

Capitolul 4 INTERFAȚA RADIO ÎN SISTEMUL GSM

4.1. Structura cadrelor

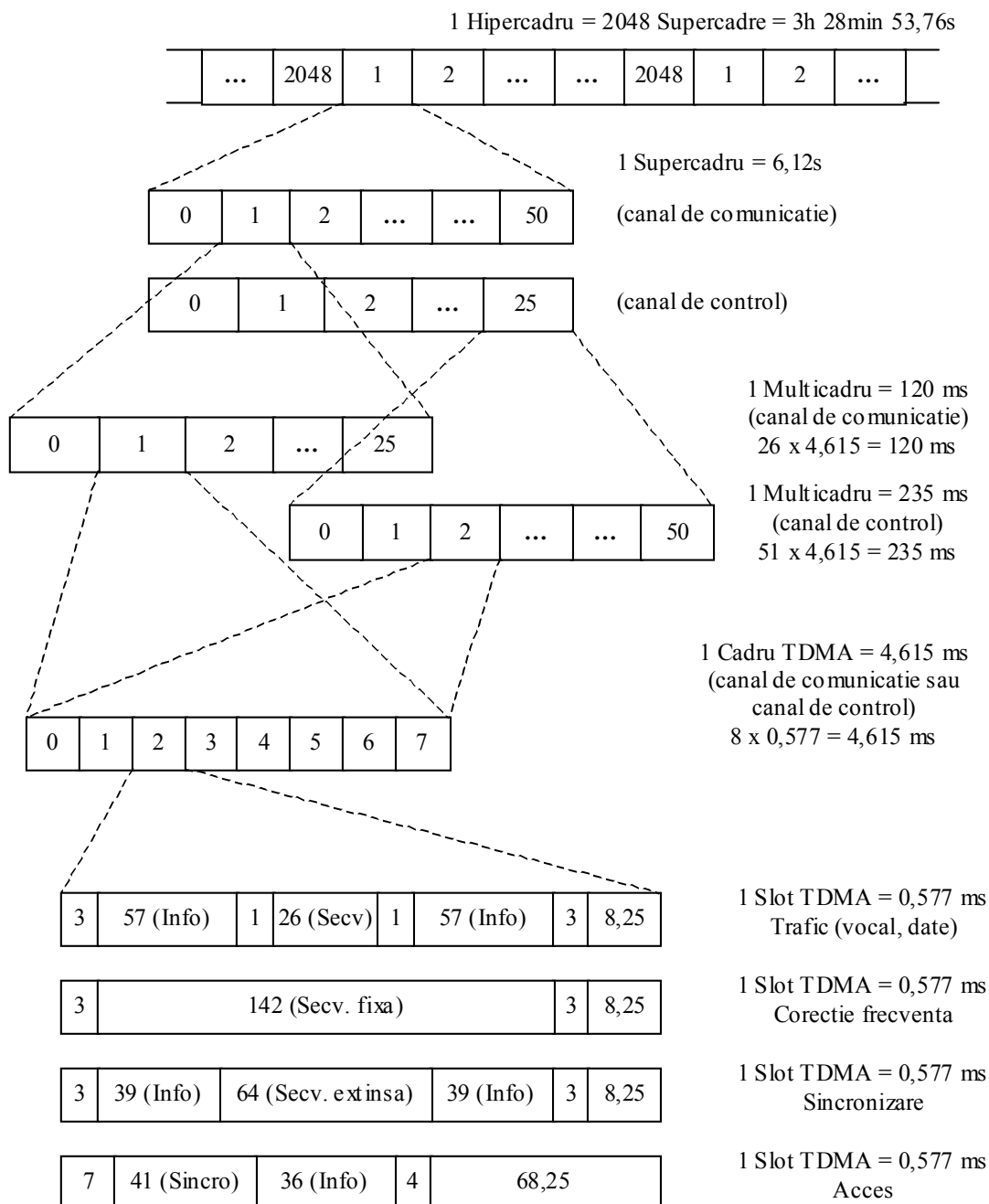


Fig.4.1. Structura datelor GSM în cadre.

4.2. Structura generală a interfeței radio în GSM

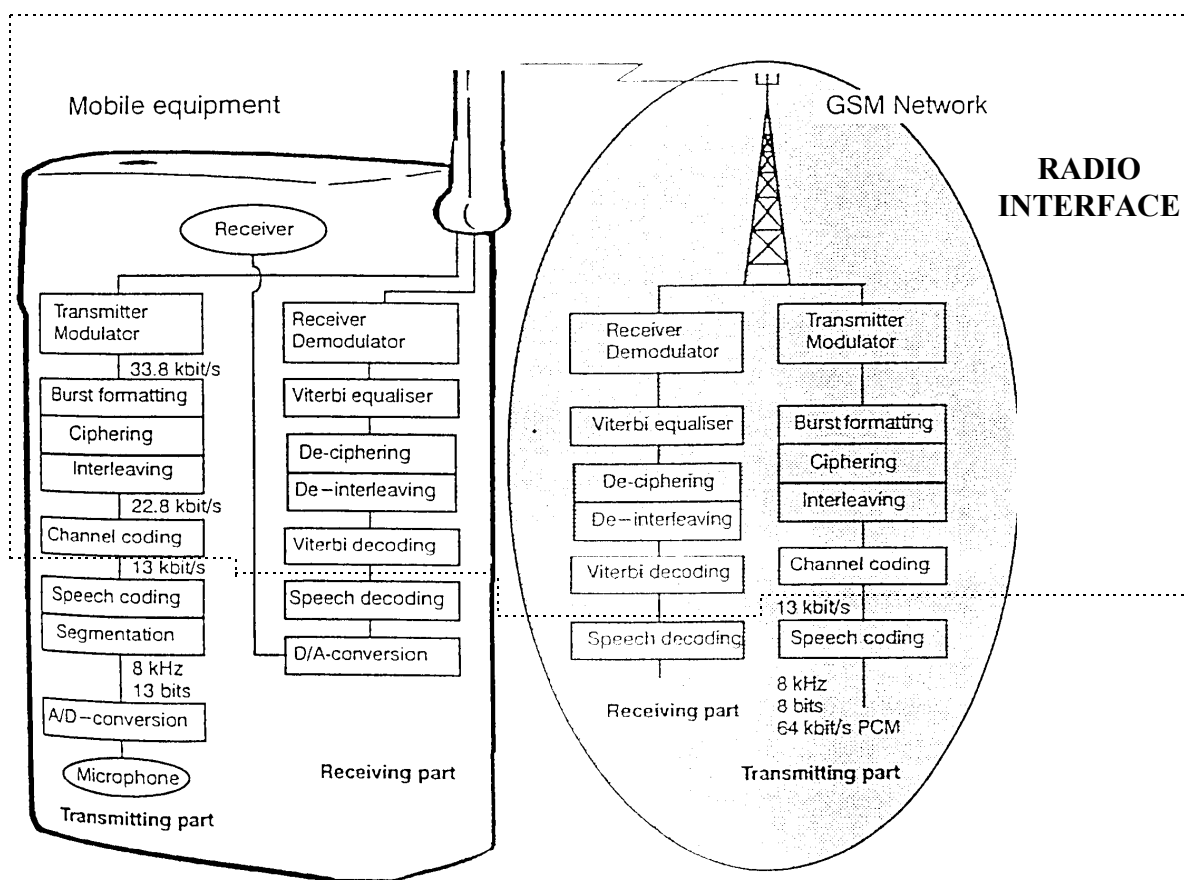


Fig. 4.2. Structura generală a interfeței radio în GSM

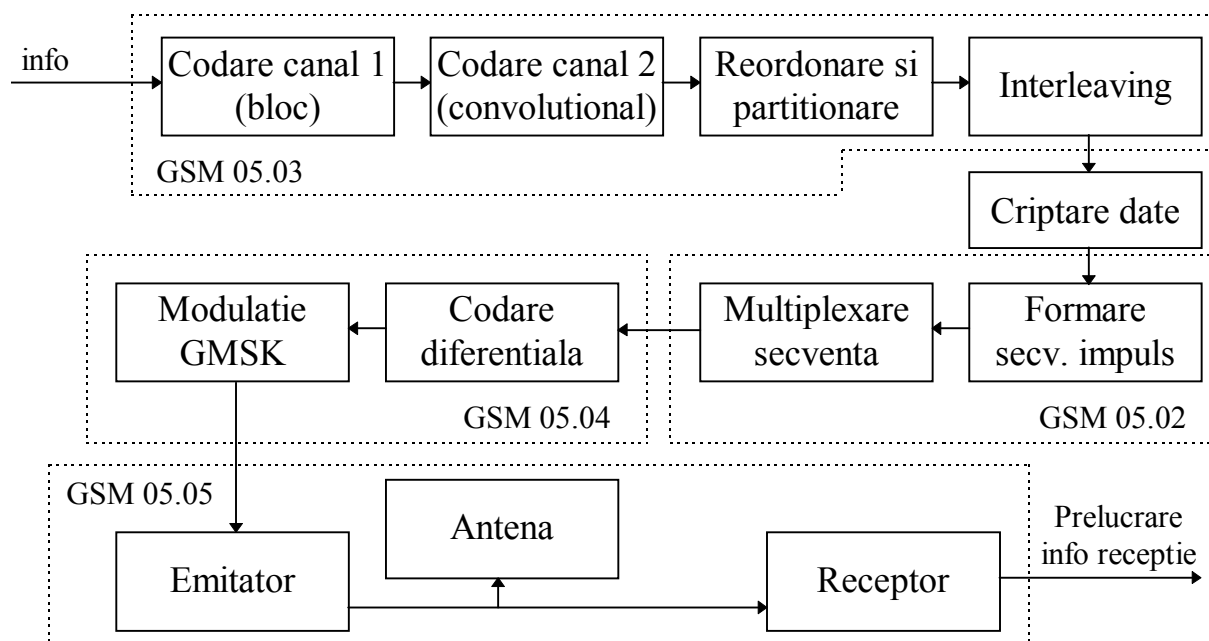
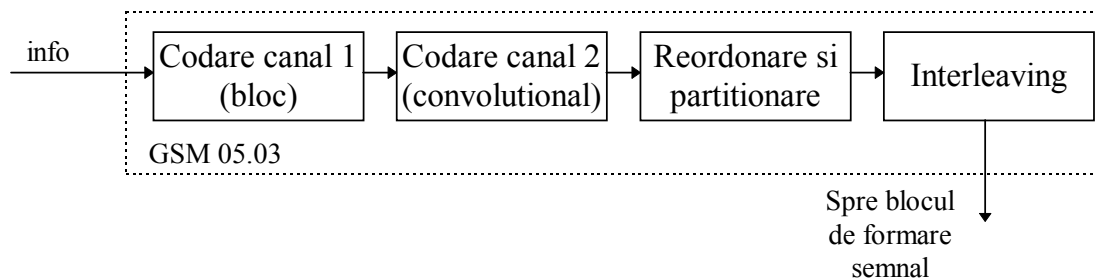


