

Denumirea proiectului

Sistem OFDM bazat pe utilizarea FFT cu argument neîntreg

Contract de finanțare nr. **PN-III-3-213PED/2017**

Cod proiect: PN-III-P2-2.1-PED-2016-0855

Director proiect prof.dr.ing. Codrin Donciu

Contractor: Universitatea Tehnică Gh. Asachi din Iași

Etapa I - Stabilirea specificațiilor funcționale si proiectarea modelului experimental

A1.1. Cerințe și necesități. Stabilirea specificațiilor funcționale

A1.2. Stabilirea arhitecturii și proiectarea modelului experimental

A1.3. Dezvoltare si testare componenta software de demodulare

Cuprins

Rezumat	3
Cerințe și necesități. Stabilirea specificațiilor funcționale	4
Stabilirea arhitecturii și proiectarea modelului experimental	5
Dezvoltare și testare componenta software de demodulare	13

Rezumat

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) este metoda de modulare utilizata de toate tehnologiile wireless (Wi-Fi, WiMAX, comunicatii 4G, DSL, ADSL, VDSL, comunicatii militare si prin satelit). Punctul slab al metodei il reprezinta ICI (Inter Carrier Interference) si Inter-Symbol Interference (ISI).

Proiectul a propus dezvoltarea unui sistem OFDM care sa demoduleze datele in conditii devere de erori ISI si ICI, fara influentarea procesarii in timp real. Demodularea se realizeaza pe baza supraesantionarii in frecventa pe baza unui algoritm DFT nou, cu argument neintreg.

A1.1. Cerințe și necesități. Stabilirea specificațiilor funcționale

În matematică, analiza Fourier constă în studiul modului în care o funcție poate fi reprezentată sau aproximată prin sume de funcții trigonometrice simple.

Astăzi, utilizarea analizei Fourier nu se rezumă doar la matematică. A găsit aplicație și în inginerie unde poate fi definită ca descompunerea unei funcții în oscilații. Procesul de descompunere poartă numele de transformată Fourier care joacă un rol foarte important în comunicațiile fără fir moderne.

O generalizare a transformatei Fourier clasice o reprezintă transformata Fourier fracționară – FRFT, care la rândul ei începe să aibe o utilizare cu spectru larg. FRFT depinde de un parametru α care poate fi interpretat ca o rotație de unghi α în planul timp – frecvență. FRFT cu un unghi $\alpha=\pi/2$ corespunde unei transformate Fourier clasice, iar un FRFT cu un unghi $\alpha=0$ corespunde operatorului identitate.

Multiplexarea prin divizare în frecvență ortogonală – OFDM este bazată pe transformata Fourier, este una din cele mai importante clase de modulație cu mai multe purtătoare cu subpurtătoare amplasate la distanțe egale și spectre suprapuse.

Întrebarea este cum se vor schimba performanțele unui sistem în care se implementează OFDM cu FRFT.

În literatură se întâlnesc multe tehnici de reducere a raportului dintre puterea maximă și puterea medie (PAR) într-un sistem FFT-OFDM, însă în [1] autorii propun o extindere și anume o evaluare a PAR pentru un sistem FRFT-OFDM. Atât teoretic cât și practic performanțele sistemului propus depășesc clasicul FFT-OFDM, însă pentru un număr suficient de mare de subpurtătoare performanțele devin echivalente. În [2] se propune folosirea aceluiași sistem FRFT-OFDM pentru care având aceeași complexitate ca și sistemul tradițional, este posibilă obținerea unei performanțe mai bune pentru canale afectate de fading rapid.

Pentru reducerea interferenței între purtătoare, o problemă destul de acută în canalele de comunicații acustice subacvatice (UWA), este propus un sistem bazat pe transformata Fourier fracționară parțială – PFRFT și OFDM în [3] pentru care se obține o reducere a acestei interferențe, nu însă reducerea totală, fapt ce poate fi văzut în urma unor grafice ale ratei erorii de simbol versus raport semnal-zgomot.

Și autorii din [4] propun tot un sistem PFRFT – OFDM pentru canale de comunicații acustice subacvatice (UWA) modelat ca fiind canal de fading Rayleigh dublu selectiv, complet cunoscut. Se compară performanța în termeni de rata erorii de bit versus raport semnal-zgomot a sistemului propus cu cea a transformatei discrete DFRT și FRFT parțială în conjuncție cu OFDM. S-a dovedit că prin folosirea FRFT-OFDM se reduce influența interferenței între purtătoare și o performanță mai ridicată a ratei erorii de bit.

Autorii din [5] propun un sistem bazat pe transformata Fourier afină (AFT) și cu mai multe purtătoare - AFT-MC unde se demonstrează că acest sistem minimizează interferențele din canalele multivariabile în timp cu componentă LOS și un fascicul îngust al componentelor împrăștiate care este un scenariu tipic în comunicațiile satelitare. AFT reprezintă o generalizare a FFT și a FRFT, AFT-MC reprezintă o generalizare pentru OFDM.

[1] Y.Ju, B. Barkat, S. Attallah "Analysis of peak-to-average ratio of a multicarrier system based on the fractional Fourier transform," in ICCS, 2004.

[2] M. Martone, "A multicarrier system based on the Fraction Fourier System for time-frequency-selective channels," in IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, 2001.

[3] U. Mitra, M. Stonajovic S. Yerramalli, "Partial FFT demodulation: a detection method for Doppler distorted OFDM systems," 2010.

[4] C. Clemente, J. J. Soraghan, S. Weiss, Y. Chen, "Partial Fractional Fourier Transform (PFRFT) - OFDM for underwater acoustic communication," in 23rd European Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2015.

[5] I. Djurovic, B. R. Vojcic, D. Stojanovic, "Interference analysis of multicarrier systems based on Affine Transform Fourier," in IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009.

A1.2. Stabilirea arhitecturii și proiectarea modelului experimental

1.1 Transmisia multi-purtătoare

Transmisia multi-purtătoare este o modalitate de a mări lărgimea de bandă, fără a spori distorsionarea semnalului din cauza selectivității în frecvență care afectează canalul. Așa cum este ilustrat în figura 1.1, acest tip de transmisie presupune transmiterea mai multor semnale de bandă mai îngustă (numite subpurtătoare) în locul unuia singur de bandă mai largă. Semnalele sunt multiplexate în frecvență și sunt transmise împreună către același receptor, pe aceeași legătură radio. Transmițând M semnale în paralel pe aceeași legătură radio crește rata de transfer de M ori. În același timp, impactul selectivității în frecvență depinde de lărgimea de bandă a fiecărei subpurtătoare. [1]

Un exemplu de modulație multi-purtătoare cu patru subpurtătoare $N_c=4$ este prezentată în figura 1.

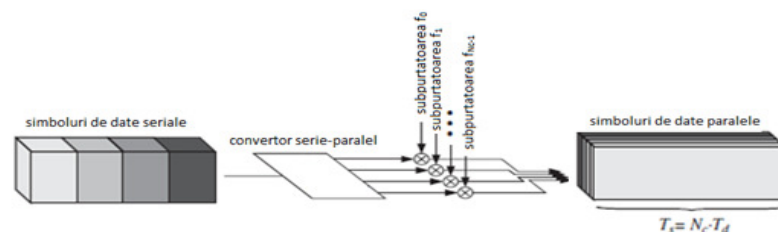


Figura 1 Modulația multi-purtătoare cu $N_c=4$ subpurtătoare

1.2 Principiile de bază și arhitectura OFDM

Transmisia OFDM este o transmisie multi-purtătoare. Principalele caracteristici care o deosebesc de sistemul multi-purtătoare standard sunt [1][2]:

- Utilizarea unui număr relativ mare de subpurtătoare de bandă îngustă, spre deosebire de cazul transmisiei multi-purtătoare WCDMA unde se folosește un număr mai mic de purtătoare, fiecare de bandă relativ largă. De exemplu, un sistem WCDMA multi-purtătoare cu bandă de transmisie de 20 MHz va folosi patru subpurtătoare cu banda de 5 MHz. Transmisia OFDM însă implică un număr de ordinul sutelor de subpurtătoare care pot fi transmise pe aceeași legătură radio, către același receptor.
- Impulsul dreptunghiular în domeniul timp care corespunde spectrului format dintr-un sinc în domeniul frecvență pentru fiecare subpurtătoare în parte.
- O împachetare compactă în domeniul frecvență a subpurtătoarelor, cu o spațiere între acestea $\Delta f = \frac{1}{T_U}$, unde T_U perioada simbolului modulat corespunzător unei subpurtătoare. Spațierea între subpurtătoare va fi astfel egală cu rata de modulație a unei subpurtătoare $\frac{1}{T_U}$.

