de acces la mediul de transmisie, care este denumită OFDM-A (Access).
- metodele de alocare a subbenzii de frecvență sunt strâns legate de metodele de acces la mediul de transmisie, fiind întâlnite de exemplu alocări de tip Spread- Spectrum Frequency Hopping (SS-FH) sau de tip Direct Sequence-SS (DS-SS). Ele sunt însă corelate cu transmisia de tip OFDM, având forme adaptate acesteia.
- alocarea subbenzii de frecvență unui utilizator urmărește două scopuri:
  1. deoarece canalul radio mobil este selectiv în frecvență și variabil în timp, subbanda de frecvență alocată chunkului unui utilizator trebuie modificată în fiecare durată de chunk (sau de frame) pentru a evita ca un utilizator staționar să rămână într-o subbandă în care nivelul recepționat, și implicit SNR, să fie prea scăzute, fig. 10. Alocarea variabilă asigură o diversitate în timp-frecvență transmisiei.

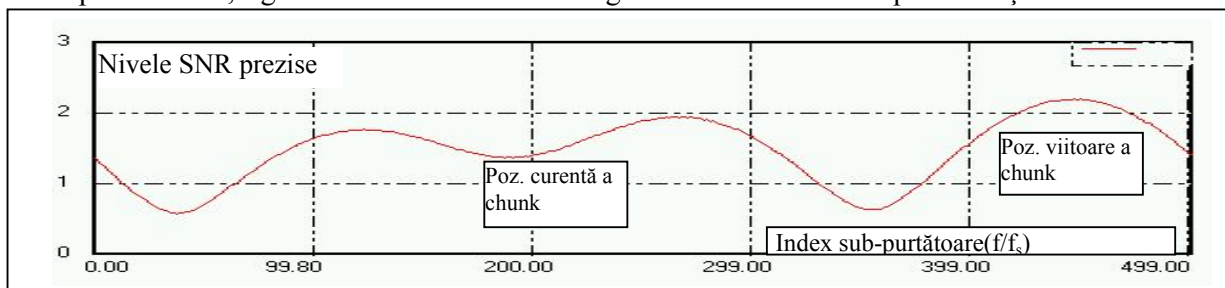


Figura 10. Alocarea sub-benzii unui utilizator

2. Deoarece valorile semnalului recepționat, și implicit ale SNR, variază de la un chunk la altul (în frecvență), datorită selectivității în frecvență a canalului, și în plus aceste valori se modifică la fiecare perioadă de chunk (în timp) într-o subbandă dată, un utilizator ar trebui plasat în subbanda de frecvențe în care valoarea nivelului recepționat, și implicit SNR-ului, este cea mai mare; deoarece pozițiile spațiale ale utilizatorilor care trebuie alocați în întreaga bandă diferă, rezultă statistic că diferă și pozițiile în frecvență ale chunkurilor în care ei au valori maxime ale nivelului recepționat. Această abordare este denumită în literatură cu sintagma „ride the peaks”. Ea utilizează, alături de diversitatea în frecvență-timp, și diversitatea „multiutilizator”, generată de pozițiile spațiale diferite ale utilizatorilor.

- pentru a determina probabilitatea de utilizare a unei anumite configurații din setul de configurații selectate, trebuie determinată probabilitatea ca valoarea SNR curentă să fie cuprinsă în domeniul SNR în care acea configurație trebuie utilizată, vezi figurile 8 și 9.

- dar această probabilitate depinde de densitatea probabilității SNR pe un canal cu propagare multicale având anumiți parametri și de metoda de alocare utilizată.

- în continuare vom determina probabilitatea de utilizare a unei configurații, determinând cele două elemente menționate mai sus.

*Determinarea densității de probabilitate a SNR pe un canal radio cu propagare multicale*

- densitatea de probabilitate a raportului semnal/zgomot al unei căi de propagare, cu putere medie  $A_i^2$  și dispersie a zgomotului  $\sigma^2$ , este descrisă de distribuția Rayleigh (21) în care prin  $x = r/\sigma$  s-a notat raportul dintre nivelul semnalului și deviația standard a zgomotului:

$$p_i\left(\frac{r}{\sigma}\right) = \frac{r/\sigma}{A_i^2/\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2/\sigma^2}{2A_i^2/\sigma^2}\right) \quad (21)$$

- dacă semnalul recepționat este compus din  $W$  căi cu fading Rayleigh, care au atenuările relative  $a_i$ , și întârzierile relative  $\tau_i$ , raportate la prima cale sosită, funcția de densitate de probabilitate, p.d.f., a nivelului normalizat  $x$ , se calculează cu relațiile:

$$P_k(r/\sigma) = \int_0^\infty p_1(x_1) \int_0^\infty p_2(x_2) \cdots \int_0^\infty p_{W-1}(x_{W-1}) \cdot U(x_1, x_2, \dots, x_{W-1}, \Omega k_{1W}, \Omega k_{2W}, \dots, \Omega k_{(W-1)W}) dx_{W-1} \dots dx_2 dx_1 \quad (22)$$

$$U(x_1, x_2, \dots, x_{W-1}, \Omega k_{1W}, \Omega k_{2W}, \dots, \Omega k_{(W-1)W}) = \begin{cases} 0; & \text{daca } r^2 - \left(\sum_{i=1}^{W-1} x_i \sin \Omega k_{iW}\right)^2 < 0; \\ p_W\left(-\sum_{i=1}^{W-1} x_i \cos \Omega k_{iW} + \sqrt{r^2 - \left(\sum_{i=1}^{W-1} x_i \sin \Omega k_{iW}\right)^2}\right); & \text{altfel} \end{cases} \quad (23)$$

- relațiile (22), (23) includ defazajele relative  $\Omega k_{ij}$  dintre căile de propagare, datorate întârzierilor:

$$\Omega k_{ij} = 2\pi f_k (\tau_i - \tau_j) \quad (24)$$

- în relația (22) s-a determinat densitatea de probabilitate ca nivelul total recepționat  $x$  să aibă valoarea  $r$ , considerând că nivelele primelor  $W-1$  căi pot lua orice nivel, iar calea  $w$  are un nivel care în urma compunerii cu semnalele recepționate pe primele  $w-1$  căi, ținând cont și de defazele relative (24), să asigure un nivel global recepționat egal cu  $r$ .