Fig. 4.3. Prelucrările generale ale semnalului în interfața radio GSM

4.3. Subsistemul de prelucrare a semnalului pentru transmisia radio

A. schemă bloc



B. lanțul de emisie:

- codarea canalului

- permite detectarea și corectarea erorilor apărute în fluxul de date
- introduce o redundanță
- se aplică atât informației vocale, cât și de date
- sunt posibile 2 variante:



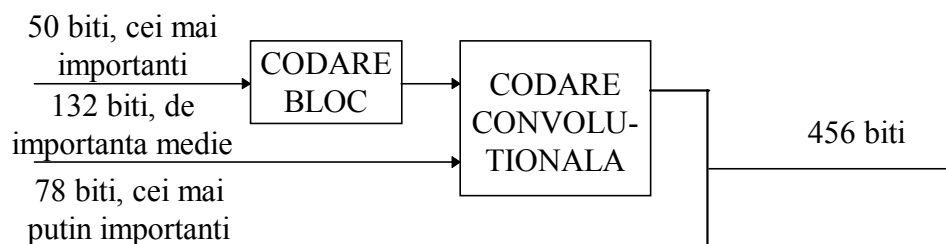
Biții de paritate sunt dependenți numai de informația conținută în blocul de mesaj.



Biții de la ieșire depind de bitul curent de la intrare și de un nr fix (dependent de cod) de biți anteriori.

Exemplu: Canal TCH/FS 20 ms de semnal vocal corespunde la 260 biți, grupați astfel:

- 50 biți clasa 1a;
- 132 biți clasa 1b;
- 78 biți clasa a 2-a;



Codarea bloc se realizează prin adaugarea a 3 biți blocului de 50 de biți, cei 3 biți reprezentând restul divizării modulo 2 a polinomului de 50 de biți cu polinomul

$$g(x) = x^3 + x + 1$$

Notăm cei 3 biți astfel obținuți prin $p(0)$, $p(1)$, respectiv $p(2)$.

Datele din clasa 1 ($d(0)$, ..., $d(49)$ din clasa 1a și $d(50)$, ..., $d(181)$ din clasa 1b) se regroupează astfel:

$$u(k) = d(2k) \text{ și } u(184-k) = d(2k+1) \quad \text{pentru } k=0,1,\dots,90$$

$$u(91+k) = p(k) \quad \text{pentru } k=0,1,2$$

$$u(k) = 0 \quad \text{pentru } k=185,186,187,188 \text{ (biți de separare)}$$

Codarea convoluțională utilizează polinoamele:

$$g_0(x) = x^4 + x^3 + 1$$

$$g_1(x) = x^4 + x^3 + x + 1$$

Biții codați $c(k)$, $k=1,\dots,455$ se definesc astfel:

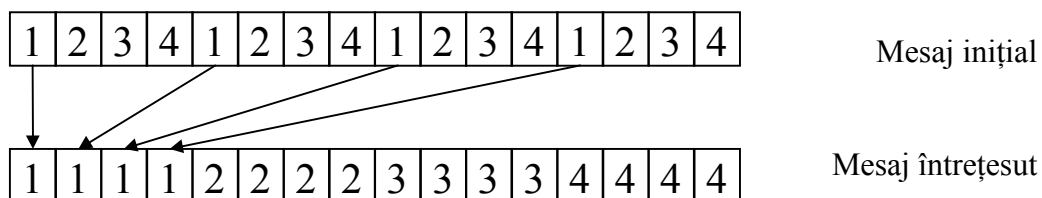
$$\text{Clasa 1 : } c(2k) = u(k)+u(k-3)+u(k-4) \quad \text{pentru } k = 0,1,\dots,188$$

$$c(2k+1)=u(k)+u(k-1)+u(k-3)+u(k-4) ; \quad u(k) = 0 \text{ pentru } k < 0$$

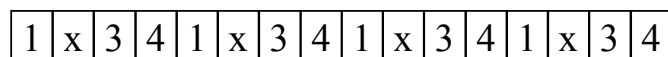
$$\text{Clasa a 2-a : } c(378+k)=d(182+k) \quad \text{pentru } k = 0,1,\dots,77$$

- interleaving

Ideea întrețeserii, considerând, de exemplu, un mesaj grupat în blocuri de câte 4 biți, este următoarea:



În caz că blocul 2 se eronează:



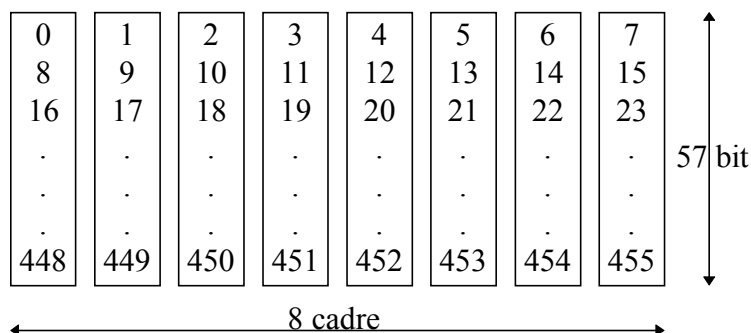
Codul corector de erori are capacitatea de a corecta eroarea produsă!

În GSM, regula de întrețesere a biților codați este următoarea:

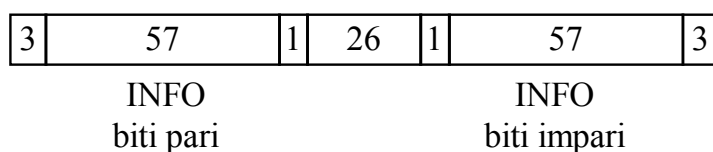
$$i(B,j) = c(n,k) \quad \text{pentru} \quad \begin{aligned} k &= 0,1,\dots,455 \\ n &= 0,1,\dots,N,N+1,\dots \\ B &= B_0+4n+(k \bmod 8) \\ j &= 2[(49k) \bmod 57]+[(k \bmod 8) \div 4] \end{aligned}$$

Această regulă se reflectă în următoarea procedură:

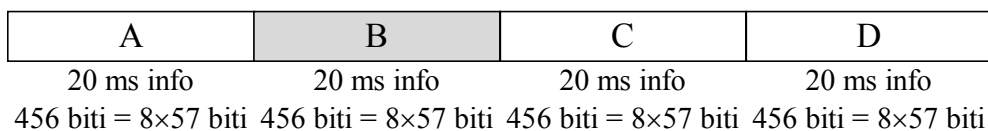
Faza 1: Se obține:



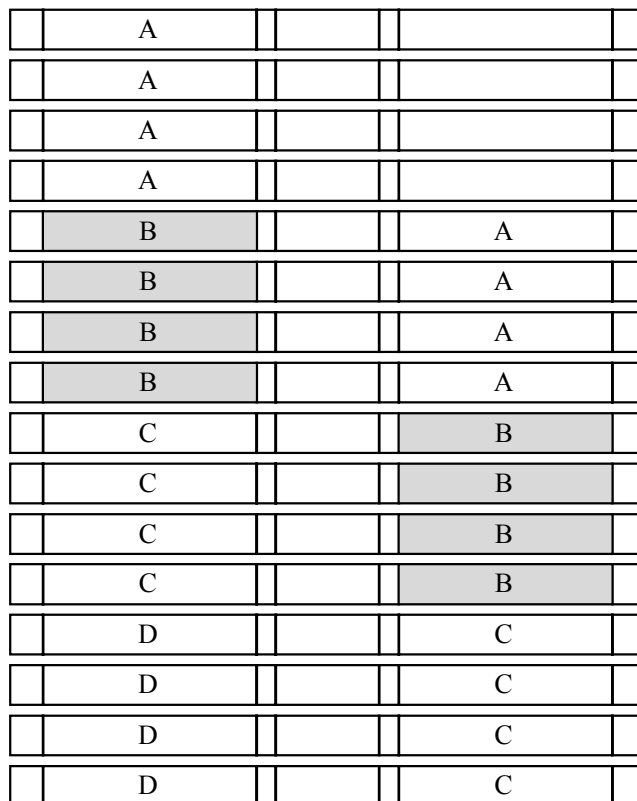
Faza a 2-a: Fiecare grup de 57 de biți se grupează în pachete:



Considerând 4 secțiuni de informație vocală



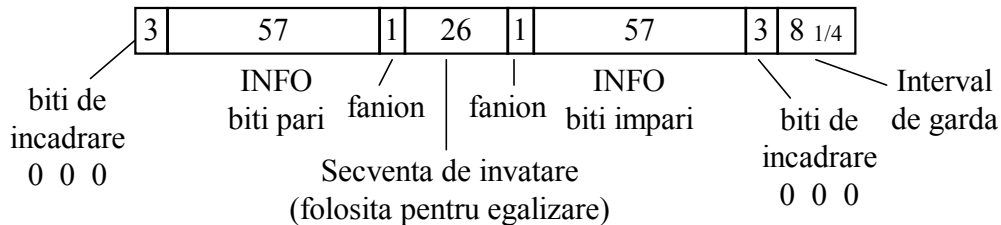
acestea pot fi grupate în faza a 2-a de întrețesere astfel:



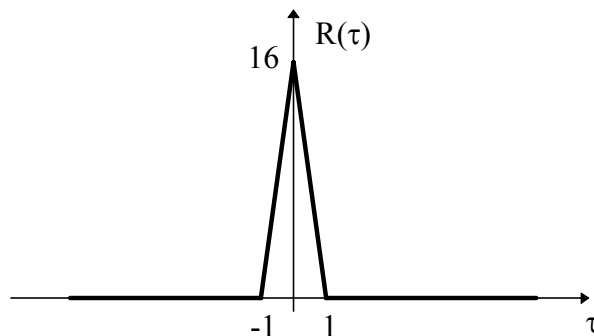
- formarea impulsului (pachetului) de date prin adăugarea de informații suplimentare

Presupune adăugarea de biți suplimentari și formarea unor pachete (burst), componente ale cadrului TDMA. Fiecare pachet se prelungește cu un interval de gardă, până la valoarea de 156,25 biți (0,577 ms).