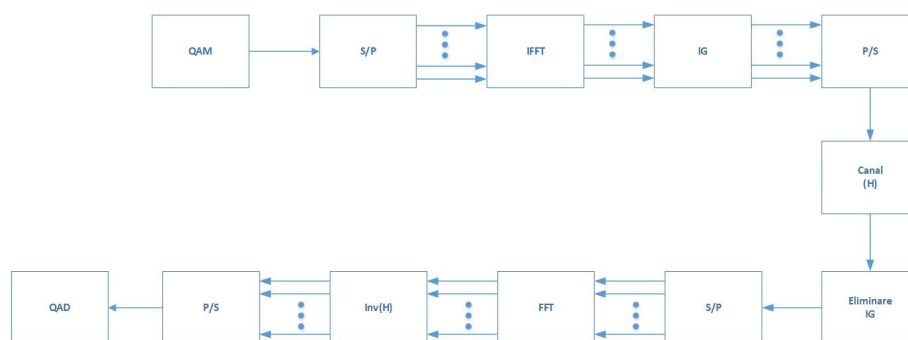


Figura 2 Sistem de transmisie digitală multi-purtătoare care utilizează OFDM

Figura 2 descrie schema bloc a sistem de transmisie si recepție OFDM. Fiecare din blocurile din Figura 1 sunt esențiale în implementarea unui sistem OFDM.

Pașii pe care o secvență de date îi parcurge, având în vedere arhitectura prezentată în Figura 1, sunt următorii [3][4][5] :

- Secvența de date(biți) seriale de la intrare este convertită într-un format paralel prin asocierea fiecărui simbol OFDM unei subpurtătoare;
- Fiecare subpurtătoare fiind modulată în fază și cuadratură conform cu tipul de modulație folosită(QAM).În plus modulația poate aduce asupra biților și o codare de tip Gray.
- Sunt folosiți algoritmi de tipul Inversei Transformatei Fourier Rapide (IFFT) pentru a găsi forma de undă corespunzătoare simbolurilor în timp.
- După conversia paralel-serie este adăugat intervalul de gardă(IG) la începutul fiecărui simbol. Scopul intervalului de gardă este de a combate interferențele inter-simbol și intra-simbol. Intervalul de gardă reprezintă un interval de timp adăugat la începutul semnalului OFDM. În scopul creării perioadei de gardă, fie partea finală a unui simbol OFDM este reluată la începutul acestuia, fie aceasta este umplută cu zerouri. În acest fel este extinsă lungimea semnalului, menținându-se ortogonalitatea subpurtătoarelor.
- Canalul reprezintă mediul prin care semnalul OFDM este transmis. Acesta are funcția de transfer H .
- După trecerea semnalului prin canal, receptorul OFDM realizează operațiile inverse emițătorului.
- Intervalul de gardă este îndepărtat, și se folosește un egalizator pentru a elimina efectul canalului de comunicații.
- Se face conversia serie-paralel și se folosește Transformata Fourier Rapidă(FFT) cu scopul de a reveni la spectrul original al semnalului emis.
- Se folosesc metode de egalizare ale efectelor canalului radio, prin aplicarea unui transformări cu funcția de transfer inversa funcției de transfer a canalului($\text{Inv}(H)$) .
- Aplicând conversia paralel-serie se obține secvența de date
- Se mai realizează și demodularea în amplitudine și faza(QAD)

1.3 Modulația OFDM

În figura 3 este ilustrat un modulator OFDM care conține un grup de N_c modulatori complexe, unde fiecare modulator corespunde unei subpurtătoare OFDM [1][3].

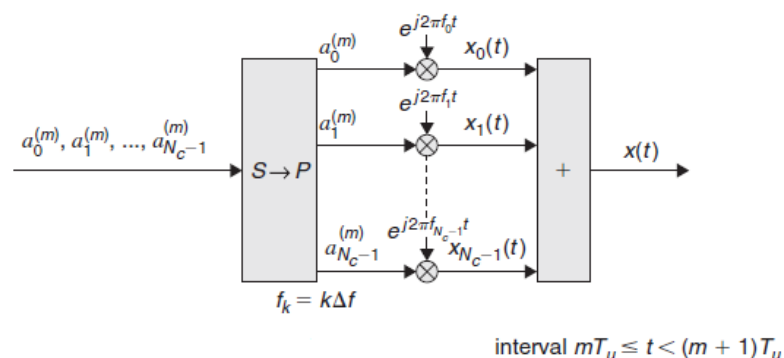


Figura 3 Modulația OFDM

Un semnal OFDM complex $x(t)$ pe intervalul $mT_u \leq t \leq (m+1)T_u$ poate fi scris ca [1][2]:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} x_k(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k^{(m)} e^{j2\pi k \Delta f t} \quad (1.1)$$

unde $x_k(t)$ este a k -a subpurtătoare modulată cu frecvența $f_k = k \cdot \Delta f$ și $a_k^{(m)}$ este, în complex, simbolul modulator aplicat subpurtătoarei k pe durata intervalului semnalului OFDM de ordin m (pe intervalul $mT_U \leq t \leq (m+1)T_U$).

Transmisia OFDM este bazată pe blocuri, ceea ce implică faptul că pe durata fiecărui simbol OFDM sunt transmise în paralel N_c simboluri modulatorie. Simbolurile pot fi modulate folosind una din modulațiile următoare: BPSK, QPSK, 16QAM sau 64QAM.

Numărul de subpurtătoare poate varia de la câteva zeci până la mii de subpurtătoare, cu o spațiere între acestea cuprinsă între sute-zeci de kHz. Alegerea unei spațieri corespunzătoare depinde de tipurile de mediu în care sistemul OFDM operează. Aici sunt incluse aspecte legate de selectivitatea în frecvență maximă a canalului radio (dispersia maximă în timp) și variațiile maxime ale ratei canalului (împrăștierea Doppler maximă) [4][5].

1.4 Demodulația OFDM

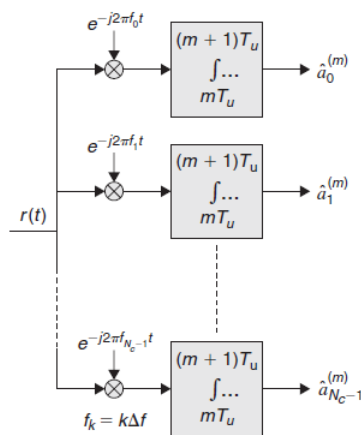


Figura 4 Principiul de realizare a demodulației OFDM

Figura 4 ilustrează un demodulator OFDM alcătuit din N_c corelatoare, câte unul pentru fiecare subpurtătoare. Ținând cont de ortogonalitatea subpurtătoarelor este evident că, în cazul ideal, nu apar interferențe între două subpurtătoare OFDM după ce acestea au fost demodulate. Evitarea apariției interferențelor intersubpurtătoare nu este deloc simplă. Ortogonalitatea subpurtătoarelor provine din alegerea corespunzătoare a unei structuri în domeniul frecvență pentru fiecare subpurtătoare în parte și a unei spațieri $\Delta f = \frac{1}{T_U}$ care este egală cu rata de simbol a unei subpurtătoare [1].

Cu toate acestea, trebuie menționat că orice modificare asupra structurii subpurtătoarelor în domeniul frecvență (datorată de exemplu unui canal radio selectiv în frecvență) conduce la pierderea ortogonalității și astfel la apariția interferențelor între subpurtătoare. Soluția pentru această problemă și pentru a crea un semnal OFDM robust care să nu fie afectat de selectivitatea în frecvență este introducerea prefixului ciclic[3].

1.5 Implementarea unui sistem OFDM utilizând Transformata Fourier Rapidă (TFR) și Transformata Fourier Rapidă Inversă (TFRI)

Deși modulatorul și demodulatorul OFDM au fost realizate în figurile 3 și 4 cu ajutorul unor modulatorie, respectiv corelatoare, aceste structuri nu sunt potrivite pentru implementarea curentă. Datorită proprietăților sale și a alegerii unei spațieri între subpurtătoare Δf

corespunzătoare, OFDM permite o implementare de complexitate redusă din punct de vedere al eficienței calculului prin folosirea Transformatei Fourier Rapide (TFR).

Pentru a demonstra această ipoteză, vom considera un semnal OFDM discret în timp (eșantionat), cu frecvență de eșantionare f_s multiplu de Δf . De exemplu $f_s = \frac{1}{T_s} = N \cdot \Delta f$.

Parametrul N trebuie ales astfel încât să fie îndeplinită teorema eșantionării. Întrucât $N_c \cdot \Delta f$ poate fi considerată lărgimea de bandă a unui semnal OFDM rezultă că N trebuie să fie mai mare decât N_c .

De acum înainte indexul m al simbolurilor modulatorie care indică numărul simbolului OFDM va fi ignorat și astfel $a_k^{(m)}$ va deveni a_k .

