

# Telecomunicații

Anul XXX/Nr. 2/2003

Publicație editată:

- Sub egida:  
◇ Ministerului Educației, Cercetării  
și Tineretului,

*ministru*

*Alexandru ATHANASIU*

- ◇ Ministerului Comunicațiilor  
și Tehnologiei Informației,

*ministru*

*Dan NICA*

- Cu sprijinul:

- ◇ Institutului Național de Studii  
și Cercetări pentru Comunicații

- ◇ Universității Politehnica  
din București

## COLECTIVUL DE REDACȚIE

Adelaida MATEESCU

Ion STĂNCIULESCU

Ștefan-Victor NICOLAESCU

Ioan CONSTANTIN

Marin DRĂGULINESCU

Alexandru Ștefan PREDA

## ÎNGRIJIRE EDITORIALĂ

Editura AGIR

Coordonator editorial: Ioan GANEA

Redactor-șef: Dan BOGDAN

Redactor: Adina NEGOIȚĂ

Grafică copertă: Camelia BOGOI

## CUPRINS

1. Eliodor Predescu  
In memoriam ing. Mircea-Jaques Wardalla ..... 3
2. Ștefan-Victor Nicolaescu  
TD-CDMA, sistem de comunicații mobile de generația  
a treia ..... 6
3. Cristina - Gabriela Gheorghe  
Serviciile oferite de rețelele de comunicații 3G ..... 21
4. Ciprian Comșa, Ion Bogdan  
OFDM, tehnică de transmisie cu codare a datelor ..... 30
5. Călin Poenaru, Mircea Răducanu, Adelaida Mateescu  
Efecte ale timpului de întârziere asupra traficului de date  
de tip IP în rețelele de mare viteză ..... 39
6. George Lojewski  
Proiectarea asistată de calculator a unor filtre trece-bandă  
microstrip compacte, de tip cvasi-eliptic ..... 43
7. Constantin Paleologu, Călin Vlădeanu,  
Mircea Răducanu  
Algoritm de echivalare a structurii "lattice asimetrică scară"  
a algoritmilor QRD-LSL fără radicali cu o structură  
transversală de filtru FIR numeric ..... 52
8. Dan Rachieru  
Securitatea comunicațiilor de date. Vedere generală ..... 59

ISSN 1223-6527



# OFDM, tehnică de transmisie cu codare a datelor

Prep. ing. Ciprian COMȘA\*

Prof. univ. dr. ing. Ion BOGDAN\*

**Cuvinte cheie.** Modulație, OFDM, multi-purtătoare, codare, probabilitate de eroare.

**Rezumat.** Interesul pentru multiplexarea cu divizare ortogonală în frecvență (OFDM) a sporit în ultimul timp o dată cu dezvoltarea tehnologiilor de procesare rapidă a semnalelor. OFDM s-a dovedit a fi foarte eficientă în combaterea efectelor interferențelor intersimbol grupând strâns împreună mai multe purtătoare modulate, dar păstrându-le ortogonale, astfel încât să nu interfereze între ele.

## 1. Elemente cheie ale OFDM

Diversificarea aplicațiilor multimedia a indus și necesitatea din ce în ce mai acută a utilizării rețelelor de comunicații wireless de bandă largă, precum și creșterea vitezei de acces necesare în aceste rețele. Multiplexarea cu divizare ortogonală în frecvență (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) s-a dovedit a fi potrivită acestui tip de aplicații, fiind o metodă de modulație a datelor ce combate efectele interferențelor intersimbol (ISI) cauzate de propagarea multicale ce caracterizează canalele radio. OFDM este utilizată atât în medii wireless, precum sistemele de comunicații mobile, difuziunea audio digitală (Digital Audio Broadcast - DAB). Tot tehnica

**Key-words.** Modulation, OFDM, multi-carrier, coding, bit error rate.

**Abstract.** Multicarrier or Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) has gain recently an increased interest with the development of faster signal processing components and technologies. OFDM has been shown to be a very efficient scheme for mitigating the adverse effects of inter-symbol interference, squeezing multiple modulated carriers tightly together but keeping the modulated signals orthogonal so they do not interfere with each other's.

OFDM, cunoscută și ca DMT (digital multitone), este utilizată și în comunicațiile de bandă largă în rețelele filare, exploatându-se sistemele HDSL și ADSL (high-bit-rate / asymmetric digital subscribers line) [1], [2].

În aplicațiile wireless, OFDM poate fi întâlnită într-o serie de standarde pentru rețele locale fără fir (wireless local area network - WLAN), precum IEEE 802.11 în SUA, ARIB MMAC în Japonia, sau HIPERLAN/2, definit de Institutul European de Standardizare pentru Telecomunicații în Rețele de Bandă Largă cu Acces Radio (ETSI - BRAN). Acest sistem suportă comunicații de viteze mari de până la 54Mbiți/s între dispozitive comutaționale portabile și puncte de acces legate la o rețea Ethernet, ATM sau UMTS [2], [7].