Pachet normal (normal burst - NB):

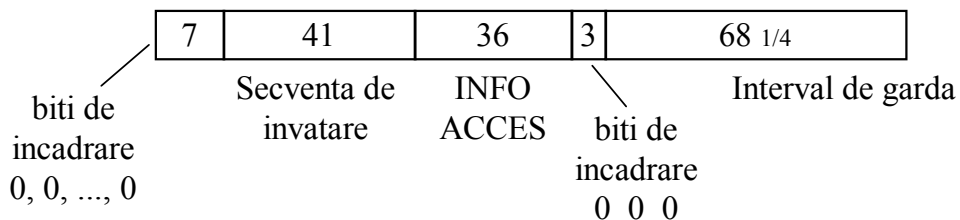


- Biții fanion se utilizează pentru a semnaliza un canal de control, când au valoarea 1; altfel au valoarea 0.
- Secvența de învățare este plasată astfel încât să fie cât mai aproape de fiecare bit util al pachetului.
- Funcția de autocorelație a secvenței este dată mai jos:

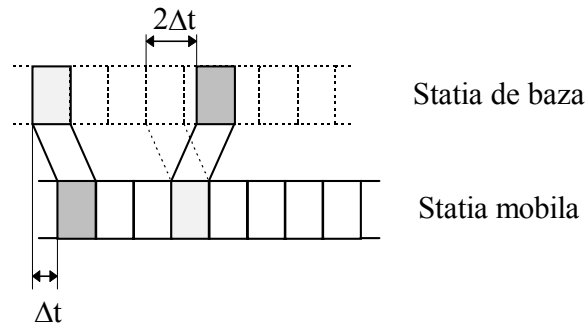


- Sunt definite 8 secvențe de învățare, alese astfel ca funcțiile de intercorelație dintre ele să fie cât mai mici.

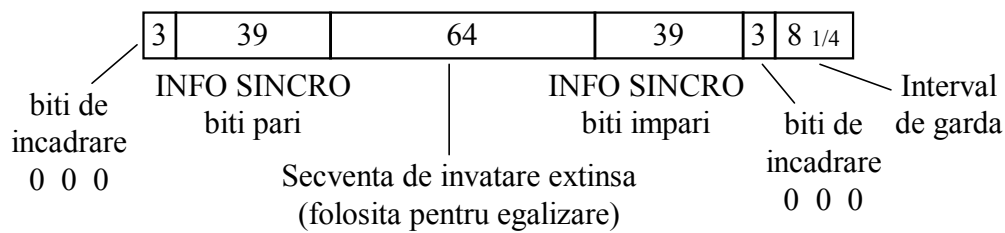
Pachet de acces (access burst - AB):



- Se utilizează numai în legătura dinspre stația mobilă (MS) spre stația de bază (BS).
- Este primul impuls din legătura în acest sens.
- Secvența de învățare este unică.
- Intervalul de gardă este mai lung decât în cazul celorlalte pachete, pentru a compensa timpul de propagare, necunoscut la momentul accesului.

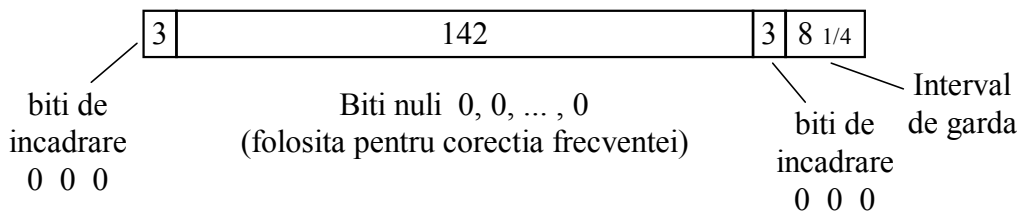


Pachet de sincronizare (synchronization burst - SB):



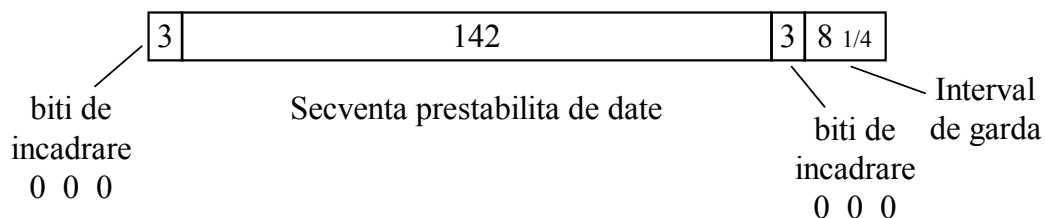
- Se utilizează numai în legătura dinspre stația de bază (BS) spre stația mobilă (MS).
- Este primul impuls din legătura în acest sens.

Pachet tip F - pentru corecția frecvenței (frequency correction burst - FB):



- Transmiterea acestui pachet este echivalentă cu transmiterea unei purtătoare nemodulate, având un offset de +1625/24 kHz.
- ~soțește un pachet de sincronizare, permițând stației mobile să găsească și să demoduleze acest din urmă pachet.

Pachet fictiv (dummy burst):



- Poate fi transmis de stația de bază ocazional.
- Nu conține informație.

- cifrarea datelor

- Se referă exclusiv la biții de informație, conținuți în pachetul normal (normal burst);

- Realizează protecția la interceptarea semnalului de către terți pe traseul radio;
- Se realizează printr-un sau exclusiv cu o secvență pseudoaleatoare cunoscută doar de către abonatul mobil și de către operator;
- La recepție, refacerea secvenței inițiale se face tot printr-un sau exclusiv cu aceeași secvență pseudoaleatoare;
- Specificațiile tehnice sunt în parte confidențiale, fiind distribuite exclusiv operatorilor semnatori ai GSM MoU în niște condiții de confidențialitate specificate.

C. lanțul de recepție:

- decodarea canalului;
- deinterleaving;
- formarea impulsului de date prin separarea informațiilor suplimentare;
- decifrarea datelor;

Reprezintă operațiile inverse celor descrise pentru emisie.

4.4. Semnalul modulat în transmisiunile GSM

A. semnalul GMSK

- reprezentare în timp

Este un caz particular de semnal modulat cu continuitate de fază (CPM)

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left[\omega_0 t + \pi \sum_{i=0}^n a_i h_i q(t - iT) \right]$$
$$nT < t < (n+1)T$$

unde

$$m_\phi(t) = \sum_{i=0}^n a_i h_i q(t - iT)$$

reprezintă semnalul modulator pentru modulatorul de fază, respectiv

$$m(t) = \frac{\partial}{\partial t} m_\phi(t) = \sum_{i=0}^n a_i h_i g(t - iT)$$

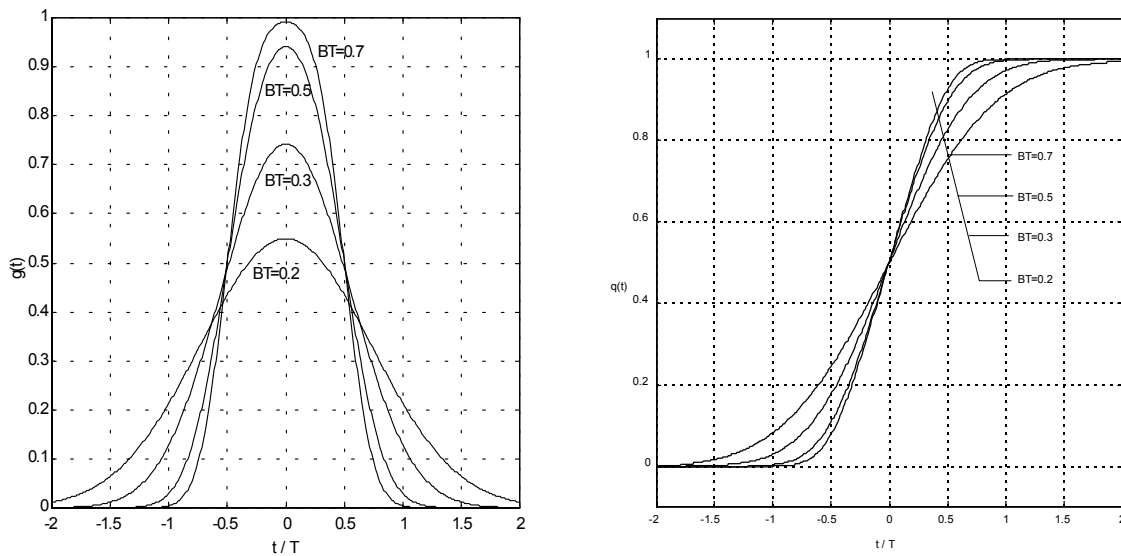
semnalul modulator pentru modulatorul de frecvență