- relația (23) exprima condiția ca nivelul recepționat pe calea  $w$  să aibă valoarea menționată mai sus

- calculul acestei funcții a densității de probabilitate este extrem de laborios

*a. Metoda de alocare Frequency Hopping - FH*

- cele  $N_{usM}$  chunkuri disponibile sunt alocate unui utilizator în conformitate cu o SPA cu  $N_{usM}$  stări, cu frecvență egală cu inversul perioadei unui chunk. Fiecare utilizator primește la conectare o stare inițială diferită în SPA, ceea ce asigură „ortogonalitatea” în frecvență a utilizatorilor

- MS efectuează o predicție a stării canalului, pentru subbanda chunkului respectiv, estimând starea, adică domeniul  $(T_i, T_{i+1})$  al SNR, în care se va afla canalul peste  $F$  perioade de chunk; acest “orizont” de predicție depinde de durata procedurii de semnalizare cu BS. Apoi trimite către BS indexul configurației pe care o va utiliza în acea durată de chunk, vezi tabelul 2 sau 3. Notați că atât BS cât și MS-stiu indexul chunkului pe care se va transmite în acea perioadă de chunk, acesta fiind dat de SPA.

- probabilitățile ca SNR recepționat, în subbanda respectivă, să ia valori între perechile de praguri  $T_i$  și

$T_{i+1}$  (unde se va folosi configurația  $i$ ) se obțin integrând funcția densității de probabilitate a SNR pe fiecare subpurtătoare din chunk (22, 23, 24) și mediind valorile obținute pentru cele  $S$  subpurtătoare dintr-un chunk. Dar probabilitatea ca o anumită sub-bandă să fie alocată unui chunk este  $1/N_{usM}$ . Deci, probabilitatea ca un utilizator să folosească configurația  $i$  se obține mediind, pe cele  $N_{su}$  subpurtătoare utile, probabilitatea ca nivelul recepționat pe subpurtătoarea  $k$  să fie între pragurile  $J_i$  și  $J_{i+1}$ :

$$P_{FH}(J_i < r / \sigma < J_{i+1}) = \sum_{k=1}^{N_{su}} \frac{1}{N_{su}} \int_{J_i}^{J_{i+1}} P_k(x) dx; N_{su} = S \cdot N_{usM}; \quad (25)$$

- în relația (25)  $J_i$  și  $J_{i+1}$  reprezintă valorile liniare ale pragurilor  $T_i$  și  $T_{i+1}$ , care sunt exprimate în dB:

$$J_i = \frac{A_i}{\sigma_i} = 10^{T_i/20} \quad (26)$$

- ca exemplu vom prezenta valorile probabilităților de utilizare a unei anumite configurații, probabilitățile de stare  $w_{kFH}$ , din setul NC, tabelul 2, care au fost calculate folosind relațiile (21,...,26) pe un canal cu 4 căi de propagare și pentru un  $SNR_0$  al primei căi sosite egal cu 16 dB, vezi figura 11. Probabilitățile de stare au fost de asemenea evaluate prin simulare pe calculator, determinându-se numărul de utilizări al fiecărei configurații,  $N_{kFH}$ , din 10,000 de chunkuri transmise, vezi figura 12.

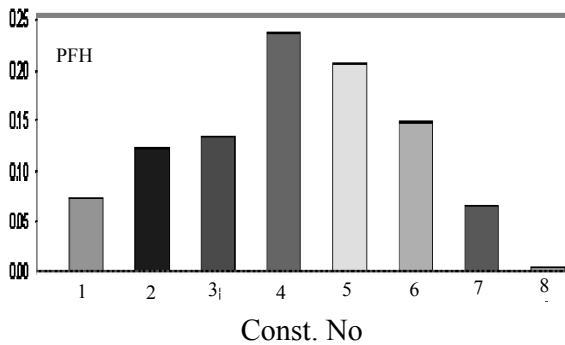


Figura 11  $w_{kFH}$  vs. indexul configurației - calculate

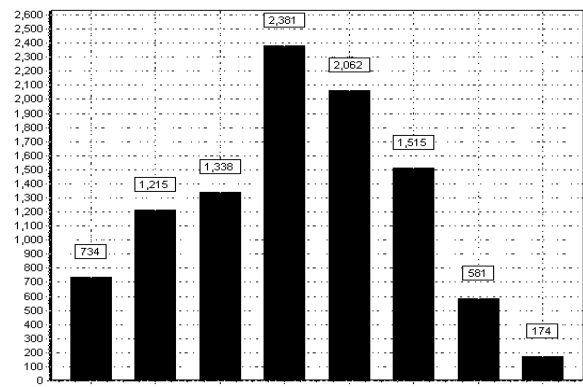


Figura 12  $N_{kFH}$  vs. indexul constelației – simulate

- în tabelul 4 sunt rezumate valorile probabilităților de utilizare a unei configurații din tabelul 2;

- tabelul 4 și figurile 11, 12 indică o bună concordanță între valorile calculate și cele date de simulări

Const. No - ANCC	1	2	3	4	5	6	7	8
$w_{kFH}$ –calculat	0.0745	0.1228	0.1341	0.2362	0.2066	0.1488	0.0663	0.0107
$N_{kFH}/10000$ - simulat	0.0734	0.1215	0.1338	0.2381	0.2062	0.1515	0.0581	0.0174

Tabelul 4. Probabilitățile de utilizare a celor 8 configurații din NC pentru alocare FH –  $SINR_0 = 16$  dB

#### b. Metoda de alocare Best Frequency Position – BFP

- această metodă de alocare atribuie fiecărui utilizator chunkul care îi asigură cel mai mare SNR, folosind predicția efectuată de fiecare utilizator în “orizontul” de predicție impus de variabilitatea canalului și care trebuie să fie mai mare decât timpul de răspuns al algoritmului de adaptare (pentru schemele de semnalizare utilizate pe canalele mobile acest timp este de circa 3 ms).

- deoarece utilizatorii sunt în poziții diferite, probabilitatea ca fiecare utilizator să aibă SNR maxim pe o altă poziție (în frecvență) a chunkului (diversitatea multiutilizator) este foarte mare, doar valoarea acestui maxim depinzând de condițiile de propagare în subbanda respectivă (diversitatea în frecvență).

- calculul probabilității ca SNR maxim, pe oricare din pozițiile chunkului, să aibă valori cuprinse între  $J_k$ ,  $J_{k+1}$ , necesită calculul probabilității ca valoarea medie a nivelului normal  $x$  pe chunkul  $m$  să se afle în acest domeniu, înmulțită cu probabilitatea ca valorile medii ale nivelului normal  $x$  în celelalte chunkuri, de index  $j \neq m$ , să fie mai mici decât cea din  $m$ , pentru  $m$  variind de la 1 la  $N_{usM}$ ;

- această probabilitate este exprimată de (27), în care  $C_u = S$  este numărul de subpurtătoare per chunk.

- valorile acestor probabilități au fost calculate utilizând relațiile (21,...,24) și (27) în aceleași condiții ca și pentru alocarea FH și sunt prezentate în figura 13. Figura 14 prezintă valorile obținute prin simulări pentru aceleși ipoteze.