Ideea principală ce stă la baza tehnicii OFDM constă în împărțirea șirului de date ce urmează a fi

\* Universitatea Tehnică „Gh. Asachi” – Iași.

transmise în  $N$  șiruri paralele de date cu o rată redusă și transmiterea fiecăruia dintre acestea pe o subpurtătoare (subcanal) separată. Aceste subpurtătoare devin ortogonale prin alegerea adecvată a spațiului de frecvență dintre ele. În consecință, suprapunerea spectrală a subcanalelor este permisă deoarece condiția de ortogonalitate ne asigură că receptorul poate separa subpurtătoarele OFDM și astfel se poate atinge o eficiență spectrală mai bună în utilizarea tehnicii de multiplexare cu diviziune în frecvență.

OFDM combate fadingul selectiv în frecvență și împrăștie erorile de grup cauzate de canalele radio de bandă largă. Pentru a preveni interferențele intersimbol, la transmisie, fiecărui simbol OFDM i se adaugă un prefix ciclic sau interval de gardă, care la recepție va fi eliminat, înainte de intrarea în blocul de decizie. Există totuși și o serie de algoritmi și tehnici propuse de sisteme OFDM neconvenționale, care nu folosesc interval de gardă [11]. Prefixul ciclic, care reprezintă o copie a ultimei părți a simbolului OFDM, poate fi totodată exploatat și de către circuitele de sincronizare [13]. Tehnica de sincronizare pe baza extensiei ciclice este utilizată în sistemele cu conexiuni cu comutare de circuit, în care nu sunt disponibile semnale de antrenare. Pentru transmisia de pachete, însă, pot fi utilizate simboluri OFDM speciale, de antrenare, al căror conținut este cunoscut *a priori* de către receptor.

Estimarea răspunsului canalului se realizează la recepție cu ajutorul simbolurilor de antrenare incluse în preambulul de date. Cunoașterea *a priori* a preambulului de date transmise facilitează generarea unui vector care să definească informația de stare a canalului. Acesta este utilizat pentru a elimina distorsiunile datorate canalului prin multiplicarea vectorului de date OFDM recepționat cu

răspunsul estimat al canalului. O altă metodă de compensare a fluctuațiilor amplitudinii și/sau fazei datorate fadingului o reprezintă inserarea la transmisie a unor secvențe pilot la intervale de timp fixe, utilizate de receptor pentru a estima caracteristicile canalului de comunicație [5].

Între principalele avantaje ale tehnicii de transmisie OFDM se numără [16]: ① modalitatea eficientă în care se comportă sistemul în condiții de propagare multicanale; pentru o anumită dispersie a întâzierii de sosire la receptor a replicilor semnalului transmis, complexitatea implementării este semnificativ mai mică decât în cazul unui sistem cu o singură purtătoare, cu egalizor la recepție; ② în cazul canalelor lent variabile în timp, este posibilă creșterea semnificativă a capacității sistemului prin adaptarea ratei de date pe subpurtătoare în funcție de raportul semnal / zgomot pe fiecare subpurtătoare; ③ OFDM este o tehnică robustă la interferențele de bandă îngustă, deoarece acestea afectează doar un procent redus din banda de transmisie.

Totuși, OFDM are și neajunsuri, comparativ cu sistemele cu o singură purtătoare: ① este mult mai sensibilă la deviațiile de frecvență și la zgomotul de fază; ② natura sa ortogonală presupune semnale cu o gamă dinamică mare, impunând un raport relativ mare între valoarea de vârf a puterii semnalului OFDM și valoarea medie a acestei puteri, ceea ce reduce eficiența amplificatoarelor de putere de radiofrecvență.

## 2. Modelul matematic al unui sistem OFDM

Pentru a realiza o descriere matematică [4], [6] a unui sistem OFDM, se consideră un sistem cu  $N$  subpurtătoare, o bandă totală de transmisie  $B[\text{Hz}]$

și lungimea totală a unui simbol OFDM  $T_S$  secunde, din care  $T_{CP}$  reprezintă lungimea extensi- ei ciclice. Spațierea purtătoarelor este dată de relația (1) și figura 1:

$$T = \frac{1}{\Delta f} = \frac{N}{B} = T_S - T_{CP} \quad (1)$$

Figura 2 ilustrează modelul matematic al procesărilor de semnal în banda de bază dintr-un sistem OFDM, descris în cele ce urmează. Fiecare al  $n$ -lea simbol OFDM din fluxul de transmisie poate fi scris ca o mulțime de purtătoare emise în paralel. Relațiile (2) exprimă formele de undă utilizate la modulare:

