Modulaţia şi recepţia în sistemul de telefonie mobilă GSM

Scopul lucrării:

*a) Studiul tehnicii de modulaţie **GMSK** şi a avantajelor sale, comparativ cu alte tipuri de modulaţie adecvate transmisiunilor de date.*

*b) Motivarea alegerii tipului de egalizare pentru sistemul de telefonie mobilă **GSM** în funcţie de caracteristicile canalului radio.*

1. Introducere

În sistemele celulare digitale trebuie îndeplinite următoarele cerinţe generale:

- utilizarea eficientă a benzii de frecvenţe;
- performanţe bune din punct de vedere al ratei erorilor (***Bit error rate -BER***);
- utilizarea eficientă a energiei electrice a mobilului;
- aplicabilitate în sistemele celulare;
- complexitate acceptabilă a implementării.

O măsură a eficenţei modulaţiei este distanţa dintre canale, care trebuie să fie cât mai mică.

Presupunând că suprapunerea spectrelor de radiofrecvenţă (**RF**) ale canalelor adiacente este interzisă, este necesară o separare între canale dată de:

$$f_s = B + 2\Delta f + \Delta D \,, \qquad (1)$$

unde **B** este lărgimea de banda ocupată de semnalul **RF**, ***Δf*** reprezintă deriva de frecvenţă a purtătorului, iar ***ΔD***, variaţia frecvenţei datorată efectului Doppler. Lărgimea de bandă a transmisiei poate fi exprimată ca $\mathbf{B = R_d/m}$, unde $\mathbf{R_d}$ reprezintă debitul datelor, iar ***m***, eficienţa utilizării spectrale. În acest caz relaţia (1) poate fi scrisă:

$$f_s = (R_d/m) + 2\Delta f + \Delta D \,, \qquad (2)$$

Pentru a micşora separarea între canale în sistemele de telefonie celulară, există următoarele posibilităţi:

1) reducerea debitului în urma codării vocii;
2) micşorarea benzii de frecvenţe ocupate prin utilizarea unei modulaţii digitale eficiente şi creşterea valorii ***m***;
3) reducerea deviaţiei de frecvenţă a purtătorului.

Asupra deviaţiei de frecvenţă datorate efectului Doppler, nu se poate acţiona, ea depinzând doar de viteza de deplasare a terminalului mobil. Deriva frecvenţei purtătoare este dată de stabilitatea oscilatorului local. Ţinând cont de cerinţele de simplificare, miniaturizare şi reducere a consumului de energie, devine dificil de realizat un oscilator cu o stabilitate a frecvenţei mai mică de 10^{-6}/an, fără a utiliza tehnici speciale de stabilizare a frecvenţei. Astfel, presupunând o stabilitate a frecvenţei pentru două canale adiacente limitată la $2x10^{-6}$/an se obţine o valoare **Δf≤2 kHz** la 900 Mhz.

În aplicaţiile radio celulare, în care propagarea este multicale, ***m*** ia valori între 1bps/Hz si 2bps/Hz. Alegerea unei valori **m>2** determină o degradare a **BER**. Pentru un canal de 25 MHz, cum este cel din **GSM**, debitul maxim al datelor poate fi între 22 kbps şi 45 kbps, pentru **1bps<m<2bps**. Alegerea tipului de modulaţie şi a parametrilor de transmisie conduce, în sistemul **GSM,** la un debit de aproximativ 34 kbps/25Hz.

2. Tehnici de modulaţie în sistemele celulare

2.1. Modulaţia PSK (*Phase Shift Keying*)

Pentru modulaţia binară **PSK (BPSK)** , semnalele se reprezintă sub forma:

$$So(t) = A\cos(\omega t) \quad \text{- pentru “0” binar} \qquad (3)$$

şi

$$S1(t) = A\cos(\omega t + \pi) \quad \text{- pentru “1” binar.}$$

Pentru modulaţia de tip **M-PSK**, sunt necesare ***M*** faze diferite, fiecare ***n*** (unde $\mathbf{M=2^n}$) biţi ai fluxului binar fiind codaţi ca un semnal unic, transmis sub forma:

$$A\sin(\omega t + \theta j), \qquad j = 1\ldots M. \qquad (4)$$

2.2. Modulaţia QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*)

Dacă există 4 semnale, fiecare defazat cu 90°, se poate afirma că există o modulaţie de tip **QPSK**.

Fluxul de biţi de la intrare $\{d_k\}$, $\mathbf{d_k=0, 1, 2, \ldots}$ este recepţionat la intrarea modulatorului la viteza de **1/T** biţi/s, fiind separat în două şiruri de date $d_I(t)$ şi $d_Q(t)$, ce conţin biţii pari, respectiv impari:

$d_I(t) = d0, d2, d4, ...$
$d_Q(t) = d1, d3, d5, ...$

Pentru a obţine un semnal modulat **QPSK**, $s(t)$, se modulează în amplitudine fluxurile de date în-fază şi în-cuadratură, cu un purtător de tip *cosinus*, respectiv *sinus*, astfel:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}\, d_I(t)\cos(2\pi ft + \pi/4) + \frac{1}{\sqrt{2}}\, d_Q(t)\, \sin(2\pi ft + \pi/4) \qquad (5)$$

Utilizând proprietăţile funcţiilor trigonometrice, se poate scrie:

$$s(t) = A\cos\,(2\pi ft + \pi/4 + \theta(t)\,). \qquad (6)$$

Fluxul de date $d_I(t)$ modulează funcţia *cosinus* cu o amplitudine de **±1**, fiind echivalent cu o deviaţie de fază a funcţiei *cosinus* cu **0** sau **π**; se realizează astfel o formă de undă de tip **BPSK**. În mod similar, fluxul de date $d_Q(t)$ modulează funcţia *sinus*, obţinându-se o formă de undă **BPSK** ortogonală pe funcţia *cosinus*. Prin însumarea acestor două semnale ortogonale, se obţine o formă de undă **QPSK**.