- Diferențele între valorile calculate și cele obținute prin simulare prezentate în tabelul 5 sunt relativ mici, maxim 2.5%, ceea ce oferă o bună credibilitate metodei de calcul

$$P_{\text{BFP}}(J_l < r < J_{l+1}) = \sum_{m=1}^{N_{\text{usM}}} \left( \int_{J_l}^{J_{l+1}} P_{a_m}(x_m) \cdot \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_{\text{usM}}} Q_{mj}(x_m) dx_m \right) \quad (27)$$

$$\text{unde } P_{a_m}(x) = \frac{1}{C_u} \sum_{q=1}^{C_u} P_{(mC_u+q)}(x); \text{ si } Q_{mj}(x) = \begin{cases} 1 & \text{daca } P_{a_j}(x) < P_{a_m}(x) \\ 0 & \text{altfel} \end{cases}$$

Const. No - ANCC	1	2	3	4	5	6	7	8
$P_{\text{OA}}$ –computed	0.0012	0.0013	0.0076	0.0756	0.2910	0.3936	0.2158	0.0139
$N_{\text{OA}}/10000$ - simulated	0.0050	0.0025	0.0065	0.0675	0.2785	0.4165	0.2105	0.0130

Tabelul 5 . Probabilitățile de utilizare a celor 8 configurații din NC pentru alocare FH –  $\text{SINR}_0 = 16 \text{ dB}$

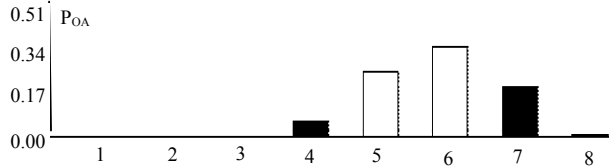
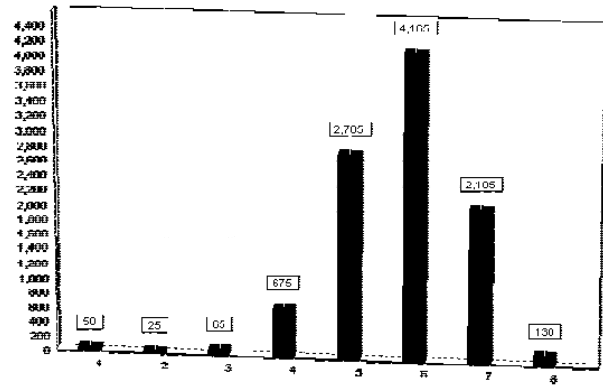


Fig. 13  $w_{\text{KBFP}}$  vs.indexul config. pentru NC – calculate ↑

Fig. 14  $N_{\text{KBFP}}$  vs. .indexul config pentru NC – simulate →



- o comparație între cele două metode de alocare arată că:

- **metoda BFP** utilizează cu cele mai mari probabilități configurațiile 5, 6 și 7 (adică asigură utilizatorului un SNR mai mare decât media), deși în medie ar trebui să utilizeze configurația 4, vezi tabelul 2.

- în consecință numărul mediu de biți mapați pe simbolul QAM crește (5,76 în acest caz) ducând la creșterea debitului binar efectiv asigurat;

- valorile probabilităților de stare depind de încărcarea  $L_c$  purtătorului din canal.

- această creștere se datorează faptului că metoda BFP utilizează la maximum diversitatea în frecvență a canalului (“ride the peaks”). De asemenea, ea utilizează și faptul că în majoritatea cazurilor, utilizatorii ating aceste maxime („peaks”) în subbenzi diferite, datorită pozițiilor spațiale diferite, adică utilizează diversitatea multi-utilizator.

- **metoda de alocare FH** utilizează cu probabilități sensibil mai apropiate constelațiile de la 2 la 6, deoarece secvența de schimbare a poziției în frecvență a chunkului este independentă de comportarea canalului și este aceeași pentru toți utilizatorii. Această metodă este echivalentă unei medieri a caracteristicii de frecvență a canalului.

- în consecință numărul mediu de biți mapați pe un simbol QAM este mai mic, (numai 4,15 în acest caz), iar debitul binar efectiv scade considerabil.

#### Determinarea prin interpolare a probabilităților de stare ale unui canal

- metoda de calcul descrisă mai sus, care trebuie aplicată la fiecare valoare a SNR din domeniul studiat, necesită un volum foarte mare de calcule. În plus, pentru metoda de alocare BFP ea trebuie aplicată pentru fiecare valoare încărcării  $L_c$  a purtătorului respectiv, adică numărul de utilizatori activi raportat la numărul de utilizatori  $N_{\text{usM}}$  care pot fi deserviți de structura OFDM-A pe purtătorul respectiv.

- de aceea se utilizează o metodă aproximativă de determinare a p.d.f. a nivelului recepționat (și implicit a SNR-ului recepționat), pentru orice valoare  $\text{SNR}_a$  a semnalului recepționat pe prima cale.

- metoda are trei pași:

a. calculul probabilităților ca valoarea SINR să se afle între un set impus de praguri  $T_k$ , pentru o valoare dată a  $\text{SINR}_0$  a primei căi sosite, folosind metoda analitică descrisă mai sus sau simulări; rețineți că aceste probabilități sunt afectate de metoda de alocare utilizată, BFP sau FH, și de încărcarea purtătorului  $L_c$ , pentru BFP.

b. determinarea unei funcții de interpolare  $f(x)$  care aproximează distribuția valorilor SINR pe canal, respectând condițiile impuse la pasul a; cu  $x$  s-a notat valoarea SNR în reprezentare liniară.

c. translatarea și scalarea lui  $f(x)$  în jurul valorii dorite a SINR al primei căi sosite,  $\text{SINR}_a$ .

- metoda necesită un volum mai redus de calcule, deoarece folosește determinarea analitică doar pentru o valoare  $SINR_0$  (pentru un canal multipath și o încărcare a purtătorului  $L_c$  date).
- Un exemplu în care această metodă este aplicată pe modelul de canal WP5 Macro (18 căi), pentru o valoare medie  $SINR_0=16dB$  a primei căi sosite, este prezentat în Anexa 1 a acestui material.
- mai jos vor fi prezentate doar rezultatele obținute prin utilizarea acestei metode
- valorile SINR sunt împărțite în S domenii, corespunzând domeniilor de optimalitate ale  $S = 9$  modulații QAM, separate de pragurile  $T_k$ , vezi tabelul 6.