Cu aceste mențiuni, un semnal OFDM discret poate fi scris sub forma [1][2]:

$$x_n = x(nT_s) = \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k e^{j2\pi k \Delta f n T_s} = \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k e^{j2\pi k n / N} = \sum_{k=0}^{N-1} a'_k e^{j2\pi k n / N} \quad (1.2)$$

unde

$$a'_k = \begin{cases} a_k, & 0 \leq k \leq N_c \\ 0, & N_c \leq k \leq N \end{cases} \quad (1.3)$$

Astfel, secvența x_n este Transformata Fourier Discretă Inversă (TFDI) de dimensiune N a blocului de simboluri modulatorie $a_0, a_1, \dots, a_{N_c-1}$ la care se adaugă zerouri pentru a se atinge lungimea N . Deci modulația OFDM poate fi implementată cu ajutorul TFDI, urmată de conversia digital-analog așa cum este ilustrat în Figura 5. Selectând dimensiunea $N = 2^m$, cu m număr întreg, modulația OFDM poate fi implementată mai eficient cu ajutorul TFR [1][2].

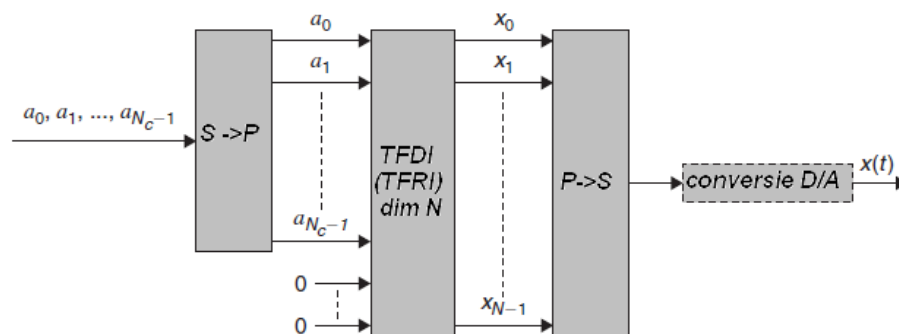


Figura 5 Modulație OFDM cu ajutorul Transformatei Fourier Discrete/Rapide Inverse

Trebuie menționat că raportul N/N_c nu este, în general, un număr întreg. Este important să înțelegem că implementarea modulatorului OFDM cu ajutorul TFDI/TFR este doar o alegere a realizării emițătorului și nu este o metodă specificată prin standard.

Similar modulației, demodulația poate fi implementată eficient cu ajutorul Transformatei Fourier Rapide (TFR), înlocuind cele N_c demodulatoare paralele cu operația de eșantionare cu frecvența $f_s = \frac{1}{T_s}$, urmată de TFR/TFD, așa cum este ilustrat în figura 6.

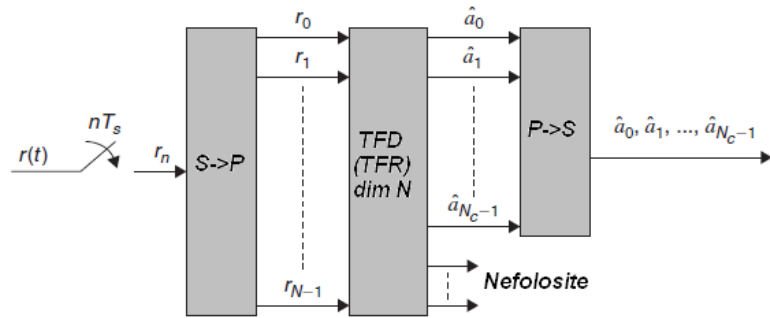


Figura 6 Demodulație OFDM cu ajutorul Transformatei Fourier Discrete/Rapide

1.6 Inserarea intervalului de gardă

Așa cum am menționat în prezentarea arhitecturii unui sistem OFDM pentru a evita inconveniente cauzate de fading sau de Interferențele Inter Simbol este folosit un interval de gardă. Pentru a evita IIS la nivelul receptorului într-un canal afectat de fading multicale se folosește un interval de gardă între simboluri OFDM adiacente. Acest interval de gardă poate fi fie de tipul prefixului ciclic, fie de tipul semnalului de zero.

1.6.1 Inserarea prefixului ciclic

Prefixul ciclic este esențial pentru ca un semnal OFDM să fie demodulat evitând apariția interferențelor între subpurtătoare. O metodă pentru a înțelege ortogonalitatea subpurtătoarelor este de a considera că o subpurtătoare modulată $x_k(t)$ din relația 1.1 conține un număr întreg de perioade a funcțiilor exponențiale complexe în intervalul $T_U = \frac{1}{\Delta f}$ [3][4].

În orice caz, pentru un canal cu dispersie în timp ortogonalitatea între subpurtătoare va fi pierdută parțial sau total. Motivul este că intervalul în care se face corelația la demodulator pentru o cale se va suprapune peste marginile unui simbol aparținând unei alte căi, așa cum este ilustrat în figura 7 [3][4].

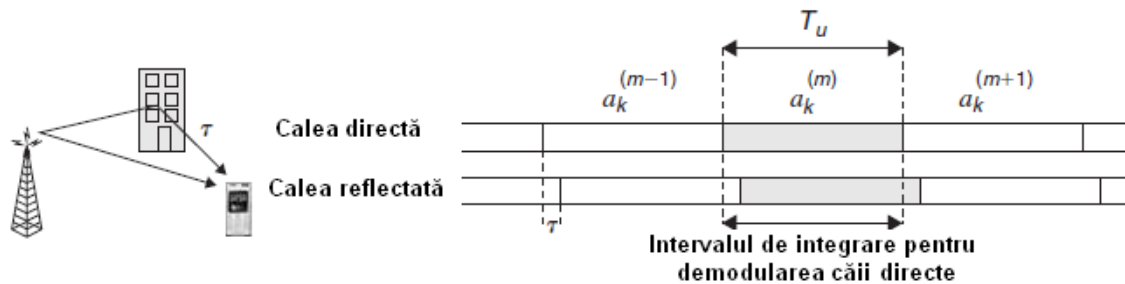


Figura 7 Dispersia în timp și reprezentarea semnalului recepționat

Astfel intervalul de integrare poate să nu fie un număr întreg de perioade a funcțiilor exponențiale complexe ale unei căi, așa cum simbolurile modulate a_k pot să nu corespundă unor intervale succesive. În consecință, în cazul unui canal cu dispersie în timp vor exista atât interferențe inter-simbol în cadrul aceleiași subpurtătoare, cât și interferențe între subpurtătoare.

Pentru a rezolva această problemă și pentru a face ca semnalul OFDM să nu fie sensibil la dispersia în timp care apare pe canal, se introduce prefixul ciclic. Așa cum este ilustrat în figura 8, inserarea prefixului ciclic constă în copierea ultimei părți a simbolului OFDM și introducerea acesteia la începutul simbolului.

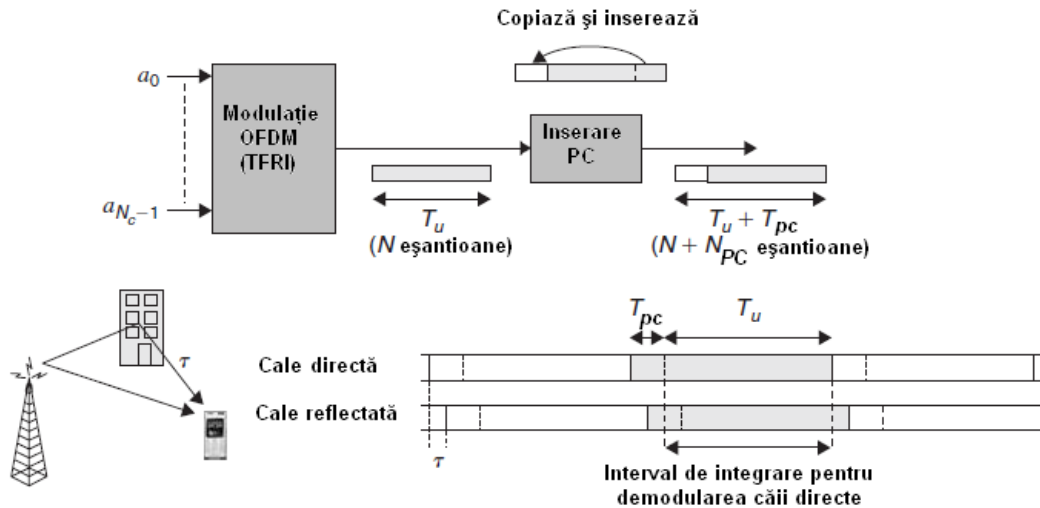


Figura 8 Inserarea prefixului ciclic

Inserarea prefixului ciclic este avantajoasă deoarece face ca semnalul OFDM să nu fie sensibil la dispersia în timp dacă durata dispersiei este mai mică decât lungimea prefixului ciclic. Dezavantajul este că numai o parte $T_u / (T_u + T_{pc})$ din puterea semnalului recepționat este utilizată de demodulatorul OFDM, implicând astfel o pierdere a puterii la demodulație.

Totodată, este important să înțelegem că nu este obligatoriu ca prefixul ciclic să acopere întreaga lungime a dispersiei în timp a canalului. În general există un compromis între pierderea puterii datorată prefixului ciclic și degradarea calității semnalului (interferențe inter-simbol și inter-subpurtătoare) datorată dispersiei în timp rămasă neacoperită de prefix [1][3].