Valorile pentru $\boldsymbol{\theta(t) = 0, -(\pi/2), \pi/2, \pi,}$ reprezintă cele patru combinaţii posibile pentru $d_I(t)$ şi $d_Q(t)$:

$d_I(t)$	$d_Q(t)$	θ
-1	-1	π
-1	1	$-\pi/2$
1	-1	$\pi/2$
1	1	0

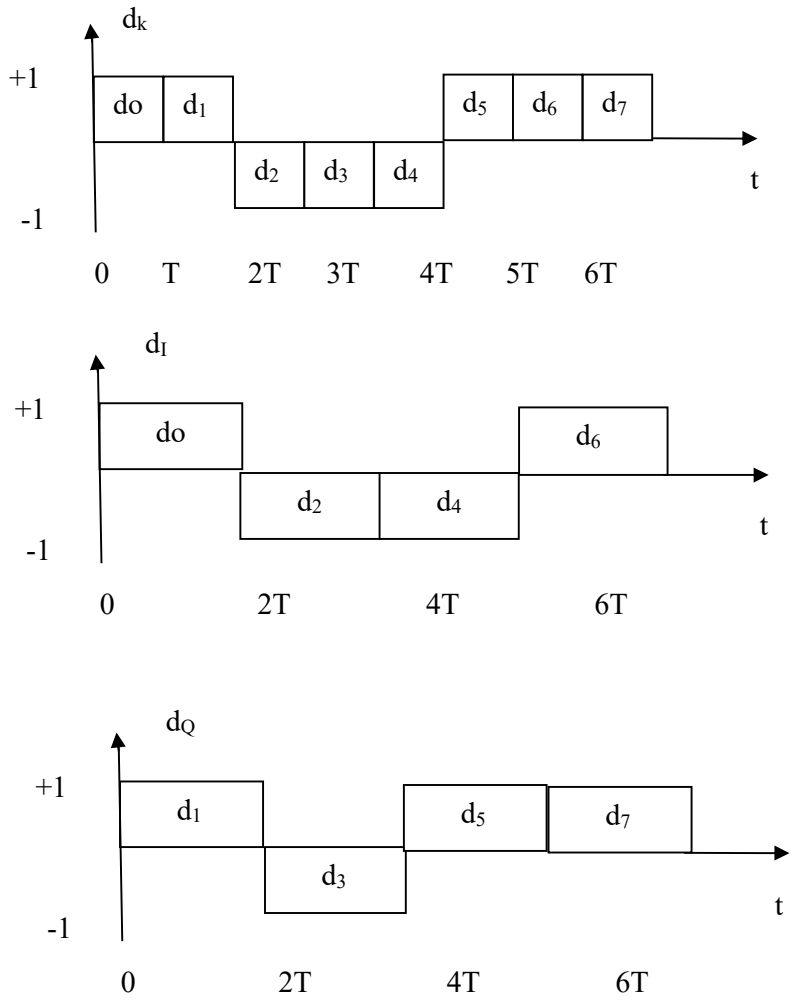

Fig.1. Şirurile de biţi de date *$d_I(t)$* şi *$d_Q(t)$*

Fiecare dintre cele patru faze ale purtătorilor reprezintă 2 biţi de date. Există astfel 2 biţi/simbol. Deoarece viteza simbolurilor pentru **QPSK** reprezintă 1/2 din cea a biţilor, se poate transmite un volum de date de 2 ori mai mare (în aceeaşi bandă de canal) decât în cazul **BPSK**. Această situaţie este posibilă datorită faptului că cele două semnale ***I*** şi ***Q***, fiind ortogonale, se pot transmite fără a interfera între ele.

În **QPSK** faza purtătorului se poate modifica numai la intervale de **2T**s.

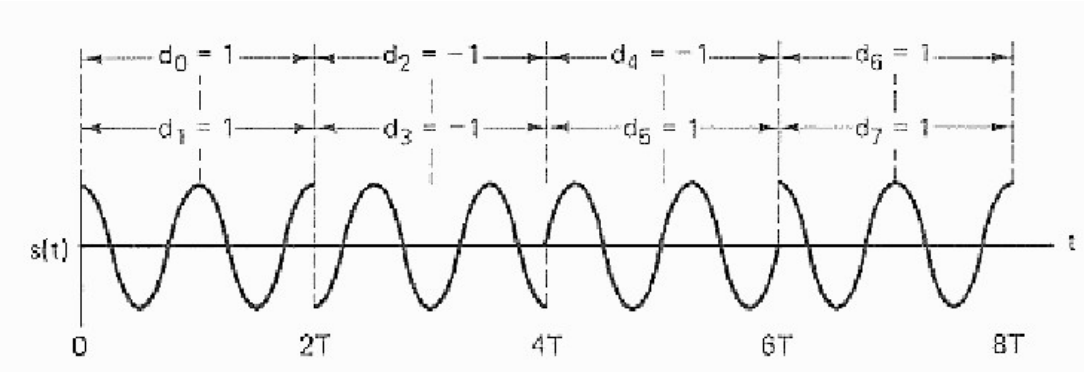

Fig.2. Modulaţia QPSK

2.3. Modulaţia OQPSK (*Offset Quadrature Phase Shift Keying*)

Dacă două şiruri de biţi ***I*** şi ***Q*** sunt defazate cu **τ=1/2 x durata unui bit**, fluctuaţiile amplitudinii sunt minimizate, faza semnalului nemodificându-se niciodată cu 180°. Modulaţia **OQPSK** se obţine din **QPSK** prin defazarea d_Q cu τ faţă de şirul d_I. Astfel, tranziţiile de fază posibile sunt de **0°** şi **90°** şi apar de 2 ori mai des, dar cu jumătatea intensităţii din **QPSK**. Deşi există încă fluctuaţii de amplitudine între emiţător şi receptor, în **OQPSK** acestea au o magnitudine mai mică decât în **QPSK**.