$T_k$ [dB]	$T_0=-2$	$T_1=8.3$	$T_2=13.2$	$T_3=16.2$	$T_4=20.2$	$T_5=23.6$
$L_c=2\%$	0	0	0	$2 \cdot 10^{-5}$	$1.4 \cdot 10^{-3}$	$3.9 \cdot 10^{-2}$
$L_c=50\%$	0	0	0	$5 \cdot 10^{-5}$	$3.2 \cdot 10^{-3}$	$5.5 \cdot 10^{-2}$
$L_c=75\%$	0	0	0	$8 \cdot 10^{-5}$	$8.5 \cdot 10^{-3}$	$7.3 \cdot 10^{-2}$
$L_c=100\%$	0	0	$3.1 \cdot 10^{-4}$	$6.8 \cdot 10^{-3}$	$2.6 \cdot 10^{-2}$	$8.8 \cdot 10^{-2}$

$T_k$ [dB]	$T_6=26.6$	$T_7=29.8$	$T_8=33$	$T_9=36.2$	$T_{10}=39.4$
$L_c=2\%$	$3.4 \cdot 10^{-1}$	$5.3 \cdot 10^{-1}$	$8.7 \cdot 10^{-2}$	$7.8 \cdot 10^{-4}$	0
$L_c=50\%$	$3.5 \cdot 10^{-1}$	$5.0 \cdot 10^{-1}$	$8.8 \cdot 10^{-2}$	$7.9 \cdot 10^{-4}$	0
$L_c=75\%$	$3.4 \cdot 10^{-1}$	$4.8 \cdot 10^{-1}$	$8.7 \cdot 10^{-2}$	$8.2 \cdot 10^{-4}$	0
$L_c=100\%$	$3.1 \cdot 10^{-1}$	$4.8 \cdot 10^{-1}$	$8.9 \cdot 10^{-2}$	$1.0 \cdot 10^{-3}$	0

Tabelul 6. valorile probabilităților de stare pentru un set de  $S=9$  modulații - 2-PSK, ..., 512-QAM - presupunând că alocarea se face după metoda BFP, tabelul conține valorile probabilităților de stare  $w_k$ , adică probabilitățile ca valorile SINR total să aparțină fiecărui domeniu  $k$  (sau stare  $S_k$ ); ele sunt obținute

prin calcul, vezi punctul a., pentru încărcări ale purtătorului de  $L_c=2\%$ ,  $50\%$ ,  $75\%$  și  $100\%$ .

- apoi se determină funcția  $f(x)$  polinomială care interpolează densitatea de probabilitate a SINR în cazul utilizării metodei BFP, reprezentată în fig. 15 pentru  $SINR_0=16dB$  și  $L_c=2\%$ ,  $50\%$ ,  $75\%$ ,  $100\%$ .

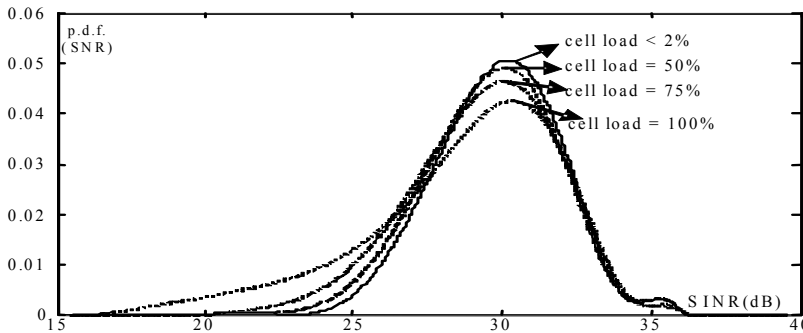


Figura 15

Variația funcțiilor interpolatoare ale p.d.f. a SINR pentru  $L_c=2\%$ ,  $50\%$ ,  $75\%$ ,  $100\%$  și alocare BFP

- valorile probabilităților de stare  $w_k$  se obțin integrând funcția  $f(x)$  corespunzătoare încărcării  $L_c$  între pragurile  $J_k$  și  $J_{k+1}$ .

- valorile obținute (C) sunt prezentate în tabelul 7, linia 3;

pentru comparație se prezintă cele obținute prin simulare pe calculator, linia 2 (S), pentru  $L_c=2\%$ .

$T_k$ [dB]	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$T_5$	$T_6$	$T_7$	$T_8$
	-2	8.3	13.2	16.2	20.2	23.6	26.6	29.8
S. 16 dB	0	0	0	$2 \cdot 10^{-5}$	$1.4 \cdot 10^{-3}$	0.039	0.34	0.62
C. 16 dB	0	0	0	$1 \cdot 10^{-5}$	$1.4 \cdot 10^{-3}$	0.039	0.34	0.62
S. 4 dB	0	0.0095	0.138	0.67	0.181	0.002	0	0
C. 4 dB	0	0.0077	0.144	0.665	0.176	0.0067	0	0
S. 1 dB	$8.7 \cdot 10^{-4}$	0.146	0.502	0.348	$3.5 \cdot 10^{-3}$	0	0	0
C. 1 dB	0.0014	0.150	0.494	0.341	$1.5 \cdot 10^{-2}$	0	0	0

Tabelul 7 Probabilitățile de stare calculate prin interpolare (C) și determinate prin simulări (S) – BFP,  $L_c=2\%$

- notând cu  $SINR_{ref}$  valoarea  $SINR_0=16dB$  pentru care a fost determinată funcția  $f(x) = f_r(x)$  și cu  $SINR_a$  valoarea  $SINR_0$  pentru care trebuie calculată p.d.f., funcția interpolatoare  $f_a(SINR)$  poate fi determinată prin translatarea și scalarea funcției  $f_r(x)$  pe axa Ox (în dB), pentru valoarea dorită a  $L_c$ .

- probabilitățile  $w_k$  ca SINR să ia valori între perechile de praguri consecutive se calculează integrând  $f_a(SINR)$  între acestea.

- valorile  $w_k$  obținute prin calcule pentru  $SINR_a=4dB$  și  $1dB$  (C) sunt prezentate în tabelul 7 împreună cu valorile obținute prin simulări (S). Erorile dintre cele două seturi de valori sunt mai mici de 3%.

- trebuie remarcat că metoda de alocare BFP asigură valori mari ale probabilității de stare pentru un număr redus de stări ale canalului, 2 maxim 3, celelalte stări fiind utilizate destul de rar, pentru o anumită valoare a  $SINR_0$ .

- valorile medii ale SINR în aceste stări sunt cu 10-14 dB mai mari (pentru un canal cu multe căi de propagare) decât valorile SINR ale primei căi sosite; aceasta permite utilizarea unor constelații QAM mai mari, la același BER, și conduce la creșteri semnificative ale throughputului asigurat.

- aceste îmbunătățiri se datorează faptului că metoda BFP asigură (cu foarte mare probabilitate) fiecărui utilizator poziția în frecvență ce are cea mai mare valoare medie a SINR total, folosind în mod eficient diversitatea în frecvență și cea multi-utilizator a canalului.
- în cazul utilizării metodei FH pentru alocarea subbenzii de frecvență unui utilizator, probabilitățile de stare  $w_{kFH}$  se calculează urmând aceleași etape ca mai sus, dar folosind expresia analitică dată în (25).
- valorile probabilităților de stare  $w_{kFH}$ , ca SINR total să se afle în interiorul domeniului  $k$ , pentru același canal WP5 și o valoare medie a  $SINR_0 = 16\text{dB}$ , sunt prezentate în tabelul 8 iar variația p.d.f. obținută este prezentată în figura 16.