1.6.2 Semnalul de zero

Semnalul de zero constă în inserarea de zerouri în intervalul de gardă. Această metodă este folosită în sistemele OFDM multi-bază (e.g. sistemele UWB). Din moment ce intervalul de gardă este umplut cu zerouri lungimea relevantă a unui simbol OFDM, în acest caz, este mai mică decât lungimea unui simbol OFDM cu prefix ciclic. Aceasta caracteristică presupune că Densitatea spectrală de putere are ripluri mai mici în banda de trecere și o putere mai mare în exteriorul acestei benzi decât în cazul OFDM cu prefix ciclic. Astfel puteam beneficia de o putere mai mare în a transmite semnalul util [3].

1.7 Selectarea parametrilor de bază pentru OFDM

Dacă OFDM este utilizat ca o schemă de transmisie într-un sistem de comunicație mobil, sunt necesari următorii parametri de bază:

- Spațierea între subpurtătoare Δf
- Numărul de subpurtătoare N_c care împreună cu spațierea determină lărgimea de bandă a semnalului OFDM
- Lungimea prefixului ciclic T_{pc} . Alături de spațierea între subpurtătoare $\Delta f = \frac{1}{T_u}$, lungimea prefixului ciclic determină perioada simbolului OFDM: $T = T_{pc} + T_u$ sau echivalent rata de simbol OFDM.

1.7.1 Spațierea între subpurtătoare

Există doi factori care condiționează alegerea spațierii între subpurtătoare:

- Spațierea trebuie să fie cât mai mică posibil (T_u cât mai mare) pentru a minimiza numărul de biți suplimentari introduși datorită prefixului

- O spațiere mică crește sensibilitatea transmisiei OFDM la împrăștierea Doppler și la diverse tipuri de imprecizii în frecvență.

O condiție necesară pentru menținerea la recepție a ortogonalității între subpurtătoare este să nu existe variații semnificative ale canalului pe intervalul de corelație T_U al demodulatorului.

Figura 9 evidențiază raportul semnal-interferență datorat interferenței între două subpurtătoare vecine funcție de împrăștierea Doppler normală. Trebuie ținut cont de faptul că o subpurtătoare este afectată de interferențe din partea tuturor subpurtătoarelor învecinate, rezultând astfel o interferență totală mai mare decât cea ilustrată în figura 9 [1][2].

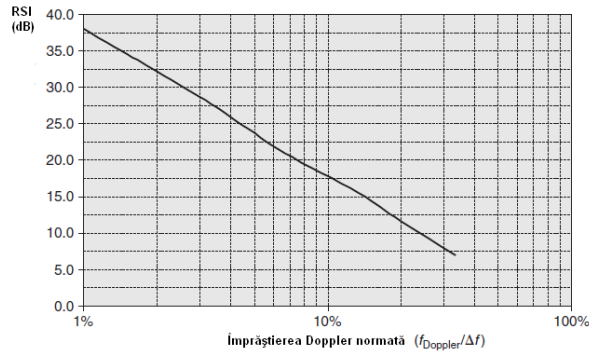


Figura 9 Interferența între subpurtătoare funcție de împrăștierea Doppler normală

În practică, nivelul de interferențe acceptat depinde foarte mult de serviciul oferit și de măsura în care semnalul recepționat este afectat de zgomot sau de alte distorsiuni.

1.7.2 Numărul de subpurtătoare

O dată ce spațierea între subpurtătoare a fost aleasă pe baza criteriilor legate de mediu, împrăștiere Doppler și dispersie în timp, numărul de subpurtătoare poate fi determinat plecând de la spectrul disponibil și emisiile acceptabile din afara benzii [5][4].

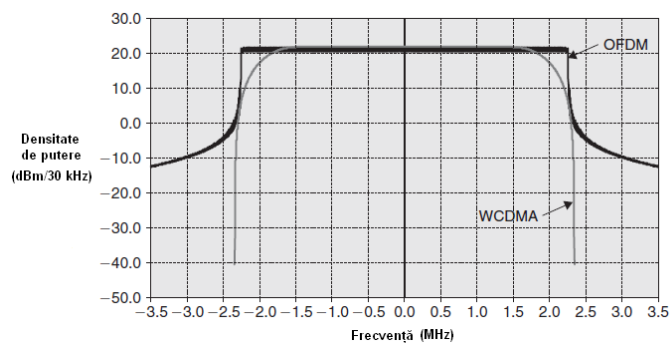


Figura 10 Spectrul unui semnal OFDM cu bandă de 5 MHz comparat cu spectrul WCDMA[1]

Banda de bază a semnalului OFDM este egal cu produsul dintre numărul de subpurtătoare și spațierea între acestea $N_c \cdot \Delta f$. Așa cum se poate observa în figura 10, spectrul semnalului OFDM scade foarte lent în afara benzii de bază comparativ cu semnalul WCDMA. Astfel este necesară o bandă de gardă de aproximativ 10% pentru ca banda de bază a unui semnal OFDM $N_c \cdot \Delta f$, să fie egală de exemplu cu 4,5 MHz la un spectru de 5 MHz. Considerând spațierea între subpurtătoare 15 kHz, corespunzătoare LTE, atunci numărul de subpurtătoare va fi egal cu 300 pentru spectrul de 5 MHz precizat.

1.7.3 Lungimea prefixului ciclic

În principiu, lungimea prefixului ciclic T_{pc} trebuie să depășească lungimea maximă a dispersiei în timp anticipată. Oricum, așa cum s-a discutat deja, mărirea prefixului ciclic, fără a reduce corespunzător spațierea între subpurtătoare, implică introducerea de biți suplimentari. Pe măsură ce dimensiunea celulei crește, iar performanțele sistemului devin limitate în ceea ce privește puterea,

se stabilește un compromis între pierderea în putere datorată prefixului ciclic și distorsionarea semnalului datorată dispersiei în timp neacoperită de prefixul ciclic. Aceasta înseamnă că, deși dispersia în timp crește cu dimensiunea celulei, de la o anumită dimensiune încolo nu mai este necesar să mărim prefixul ciclic. Pierderea de putere corespunzătoare creșterii prefixului ciclic va avea un impact negativ mai mare comparativ cu distorsionarea semnalului provocată de dispersia în timp neacoperită de prefixul ciclic [3][1].

Astfel, cu scopul de a optimiza performanțele în diverse medii, unele sisteme OFDM permit lungimi multiple ale prefixului. Aceste lungimi diferite pot fi utilizate în cazuri precum:

- Prefix ciclic mai scurt pentru medii cu celule mici pentru a minimiza numărul de biți suplimentari introduși datorită prefixului ciclic.
- Prefix ciclic mai lung pentru medii cu dispersie în timp accentuată și în special pentru cazul SFN.

Bibliografie

[1] L. Hanzo, M. Munster, B.J. Choi and T. Keller, *“OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-user Communications, WLANs, and Broadcasting”*, Wiley-IEEE Press, Chichester, England, ISBN 0-48085879.

[2] R. van Nee, R. Prasad, *“OFDM for Wireless Multimedia Communications”*, Artech House Publishers, London, January 2000.

[3] Craciunescu, R.; Halunga, S.; Fratu, O., *“Guard Interval effects on OFDM/BPSK transmissions over fading channels”*, Proceedings of 20th Telecommunications Forum (TELFOR), Belgrade, Serbia, 20-22 Nov. 2012, pp. 471-474 , DOI: 10.1109/TELFOR.2012.6419249 (ISI, IEEEExplore, SCOPUS)

[4] Craciunescu, R.; Halunga, S.; Fratu, O.; Vizireanu, N., *“Multi User Orthogonal Frequency division Multiple Access (MU-OFDMA) performances in AWGN and fading channels”*, 11th International Conference on Telecommunication in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS), Nis, Serbia, 16-19 Oct. 2013, vol.01, pp. 229-232 (ISI, IEEEExplore, SCOPUS) DOI: 10.1109/TELSIKS.2013.6704924

[5] Manea, O.C.; Craciunescu, R.; Halunga, S.; Voicu, C.; Preda, R.O., *“Performance evaluation of subcarrier allocation methods for OFDMA”*, Proceedings of 21st Telecommunications Forum (TELFOR), Belgrade, Serbia, 26-28 Nov. 2013, pp. 260-263 (ISI, IEEEExplore, SCOPUS) DOI: 10.1109/TELFOR.2013.6716221

A1.3. Dezvoltare si testare componenta software de demodulare

Prezentul proiect propune realizarea unui sistem OFDM care să permită demodularea datelor în condiții severe de erori ISI sau ICI, fără a influența procesarea în timp real. Demodularea se va realiza prin intermediul supraesantionării în frecvență (număr suplimentar de bins), făcând apel la un algoritm DFT cu argument neîntreg, implementabil FFT, care permite realizarea supraesantionării cu un volum redus de operații (atingerea limitei spre care tind algoritmi de tip prunig FFT pentru OFDM). Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) este o metoda de modulare, cu performanțe și beneficii net superioare metodelor tradiționale și care asigură o viteză ridicată de transfer a datelor. OFDM a fost adoptată ca metoda de modulare pentru toate tehnologiile wireless utilizate în zilele noastre, fiind și cea mai eficientă metoda de utilizare a unei benzi spectrale. Astfel, o întâlnim în rețele Wi-Fi, WiMAX, telefonie celulară 4G Long Term Evolution (LTE), digital subscriber line (DSL), în majoritatea aplicațiilor de power-line communications (PLC), la modemuri pentru acces internet ADSL și VDSL, la aplicații militare și comunicații prin satelit.