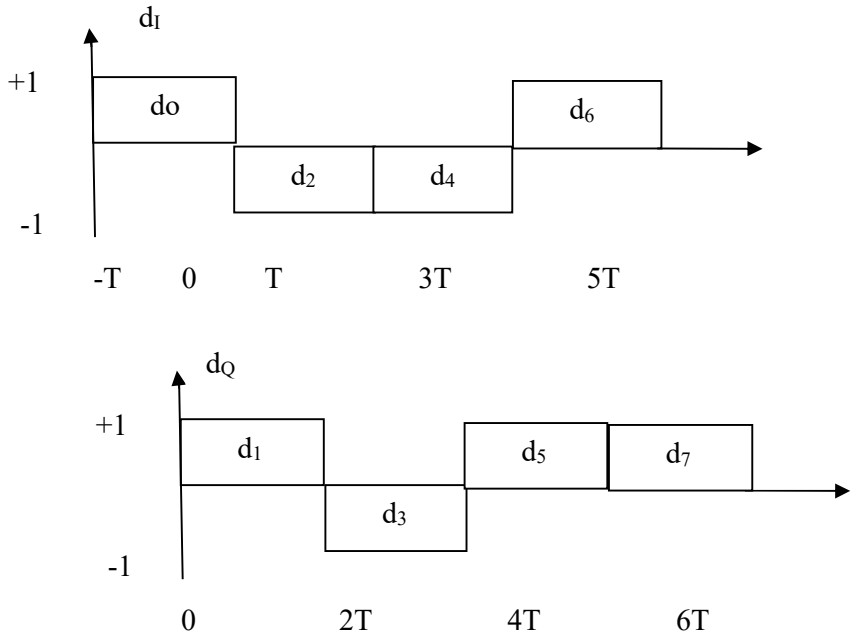

Fig.3. Şirurile de biţi de date *I* şi *Q* defazate cu τ

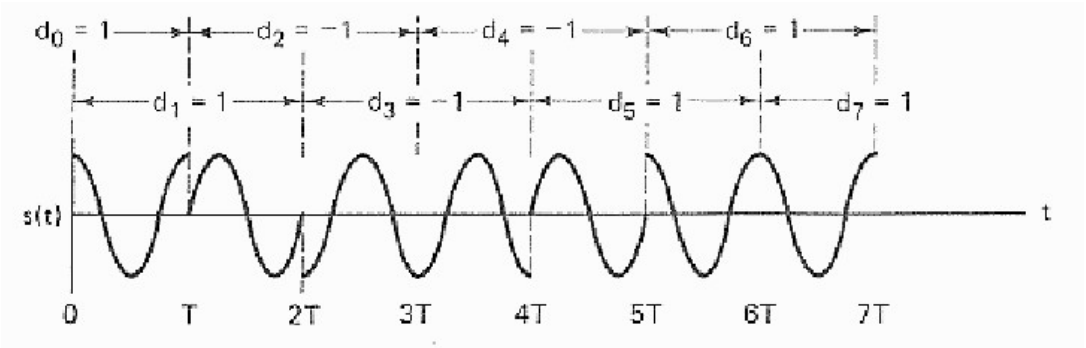

Fig.4. Modulaţia OQPSK

2.4. Modulaţia MSK (*Mimimum Shift Keying*)

Modulaţia **MSK** (Fig.5) se obţine din **OQPSK** prin înlocuirea impulsului rectangular cu unul sinusoidal (de jumătate de perioadă). Semnalul **MSK** este definit astfel:

$$S(t) = d(t) \cos (\pi t/2T) \cos 2\pi ft + d(t) \sin (\pi t/2T) \qquad (7)$$

În modulaţia **MSK** modificările de fază sunt lineare şi limitate la $\pm\pi/2$ pe durata unui interval de bit, **T**.

Deci, în comparaţie cu **QPSK**, **MSK** prezintă avantajul că, datorită modificării lineare a fazei, densitatea spectrală de putere are lobii laterali mai mici, ceea ce conduce la un control mai eficient al interferenţei între canalele adiacente (lobul central are însă o lăţime mai mare decât în **QPSK**).

2.5. Modulaţia GMSK (*Gaussian Mimimum Shift Keying*)

Un filtru trece jos (**FTJ**) cu caracteristica de tip Gaussian generează un semnal cu lobii laterali de amplitudine mică şi un lob principal mai îngust decât în cazul impulsului rectangular. Modulaţia cu un astfel de semnal este denumită **GMSK**.

Există două moduri de a genera un semnal **GMSK**:

- *modulaţia cu deviaţie de frecvenţă* (Fig.6);
- *modulaţia cu deviaţie de fază în cuadratură* (Fig.7).