$T_k$ [dB]	$T_1=-2$	$T_2=8.3$	$T_3=13.2$	$T_4=16.2$	$T_5=20.2$
$L_c=y\%$	$5 \cdot 10^{-4}$	$1.1 \cdot 10^{-2}$	$3.7 \cdot 10^{-2}$	$1.47 \cdot 10^{-1}$	$2.38 \cdot 10^{-1}$

$T_k$ [dB]	$T_7=26.6$	$T_8=29.8$	$T_9=33$	$T_{10}=36.2$
$L_c=y\%$	$2.21 \cdot 10^{-1}$	$7 \cdot 10^{-2}$	$4.5 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-5}$

Tabelul 8

Probabilitățile de stare pentru  $SINR_0 = 16 \text{ dB-FH}$

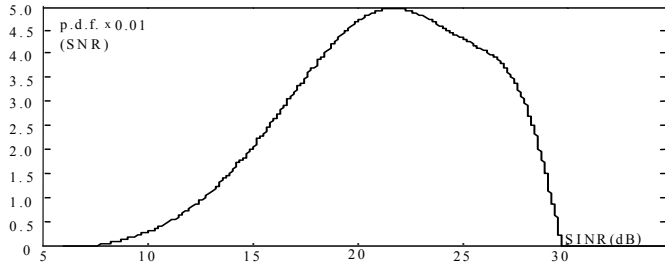


Figura 16

Funcția interpolatoare a p.d.f. a SINR din canal  $SINR_0 = 16 \text{ dB - FH}$

- nivelul de încărcare a purtătorului OFDM nu afectează p.d.f. în acest caz, deoarece chunkul unui utilizator este alocat independent de ceilalți utilizatori deserviți,

conform unei secvențe pseudoaleatoare; de aceea el este notat cu  $y\%$ .

- Calculele și simulările efectuate arată că pentru metoda de alocare FH, probabilitățile  $w_k$  determinate prin interpolare diferă de cele obținute prin simulare cu mai puțin de 0,3%.
- Numărul de stări ale canalului cu probabilități de apariție neneglijabile e mai mare, 5 sau 6, decât la alocare cu BFP, deoarece FH nu plasează utilizatorul în poziția care îi asigură cel mai mare SINR.
- Valorile medii ale SINR în aceste stări pot fi mai mici, chiar cu 8 dB, sau mai mari, cu până la 14 dB, decât valoarea  $SINR_0$ .
- cele mai utilizate stări asigură valori medii ale SINR mai mari cu 0-10 dB decât valoarea  $SINR_0$ . Acest fapt se explică prin faptul că metoda de alocare FH efectuează doar o mediere pe toată banda de frecvențe disponibilă, folosind doar diversitatea în frecvență a canalului. Această metodă nu profită de diversitatea de utilizator.

### Calculul debitului binar efectiv și al eficienței spectrale medii ale unei transmisii adaptive

- performanțele unui sistem care utilizează adaptiv un set de configurații (ne)codate depind în principal de următorii factori :

- setul de configurații utilizat (constelație, cod, proporția dintre numerele de biți codati și necodati, modalitatea de mapare)
  - metoda de alocare a poziției în frecvență a chunkului (metoda de acces)
  - modul de setare a pragurilor care separă domeniile SNR în care constelația trebuie folosită
- probabilitatea medie ca un chunk să fie corect recepționat se calculează sumând produsele dintre probabilitățile de stare  $w_k$ , care depind de metoda de alocare, BFP (27) sau FH (25), și probabilitatea ca utilizând modulația  $k$  chunkul să fie corect recepționat, care se determină utilizând relația (13), și este:

$$P_{cch}^{av} = \sum_{k=1}^S w_k \cdot P_{cchk}(SNR); \quad \sum_{k=1}^S w_k = 1; \quad (28)$$

- debitul binar nominal mediu se calculează cu relația (29.a), valoarea medie a throughputului se calculează înmulțind debitul binar nominal mediu cu probabilitatea medie de decodare corectă a unui chunk (29.b), iar eficiența spectrală medie se calculează împărțind throughputul mediu la banda de frecvență ocupată de un chunk (29.c).

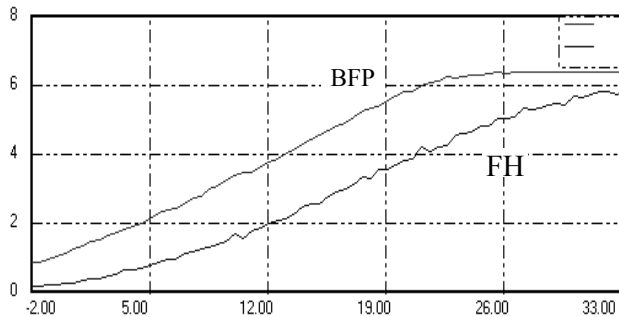
$$D_n^{av} = C_R \cdot U \cdot \sum_{k=1}^W w_k \cdot R_{cchk} \cdot n_k; \quad a. \quad \Theta^{av} = D_n^{av} \cdot P_{cp}^{av}; \quad b. \quad \beta^{av} = \frac{\Theta^{av}}{BW_{ch}} = \frac{D_n^{av}}{BW_{ch}} \cdot P_{cp}^{av}; \quad c. \quad (29)$$

- în relația (29),  $W$  reprezintă numărul de stări ale canalului, care este dictat de numărul de configurații din setul care este utilizat adaptiv;  $W = 8$  pentru setul NC și respectiv  $W = 12$  pentru setul C.

## Efectele elementelor componente la unei scheme de utilizare adaptivă a modulațiilor codate asupra throughputului și eficienței spectrale efective asigurate

### a. Efectul metodei de alocare a benzii de frecvență (poziției chunkului) unui utilizator

- pentru a compara efectul celor două metode s-au reprezentat variațiile eficienței spectrale pe același canal cu propagare multicale ca și cel folosit în figurile 11, 12, 13, 14 și setul NC de configurații necodate definit în tabelul 2 și figura 8. Pragurile  $T_i$  au fost setate conform criteriului CER-2.



- variațiile eficienței spectrale efective asigurate de setul NC pentru metodele de alocare FH și BFP sunt prezentate în figura 17.

Figura 17

Eficiențele spectrale ale setului NC cu FH și BFP - vezi Nota de mai jos

**Notă:** - *schema de transmisie a fost diferită (dimensiunile S și E ale chunkului și numărul de simboluri utile U), valoarea eficienței spectrale fiind în acest caz, vezi (18) și (19):*

$$\beta_{ci}(\text{SNR}) = 0,817 \cdot n_i \cdot R_{c\text{figi}} \cdot (1 - \text{CER}_{ci}(\text{SINR})) \quad (30)$$

- de aceea eficiențele prezentate în figura 17 trebuie multiplicat cu factorul  $0,75/0,817 = 0,92$  pentru a fi compatibile cu cele prezentate în figura 8.