OFDM extinde conceptul transmisiei datelor de la modularea unei singure purtătoare (carrier) la transmiterea în paralel a datelor, pe mai multe subpurtătoare (subcarriers) în același timp, aparținând unui canal de transmisie. Cu alte cuvinte, o bandă de frecvență care reprezintă un canal, este divizată în multiple frecvențe aparținând subpurtătoarelor (Frequency Division) iar informația este transmisă simultan pe subpurtătoare (Multiplexing). Fiecare subpurtătoare poate fi modulată diferit după o schema convențională de modulare numerică precum: binary phase-shift keying (BPSK), quadrature phase-shift keying (QPSK), și quadrature amplitude modulation (QAM). Fiecare canal este separat de celelalte printr-o zonă de gardă în care nu se transmite informație (subpurtătoare zero). În figura 1 este prezentată structura (în frecvență) unui canal de transmisie, alcătuită din: subpurtătoarele care transmit datele, pilotii cu rol de evaluare a mediului de transmitere și zona de gardă.

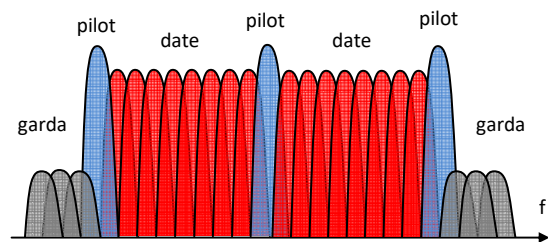


Fig. 1. Structura unui canal OFDM

În timpul transmisiei, toate subpurtătoarele au amplitudine și fază nemodificate pentru o perioadă de timp determinată, în care se transmite o cantitate de informație. Această informație poartă denumirea de simbol OFDM, iar timpul utilizat pentru transmitere se numește perioada simbolului. După trecerea perioadei simbolului, modularea se schimbă și se transmite următoarea cantitate de informație prin următorul simbol OFDM. Modularea și demodularea simbolurilor se realizează utilizând Inverse Fast Fourier Transformation (IFFT) respectiv Fast Fourier Transformation (FFT).

Funcționarea metodei OFDM se bazează pe îndeplinirea condiției de ortogonalitate între subpurtătoare. Ortogonalitatea se obține dacă subpurtătoarele se află în frecvență, la aceeași distanță între ele (Δf) iar aceasta este egală cu inversul perioadei simbolului OFDM. În aceste condiții, în frecvență, maximum de putere al oricărei subpurtătoare va corespunde cu minimumul oricărei alte subpurtătoare, neexistând interferențe între ele.

Semnalul original emis de către emițător traversează direct spațiul către receptor. Existența obiectelor aflate în mediul de propagare face să apară reflexii ale semnalului original, reflexii care ajung și ele la receptor, influențând originalul. Fiecare semnal reflectat are o întârziere cauzată de drumul suplimentar parcurs, regăsită în atenuarea amplitudinii și schimbarea de fază. Reflexiile semnalului unui simbol poate influența simbolul însuși, cauzând Intrasymbol interference sau poate influența simbolul următor cauzând Inter-Symbol Interference (ISI).

Intrasymbol interference

Pentru inlaturarea efectului se utilizeaza cateva subpurtatoare denumite pilot care sunt transmise cu rolul de a estima comportamentul mediului de transmisie dintre emitator si receptor. Metoda cea mai folosita este transmitere subpurtatoarelor pilot in fiecare simbol OFDM. Subpurtatoarele dintre doi piloti sunt corectate (egalizate prin interpolarea informatiilor de amplitudine si faza provenite de la piloti). In figura 2b se poate observa suprapunerea reflexiilor (R1), (R2) si (R3) peste semnalul original (O).

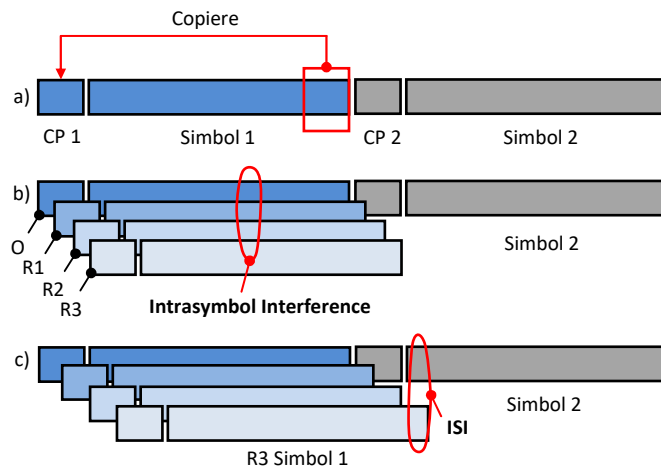


Fig. 2. Intra si Inter Symbol Interference

Inter-Symbol Interference (ISI)

Pentru a preveni inter-symbol interference (ISI), se utilizeaza inserarea unui cyclic prefix (CP) inaintea fiecarui simbol care urmeaza sa fie transmis (figura 2a). CP se formeaza preluând o portiune din sfarsitul simbolului si adaugand-o la inceputul acestuia. Atata timp cat durata CP este mai mare decat durata intarzierii introduce de mediu de transmitere, toate copiile reflectate ale semnalului original vor fi primite inainte de inceputul partii utile a simbolului urmator. Astfel se previne ISI. In figura 2b se poate observa ca R1 R2 si R3 se puprapun doar cu CP al simbolului 2 necauzand ISI. In figura 2c, reflexia R3 se suprapune peste partea utila a simbolului 2, cauzand ISI.

Inconvenientul cel mai important al OFDM il reprezinta ICI (Inter Carrier Interference). ICI este cauzat de pierderea ortogonalitatii dintre subpurtatoare. Poate avea doua cauze principale: Frequency offset si Clock offset.

Frequency offset

Apare daca durata (delay spread) depaseste durata intervalului CP sau la aparitia efectului Doppler daca exista deplasare intre emitator si receptor. Efectul il constituie faptul ca demodulatorul nu se sincronizeaza cu semnalul OFDM, adica bins-urile (punctele/frecventele numerice de calcul in frecventa a transformatei FFT) nu coincid cu frecventele analogice ale subpurtatoarelor. In figura 3 este prezentat cazul in care nu avem frequency offset.

Daca demodulatorul nu se sincronizeaza cu semnalul, atunci frecventele in care se vor calcula bins-urile FFT vor diferi de frecventele subpurtatoarelor (figura 4). Deoarece Δf_{bins} este egala cu $\Delta f_{subpurtatoare}$, nesincronizarea se propaga in intreg spectrul. In aceasta situatie pentru oricare subpurtatoare, contributia celorlalte nu va mai fi minima.

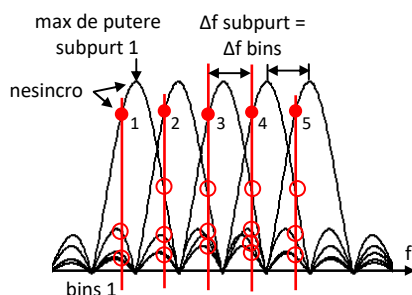


Fig. 4. ICI – frequency offset

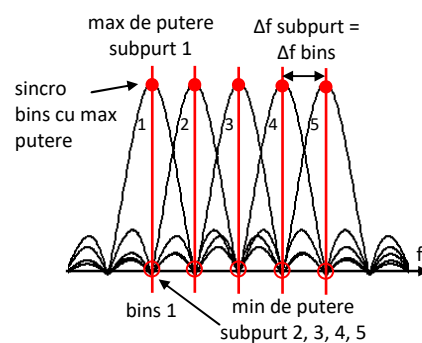


Fig. 3. Sincronism, absenta ICI

Clock offset

Daca exista diferente intre oscilatorul emitatorului si cel al receptorului, atunci chiar daca pentru prima subpurtatoare bins-ul coincide cu maximum de putere ca urmare a sincronizarii, pentru celelalte va aparea un decalaj

dupa cum este prezentat in figura 5. Decalajul va fi cauzat de faptul ca Δf bins este diferit de Δf subpurtatoare.

La demodularea simbolului OFDM, ordinea operatiilor se inverseaza. Locul IFFT este preluat de FFT care realizeaza trecerea simbolului din domeniul timp in domeniu frecventa. Astfel, secventa de puncte din domeniul timp este multiplicata pentru obtinerea fiecare bins in parte cu semnalele $\sin(\cdot)$ si $\cos(\cdot)$. Semnalele $\sin(\cdot)$ si $\cos(\cdot)$ au un numar de cicli egal cu indicele binsului.