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_S - T_{CP}}} \cdot e^{j2\pi f_k(t - T_{CP})} & , t \in [0, T_S) \\ 0 & , \text{în rest} \end{cases} \quad (2)$$

unde

$$f_k = f_C + \left(k - \frac{N-1}{2}\right) \cdot \frac{1}{T}, \quad k = 0, \dots, N-1,$$

pentru reprezentarea trece-bandă

$$f_k = \frac{k}{T}, \quad k = 0, \dots, N-1,$$

pentru reprezentarea echivalentă în banda de bază

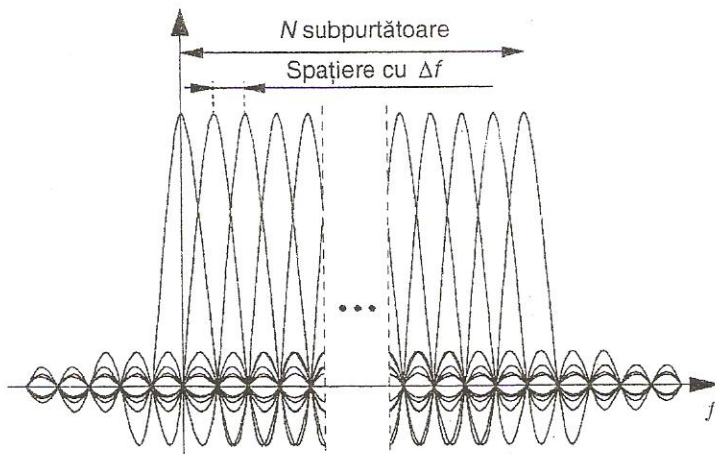


Fig. 1. Subpurtătoarele unui sistem OFDM.

De notat faptul că termenul nenul din  $\phi_k(t)$  are perioada  $[T_{CP}, T_S)$ , iar pentru  $t \in [0, T_{CP})$  se îndeplinește condiția (3):

$$\phi_k(t) = \phi_k\left(t + \frac{N}{B}\right), \quad \text{pentru } t \in [0, T_{CP}) \quad (3)$$

Dacă  $d_{n,0}, \dots, d_{n,N-1}$  reprezintă simbolurile complexe obținute printr-o mapare QAM a fluxului de date de intrare, atunci cea de-al  $n$ -lea simbol OFDM,  $s_n(t)$  poate fi exprimat prin relația (4), iar secvența infinită de simboluri OFDM transmise se obține prin juxtapunerea simbolurilor individuale:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} d_{k,n} \phi_k(t - nT_S) \quad (4)$$

Presupunând că răspunsul la impuls al canalului de comunicație  $ch(\tau; t)$  (posibil variabil în timp) are lungimea restricționată la durata prefixului ciclic  $\tau \in [0, T_{CP})$ , semnalul recepționat are forma (5), în care  $n(t)$  reprezintă zgomotul complex, alb, aditiv și Gaussian (AWGN) care afectează canalul:

$$r(t) = (ch * s)(t) = \int_0^{T_{CP}} ch(\tau; t) s(t - \tau) + n(t) \quad (5)$$

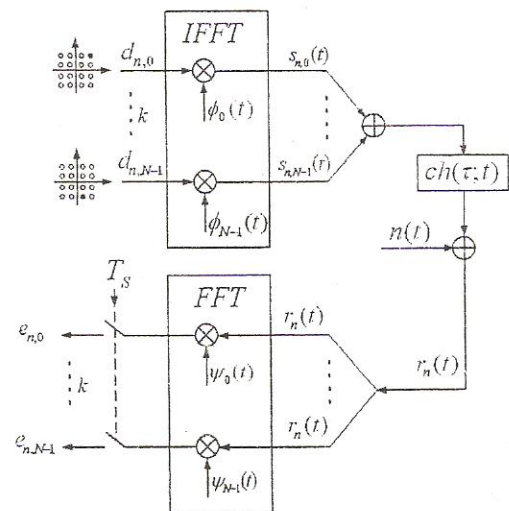


Fig. 2. Modelul unui sistem OFDM în banda de bază.

Filtrele receptoare sunt adaptate pe ultima parte,  $[T_{CP}, T_S)$ , a formei de undă purtătoare, ca și în relația (6), prefixul ciclic fiind astfel eliminat la recepție. De vreme ce extensia ciclică este cea care conține interferențele intersimbol, ieșirea eșantionată din blocul de filtrare al receptorului nu va conține ISI. De asemenea, la scrierea analitică a ieșirii eșantionate a filtrului adaptat, cu numărul de ordine  $k$ , se poate ignora indexul temporal  $n$ , ca în relația (7):

$$\psi_k(t) = \begin{cases} \phi_k^*(T_S - t) & , t \in [0, T_S - T_{CP}) \\ 0 & , \text{în rest} \end{cases} \quad (6)$$

$$e_k = (r * \psi_k)(t)|_{t=T_S} = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \cdot \psi_k(T_S - t) \cdot dt \quad (7)$$