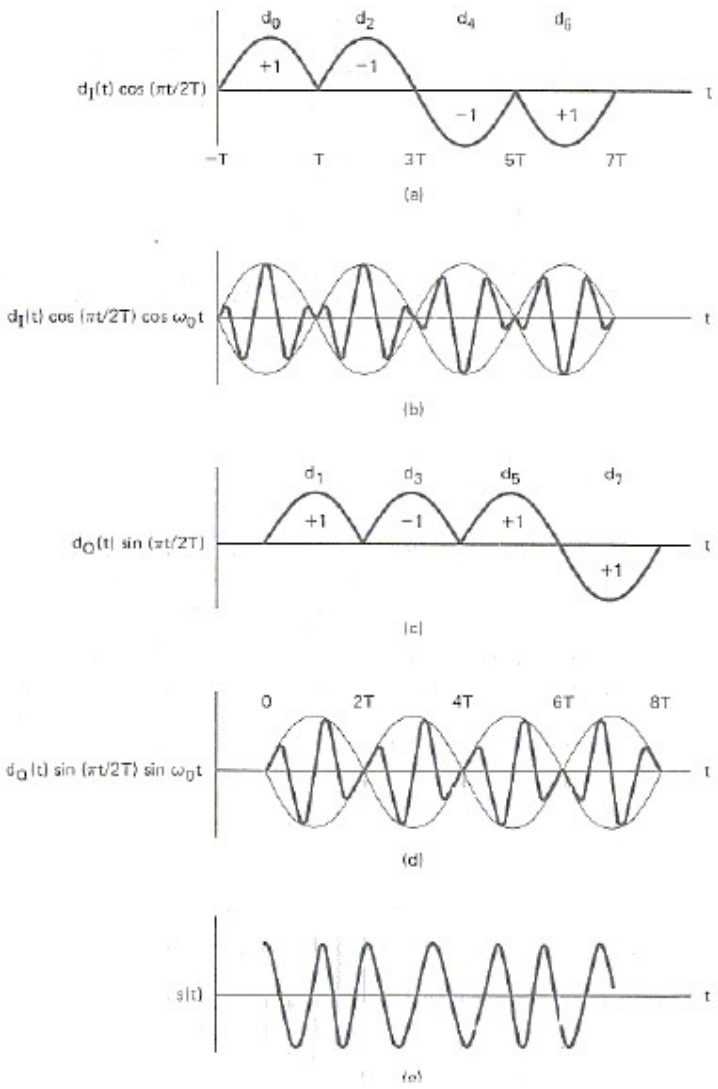

Fig.5. Modulaţia MSK

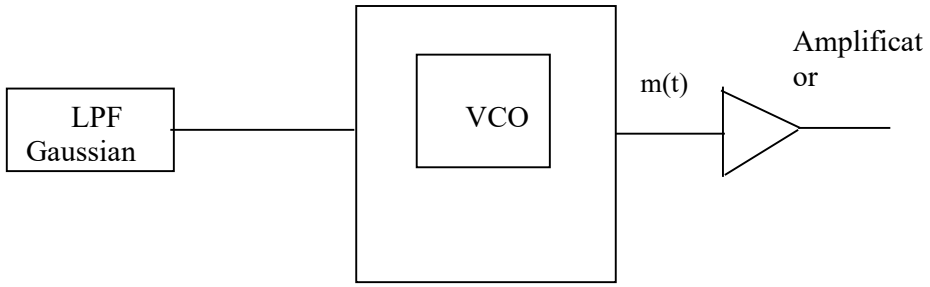

Fig.6. GMSK implementat prin modulaţia cu deviaţie de frecvenţă

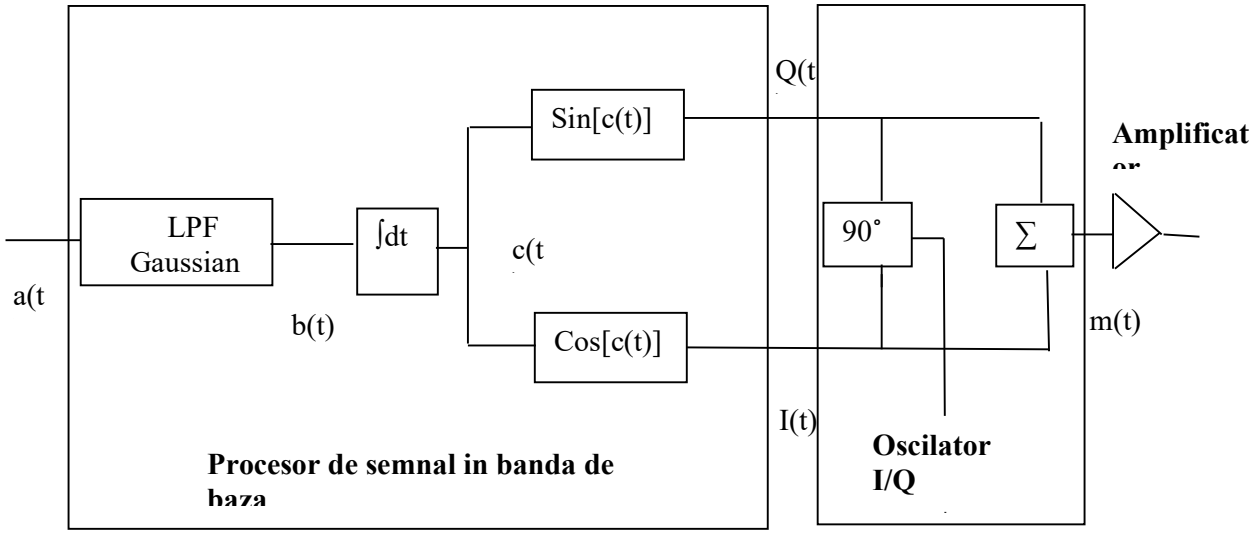

Fig.7. GMSK implementat prin modulaţia cu deviaţie de fază în cuadratură

Pentru a se exemplifica realizarea modulaţiei, se utilizează următorul şir aleator de date binare:

{1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, -1,….}

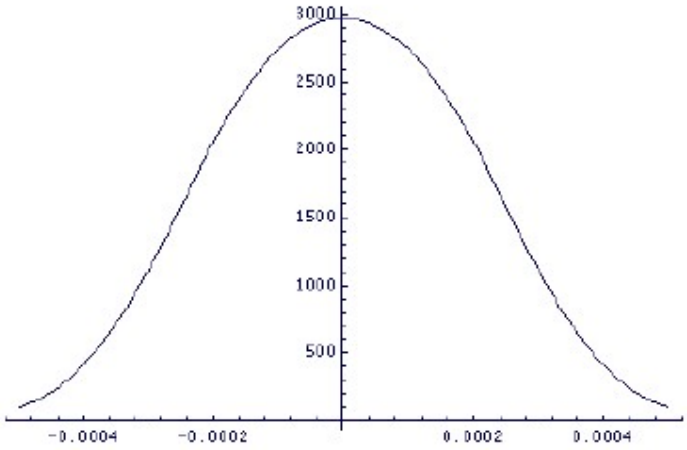

Fig.8. Răspunsul trunchiat al FTJ cu caracteristică Gaussiană

La trecerea datelor prin filtru se adaugă **ISI (*Inter Symbol Interference*)** – *interferenţa între simboluri*, dacă la un moment oarecare de timp, prin filtru trece un număr **N>1** biţi.

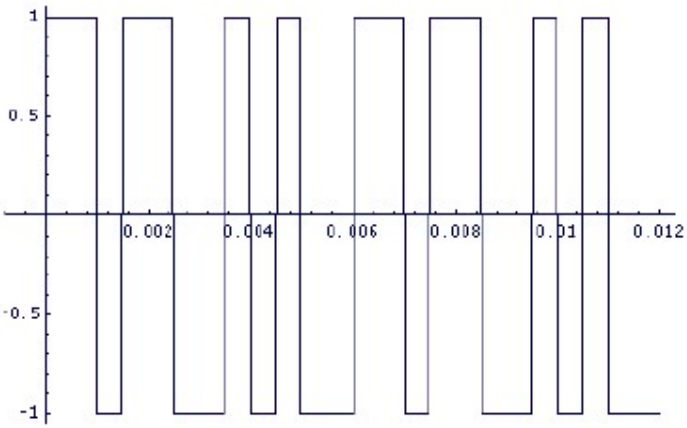

Fig.9. Începutul secvenţei binare transmise prin filtru

Pentru $\mathbf{B_N}$=0,5 (***B_N*** – *lărgimea de bandă normalizată*), fiecare bit având o durată ***t* = 2 x intervalul de bit**, al doilea bit de date intră în filtru în momentul în care la ieşire se află jumătate din primul bit, al treilea intră când primul este scos complet la ieşire, etc. Astfel, primele impulsuri de formă Gaussiană pot fi reprezentate ca în Fig.10.