Sicronizarea binsului cu pozitia maximului de putere al subpurtatoarei se obtine doar daca numarul de cicli ai subpurtatoarei este egal cu numarul de cicli ai semnalului $\sin(\cdot)$ si $\cos(\cdot)$. In cazul in care nu se mai indeplineste conditia de ortogonalitate (ICI), subpurtatoarele nu vor mai contine un numar intreg de perioade in calculul FFT.

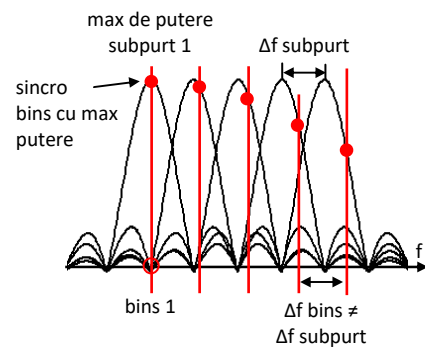


Fig. 5. ICI – clock offset

Realizarea unei analize spectrale precise a semnalelor eșantionate, bazată pe Transformata Fourier Discretă (DFT), reprezintă și în momentul actual o provocare în diferite domenii de cercetare științifică. Inițial, DFT nu a stârnit mult interes datorită volumului mare de calcul necesar, însă, implementarea Transformatei Fourier Rapide (FFT) de către Cooley și Tukey, a oferit cercetătorilor un instrument eficient pentru calculul DFT. La scurt timp după, cele două dezavantaje ale acesteia, spectral leakage și efectul picket fence, au fost descoperite, iar reducerea lor a reprezentat tema de cercetare a numeroase lucrări științifice.

Efectul spectral leakage apare atunci când FFT este aplicată unui semnal reprezentat printr-un număr neîntreg de perioade. Eliminarea completă a acestui efect poate fi realizată doar prin aplicarea unei eșantionări coerente, ce presupune cunoașterea unor informații legate de periodicitatea semnalului. Însă, periodicitatea semnalului reprezintă unul dintre parametrii determinați de algoritmul FFT. Prin urmare, trebuie implementat un algoritm iterativ pentru a se rezolva acest inconvenient, ceea ce presupune un volum ridicat de calcul. Prima aproximare a periodicității semnalului obținută după aplicarea FFT este utilizată pentru a se adapta numărul de eșantioane ale unei a doua FFT, și așa mai departe, cu scopul obținerii unei eșantionări coerente.

Eșantionarea coerentă este, însă, dificil de obținut în aplicațiile de uz curent și, datorită faptului că efectul spectral leakage este în mare parte inevitabil, este utilizată tehnica aplicării de ferestre. Această tehnică presupune multiplicarea secvenței de eșantioane a semnalului investigat cu o secvență de semnal predefinită, numită fereastră. O fereastră are în mod normal un câștig unitar în centrul acesteia care apoi scade către zero la ambele extremități. Forma ferestrei va reduce efectul negativ al eșantionării necoerente, ce poate fi observat la extremitățile secvenței de semnal. Un semnal, căruia nu i se aplica nici o fereastră, este echivalent cu un semnal căruia i se aplică o fereastră dreptunghiulară.

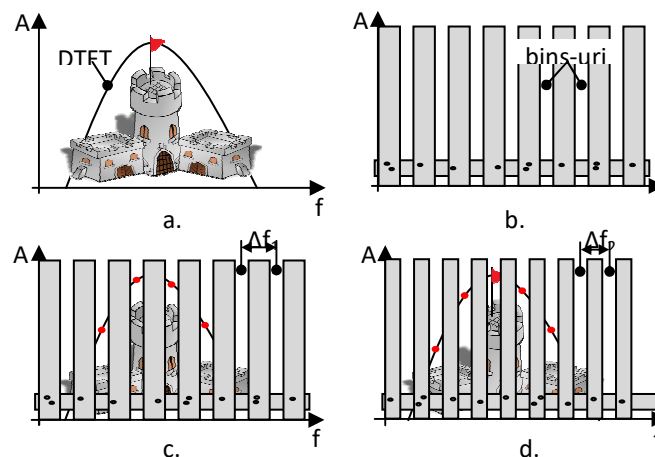


Fig. 6 Ilustrare a efectului picket fence

Efectul picket fence (PFE) este o consecință a naturii discrete a spectrului de frecvență, unde doar frecvențe binare (bins-uri) pot fi generate (frecvențe determinate prin intermediul FFT), și devine observabil atunci când componentele spectrale nu se potrivesc cu respectivele bins-uri.

Parametrii componentelor spectrale sunt determinate de vârfurile Transformatei Fourier Discretă în Timp (DTFT). Luând în considerare faptul că FFT este calculată doar în bins-uri, informația referitoare la coordonatele vârfurilor nu va fi obținută exact. Acest efect este similar cu privirea unei fortărețe printr-un gard (picket fence), așa cum este prezentat în figura 6. DTFT este reprezentată de conturul fortăreței, steagul ei reprezentând componenta spectrală ce se dorește a fi determinată (figura 6.a). Se dorește să se determine înălțimea și poziția steagului sau, într-un limbaj specific analizei spectrale, amplitudinea și frecvența componentei dominante. Se presupune că această fortăreață este privită printr-un gard, al cărui fante reprezintă bins-urile DFT (figura 6.b). Este evident faptul că doar anumite porțiuni din fortăreață vor fi observate (figura 6.c) și, fiindcă nici una dintre fantele gardului (pozițiile bins-urilor DFT) nu se suprapune peste steag, acesta nu va putea fi observat și prin urmare nu va putea fi interpretat.

Doar în anumite situații particulare, când poziția steagului este un multiplu al distanței dintre două fante succesive (de exemplu componenta spectrală este un multiplu al rezoluției DFT), steagul fortăreței va fi vizibil (figura 6.d).

Pentru reducerea efectului picket fence sunt disponibile două metode: zero padding și interpolarea FFT (IpFFT). Zero padding reprezintă o soluție utilizată pentru scăderea în frecvență a distanței dintre bins-uri. Metoda constă în mărirea secvenței semnalului investigat prin adăugarea de zerouri la finalul acesteia, înainte ca FFT să fie aplicată. Totuși, adăugarea de zerouri nu crește rezoluția în ceea ce privește detecția de componente spectrale foarte apropiate.

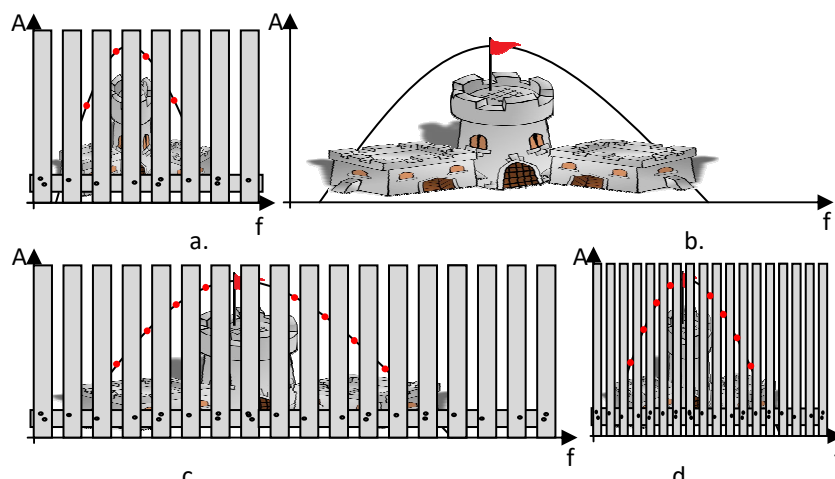


Figura 7. Efectul picket fence pentru o secvență la care s-au adăugat zerouri

Utilizând același exemplu al fortăreței, se poate ilustra mecanismul zero padding la algoritmul DFT (FFT), prin alungirea imaginii fortăreței pe axa f (figura 7.b) și observarea acesteia printr-un gard cu scândurile aflate la aceeași distanțe dar mai numeroase, în comparație cu exemplul anterior (figura 7.a). De această dată pot fi observate mai multe detalii și chiar o porțiune a steagului este acum vizibilă (figura 7.c).

În continuare, atât fortăreața cât și gardul sunt comprimate pentru a restaura dimensiunea inițială a axei f (figura 7.d). Rezultă astfel un număr mai mare de bins-uri și prin urmare o mai bună aproximare a DTFT.

IpFFT este o metodă parametrică bazată pe evaluarea a două sau trei bins-uri DFT (FFT), cu scopul de a găsi vârful DTFT.

Folosindu-se doar câteva porțiuni ale imaginii fortăreței, observate inițial prin gard (figura 8.a), se pot implementa formule care să aproximeze înălțimea și poziția steagului (figura 8.b).