Pentru modulația GMSK, impulsul de bază este de forma

$$g(t) = \frac{\partial}{\partial t} q(t) = \frac{1}{2T} \left[Q \left(2\pi BT \frac{\frac{t}{T} - \frac{1}{2}}{\sqrt{\ln 2}} \right) - Q \left(2\pi BT \frac{\frac{t}{T} + \frac{1}{2}}{\sqrt{\ln 2}} \right) \right]$$

$$Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^{\infty} e^{-\frac{\tau^2}{2}} d\tau$$

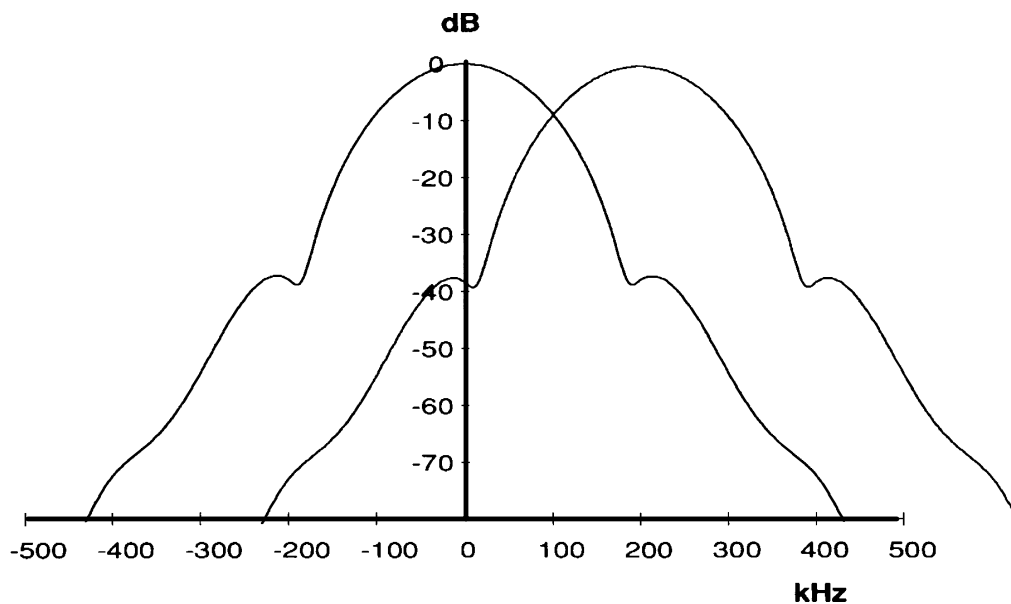
Parametrul BT, în general subunitar, se alege în funcție de nivelul interferenței intersimbol acceptate și de banda de frecvențe ce poate fi ocupată.



În comunicațiile GSM, se alege $BT=0,3$ ($T=48/15 \mu s$) și $h_i=1/2$, $\forall i=1, \dots, n$

- spectrul de frecvențe

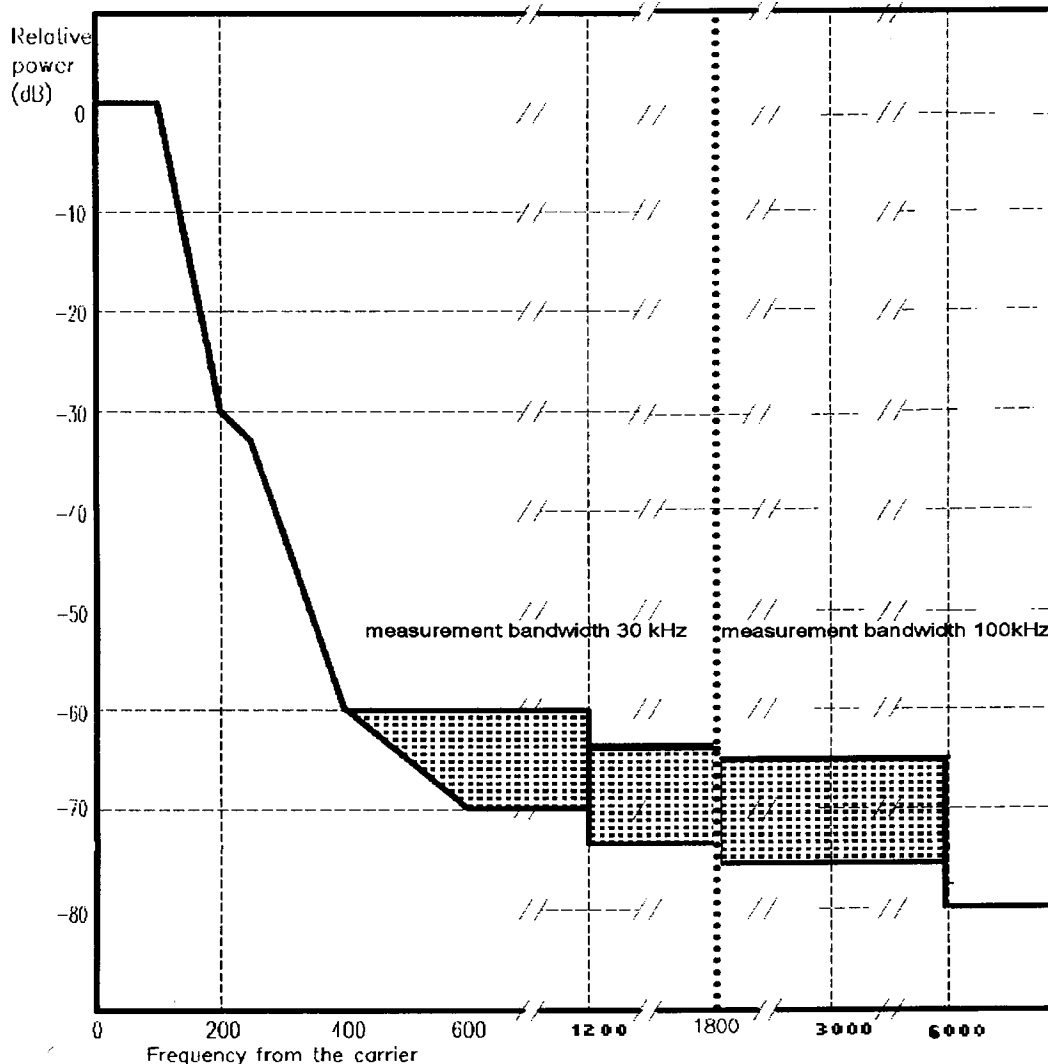
Pentru un semnal GMSK, cu parametri de mai sus, se obține densitatea spectrală medie de putere de mai jos



- banda ocupată

$$B_{37\text{ dB}} \cong 2 \cdot 180\text{ kHz} ; \quad B_{40\text{ dB}} \cong 2 \cdot 245\text{ kHz} ; \quad B_{60\text{ dB}} \cong 2 \cdot 320\text{ kHz} ;$$

Gabaritul acceptat pentru semnalul GSM este următorul:



- interferența intersimbol introdusă.

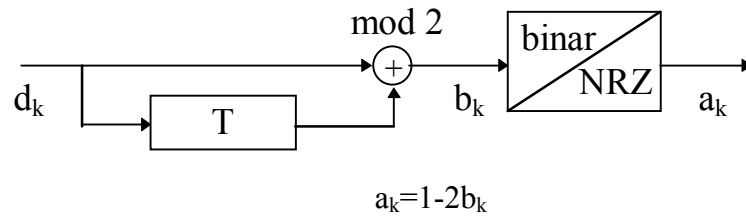
Se poate observa că pentru $BT = 0,3$, impulsul curent afectează practic doar impulsul anterior și cel ulterior:

$$g(-3T/2) = g(3T/2) = 0.0118 ;$$

$$q(-3T/2) = 0.00011782 \quad q(3T/2) = 0.99888218 ;$$

B. producerea semnalului GMSK

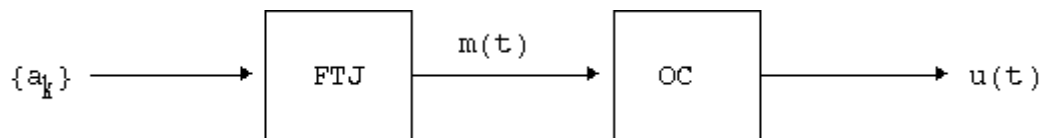
În comunicațiile GSM, datele binare sunt codate diferențial:



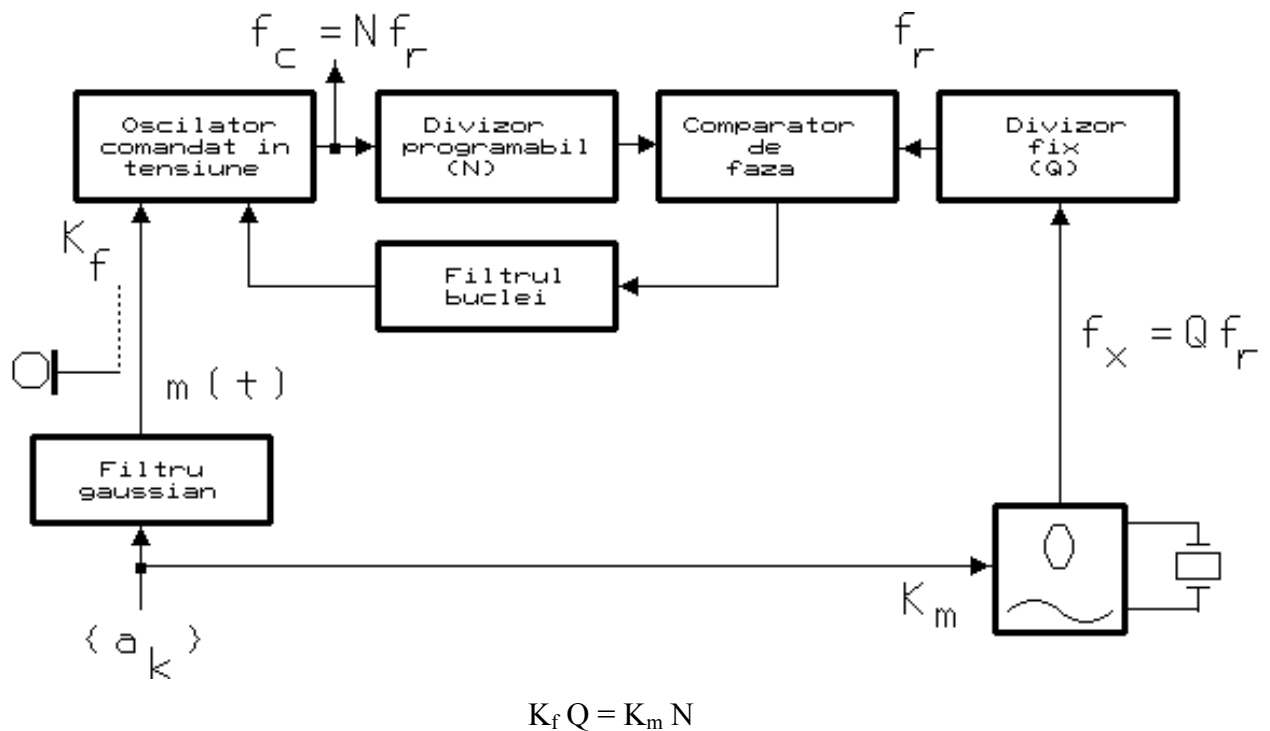
- schemă bloc

Producerea semnalului GMSK se poate realiza în două moduri:

- prin modulație de frecvență , aplicând unui oscilator comandat semnalul modulator $m(t)$ format cu ajutorul unui filtru de formare



- prin intervenția în bucla circuitului PLL a unui sintetizor de frecvențe, care generează frecvența purtătoare



- Elementul cheie al modulatorului: filtrul de formare, cu caracteristică gaussiană.



Răspunsul $g(t)$ la impuls al FTJ este

$$g(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) * h(t) \quad \text{unde} \quad \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} \frac{1}{T} & \text{pentru } |t| < \frac{T}{2} \\ 0 & \text{in rest} \end{cases}$$

$$h(t) = \frac{\sqrt{2\pi}}{\sqrt{\ln 2}} B e^{-\frac{(2\pi B t)^2}{2 \ln 2}}$$

Știind că semnalul NRZ de la intrare are impulsul de bază dreptunghiular, atunci funcția de transfer a filtrului de formare trebuie să aibă expresia

$$\frac{1}{T} F\{h(t)\} = \frac{1}{T} H(\omega) = \frac{1}{T} e^{-\frac{\ln 2 \cdot \omega^2}{2(2\pi B)^2}}$$

Aproximarea funcției de transfer se bazează pe aproximarea unei exponențiale prin serii de polinoame, rezultând

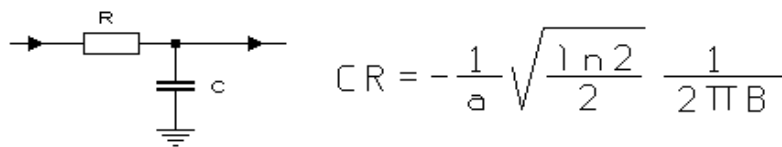
$$H(\omega) = \frac{\prod_{k=1}^N (-p_k)}{\prod_{k=1}^N \left(j\omega \sqrt{\frac{\ln 2}{2}} \cdot \frac{1}{2\pi B} - p_k \right)}$$

unde p_k sunt polii funcției, respectiv rădăcinile polinoamelor, iar N este ordinul filtrului.

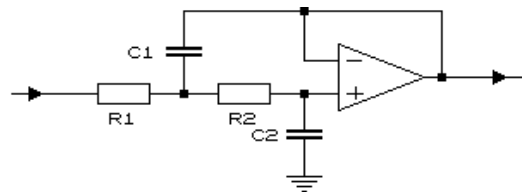
Utilizând pentru aproximare polinoame de tip Laguerre, se obțin coeficienții de mai jos:

Ordinul filtrului K	Poli normalizați $p=a+/-jb$	
	a	b
3	-0,5353 -0,5312	--- +/-0,7298
4	-0,5690 -0,5474	+/-0,3172 +/-0,9753
5	-0,5983 -0,5959 -0,5591	--- +/-0,5722 +/-1,1883
6	-0,6272 -0,6164 -0,5682	+/-0,2618 +/-0,7914 +/-1,3789
7	-0,6547 -0,6523 -0,6327 -0,5757	--- +/-0,4861 +/-0,9868 +/-1,5529
8	-0,6806 -0,6732 -0,6461 -0,5820	+/-0,2276 +/-0,6851 +/-1,1648 +/-1,7139
9	-0,7060 -0,7038 -0,6906 -0,6576 -0,5876	--- +/-0,4296 +/-0,8659 +/-1,3293 +/-1,8645

Polii reali și cei complex conjugați se pot sintetiza cu celule RC de ordinul 1 și 2, ca în exemplele de mai jos:



(a)



(b)

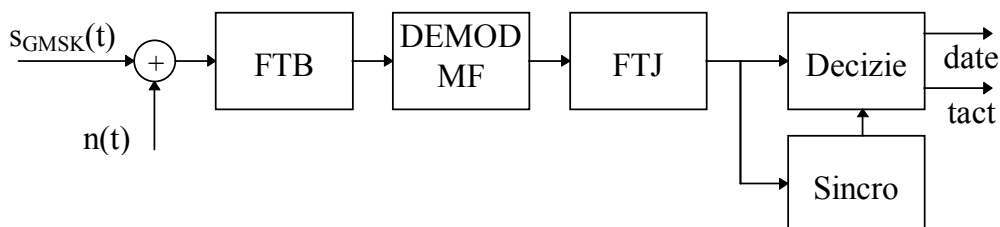
$$C_2(R_1 + R_2) = -\frac{a}{a^2 + b^2} \sqrt{\frac{\ln 2}{2}} \frac{1}{\pi B}$$

$$C_1 C_2 R_1 R_2 = \frac{\ln 2}{8(a^2 + b^2)} \frac{1}{(\pi B)^2}$$

C. demodularea semnalului GMSK

- demodularea necoerentă

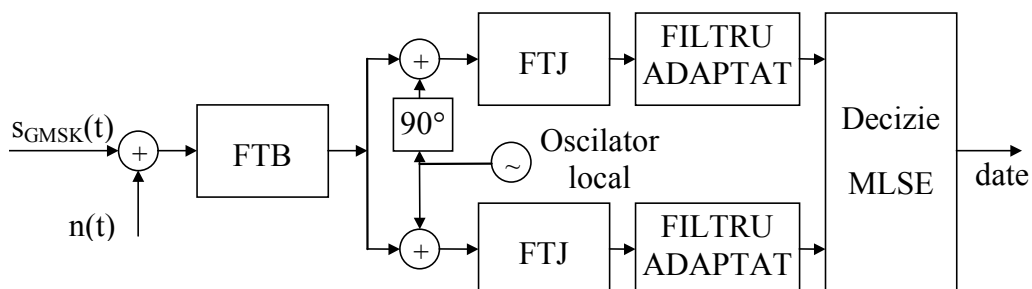
- schemă bloc



- performanțe și limite

- demodulare simplă;
- nu ține cont de interferența intersimbol specifică semnalelor GMSK;
- nu asigură protecție la fading datorat căilor multiple de propagare;

- demodularea coerentă; schemă bloc



Receptorul de mai sus presupune:

- sincronizarea oscilatorului local;
- sincronizarea de tact pentru detectorul cu decizie de secvență;
- utilizarea principiului maximei plauzibilități.

- principiul maximei plauzibilități

Principiul maximei plauzibilități (MP): În cazul transmiterii a M semnale $x_k(t)$ ($k = 1, \dots, M$) egal probabile, afectate de zgomot, receptorul va decide, pe baza semnalului recepționat $r(t)$, că s-a transmis acel semnal pentru care se obține maximul probabilității $p(r/x_k)$.

În cazul unei transmisiuni afectată de zgomot $n(t)$ aditiv gaussian alb, de medie nulă și densitate spectrală medie de putere $N_0/2$, principiul maximei plauzibilități se reduce la determinarea semnalului $x_k(t)$ pentru care se obține

$$l_k = \max_k \int_{-\infty}^{\infty} |r(t) - x_k(t)|^2 dt$$

Aplicând criteriul maximei plauzibilități (MP) pentru vectorul recepționat $\underline{a} = (a_1, a_2, \dots, a_{K-1})$ se alege secvența estimată

$$\underline{\hat{a}} = (\hat{a}_0, \hat{a}_1, \dots, \hat{a}_{K-1})$$

care maximizează logaritmul raportului de plauzabilitate

$$l_{\underline{a}} = \int_0^{KT} r(t)x_{\underline{a}}(t)dt - \frac{1}{2} \int_0^{KT} x_{\underline{a}}^2(t)dt$$

unde:

$$r(t) = x_{\underline{a}}(t) + n(t)$$

Deci, cu alte cuvinte, criteriul *MP* permite alegerea secvenței estimate $\underline{\hat{a}}$ care îndeplinește condiția

$$\max_{\underline{a}} l_{\underline{a}} = l_{\underline{\hat{a}}}$$

unde

$$l_{\underline{a}} = \sum_{k=0}^{K-1} l_{a_k}$$

$$l_{a_k} = \int_{kT}^{(k+1)T} r(t)x(t-kT; a_k, \sigma_k)dt - \frac{1}{2} \int_{kT}^{(k+1)T} x^2(t-kT; a_k, \sigma_k)dt$$

4.5. Algoritmul Viterbi

A. Principiul algoritmului Viterbi; exemplu

- condiții de aplicare a algoritmului Viterbi

- presupune minimizarea unei sume, fiecare termen putând lua un număr de valori dintr-o mulțime finită;