Considerând răspunsul canalului ca fiind constant pe parcursul duratei de simbol și referindu-l prin  $ch(\tau)$  și ținând cont de condiția de ortogonalitate exprimată prin relația (8), rezultă după câteva raționamente matematice semnalul de date detectat, exprimat prin relația (9):

$$\int_{T_{CP}}^T \phi_l(t) \cdot \phi_k^*(t) dt = \delta(k - l) \quad (8)$$

$$e_k = h_k \cdot d_k + n_k ,$$

$$\text{unde: } \begin{aligned} h_k &= \int_0^{T_{CP}} ch(\tau) \cdot e^{-j2\pi k\tau \frac{B}{N}} \cdot d\tau \text{ și} \\ n_k &= \int_{T_{CP}}^{T_S} n(T_S - t) \cdot \phi_k^*(t) \cdot dt \end{aligned} \quad (9)$$

Prin eșantionarea echivalentului trece-jos al semnalelor din relațiile (2) și (4), cu o rată de eșantionare de  $N$  ori mai mare decât rata de simbol a fiecărei subpurtătoare,  $1/T$ , se poate obține modelul discret al unui sistem OFDM în banda de bază, în care modularea / demodularea cu formele de undă  $\phi/\psi$  poate fi înlocuită cu perechea de transformate Fourier discrete iDFT/DFT (în realitate

cu perechea de transformate Fourier rapide iFFT/FFT), iar modelul de canal poate fi adaptat prin folosirea convoluției discrete în timp.

### 3. Modelul sistemic al OFDM

În figura 3 este reprezentată schema bloc a unui sistem OFDM [9], [16], iar în continuare sunt descrise metodele de generare a semnalelor OFDM. Intrarea binară de date este codată utilizând un cod corector de erori bloc (FEC). Acest lucru se realizează fie prin utilizarea unui singur cod convoluțional, fie prin utilizarea unor coduri concatenate. De regulă, se folosește un cod exterior cu decizie hardware, care ar putea fi un cod Reed-Solomon scurtat [17], urmat de un cod convoluțional cu rată de 1/2 [sau cu o rată mai mare urmată de eliminarea (puncturing) unor biți redundanți]. Codoarele sunt însoțite de blocuri de intercalare a biților și uneori de blocuri de aleatorizare a datelor (*scrambler*). La recepție se realizează operațiile inverse, folosindu-se ca pereche a codorului convoluțional un decodor Viterbi cu decizie software.

Semnalul suferă apoi o modulație digitală de fază, care poate fi de la BPSK până la 256QAM. Pentru comunicațiile afectate de fading se preferă utilizarea unor constelații de semnal de ordin mare [16], în combinație cu scheme de codare de rată redusă. Utilizarea structurilor Trellis pentru codare convoluțională necesită ca modulația QAM să fie precedată de o precodare Gray. Pentru a estima efectele fadingului asupra semnalului transmis este foarte potrivită pentru transmisiile continue inserarea în fluxul de date la intervale de timp fixe a unor subpurtătoare pilot cu polaritatea generată de o secvență pseudoaleatoare. Blocul FFT hardware

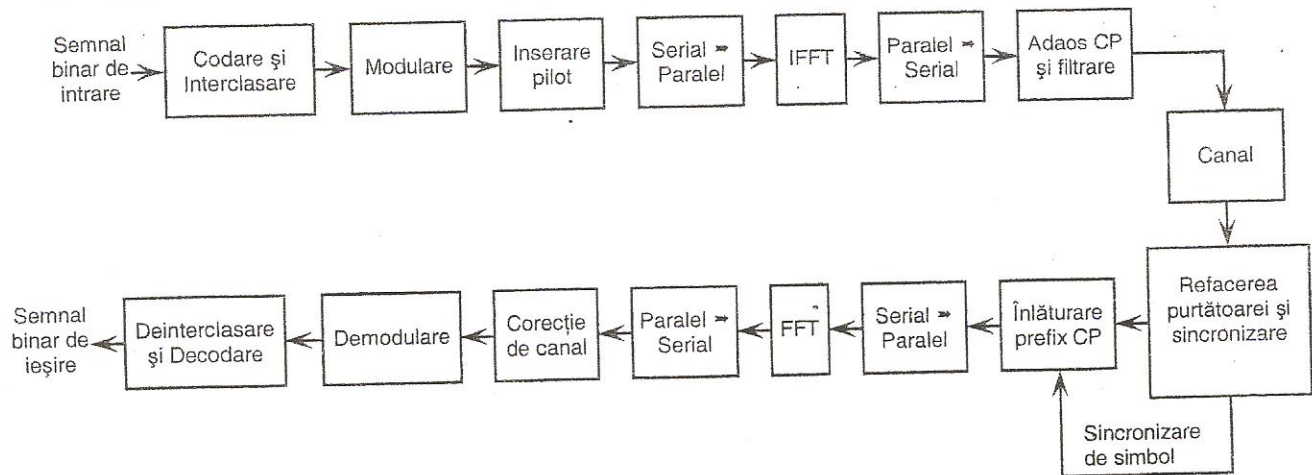


Fig. 3. Diagrama bloc a unui sistem OFDM.