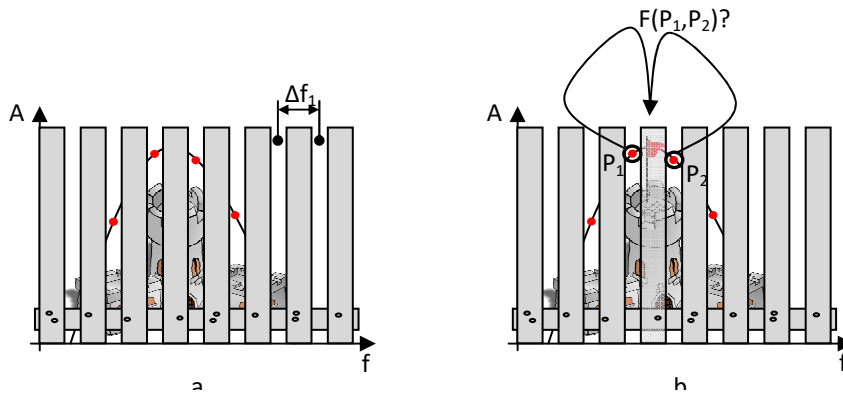


Fig.8. Mecanismul interpolării

În 1970 Rife și Vicent au prezentat o formulă bazată pe două bins-uri pentru estimarea frecvenței, urmând ca în 1979 Jain et al. să continue lucrarea acestora și să o numească FFT interpolată.

Din nefericire acest algoritm IpFFT prezintă un bias semnificativ în apropierea eșantionării coerente, datorită leakage-ului interpolării. Ca soluție, a fost propusă o combinație între IpFFT și utilizarea ferestrelor. Recent, au fost dezvoltati algoritmi bazați pe IpDFT, utilizați atât pentru partea reală cât și imaginară a spectrului FFT, cu o reducere semnificativă a bias-ului în apropierea eșantionării coerente.

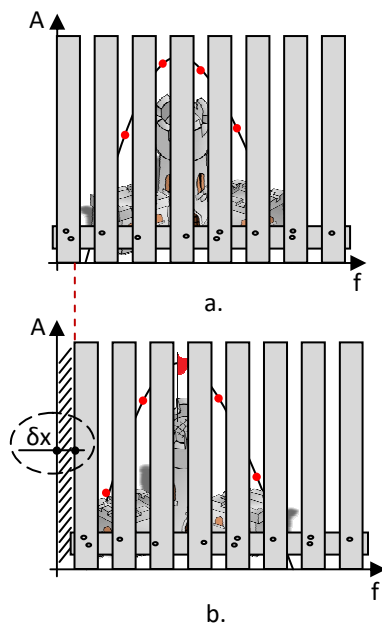


Fig.9. Deplasarea picket fence

Valori neîntregi ale argumentului k sunt utilizate de DFT generalizată, numită și Shifted DFT sau Offset DFT, unde sunt realizate k și n înmulțiri deplasate. DFT Generalizată (GDFT), prezentată în [18], este calculată cu:

$$X_{a,b}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-\frac{2\pi}{N}(k-b)(n-a)}$$

unde a și b sunt numere reale. Cea mai utilizată GDFT este DFT timp-impair frecvență-impairă (odd-time odd-frequency), unde $a = b = 0.5$.

Se va recurge din nou la exemplul fortăreței. Pentru a observa steagul, care în fig. 9.a este mascat de un element al gardului, trebuie realizată o deplasare a gardului cu δx către dreapta (fig.9b). Pentru o anumită valoare a acestei deplasări, se va putea determina atât înălțimea cât și poziția steagului.

Dacă doar deplasarea în domeniul frecvență este executată

($a = 0$ pentru deplasarea temporală):

$$X_b(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-\frac{2\pi}{N}(k-b)n}$$

Analizând parametrii kernel se poate observa că semnalele kernel sunt compuse din $k-b$ cicluri.

Chiar dacă bins-urile sunt descrise ca $X_b(k)$, kernel-ul este realizat pentru un număr neîntreg de cicluri al semnalelor, în cazul în care b nu este un număr întreg. Ținând cont de faptul că numărul de cicluri kernel este în legătură directă cu argumentul bins-urilor, GDFT poate fi sub forma:

$$X(k-b) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-\frac{2\pi}{N}(k-b)n}$$

Făcând următoarea înlocuire $k - b = m$, rezultă:

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-\frac{2\pi}{N} mn}$$

Dacă b este un număr real, atunci și $m = k - b$ va fi un număr real. Prin urmare, bins-urile vor fi calculate pentru fiecare valoare reală $m = k - b$, menținându-se rezoluția DFT.

În prezent, o combinație între FFT, zero padding și diferite tipuri de interpolări sunt utilizate pentru evaluarea componentelor spectrale, FFT bazate pe metoda zero padding fiind utilizate în diferite domenii de cercetare actuale, sau în studii comparative.

Pentru a depăși problema volumului mare de calcul cerut de zero padding, o soluție alternativă este analizată în continuare. În comparație cu metoda zero padding, numărul de operații necesare este redus de $\log_2 M / \log_2 N$ ori, în care N și M reprezintă numărul de puncte din secvența de semnal respectiv secvența asupra căreia i se aplică zero padding. Această metodă poate fi utilizată pentru FFT, oferind aceleași rezultate (spectre identice) cu cele ale metodei zero padding, dar cu o reducere semnificativă a volumului de calcul.

Unul dintre cei mai utilizați algoritmi de tip TFR este cunoscut sub denumirea de decimare în timp. Decimarea este un termen utilizat în matematică pentru procesul de reordonare a unei secvențe după o anumită regulă.

Implementarea algoritmului de calcul al TFR debutează cu rearanjarea eșantioanelor din domeniul timp, prin sortări succesive ale acestora după indicii pari și respectiv impari. Dacă șirul eșantioanelor din domeniul timp este $x(i) = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_N)$, $i=1..N$, atunci după prima reordonare se va obține $x_1(i) = (x_1, x_3, \dots, x_{N-1})$, $i=\text{impar}$ și $x_2(i) = (x_2, x_4, \dots, x_N)$, $i=\text{par}$. Continuând acest raționament pentru fiecare subșir rezultat, în final se vor obține N domenii timp cu câte un singur eșantion.

Acest algoritm poate fi ușor implementat dacă indicii de ordine ai eșantioanelor sunt scriși în format binar și se realizează o întoarcere în oglindă a acestora, urmată de revenirea la formatul zecimal (bit reversed order). Noua poziție a fiecărui eșantion va fi dată de noul indice obținut în urma conversiei (fig. 10).

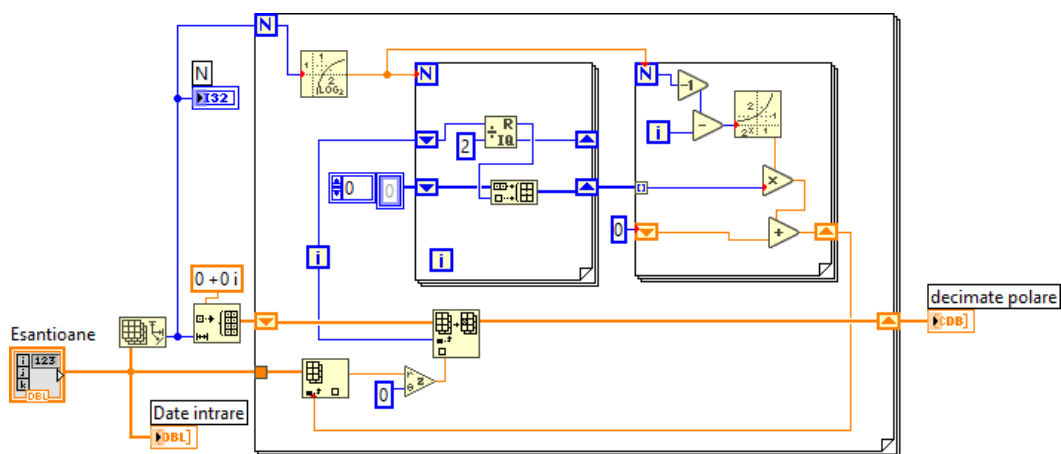


Fig. 10. Algoritm de decimare

În urma încheierii procesului de decimare, s-au obținut N domenii de timp cu câte un eșantion fiecare. Trecerea în domeniul frecvență al acestor eșantioane nu reprezintă o problemă deoarece imaginea spectrală a unui domeniu timp de un punct este chiar punctul însuși. Astfel se obțin N domenii frecvență de câte un singur eșantion. Reordonarea în domeniul frecvență nu poate parcurge raționamentul invers al decimării și din această cauză combinarea celor N spectre de

imagini într-unul singur se realizează prin aplicări succesive a TFD ținând cont de proprietățile care permit înlăturarea multiplicărilor redundante.

Celula de bază a calculului TFR o reprezintă diagrama fluture care transformă două valori complexe în alte două valori complexe.