- folosirea metodei BFP conduce la eficiențe spectrale mai mari cu circa 1 - 1,5 bps/Hz, în special în domeniile medii și mici ale SNR, comparativ cu cele asigurate de metoda FH, (adică creșteri de circa 20-25%) care se traduc prin creșteri de debite de circa 300-450 kbps, la o  $\text{CER} \leq 10^{-2}$ .

- aceasta se datorează faptului că metoda BFP alocă utilizatorului, cu o probabilitate mare, poziții ale chunkului în care valoarea SNR este foarte mare, ceea ce permite utilizarea unor configurații cu eficiență spectrală nominală ridicată, având CER sub limita impusă, vezi figurile 11,12, 13, 14 și comentariile de după tabelul 5.

- și în cazul utilizării setului de configurații codate C, metoda de alocare BFP asigură eficiențe spectrale mai mari decât în cazul utilizării alocării FH, vezi figura 18.

- în acest caz diferențele sunt mai mari, putând ajunge la 1,8 bps/Hz în zona valorilor medii ale SNR, dar explicația rămâne aceeași ca mai sus.

### b. Efectul setului de configurații utilizat

- pentru a exemplifica efectul setului de configurații utilizat, vom considera eficiențele spectrale asigurate de setul NC, definit de tabelul 2 și figura 8, care sunt prezentate în figura 17, și cele asigurate de setul C, definit în tabelul 3 și figura 9, prezentate în figura 18. Ambele seturi sunt folosite în schema de transmisie menționată mai sus, iar figurile 17 și 18 conțin variațiile eficiențelor spectrale efective asigurate atât prin utilizarea metodei de alocare de tip BFP, cât și a metodei FH.

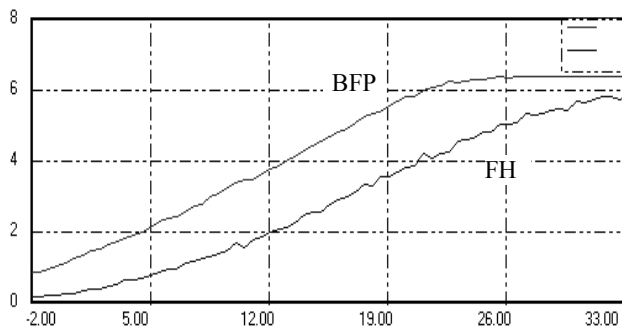


Figura 17 Eficiențele spectrale ale setului NC cu FH și BFP - vezi Nota anterioară ecuației (30) de mai sus

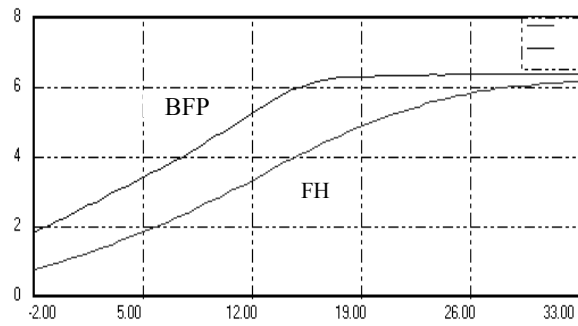


Figura 18 Eficiențele spectrale ale setului C cu FH și BFP -

- comparând acum eficiențele spectrale asigurate de setul codat C cu cele sigurate de setul necodat NC, la aceleași valori ale SNR și pentru aceeași metodă de alocare, figurile 18 și 17, rezultă că utilizarea setului C conduce la eficiențe spectrale mai mari cu 1 - 1,5 bps/Hz, în zona medie a SNR; la valori mici ale SNR diferențele se reduc, dar rămân apropiate de 1 bps/Hz.



- aceasta se datorează eficiențelor nominale ridicate ale configurațiilor codate care, datorită mapării biților necodați, pot asigura  $CER \leq 10^{-2}$  la valori mai scăzute ale SNR folosind un cod corector de rată relativ mare.

- la valori ridicate ale SNR, configurațiile folosite de cele două seturi au eficiențe nominale similare, (pentru că includ fie CRC, fie un cod corector de rată mare), iar probabilitatea de eroare este extrem de scăzută, ceea ce face ca eficiențele efective să fie aproximativ egale.

- trebuie observat că eficiențele spectrale efective asigurate de configurațiile din setul C alocate cu metoda FH sunt foarte apropiate de cele asigurate de configurațiile necodate NC alocate cu metoda BFP, (figura 18 comparată cu figura 17), pentru valori al SNR mai mici de 14 dB.

### c. Efectul criteriului de stabilire a pragurilor domeniilor SINR

- pentru a compara efectul stabilirii pragurilor  $T_i$  conform criteriului CI sau criteriului CER-2, figura 19 prezintă variațiile eficienței spectrale efective asigurate de setul C alocat cu BFP, în schema de transmisie definită de (18) și (19), pentru cele două seturi de praguri, vezi tabelul 3.

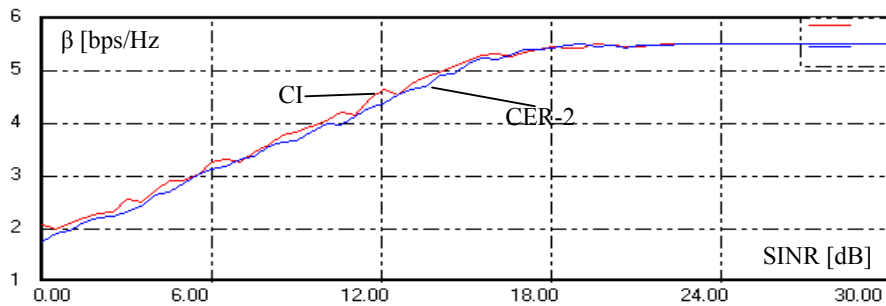


Figura 19

$\eta$  vs. SNR set C alocat BFP; praguri CI – linia roșie; praguri CER=  $10^{-2}$  – linia albastră

- pragurile CI asigură eficiențe spectrale mai mari decât pragurile CER-2, pentru SNR-uri medii și mici, diferențele fiind de până la 0,2 bps/Hz pentru  $SNR < 15$  dB, cu prețul creșterii CER până la  $5 \cdot 10^{-2}$ .

- pragurile de tip CI merită folosite în aplicații unde valoarea BLER (CER) permisă poate fi mai mare.

- în aplicațiile de tip ARQ, utilizarea acestui tip de praguri ar conduce la creșterea probabilității de retransmisie și implicit la scăderea eficienței transmisiei și la creșterea întârzierilor introduse. De aceea, în acest tip de aplicații se impune utilizarea pragurilor de tip CER-2.

