

Estimarea starii canalului în transmisiile OFDM

- se bazează pe transmiterea unor semnale pilot (ale căror coordonate sunt cunoscute la recepție) pe poziții predefinite (simbolri QAM) în timp-frecvență (index subpurtătoare – index perioadă de simbol OFDM)

- semnalele pilot pot fi transmise:

a. pe o durată de simbol OFDM $-T_s(1+u)$ și pe toate subpurtătoarele – block-type – vezi Fig.1

– condiție: $D_T \ll T_c$ al canalului

b. pe anumite subpurtătoare pe întreaga perioadă a transmisiei – comb-type – vezi Fig.2

-condiție: $D_F \leq 1/2\tau_M$, unde τ_M este

maxima a propagării multicale din canal, sau D_F

întârzierea
 $< B_c$

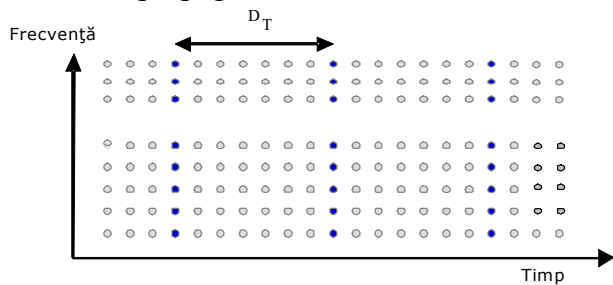


Fig.1. Repartizarea semnalelor pilot – block type

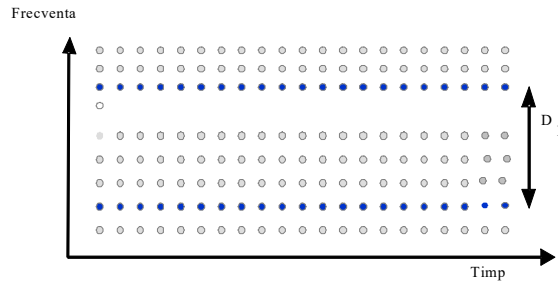
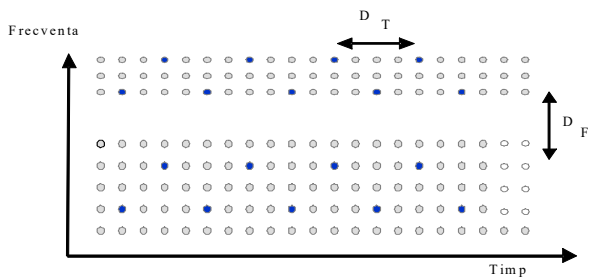


Fig. 2. Repartizarea simbolurilor pilot – comb-type



c. distribuite atât în timp cât și în frecvență – grid-type sau scattered pilots – vezi Fig. 3

- pot fi cu grilă rectangulară, în formă de paralelogram sau hexagonală (ca în Fig.3)

Fig. 3 Repartizarea simbolurilor pilot ‘împrăștiate’ (‘scattered pilots’)

- pe canalele afectate de fast-fading se recomandă utilizarea schemei ‘comb-type’

- valorile măsurate pe simbolurile QAM sunt utilizate pentru a determina coeficienții complecși $h_k(jT_s)$ ai canalului pe subpurtătoarele respective și în perioadele de simbol respective.

- apoi aceste valori sunt utilizate pentru a obține, prin interpolare, valorile coeficienților h_k pe celelalte subpurtătoare și/sau celelalte perioade de simbol.

- principal interpolarea poate fi unidimensională sau bidimensională

- în cazurile a. și b. este necesară o interpolare unidimensională (în timp și, respectiv, în frecvență), iar în cazul c. o interpolare bidimensională timp-frecvență.

- în literatură se arată că interpolarea bidimensională poate fi aproximată prin două interpolări unidimensionale (în timp și frecvență) deoarece în general canalele radio au răspunsurile la impuls și caracteristicile în frecvență necorelate.

- principal, determinarea coeficienților H_k ai canalului (după FFT) pentru cele N_m subpurtătoare implică două etape:

a. Estimarea (determinarea) coeficienților canalului H_p , $p \in (1,..P)$ pe frecvențele celor P subpurtătoare modulate cu semnale pilot (pe aceeași perioadă de simbol jT_s).

- semnalele demodulate după FFT pe aceste purtătoare pot fi scrise sub forma (1), unde X_p este nivelul modulator cunoscut la recepție, iar Z_p este valoarea zgomotului de zgomot la momentul sondării, care include atât zgomotul de fond (gaussian) cât și interferențele pe frecvența pf_s .

$$Y_p = H_p \cdot X_p + Z_p \quad (1)$$

- cu ajutorul simbolurilor pilot care nu sunt modulate se poate determina dispersia zgomotului.

- ecuația (1) arată că avem P ecuații cu $2P$ necunoscute (H_p și Z_p) și mai dispunem de dispersia zgomotului, σ și nu de Z_p , valoarea zgomotului pe aceea subpurtătoare.

- folosind aceste ecuații valorile lui H_p pot fi estimate în mod independent cu relația (2) (zero-forcing):

$$\hat{H}_p = \frac{Y_p}{X_p} + \frac{Z_p}{X_p} \quad (2)$$

Aceasta metodă însă este afectată de influența zgomotului, care în principiu este amplificat.

- o altă abordare se bazează pe determinarea setului de coeficienți \hat{H}_p care minimizează eroarea pătratică

medie dintre simbolul recepționat și cel emis (MMSE), deoarece nu se cunosc valorile zgomotului Z_p .

b. Estimarea (determinarea) coeficienților \hat{H}_k , $k \neq p$, $k \in \mathbb{N}_m$, folosind o interpolare care are ca valori de intrare valorile \hat{H}_p estimate la a.