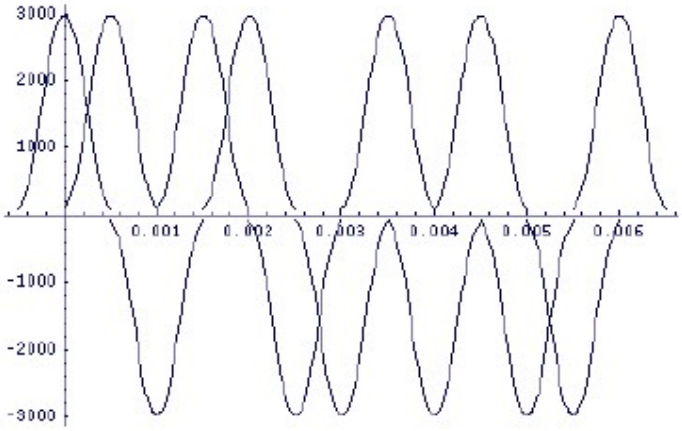

Fig.10. Impulsurile de formă Gaussiană reprezentând fluxul de date

Aceste impulsuri sunt însumate, rezultând funcţia din Fig.11:

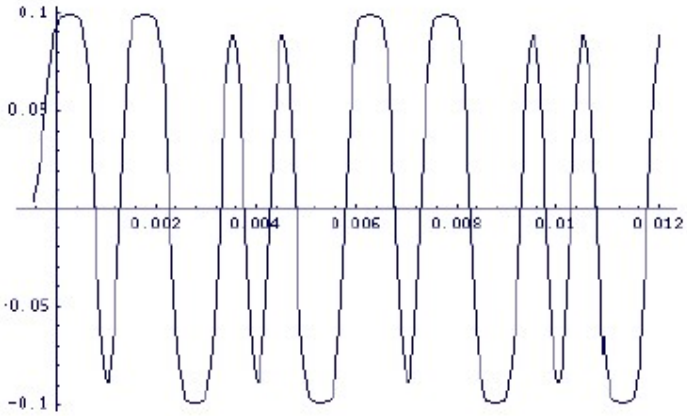

Fig.11. Funcţia *b(t)*

Funcţia ***b(t)*** este integrată în raport cu timpul, de la **t la** ∞, pentru a obţine funcţia ***c(t)***, ca în Fig.12.

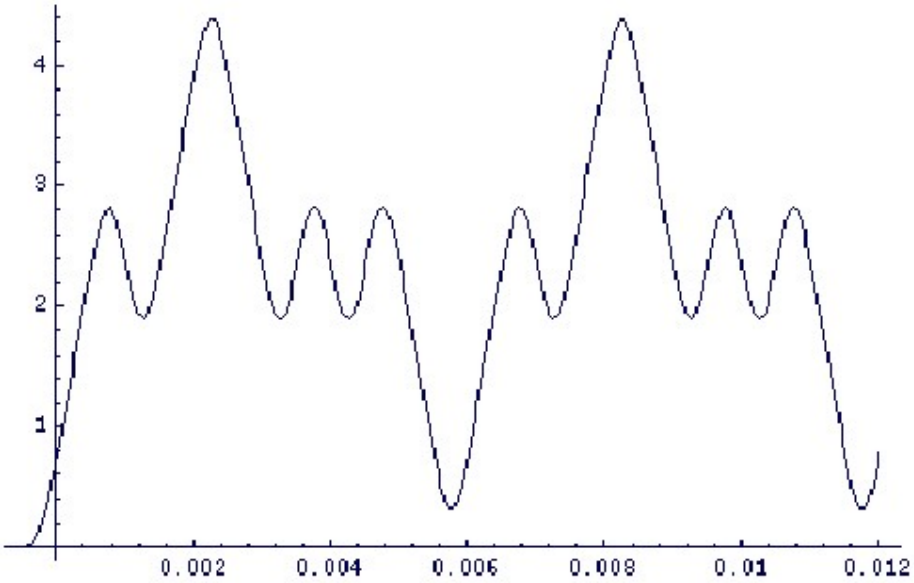

Fig.12. Funcţia *c(t)*

Odată obţinută funcţia ***c(t)***, cu ajutorul funcţiilor *sinus* şi *cosinus* sunt determinate semnalele ***I*** şi ***Q***. Astfel:

$$I(t) = \cos[c(t)]; \qquad Q(t) = \sin[c(t)] \tag{8}$$

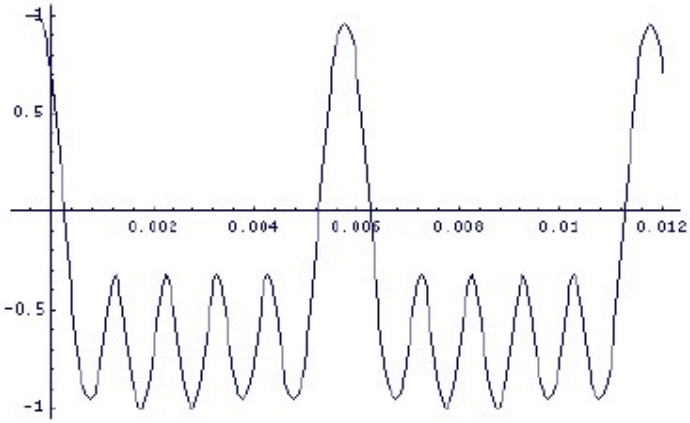

Fig.13. Funcţia *I(t)*

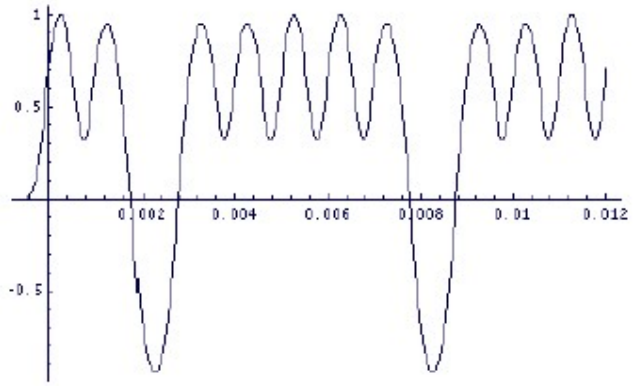

Fig.14. Funcţia *Q(t)*

Din cele două funcţii ***I(t)*** şi ***Q(t)*** se obţine, după modulatorul ***I/Q***, semnalul ***m(t):***

$$m(t) = \sin(2\pi f_c t)\, I(t) + \cos(2\pi f_c t)\, Q(t) \qquad (9)$$

unde f_c este frecvenţa utilizată de oscilator.