### Concluzii

- performanțele asigurate de utilizarea adaptivă a unui set de configurații (codate sau nu) sunt afectate de următorii parametri ai sistemului de transmisie utilizat:

- configurațiile componente ale setului utilizat (ale căror eficiențe spectrale și domenii de optimalitate depind de rata codului utilizat, de numerele de biți codați și necodați/simbol QAM și de maparea lor)

- numărul de configurații existente în set, care afectează granularitatea eficienței spectrale

- modalitatea de stabilire a pragurilor care separă domeniile de utilizare ale configurațiilor (care influențează probabilitatea de eroare de chunk și întârzierea în aplicații de tip ARQ)

- metoda de alocare a subbenzii de frecvență către fiecare utilizator, care poate asigura utilizatorului un subcanal cu valori ale SNR mult mai mari decât valoarea medie a SNR-ului din canal pe durata chunkului respectiv; acesta conduce la utilizarea unor configurații de rată mai ridicată, pentru a asigura o valoare impusă a CER, și implicit la eficiențe spectrale mai ridicate. Prețul plătit constă în creșterea volumului de calcule ce trebuie efectuate per interval de chunk și în creșterea traficului de semnalizare, datorită volumului sporit de informații ce trebuie trimis stației de bază.

- modalitatea de estimare sau de predicție a valorilor SNR, care poate afecta eficiența globală prin utilizarea unor configurații care nu sunt optime pentru valoarea SNR existentă în canal.

- scheme de utilizare adaptivă a unor seturi de configurații (modulații + rate de codare) sunt utilizate în sistemele LTE-A, WiFi, xDSL precum și în transmisiile bidireționale din cadrul sistemului DVB-S2.

- studii de caz privitoare la utilizarea AMC în sistemele WiFi vor fi prezentate la laborator.

## Anexa 1

### Determinarea prin interpolare a probabilităților de stare ale unui canal

- metoda de calcul descrisă mai sus, care trebuie aplicată la fiecare valoare a SNR din domeniul studiat, necesită un volum foarte mare de calcule. În plus, pentru metoda de alocare BFP ea trebuie aplicată pentru fiecare valoare încărcării  $L_c$  a purtătorului respectiv, adică numărul de utilizatori activi raportat la numărul de utilizatori care pot fi deserviți de structura OFDM-A de pe purtătorul respectiv.

- de aceea se utilizează o metodă aproximativă de determinare a p.d.f. a nivelului semnalului recepționat (și implicit a SNR-ului recepționat), pentru orice valoare  $SNR_a$  a semnalului recepționat pe prima cale sosită.

- metoda are trei pași:

a. calculul probabilităților ca valoarea SINR să se afle între un set impus de praguri  $T_k$ , pentru o valoare dată a  $SINR_0$  a primei căi sosite, folosind metoda analitică descrisă mai sus sau simulări; rețineți că aceste probabilități sunt afectate de metoda de alocare utilizată, BFP sau FH, și de încărcarea purtătorului  $L_c$ , pentru BFP.

b. determinarea unei funcții de interpolare  $f(x)$  care aproximează distribuția valorilor SINR pe canal, respectând condițiile impuse la pasul a; cu  $x$  s-a notat valoarea SNR în reprezentare liniară.

c. translatarea și scalarea lui  $f(x)$  în jurul valorii dorite a SINR al primei căi sosite,  $SINR_a$ .

- metoda necesită un volum mai redus de calcule, deoarece folosește determinarea analitică doar pentru o valoare  $SINR_0$  (pentru un canal multipath și o încărcare a purtătorului  $L_c$  date).

- Un exemplu în care această metodă este aplicată pe modelul de canal WP5 Macro (18 căi), pentru o valoare medie  $SINR_0=16dB$  a primei căi sosite este prezentat în anexa 1 a acestui material.

- valorile SINR sunt împărțite în  $S$  domenii, corespunzând domeniilor de optimalitate ale  $S = 9$  modulații QAM, separate de pragurile  $T_k$ , vezi tabelul 6. Alte două praguri sunt introduse, în marginile domeniului SINR, pentru a permite calculul funcției de interpolare pentru o familie de 9 configurații.

$T_k$ [dB]	$T_0=-2$	$T_1=8.3$	$T_2=13.2$	$T_3=16.2$	$T_4=20.2$	$T_5=23.6$
$L_c=2\%$	0	0	0	$2 \cdot 10^{-5}$	$1.4 \cdot 10^{-3}$	$3.9 \cdot 10^{-2}$
$L_c=50\%$	0	0	0	$5 \cdot 10^{-5}$	$3.2 \cdot 10^{-3}$	$5.5 \cdot 10^{-2}$
$L_c=75\%$	0	0	0	$8 \cdot 10^{-5}$	$8.5 \cdot 10^{-3}$	$7.3 \cdot 10^{-2}$
$L_c=100\%$	0	0	$3.1 \cdot 10^{-4}$	$6.8 \cdot 10^{-3}$	$2.6 \cdot 10^{-2}$	$8.8 \cdot 10^{-2}$

$T_k$ [dB]	$T_6=26.6$	$T_7=29.8$	$T_8=33$	$T_9=36.2$	$T_{10}=39.4$
$L_c=2\%$	$3.4 \cdot 10^{-1}$	$5.3 \cdot 10^{-1}$	$8.7 \cdot 10^{-2}$	$7.8 \cdot 10^{-4}$	0
$L_c=50\%$	$3.5 \cdot 10^{-1}$	$5.0 \cdot 10^{-1}$	$8.8 \cdot 10^{-2}$	$7.9 \cdot 10^{-4}$	0
$L_c=75\%$	$3.4 \cdot 10^{-1}$	$4.8 \cdot 10^{-1}$	$8.7 \cdot 10^{-2}$	$8.2 \cdot 10^{-4}$	0
$L_c=100\%$	$3.1 \cdot 10^{-1}$	$4.8 \cdot 10^{-1}$	$8.9 \cdot 10^{-2}$	$1.0 \cdot 10^{-3}$	0

Tabelul 6. valorile probabilităților de stare pentru un set de  $S=9$  modulații

- presupunând că alocarea se face după metoda BFP, tabelul conține valorile probabilităților de stare  $w_k$ , adică probabilitățile ca valorile SINR total să aparțină fiecărui domeniu  $k$  (sau stare  $S_k$ ); ele sunt obținute prin calcul, vezi punctul a., pentru încărcări ale purtătorului de  $L_c=2\%$ ,  $50\%$ ,  $75\%$  și  $100\%$ .