- deoarece coeficienții \hat{H}_k (după FFT) sunt variabile complexe, interpolarea unidimensională implică o interpolare liniară pentru determinarea modulului și o interpolare după o lege de tip sinus atenuat pentru determinarea defazajului introdus.

- etapele a. și b. se pot realiza și combinat, în literatura fiind descrise mai multe variante care asigură diverse rapoarte precizie/complexitate.

- valorile \hat{H}_k determinate prin procesul de estimare a (coeficienților) canalului sunt utilizate în procesul de egalizare, vezi cursul de OFDM.

Estimarea valorii SINR pe subpurtătoarele pilot și pe cele de date

- determinarea raportului semnal/(interferențe+zgomot) este necesară pentru determinarea configurației modulație+cod corector optime care poate asigura o eficiență spectrală maximă, cu condiția asigurării probabilității de eroare (de bit sau bloc) mai mică decât o valoare impusă.

- estimarea valorii SINR utilizează nivelele puterii măsurate pe simbolurile pilot Y_p , $p = 1, \dots, T$, modulate cu simboluri QAM cunoscute și pe nivelele puterii măsurate pe simbolurile nule (nemodulate) σ^2 .

- semnalele recepționate pe subpurtătoarele pilot sunt descrise de (1)

- puterea semnalului măsurat pe simbolurile pilot P_{pr} este dată de (3.a) în care P_p reprezintă puterea de emisie pe aceste simboluri.

- raportul semnal/zgomot, notat cu ρ în reprezentare liniară, este exprimat în funcție de P_{pr} și σ^2 de (3.b)

$$P_{pr} = |H_p|^2 \cdot P_p + \sigma^2 = \sigma^2 \cdot (\rho_p + 1); \rho_p = |H_p|^2 \cdot P_p / \sigma^2 \text{ (a)} \Rightarrow \rho_p = P_r / \sigma^2 - 1 \text{ (b)} \quad (3)$$

- dar semnalul recepționat pe simbolurile pilot este afectat de ICI (introdus de recuperarea incorectă a purtătorului local) și de aceea trebuie evaluat raportul SINR, notat în reprezentare liniară prin ρ_{INR}

- considerând expresia (.43) din curs, care stabilește relația dintre ρ_{INR} și ρ_p în funcție de factorul C care depinde de eroarea de recuperare a purtătorului local:

$$\rho_{INR} = \frac{P_r}{P_z + P_{ICI}} = \frac{\rho \cdot C^2}{1 + \rho \cdot (1 - C^2)} \leq \rho = \frac{P_m}{P_z} \quad (5)$$

- se poate stabili expresia ρ_{INR-p} în funcție de valorile măsurate ale $P_{pr}(p)$ (al pilotului p) și σ^2 ca:

$$\rho_{INR}(p) = \frac{(P_{pr}(p) - \sigma^2) \cdot C^2}{\sigma^2 + (1 - C^2) \cdot (P_{pr}(p) - \sigma^2)} = \frac{|H_p|^2 \cdot P_p \cdot C^2}{\sigma^2 + (1 - C^2) \cdot |H_p|^2 \cdot P_p} \quad (6)$$

- pentru determinarea valorii SINR pe subpurtătoarele modulate cu date d , $d = 1, \dots, M$, $\rho_{INR}(d)$ trebuie ținut cont de faptul că puterea medie de emisie D a acestor simboluri este diferită (de obicei mai mică) decât cea a simbolurilor pilot, iar coeficienții estimați a canalului pe aceste subpurtătoare sunt H_d .

- aplicând relația (6) valoarea raportului semnal/(interferențe+zgomot) $\rho_{INR}(d)$ poate fi scrisă ca:

$$\rho_{INR}(d) = \frac{|H_d|^2 \cdot D \cdot C^2}{\sigma^2 + (1 - C^2) \cdot |H_d|^2 \cdot D} \quad (7)$$

- valoarea $\rho_{INR}(d)$ poate fi exprimată în funcție de valoarea $\rho_{INR}(p)$ calculată cu (6) pe baza măsurătorilor de pe simbolurile pilot și cele nule, și în funcție de puterile P_p și D și de coeficienții canalului H_p și H_d , făcând raportul relațiilor (5) și (6). În urma unor prelucrări algebrice obținem:

$$\rho_{INR}(d) = \rho_{INR}(p) \cdot \frac{(1 - C^2) |H_p|^2 \cdot P_p + \sigma^2}{(1 - C^2) |H_d|^2 \cdot D + \sigma^2} \cdot \frac{|H_d|^2 \cdot D}{|H_p|^2 \cdot P_p} \approx \rho_{INR}(p) \cdot \frac{(1 - C^2) \cdot P_p + \sigma^2}{(1 - C^2) \cdot D + \sigma^2} \cdot \frac{D}{P_p} \text{ pt. } |H_p|^2 \approx |H_d|^2 \quad (8)$$

- valoarea $\rho_{INR}(d)$ poate fi aproximată prin ultimul termen al relației (8) în ipoteza că în urma egalizării $H_d \approx H_p$

- se observă că datorită ICI ($C \neq 1$) valoarea $\rho_{INR}(d)$ nu depinde liniar de valoarea $\rho_{INR}(p)$ determinată pe baza măsurătorilor pe simboluri pilot și simboluri nule.

- dependența liniară s-ar obține doar în absența ICI, $C=1$ în relația (8)