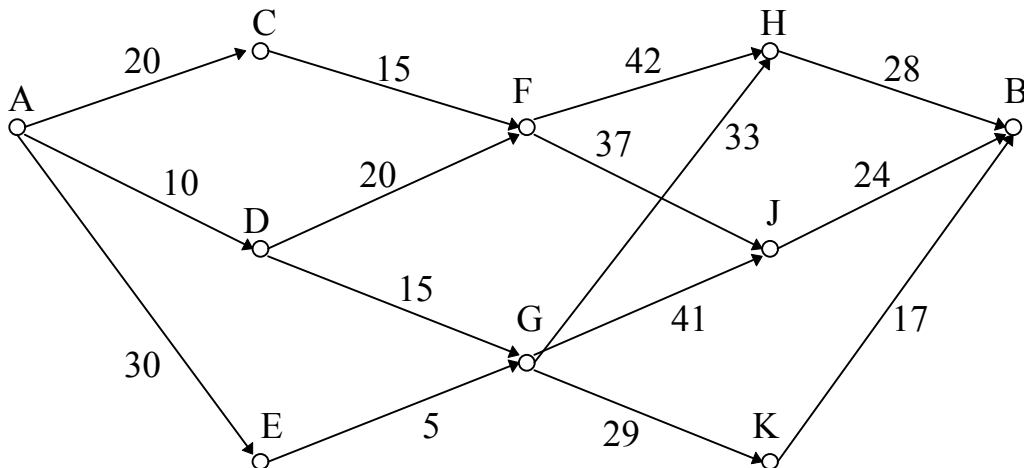
- se poate aplica și când termenii sumei nu iau valori independente de ceilalți termeni.

- problema determinării drumului minim

Un exemplu tipic care permite aplicarea algoritmului Viterbi este acela al determinării drumului minim între două localități.

- definirea problemei

Se consideră harta de mai jos, pe care sunt figurate localitățile A, B, C, ... și drumurile dintre ele, cu distanțele respective.



Se observă că drumul de la A la B poate fi parcurs în 4 etape distincte. Altfel spus, pe oricare variantă distanța totală este suma a 4 termeni. Notăm distanța pe fiecare drum $\lambda(Y, X)$, unde X este punctul de pornire, iar Y este destinația parțială.

O soluție ar fi investigarea tuturor posibilităților; aceasta duce la un număr maxim de operații de efectuat.

- mărimi caracteristice lucrului cu algoritmul Viterbi

Pentru a rezolva problema prin algoritmul Viterbi, asociem fiecărei localități (adică stări ale sistemului “hartă”) două mărimi:

- metrica μ_k (reprezintă distanța de la origine până la punctul de etapă curent, determinată pe drumul cel mai scurt)

$$\mu_k(Y) = \min_X [\mu_{k-1}(X) + \lambda(Y, X)]$$

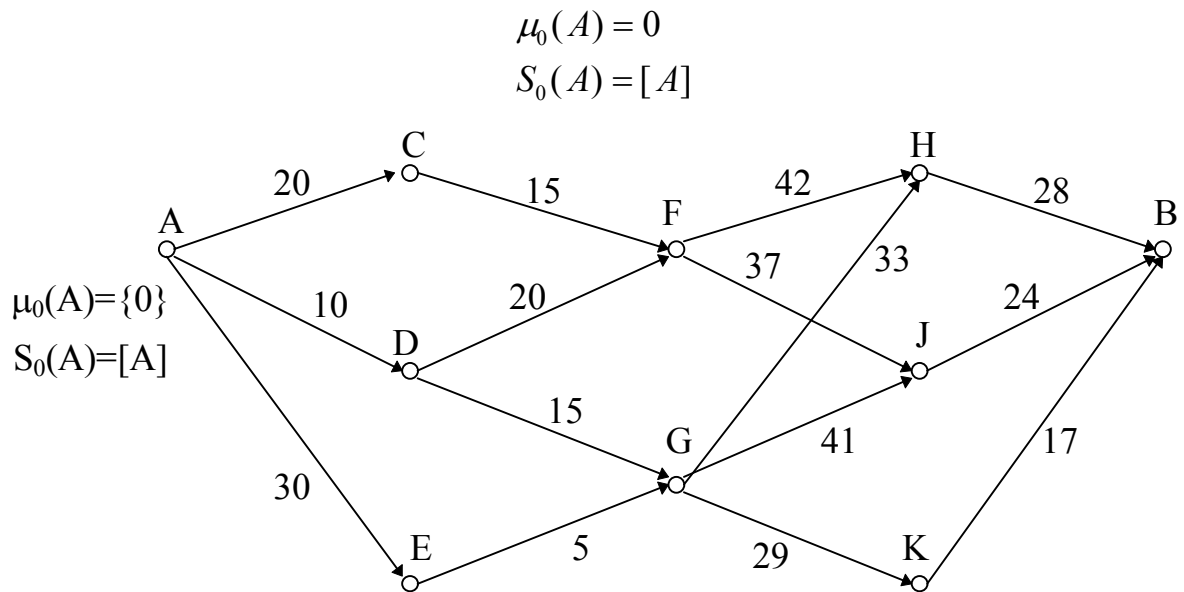
- supraviețuitorii S_k (reprezintă drumul cel mai scurt între origine și punctul de etapă curent)

$$S_k(Y) = [Y, S_{k-1}(X)] \text{ unde } X \text{ dat de } \min_X [\mu_{k-1}(X) + \lambda(Y, X)]$$

- modul de lucru al algoritmului

Etapa 1 :

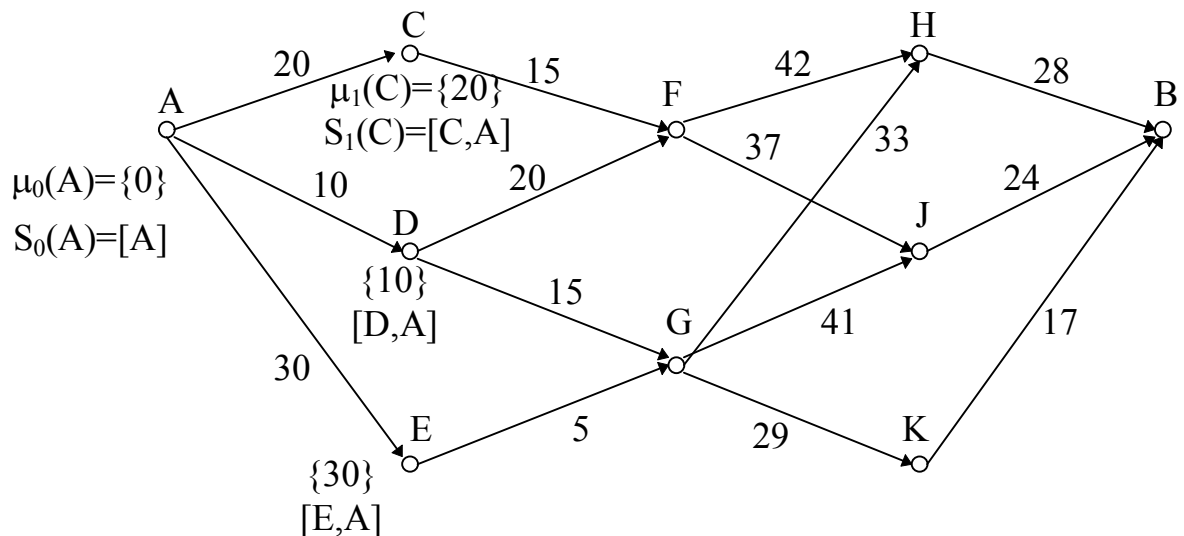
- se inițializează metrica și supraviețuitorul, pentru localitatea A (originea hărții):



- se memorează metrica și supraviețuitorul.

Etapa a 2-a :

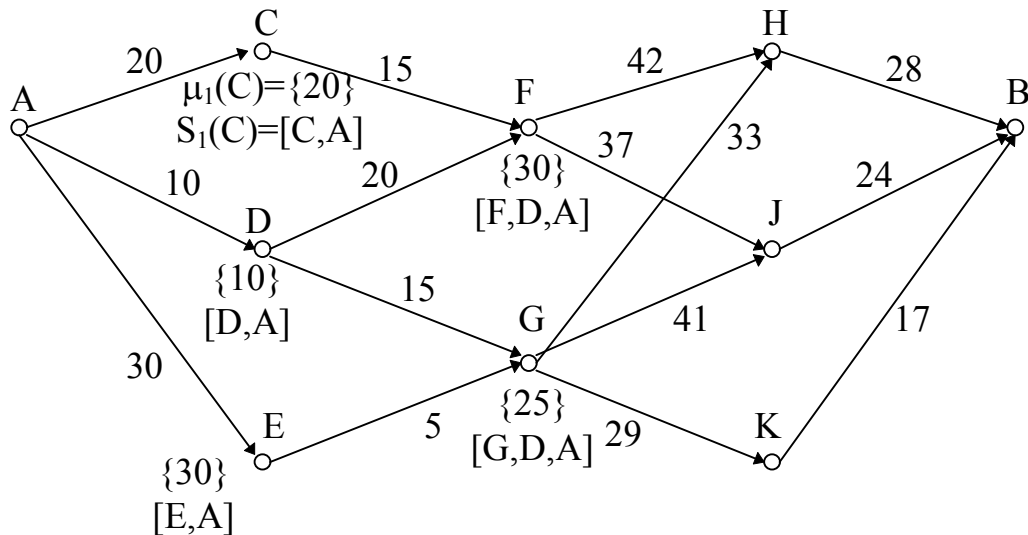
- Se determină metrica și supraviețuitorii pentru localitățile în care se ajunge după parcurgerea primei etape din drum:



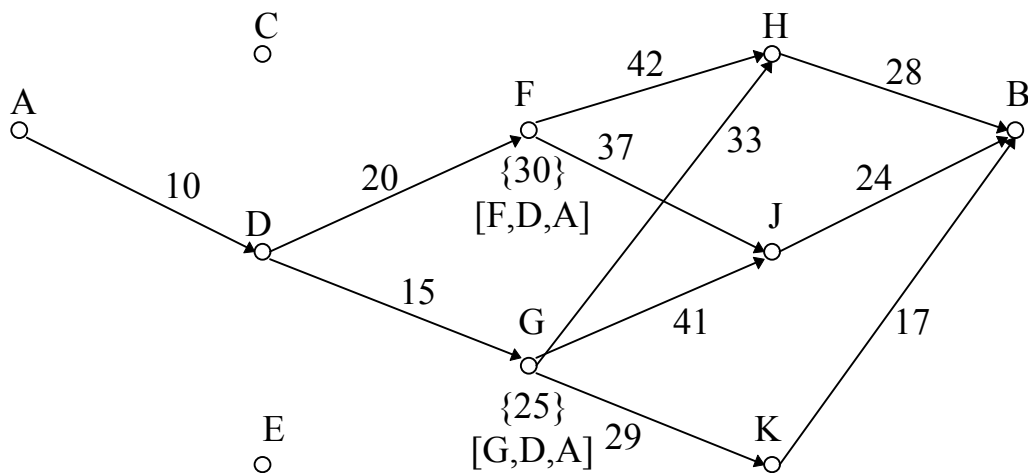
- se memorează metricile și supraviețuitorii corespunzător acestei etape și se șterge din memorie metrica și supraviețuitorul anterior.