- dacă  $f(x)$  este funcția care interpolează p.d.f.-ul SINR, se impune ca această funcție să respecte condițiile (A.1); condiția (A.1.b) asigură ca sistemul descris mai jos să fie compatibil determinat; ( $J_k$  – sunt valorile pragurilor  $T_k$  în reprezentare liniară).

$$w_k = \int_{J_k}^{J_{k+1}} f(x) dx; k = 1, \dots, S; \text{ a. } f(J_{S+1}) = f(J_0) = 0; \text{ b.} \quad (\text{A.1})$$

- funcția  $f(x)$  trebuie să fie pozitivă și să aibă un singur maxim pe întreg domeniul de definiție.

- pentru a-i reduce ordinul și simplifica calculul, numărul de domenii ale SINR este redus prin suprimarea acelor domenii care au probabilitatea  $w_k$  mai mică decât o limită impusă și prin ajustarea în consecință a pragurilor minim și maxim la  $T_{km}$  și  $T_{kM}$ .

- funcția  $f(x)$  se alege a fi polinomială, de ordin  $k_M - k_m + 1$ , vezi (A.2.a).

- probabilitatea ca variabila  $x$  (adică valoarea SINR în reprezentare liniară) să se afle între pragurile  $J_k$  și  $J_{k+1}$  se calculează făcând integrala p.d.f. (adică a funcției  $f(x)$ ) între limitele  $J_k$  și  $J_{k+1}$ . Expresia acestei integrale definite este dată în membrul drept al relației (A.2.b).

- valorile acestor integrale pentru domeniile  $k$  sunt egale cu probabilitățile de stare  $w_k$

- coeficienții  $c_i$  ai funcției  $f(x)$  se obțin rezolvând sistemul de ecuații format din (A.2.b) care dă  $k_M-k_m$  ecuații și (A.2.c) care dă celelalte două ecuații.

$$f(x) = \sum_{i=0}^{k_M-k_m+1} c_i \cdot x^i; \text{ a. } f(J_{k_m}) = f(J_{k_M}) = 0; \text{ c.}$$

$$w_k = \sum_{i=0}^{k_M-k_m+1} \frac{c_i}{i+1} (J_{k+1}^{i+1} - J_k^{i+1}); k = k_m \dots k_{M-1}; \text{ b.}$$
(A.2)

- tabelul A.1 prezintă numărul domeniilor SINR, valorile extreme ale pragurilor și ordinul funcției  $f(x)$  pentru  $\text{SNR}_0=16\text{dB}$  și câteva grade de încărcare ale purtătorului OFDM-A; s-a folosit metoda de alocare BFP.

$L_c$	$T_{k_m}$ [dB]	$T_{k_M}$ [dB]	SINR domains	$f(x)$ order
2%, 50%, 75%	20.2	36.39	6	8
100%	16.2	36.39	7	9

Tabelul 7. Parametrii pentru determinarea lui  $f(x)$

- variația funcției care interpolatează densitatea de probabilitate a SINR pe canalul considerat folosind metoda de alocare BFP, obținută prin metoda descrisă mai sus este prezentată în figura 15 pentru  $\text{SNR}_0=16\text{dB}$  și  $L_c=2\%$ , 50%, 75%, și 100%.

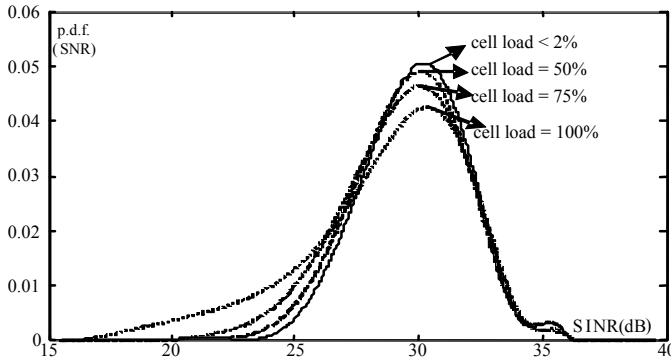


Figura 15  
Variația funcțiilor interpolate ale p.d.f. a SINR pentru  $L_c=2\%$ , 50%, 75%, 100% și alocare BFP

- valorile probabilităților de stare  $w_k$  se obțin integrând funcția  $f(x)$  corespunzătoare încărcării  $L_c$  între pragurile  $J_k$  și  $J_{k+1}$ , vezi (A2.a).  
- valorile obținute (C) sunt prezentate în tabelul 8, linia 3; pentru comparație se prezintă cele obținute prin simulare pe calculator, linia 2 (S), pentru  $L_c=2\%$ .

$T_k$ [dB]	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$T_5$	$T_6$	$T_7$	$T_8$
	-2	8.3	13.2	16.2	20.2	23.6	26.6	29.8
S. 16 dB	0	0	0	$2 \cdot 10^{-5}$	$1.4 \cdot 10^{-3}$	0.039	0.34	0.62
C. 16 dB	0	0	0	$1 \cdot 10^{-5}$	$1.4 \cdot 10^{-3}$	0.039	0.34	0.62
S. 4 dB	0	0.0095	0.138	0.67	0.181	0.002	0	0
C. 4 dB	0	0.0077	0.144	0.665	0.176	0.0067	0	0
S. 1 dB	$8.7 \cdot 10^{-4}$	0.146	0.502	0.348	$3.5 \cdot 10^{-3}$	0	0	0
C. 1 dB	0.0014	0.150	0.494	0.341	$1.5 \cdot 10^{-2}$	0	0	0

Tabelul 8 Probabilitățile de stare calculate prin interpolare (C) și determinate prin simulări (S) – BFP,  $L_c=2\%$

- probabilitățile de stare  $w_k$  pentru alte valori  $\text{SNR}_0$  ale SINR al primei căi sosite, pot fi calculate folosind funcția  $f(x)$ .

- notând cu  $\text{SNR}_{\text{ref}}$  valoarea  $\text{SNR}_0=16\text{dB}$  pentru care a fost determinată funcția  $f(x) = f_r(x)$  și cu  $\text{SNR}_a$  valoarea  $\text{SNR}_0$  pentru care trebuie calculată p.d.f., funcția interpolateare  $f_a$  (SINR) poate fi determinată prin translatarea și scalarea funcției  $f_r(x)$  pe axa x (în dB), pentru valoarea dorită a  $L_c$ , ceea ce este echivalent cu relația (A.3) pentru SINR în exprimare liniară.

$$f_a(x) = f_r(x \cdot c); \quad c = \text{SNR}_{\text{ref}} / \text{SNR}_a \quad (\text{A.3})$$

- probabilitățile  $w_k$  ca SINR să ia valori între perechile de praguri consecutive se calculează integrând  $f_a(x)$  între acestea.

- valorile  $w_k$  obținute prin calcule pentru  $\text{SNR}_a=4\text{dB}$  și 1 dB (C) sunt prezentate în tabelul 8 împreună cu valorile obținute prin simulări (S). Erorile dintre cele două seturi de valori sunt mai mici de 3%.