Semnalul ***m(t)*** (de tip **GMSK**) este reprezentat în Fig.15.

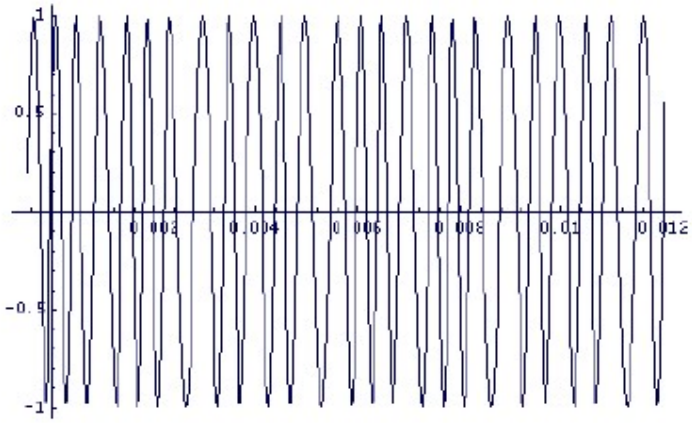

Fig.15. Semnalul *m(t)* modulat GMSK

3. Egalizarea canalului

În condiţiile ideale un simbol transmis ar trebui să ajungă la receptor atenuat în mare măsură, dar nedistorsionat şi ocupând doar intervalul de timp care i-a fost rezervat. Situaţia reală din cauza mediului radio este diferită, simbolurile fiind distorsionate, astfel încât ocupă şi intervale de *timp destinate altor simboluri, efectul purtând numele de interferenţă* intersimbol (**ISI-*Intersymbol Interference***). Situaţia este complicată în **GSM** de faptul că transmiţătorul însuşi contribuie la **ISI**. De aceea, în sistemul **GSM** pot fi deosebite două surse de **ISI**:

1. *ISI necontrolată,* introdusă de canalul radio;
2. *ISI controlată* introdusă deliberat de transmiţător.

Problemele create de **ISI**, dar şi cele ale distorsiunilor de atenuare pot fi diminuate prin utilizarea unui egalizor. După cum se observă în Fig.16, funcţia de egalizare urmează demodulării în lanţul de recepţie.

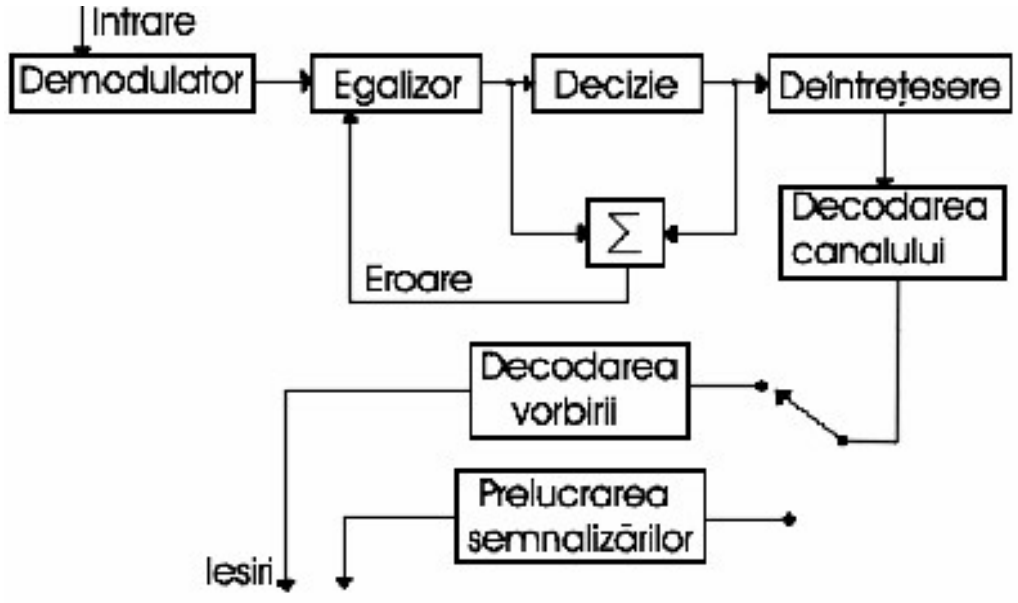

Fig.16. Receptor digital

O primă problemă în realizarea egalizorului o reprezintă modelarea canalului. Standardele **GSM** definesc trei tipuri de modele:

• **arie rurală** (***RA – Rural Area***), cu răspunsul cel mai puţin ostil dintre cele standardizate, răspuns ce decade rapid în intervalul unui bit şi având un comportament corespunzând unei singure căi de propagare; nu necesită egalizor Viterbi;

• **teren cu dealuri** (***H – Hilly Terrain***), prezintă o *secţiune cu întârziere mică* datorită reflexiilor locale şi o *secţiune cu întârziere mare* (cca. 15μs), putând fi considerat un model cu două-trei căi de propagare;

• **tipic urban** (***T – Typical Urban***), în care răspunsul se împrăştie pe durata a 5ms (ceea ce este egal cu aproape două intervale de bit – 2x3,69ms), creând probleme serioase în ceea ce priveşte **ISI**.

Odată stabilit modelul de canal ce va fi utilizat, egalizorul va folosi un filtru cu funcţia de transfer inversă în raport cu modelul, astfel încât la ieşire distorsiunile să fie reduse. Modelul trebuie să fie adaptiv, permiţând modificarea parametrilor săi în funcţie de starea reală a canalului radio.