Etapa a 3-a :

- Se repetă etapa a 2-a pentru următoarea porțiune de drum:



După memorare se observă că nu mai prezintă interes toată harta:



Se constată că toți supraviețuitorii au, în acest caz, o porțiune comună. Altfel spus, indiferent de evoluția problemei în etapele următoare, a fost determinată o porțiune a drumului de lungime minimă.

Se repetă apoi etapa a 3-a până la finalizarea problemei.

- performanțe și limite

- Algoritmul Viterbi se poate aplica numai în măsura în care se îndeplinesc condițiile definite anterior;
- Necesită un spațiu de memorie corespunzător numărului și dimensiunii metricii și supraviețuitorului etapei curente și celei anterioare;
- Se elimină o parte din operații, corespunzătoare drumurilor care se șterg (cele care nu sunt cuprinse în supraviețuitori).

- memorie necesară

- Se consideră că avem maxim k localități destinație pentru diferitele etape. Se estimează că este necesară memorarea a maxim m puncte în cadrul supraviețuitorilor;
- Dimensiunea maximă necesară este:
 - 2k locații de memorie pentru metrice;
 - 2km locații de memorie pentru cei maxim 2k supraviețuitori.

B. Diagrama trellis

Diagrama trellis reprezintă un graf secvențial care prezintă evoluția stărilor modulatorului.

Se consideră că se transmite o secvență în care semnalul curent este de forma

$$x_l = g(a_l, \underbrace{a_{l-1}, \dots, a_{l-L}}_{L \text{ simboluri}})$$

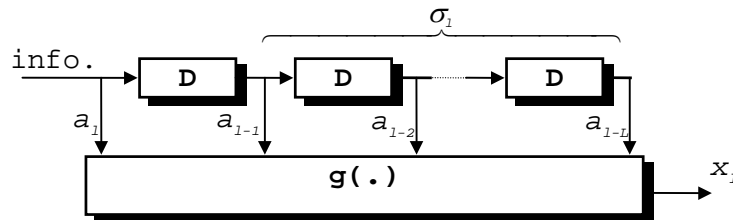
Se definește starea emițătorului, ca un vector:

$$\sigma_l \triangleq (\underbrace{a_{l-1}, a_{l-2}, \dots, a_{l-L}}_{\text{precedentele } L \text{ info.}})$$

Starea emițătorului poate fi starea unui registru de deplasare, iar semnalul transmis va fi de tipul

$$x_l = g(a_l, \sigma_l)$$

conform figurii :



Se definește tranziția între două stări :

$$\tau_{l+1} \triangleq (\sigma_l, \sigma_{l+1})$$

care într-un graf ar reprezenta un arc între cele două stări (există mai multe τ_{l+1} precizate de valorile pentru σ_l și σ_{l+1}).

Reprezentarea grafică a întregului proces reprezintă *diagrama trellis*, în care:

- nodurile pe verticală reprezintă stări distincte pentru un l dat;
- arcele reprezintă tranziții de la o stare la alta.

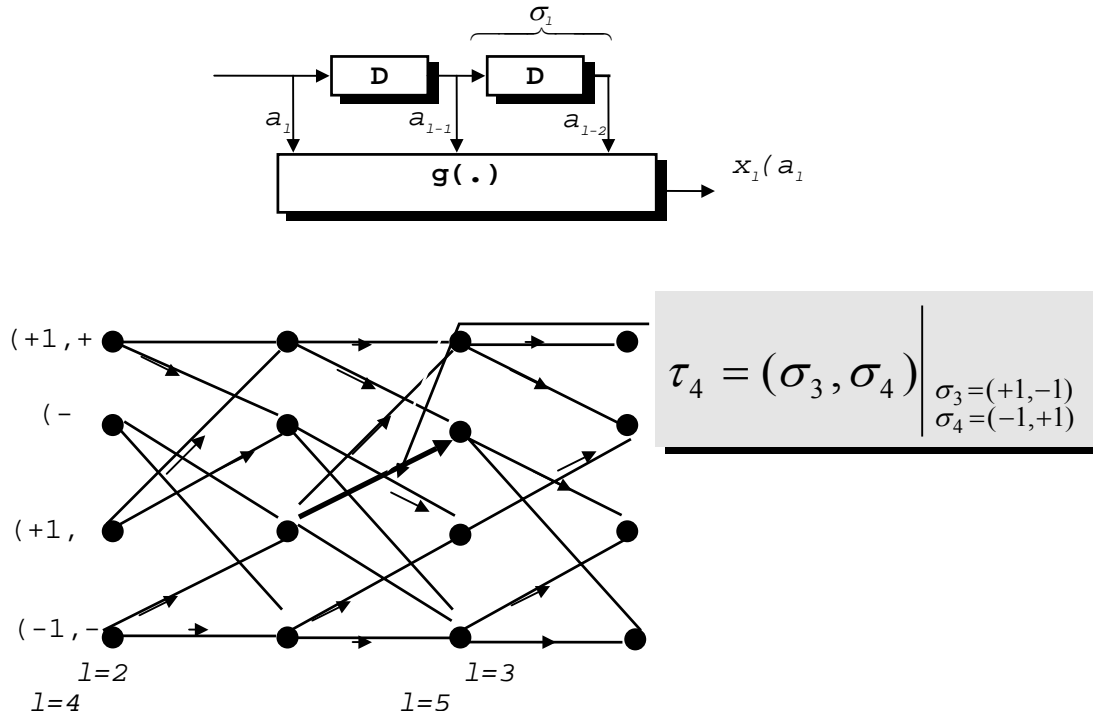
Exemplu:

Se presupun pentru simplificare:

$$a_l \in \{-1, 1\} = A_2, \quad \sigma_l \in \Sigma_4$$

$$\sigma_l = (a_{l-1}, a_{l-2}), \quad \sigma_l = (\pm 1, \pm 1)$$

Observație: Funcția $g(\cdot)$ nu prezintă interes ca expresie.



C. Modul de utilizare al algoritmului Viterbi în detecția semnalelor; decodarea Viterbi

- structura detectorului Viterbi

Se consideră că informația:

$$\underline{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{K-1}), \quad a_k \in \{-1, +1\}$$

se transmite prin modulație tip PAM

$$m(t) = x_{\underline{a}}(t) = \sum_{l=0}^{K-1} a_l g(t-lT), \quad t \in \mathfrak{T} \hat{=} \text{supp}\{x_a(t)\}$$

unde $g(t)$ este impulsul gaussian.

Semnalul recepționat este $r(t) = x_{\underline{a}}(t) + n(t)$

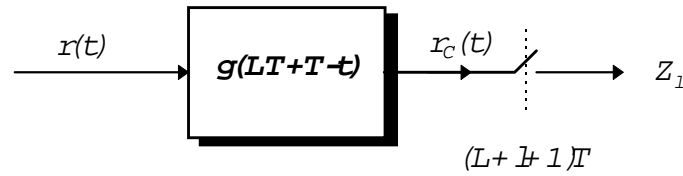
Rezultă

$$l_{\underline{a}} = 2 \left\{ \sum_{l=0}^{K-1} a_l \int_{\mathfrak{T}} g(t-lT) r(t) dt \right\} - \sum_{l=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{K-1} a_l a_m \int_{\mathfrak{T}} g(t-lT) g(t-mT) dt$$