este similar blocului IFFT și, ca urmare, poate fi utilizat un singur bloc care să îndeplinească ambele funcțiuni, dar nu simultan. Un bloc IFFT eficient poate fi realizat utilizând un algoritm *radix-4 butterfly* [16]. Prefixul ciclic este important pentru sincronizare, mai ales în transmisiile continue, și pentru evitarea interferențelor intersimbol cauzate de propagarea multicaie. Componentele spectrale ce depășesc banda alocată au o descreștere insuficient de rapidă, iar pentru a o accelera se aplică o filtrare (*windowing*) a semnalului OFDM. Se pot utiliza atât ferestre de filtrare convenționale, precum cosinus ridicat, Hamming, Blackman, Kaiser, sau funcții special proiectate, precum fereastra Lawrey [10].

#### 4. Rolul codării de canal în OFDM

După cum s-a menționat anterior, OFDM rezolvă problema interferențelor intersimbol prin transmiterea împreună a unui număr de subpurtătoare ortogonale de bandă îngustă și utilizând un interval de gardă (prefix ciclic). Apare însă o altă problemă prin faptul că într-un canal afectat de fading multicaie, toate subpurtătoarele vor ajunge la receptor cu amplitudini diferite. Mai mult, unele subpurtătoare pot fi chiar complet pierdute datorită

fadingului puternic. Prin urmare, chiar dacă majoritatea purtătoarelor sunt detectate fără erori, rata globală a erorilor de bit va fi puternic deteriorată de cele câteva subpurtătoare cu amplitudini foarte mici, pentru care probabilitatea de eroare se situează în jurul valorii de 0,5. Pentru a preîntâmpina acest lucru este esențială utilizarea unei tehnici de codare a datelor.

Prin utilizarea codării tuturor subpurtătoarelor în ansamblu, erorile apărute pe subpurtătoarele cu nivel slab pot fi corectate până la o anumită limită, dependentă de tipul codului utilizat și al canalului. O codare eficientă în cazul OFDM echivalează cu faptul că performanțele legăturii de date OFDM sunt determinate de puterea medie recepționată și nu de puterea subpurtătoarei celei mai slabe.

După cum s-a precizat anterior, pentru codare se poate utiliza un cod bloc sau convoluțional sau se pot combina sau concatena două coduri. Principalul avantaj al unui cod concatenat este acela că poate oferi un câștig de codare mare cu o complexitate a implementării redusă, în comparație cu un cod simplu [16]. Într-o schemă de codare concatenată, biții de intrare sunt mai întâi codați și intercalați de un codor și, respectiv, un circuit de intercalare exterioare. Biții astfel codați sunt apoi din nou codați și intercalați de un codor și,

respectiv, un circuit de intercalare interioare. De obicei, codul interior este un cod convoluțional, iar cel exterior este un cod bloc, de exemplu, un cod Reed Solomon. Motivația acestui fapt constă în aceea că un cod convoluțional cu decizie software se comportă mai bine la valori relativ mici ale raportului semnal / zgomot la intrare. Decodorul bloc cu decizie hardware are sarcina mai simplă să corecteze apoi erorile relativ puține rămase între biții de ieșire din decodorul convoluțional.

Un codor convoluțional cu rată de eroare 1/2 poate fi simplu implementat cu ajutorul unui registru de deplasare cu sumatoare modulo 2. Un cod convoluțional poate fi urmat de puncturing pentru a i se crește rata de codare. De exemplu, creșterea ratei de la 1/2 la 3/4 poate fi realizată prin eliminarea a 2 biți din 6 la ieșirea codorului. Dacă, de exemplu, pentru o rată de 1/2, secvența de ieșire din codor este  $\{A_1B_1A_2B_2A_3B_3\dots\}$ , pentru o rată de 3/4 obținută prin puncturing, secvența ar putea fi  $\{A_1B_1A_2B_3A_4B_4A_5B_6A_7B_7\dots\}$ , iar pentru o rată de 2/3 obținută de asemenea prin puncturing, secvența ar putea fi  $\{A_1B_1A_2A_3B_3A_4A_5B_5\dots\}$ . Pentru a decoda o secvență obținută prin puncturing se utilizează un decodor cu rata egală cu rata originală (1/2), având grijă, anterior decodării, în secvența de date recepționată să se reintroducă biții eliminați prin puncturing. Decodarea codurilor convoluționale se realizează de regulă cu un detector Viterbi cu decizie software, care reprezintă o metodă eficientă de estimare optimă a secvenței de date transmise.