Pentru a permite egalizorului să creeze un estimat al funcţiei de transfer a canalului, în fiecare pachet (*burst*) trimis pe canalul radio este inclusă o *secvenţă de antrenare* a egalizorului (Fig.17). Aceasta secvenţă este cunoscută la recepţie şi prin compensarea ei cu secvenţa reală recepţionată se poate determina modul în care canalul afectează transmisia.

Fig.17. Structura pachetului (*burst*) TDMA

Secvenţa de antrenare este inserată în mijlocul pachetului pentru ca distanţa dintre secvenţă şi biţii utili să fie cât mai mică. Funcţia de autocorelaţie a secvenţei este ilustrată în Fig.18. Sunt definite 8 secvenţe de antrenare, alese astfel încât corelaţia dintre ele sa fie cât mai mică. Motivul pentru care sunt definite 8 secvenţe este evitarea confuziei între pachetele transmise pe canale ce utilizează aceeaşi frecvenţă şi interferă datorită distanţei mici între celulele în care sunt utilizate.

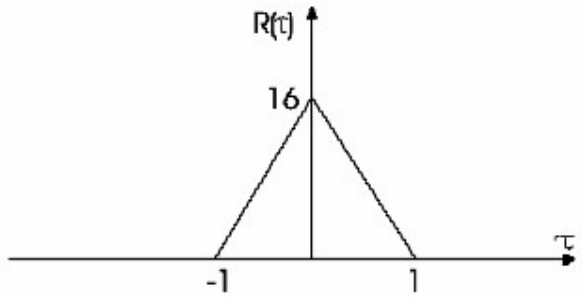

Fig.18. Funcţia de autocorelaţie a secvenţei

În **GSM** au fost propuse două tipuri de egalizoare neliniare, unul bazat pe estimarea *secvenţei de maximă plauzibilitate* (***MLSE – Maximum Likelihood Sequence Estimation***), ce foloseşte *algoritmul Viterbi* şi celălalt - pe egalizorul cu *decizie în buclă*. În lucrarea de faţă va fi exemplificat doar primul tip.

Schema de principiu a **egalizorului Viterbi** este cea din Fig.19.

Egalizorul trebuie să îndeplinească următoarele sarcini:

1. generează propriile versiuni ale secvenţelor de date ce ar putea fi emise de către transmiţător;
2. calculează datele pachetului de intrare corespunzând fiecăreia dintre secvenţele posibile la transmiţător;
3. compară pachetul de intrare efectiv recepţionat cu cele calculate; comparaţia se face pe baza unei matrici calculate la fiecare pas al algoritmului;
4. selectează secvenţa de date generată local cu cea mai mare posibilitate de a fi chiar secvenţa transmisă.

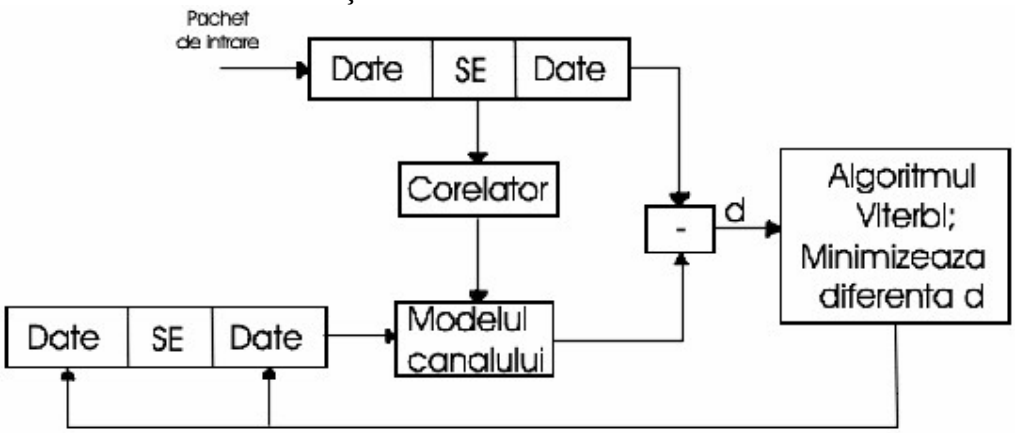

Fig.19. Egalizorul Viterbi

Egalizarea pe baza principiului **MLSE** nu ar fi posibilă fără algoritmul Viterbi, care reduce drastic volumul calculelor şi al memoriei necesare.

4. Desfăşurarea lucrării

4.1. Se apelează programul *Gsmlab.exe* şi se selectează modulatorul apăsând butonul ***Modulator for Gaussian MSK***. Este posibil studiul a trei tipuri de modulaţie, **BPSK**, **MSK** şi **GMSK.**

Se selectează modulaţia **BPSK** şi se urmăresc caracteristicile semnalului modulat **BPSK**. Se repetă operaţia pentru modulaţiile **MSK** şi **GMSK**.

Se afişează spectrele de frecvenţă ale semnalelor modulate apăsând butonul ***Show/Hide Spectrum*** asociat fiecărui tip de modulaţie şi apoi se compară acestea.

4.2. Se revine la schema bloc. Se selectează receptorul apăsând "*Receiver MLSE*". Se marchează butonul radio ***AWGN Channel***, şi se completează puterea zgomotului în caseta alăturată. Se vor testa valorile 0.5W, 1.0W, 2.0W şi 3.0W. Puterea zgomotului este dată pentru toată banda, nu numai pentru banda obţinută dupa filtrare. Testele pot fi realizate pentru canale radio fără zgomot sau cu diferite tipuri de zgomot.

Se selectează **egalizorul Viterbi de tip 645** din ***Equlizer type*** şi se efectuează un set de simulări, cu **50 rulări/simulare (*Run several 50 times*)**, pentru canalul radio caracterizat doar de zgomot **AWGN**, utilizand optiunea **Run several.**

Masuratorile pentru erorile de canal si **BER** se vor realiza in doua situatii: cu si fara filtru inainte de demodulator (**BPF selectat/neselectat**).

Se repeta masuratorile pentru toate egalizoarele.