În figura 11 este prezentat algoritmul de calcul al FFT cu argument neintreg dezvoltat prin metode de instrumentație virtuală. Intrarea este desemnată de eşantioanele complexe decimate în timp, iar ieşirea este sub forma unui vector de elemente complexe. Algoritmul este realizat din înlănţuirea a trei bucle *for*. Pornind de la interior spre exterior, prima buclă *for* realizează calculul celulei de bază, diagrama fluture. Se realizează diagramele fluture din poziția *j* a tuturor TFD-urilor unei etape (*level*). Cea de a doua buclă *for* indexată după *j*, stabileşte poziția diagramei fluture de executat din interiorul fiecărui TFD. Bucla *for* superioară realizează comutarea între etape.

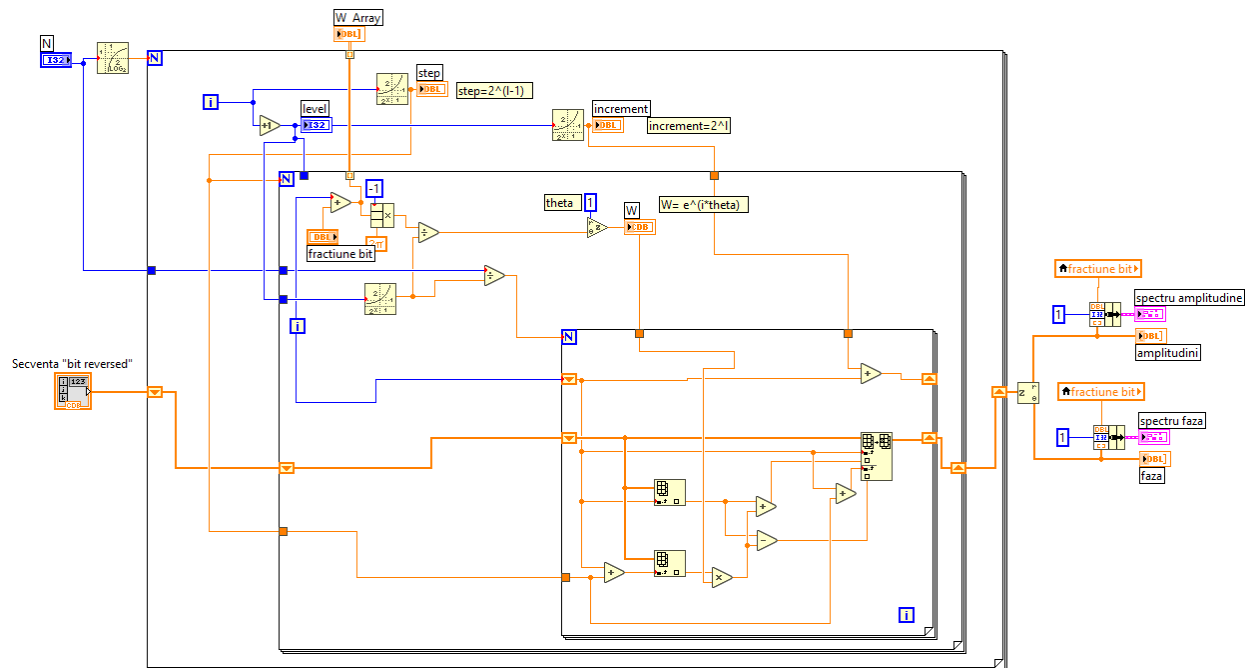


Fig. 11. Demodulator FFT cu argument neintreg

Specificația parametrilor implicați în algoritm:

- Parametrul *level* reprezintă numărul de etape necesare realizării TFR. Numărul *level*-urilor este de $\log_2 N$;
- Parametrul *step* reprezintă distanța dintre punctele de intrare ale diagramei fluture și este constantă pe un *level*;
- Parametrul *increment* are valoare dublă față de *step* și reprezintă distanța dintre două diagrame fluture cu aceeași poziție (aceiași *j*) în două TFD-uri alăturate și are aceeași valoare într-un *level*;
- Parametrul *i* indică poziția TFD-ului (grup compact de diagrame fluture);
- Parametrul *j* indică poziția diagramei fluture în TFD;
- Valoarea parametrului *W* pentru pe parcursul unui *level* depinde doar de valoarea parametrului *j*;
- Pentru fiecare *level* se calculează $N/2^{\text{level}}$ TFD-uri în 2^{level} puncte;
- Eșantioanele de intrare au parcurs procedura de decimare în timp, deci sunt reprezentate de N domenii frecvență, fiecare domeniu fiind alcătuit din câte un singur eșantion;
- Parametrul *fractiune bit* determina argumentul neintreg.

Pentru testarea demodulatorului s-a realizat un banc comparativ între metoda dezvoltată și Zero-Padding. Experimental s-au obținut aceleași valori de ieșire pentru ambele metode, confirmând astfel modelul teoretic. O secvență de test este prezentată în figura 12, pentru o multiplicare a bins-urilor de 8 ori în care secvența de date de intrare este din 4 bins-uri: 1;2;3;4.

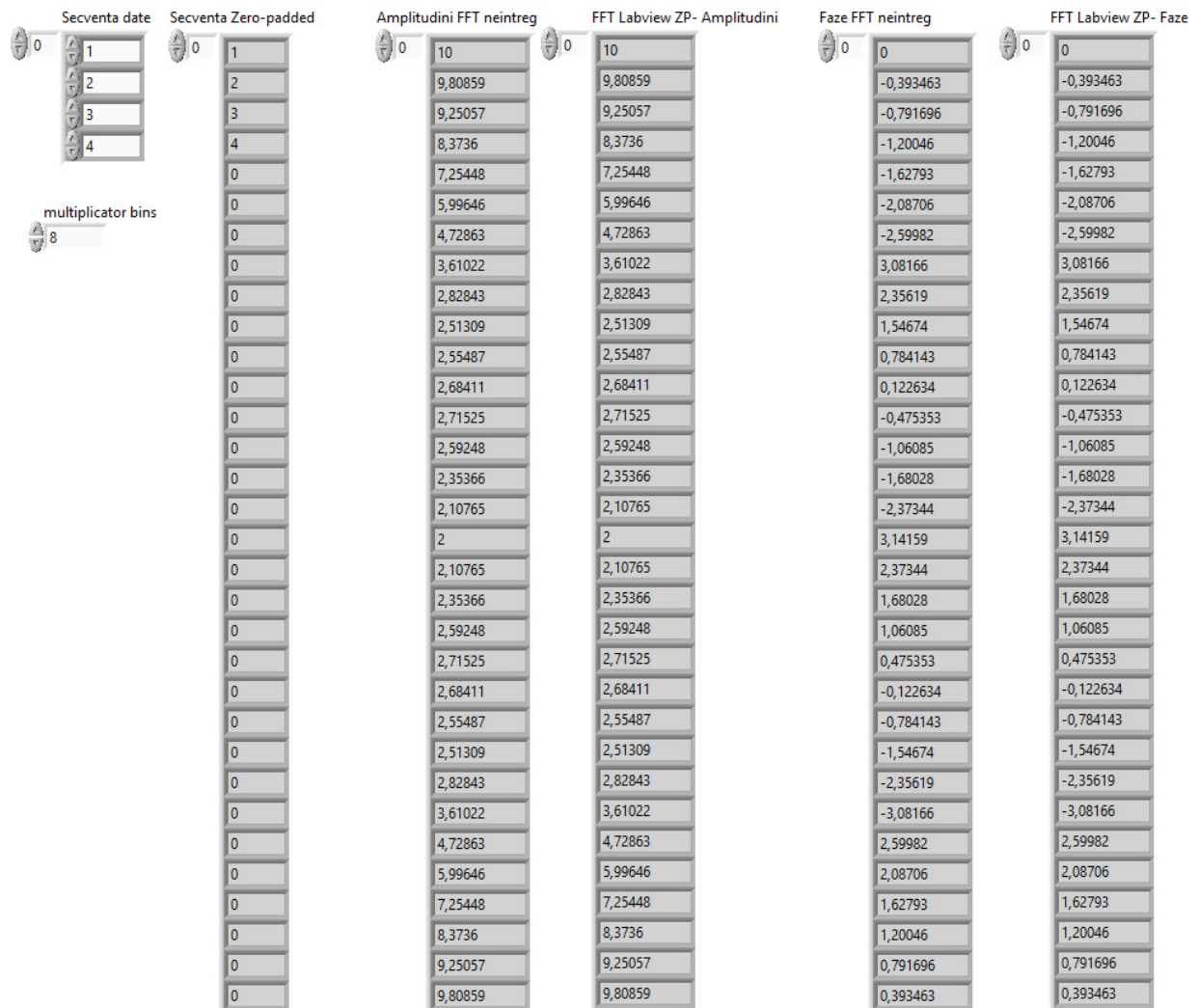


Fig. 12. Secvența de testarea a demodulatorului

Concluzii finale

S-a dezvoltat și testat pe un banc comparativ demodulatorul FFT cu argument neîntreg. Rezultatele obținute validează modelul teoretic și permit implementarea acestuia în lanțul OFDM în etapa următoare.