Sarcina circuitelor de intercalare este aceea de a dispersa cât mai mult posibil erorile grupate. În cazul utilizării la codarea exterioară a unui cod bloc, circuitul de intercalare exterior trebuie să separe simbolurile de preferință cu mai mult decât lungimea blocului utilizat de codul bloc. Comparativ cu un sistem ce utilizează un cod simplu, codarea concatenată introduce o întârziere mai mare datorită

intercalării suplimentare, care poate constitui un dezavantaj pentru comunicațiile ce vehiculează pachete de date.

## 5. Model de simulare OFDM

Pentru a ilustra efectele codării într-un sistem OFDM, ne-am îndreptat atenția asupra standardului HYPERLAN/2, ai cărui parametri principali sunt ilustrați în tabelul 1 [16].

Am ales pentru simulare un sistem OFDM cu o rată a datelor de 8 Mbps și cu o tehnică de modulație 64QAM. Intervalul de gardă trebuie să fie de 3-5 ori mai mare decât dispersia întârzierilor de propagare, pentru a combate interferențele intersimbol. Presupunând o dispersie de 200 ns acceptabilă și pentru mediul indoor și pentru mediul outdoor microcelular [16], o lungime a intervalului de gardă de  $T_{CP} = 800$  ns este satisfăcătoare. De asemenea, intervalul de gardă introduce o scădere a raportului semnal / zgomot, exprimată prin relația (10), având în cazul de față valoarea  $\Delta_{SNR} = 0,9691$ , valoare acceptabilă, dat fiind faptul că este mai mică de 1 dB.

$$\Delta_{SNR} = -10 \cdot \log_{10} \left( 1 - \frac{T_{CP}}{T_S} \right) \quad (10)$$

Numărul de subpurtătoare fiind 52 (inclusiv 4 subpurtătoare pilot), lungimea blocului FFT va fi 64, implicând o pațiere a subpurtătoarelor egală cu  $200 \text{ MHz}/64 = 312,5 \text{ kHz} = 1/3,2 \mu\text{s}$ . Pentru a obține o rată de bit de 48 Mbps, cu intervalul de simbol  $T_S = 4 \mu\text{s}$ , numărul de biți pe simbol OFDM trebuie să fie 192. Având în vedere numărul de puncte al constelației semnalului modulat ( $2^6 = 64$ ), rata de codare aleasă este 2/3, potrivită și cu numărul de  $52 \cdot 4 = 48$  de subpurtătoare de date ( $2/3 = 192/288 = 6 \cdot 32/6 \cdot 48$ ). Se alege un codor exterior Reed



Solomon scurtat (36,32) și un codor interior *Trellis* și 171<sub>(6)</sub>, cu rata de 1/2 , ridicată la 3/4 prin puncturing.

Tabelul 1

Principali parametri ai standardului HYPERLAN/2

Rata de date	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbps	Durata unui symbol OFDM	4 μs
Tipul de modulație	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM	Durata intervalului de gardă	800 ns
Rata de codare	1/2, 2/3, 3/4	Spațierea subpurtătoarelor	312.5 kHz
Numărul total al subpurtătoarelor	52	Banda la -3dB	16.56 MHz
Numărul subpurtătoarelor pilot	4	Spațierea canalelor	20 MHz

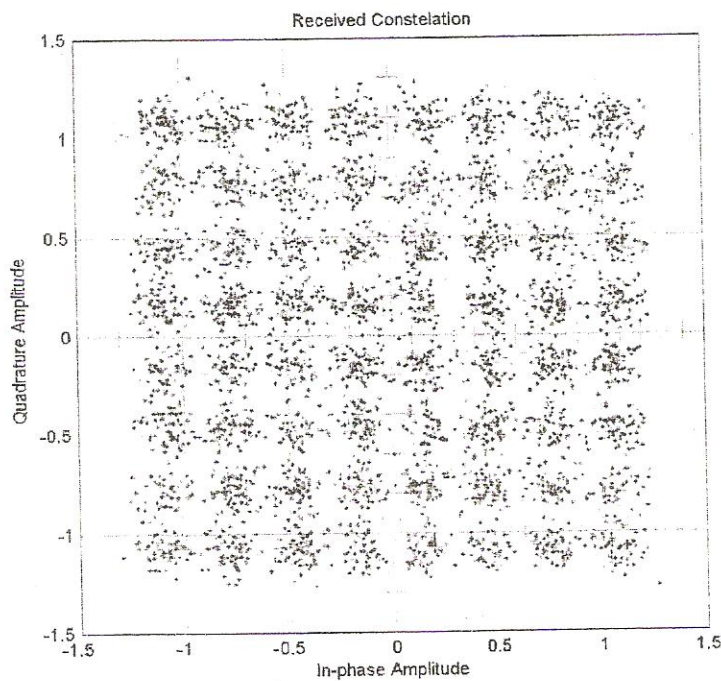


Fig. 4. Constelația semnalului 64QAM recepționat pentru  $E_b/N_0 = 19,5$  dB .