Egalizor Putere zgomot AWGN	Tip erori	0.5 W	1 W	2W	3W
645, 64 state, reduced state VE, 5 bit channel estimate (Viterbi)	Erori canal				
	BER				
-1, 16 state MLSE, 4 phase, no channel estimate	Erori canal				
	BER				

3, 16 state MLSE, 4 phase, 3 bit channel estimate	Erori canal				
	BER				
5, 16 state MLSE, 4 phase, 5 bit channel estimate	Erori canal				
	BER				
640, 64 state MLSE, reduced state, no channel estimate	Erori canal				
	BER				

Se vor realiza graficele erorilor de canal si BER in functie de puterea zgomotului AWGN, pentru toate cele 5 egalizoare, pe acelasi sistem de coordonate (grafice separate pentru cele 2 situatii : cu si fara BPF).

4.3. Se alege canalul radio *cu o singură cale de propagare* (butonul radio "*One ray Rayleigh fading*") şi se **completează puterea primei surse de zgomot Rayleigh cu 1**. Pe ***Second***, se vor testa puterile zgmotului datorat atenuarii Rayleigh, egale cu 0.5W, 1W, 2W, 3E, utilizand optiunea **Run several (50 rulari/simulare)**

Masuratorile pentru erorile de canal si **BER** se vor realiza numai cu **BPF selectat.**

Se repeta masuratorile pentru toate egalizoarele.

Se compară valorile **BER** cu cele obtinute la punctul 4.2.

Egalizor Putere zgomot atenuare One ray Rayleigh	Tip erori	0.5 W	1 W	2W	3W
645, 64 state, reduced state VE, 5 bit channel estimate (Viterbi)	Erori canal				
	BER				
-1, 16 state MLSE, 4 phase, no channel estimate	Erori canal				
	BER				
3, 16 state MLSE, 4 phase, 3 bit channel estimate	Erori canal				
	BER				
5, 16 state MLSE, 4 phase, 5 bit	Erori				

channel estimate	canal				
	BER				
640, 64 state MLSE, reduced state, no channel estimate	Erori canal				
	BER				

Se vor realiza graficele erorilor de canal si BER in functie de puterea zgomotului datorat atenuarii Rayleigh pe o singura cale, pentru toate cele 5 egalizoare, pe acelasi sistem de coordoante.

4.4. a. Se selectează canalul radio *cu două căi de propagare* (butonul radio ***Two ray Rayleigh fading***) şi se completează puterile ambelor surse de zgomot (***First=Second***): 0.5W, 1W, 2W, 3W, utilizand optiunea **Run several (50 rulari/simulare);** nu se adauga zgomot AWGN (nu se completeaza ***Normal power added for all models except noise-free*** **)**

Masuratorile pentru erorile de canal si BER se vor realiza numai cu **BPF selectat.**

Se repeta masuratorile pentru toate egalizoarele.

Egalizor Putere zgomot atenuare Two ray Rayleigh (First=Second)	Tip erori	0.5 W	1 W	2W	3W
645, 64 state, reduced state VE, 5 bit channel estimate (Viterbi)	Erori canal				
	BER				
-1, 16 state MLSE, 4 phase, no channel estimate	Erori canal				
	BER				
3, 16 state MLSE, 4 phase, 3 bit channel estimate	Erori canal				
	BER				
5, 16 state MLSE, 4 phase, 5 bit channel estimate	Erori canal				
	BER				
640, 64 state MLSE, reduced state, no channel estimate	Erori canal				
	BER				

Se vor realiza graficele erorilor de canal si BER in functie de puterea zgomotului datorat atenuarii Rayleigh pe doua cai, pentru toate cele 5 egalizoare, pe acelasi sistem de coordoante.

b) Se repeta masuratorile, adaugand si o perturbare a propagarii datorata zgomotului Gaussian (AWGN =1W, pentru toate masuratorile).

Egalizor Putere zgomot atenuare Two ray Rayleigh (First=Second) +AWGN	Tip erori	0.5 W	1 W	2W	3W
645, 64 state, reduced state VE, 5 bit channel estimate (Viterbi)	Erori canal				
	BER				
-1, 16 state MLSE, 4 phase, no channel estimate	Erori canal				
	BER				
3, 16 state MLSE, 4 phase, 3 bit channel estimate	Erori canal				
	BER				
5, 16 state MLSE, 4 phase, 5 bit channel estimate	Erori canal				
	BER				
640, 64 state MLSE, reduced state, no channel estimate	Erori canal				
	BER				

Se vor realiza graficele erorilor de canal si BER in functie de puterea zgomotului datorat atenuarii Rayleigh pe doua cai, pentru toate cele 5 egalizoare, pe acelasi sistem de coordoante.

Se compară valorile **BER** cu cele obtinute la punctele anterioare.

4.5. Se selectează canalul radio *cu două căi de propagare* (butonul ***Two ray Rayleigh fading***) şi se completează puterile ambelor surse de zgomot 0.5 (**First=Second=0.5W**). Apoi se completează o putere constantă (**1W**) a zgomotului **AWGN (*Normal power added for all models except noise-free* - 1W)**, şi se masoara erorile de canal si **BER**, utilizand optiunea **Run several (50 rulari/simulare)**

Unitatea pentru întârziere este de 12/bit, şi de aceea se vor executa simulări pentru 0, 12, 24, 36, 48. Se va nota valoarea pentru care se obţine performanţa maximă.

Egalizor Intarziere	Tip erori	0.5 W	1 W	2W	3W
645, 64 state, reduced state VE, 5 bit channel estimate (Viterbi)	Erori canal				
	BER				
-1, 16 state MLSE, 4 phase, no channel estimate	Erori canal				
	BER				
3, 16 state MLSE, 4 phase, 3 bit channel estimate	Erori canal				
	BER				
5, 16 state MLSE, 4 phase, 5 bit channel estimate	Erori canal				
	BER				
640, 64 state MLSE, reduced state, no channel estimate	Erori canal				
	BER				

*Se trasează graficul erorilor de canal **BER**, funcţie de întârziere. Se analizează efectul întârzierii asupra performanţelor receptorului. Se va nota valoarea pentru care se obţine performanţa maximă.*

5. Intrebări şi comentarii

Daţi alte exemple de utilizare algoritmului Viterbi.

OBSERVATIE

Referatul va cuprinde un sumar de teorie, tabelele cu valorile obtinute, graficele si raspunsul la intrebari.