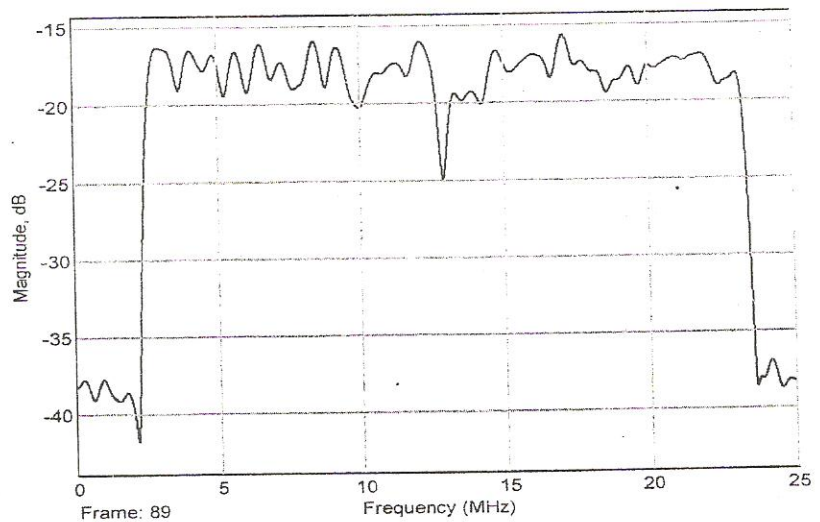


Fig. 5. Spectrul semnalului transmis.

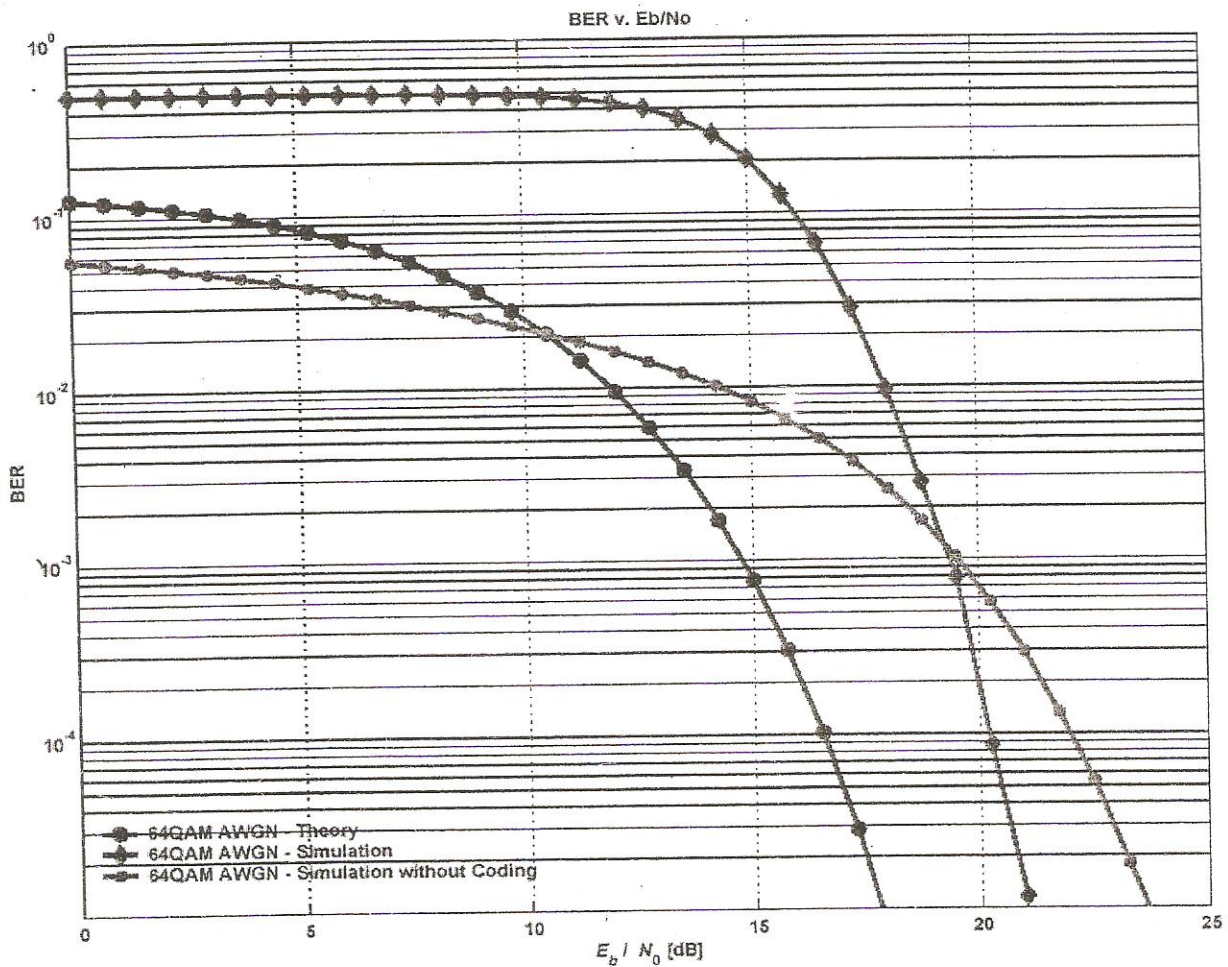


Fig. 6. BER pentru 64QAM și AWGN.

Sistemul a fost modelat în Mathworks Simulink, utilizând semnale pe bază de frame-uri, ceea ce duce la creșterea vitezei de simulare [12], [15]. Folosind blocuri Simulink, se pot explora rate de date, puteri de semnal, forme de undă, constelația de semnal QAM, ca în figura 4, spectrul semnalului, ca în figura 5, sau rata instantanee a erorilor de bit (BER). Pentru a obține o reprezentare a BER în funcție de raportul energie de bit / densitate spectrală de zgomot ( $E_b/N_0$ ) pentru un canal afectat de zgomot alb aditiv gaussian (AWGN), s-a folosit un script matlab care modifică automat parametrul  $E_b/N_0$  al blocului AWGN și simulează sistemul OFDM pentru un timp specificat.

Potrivit literaturii de specialitate [5], [14], performanțele teoretice ale unui sistem cu modulație 64QAM pe canal AWGN sunt exprimabile prin relația (11):

$$BER_{Th} = \frac{7}{24} \cdot \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{1}{7}} \cdot E_b / N_0 \right) - \frac{49}{384} \cdot \operatorname{erfc}^2 \left( \sqrt{\frac{1}{7}} \cdot E_b / N_0 \right) \quad (11)$$

În figura 6 se poate observa forma BER față de  $E_b/N_0$ , pentru un canal AWGN pentru cazul teoretic și cel simulat, cu și fără codare. Se observă diferențele între cele trei cazuri în termeni de raport  $E_b/N_0$ . Trebuie avut în vedere față de rezultatele teoretice și pierderile de 0,9691dB ale raportului

semnal / zgomot induse de utilizarea intervalului de gardă.

## Bibliografie

- [1] Abdelkefi F., Duhamel P., Alberge F., *A posteriori control of complex Reed Solomon Decoding with applications to impulse noise cancellation in Hiperlan2*, ICC Proceedings, New York 2002.
- [2] Ben Slimane, S., *Channel Estimation for HIPERLAN/2 with Transmitter Diversity*, ICC Proceedings, New York 2002.
- [3] Comşa C., Alecsandrescu I., Bogdan I., Maiorescu A., *Simulation Model for Mobile Radio Channels*, ECIT Iasi, 2002.
- [4] Edfors O., Sandell M., Van de Beek J. J., *An Introduction to Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, 1996.
- [5] Harada H., Prasad R., *Simulation and Software Radio for Mobile Communications*, Artech House, 2002.
- [6] Hazy L., *Initial Channel Estimation and Frame Synchronization in OFDM Systems for Frequency Selective Channels*, <http://www.sce.carleton.ca/~hazy/MEng/>, 1997.
- [7] HIPERLAN/2 standard, defined by ETSI BRAN, [www.etsi.org](http://www.etsi.org).
- [8] IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, *OFDM proposal for the IEEE 802.16a PHY draft standard*, <http://ieee802.org/16>.
- [9] Intini A. L., *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Networks*, Santa Clara University of California, 2000.
- [10] Lawrey E. Ph., *Adaptive Techniques for Multiuser OFDM*, Thesis submitted in December 2001 for the degree of PhD, James Cook University, Australia.
- [11] Lee Y., Huang P., *Channel Interpolation and MMSE Multi-Input Multi-Output Frequency-Domain DFE for Wireless Data Communications Using OFDM*, ICC Proceedings, New York 2002.
- [12] Mathworks Matlab and Simulink Official Website, [www.mathworks.com](http://www.mathworks.com).
- [13] OFDM Forum website, <http://www.ofdm-forum.com>.
- [14] Proakis J. G., Salehi M., *Communication Systems Engineering - Second Edition*, Prentice Hall, 2002.
- [15] Thorpe Ch., *OFDM Wireless Simulation Using Simulink, international DSP Conference*, Stuttgart, May, 2001.
- [16] Van Nee R. and Prasad R., *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House Publishers, Boston, 2000.
- [17] Zaghoul H., Knudsen St., Fatouche M., *Reed Solomon FEC for OFDM tranceiver*, <http://www.wi-lan.com>, Wi-Lan, 1998.