Fie

$$Z_l = \int_{\mathfrak{T}} g(t-lT) r(t) dt, \quad l \in \overline{0, K-1}$$

$$s_{l-m} = \int_{\mathfrak{T}} g(t-lT) g(t-mT) dt$$

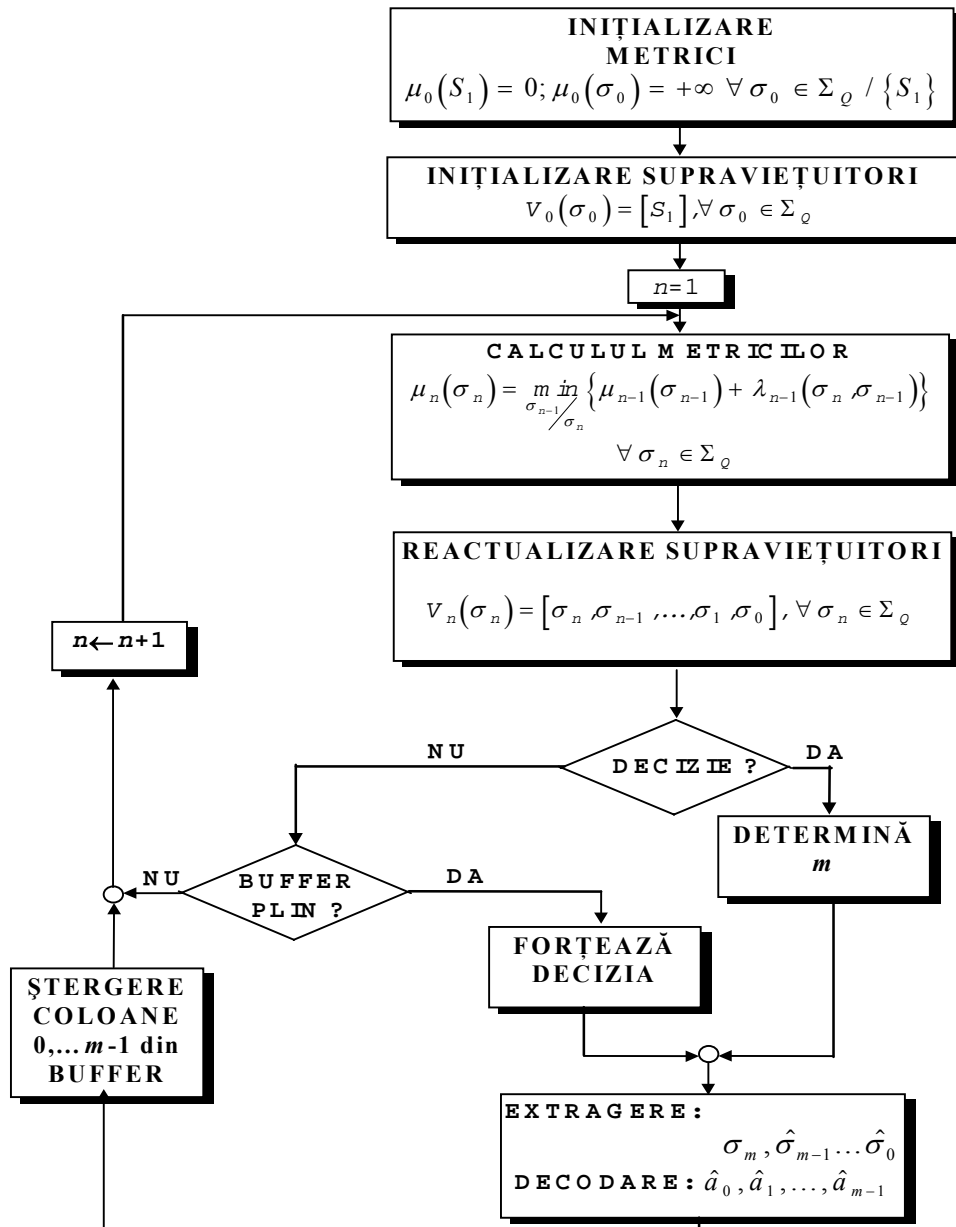


$$\sigma_l \triangleq \underbrace{(a_{l-1}, a_{l-2}, \dots, a_{l-L})}_{L \text{ simboluri}}, \quad l \in \overline{L, K}$$

$$\mu_{k+1}(\sigma_L, \dots, \sigma_{k+1}) \triangleq -2 \sum_{l=0}^k a_l Z_l + \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k a_l a_m s_{l-m}, \quad k \in \overline{(L-1), (K-1)}.$$

$$\lambda_{k+1}(\sigma_k, \sigma_{k+1}) \triangleq -2(a_k Z_k) + 2\left(a_k \sum_{m=k-L}^{k-1} a_m s_{k-m}\right) + a_k^2 s_0, \quad k \in \overline{L, K-1}$$

- algoritmul de implementare



- memorie necesară

Este nevoie de:

- **locații de memorie:** N_S (pentru fiecare stare), cuprinzând
 - secvența de arce (stări anterioare succesive);
 - metrica drumului;
- **calcule de la pasul l la $l+1$:**
 - **adunări:** maxim N_t (numărul de tranziții);
 - **comparații:** maxim N_t cu N_S rezultate.

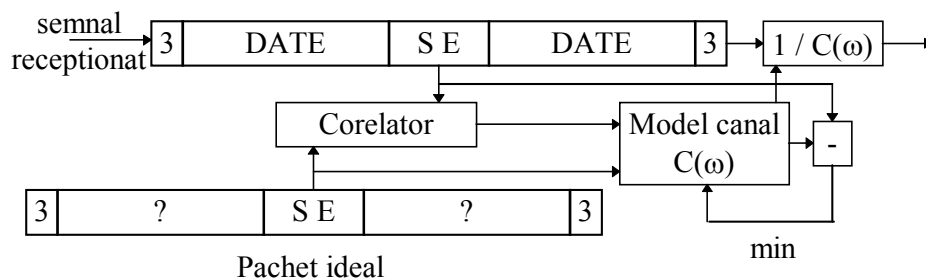
Cantitatea de calcule crește liniar cu lungimea K . Fără algoritmul Viterbi creșterea ar fi fost exponențială deoarece trebuiau puse în evidență toate drumurile posibile.

D. Egalizarea Viterbi

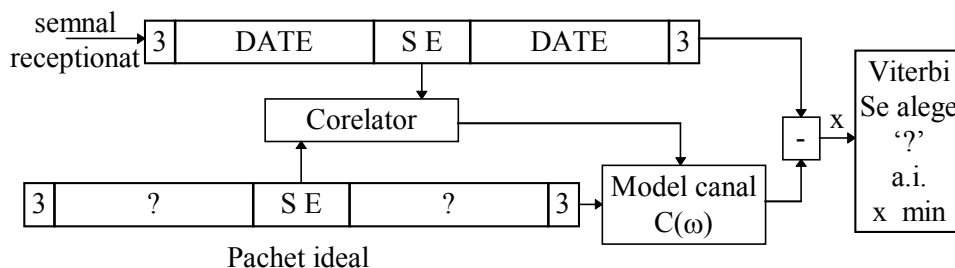
- principiul de lucru al egalizorului

Datorită fenomenelor de propagare pe canalul radio, în special generate de reflexii sau difracții provocate de diferitele obstacole, semnalul recepționat diferă ca formă de cel transmis. Egalizorul compensează acest fenomen.

Cele mai pronunțate distorsiuni ale semnalului recepționat sunt datorate fenomenele de propagare pe căi multiple. Egalizorul modelează canalul ca un filtru FIR, ai cărui parametri sunt estimați:

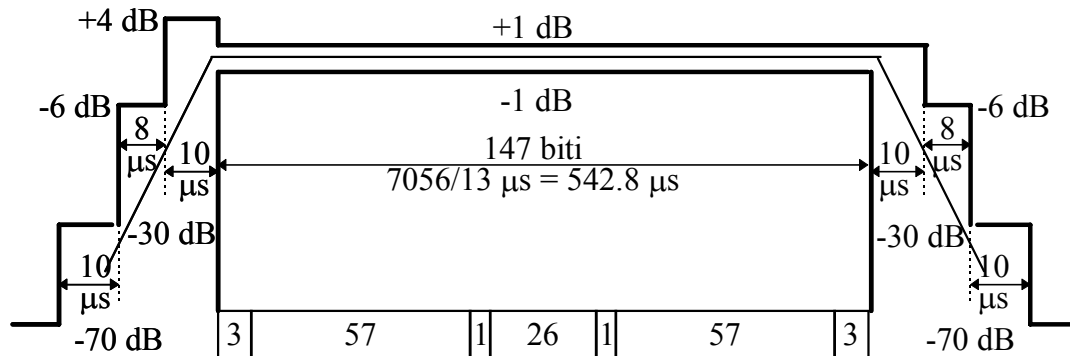


- modul de utilizare al algoritmului Viterbi în egalizarea semnalului recepționat.



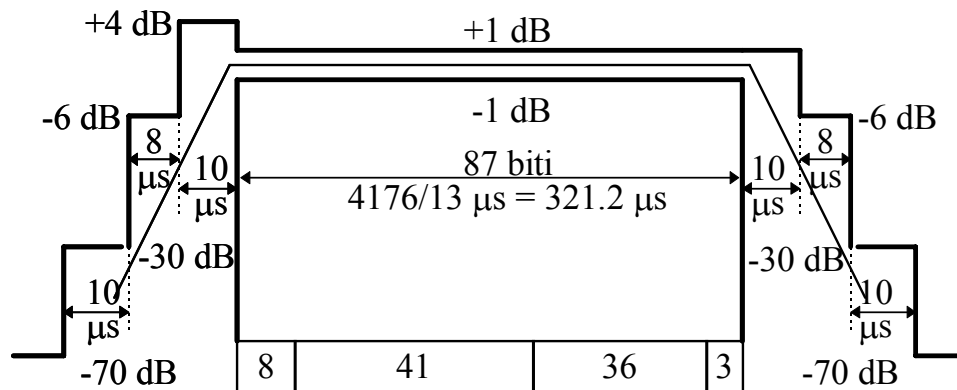
4.6. Formarea impulsului radio. Variația puterii transmise

- impulsul radio normal

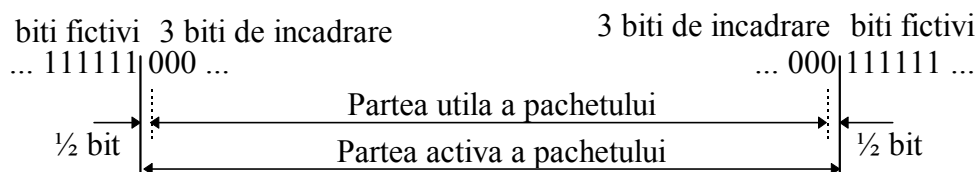


- intervalul de gardă este de 8,25 biți = 30,5 μs > 28 μs;
- aceeași variație a puterii emise se întâlnește și la impulsul radio de sincronizare, pentru corecția frecvenței și la cel fictiv.

- impulsul radio de acces



Fluxul de biți corespunzător modulației:



4.7. Performanțele receptorului GSM

Performanțele receptorului sunt stabilite în funcție de sensibilitatea de referință a receptorului. În comunicațiile GSM aceasta se definește ca fiind valoarea semnalului de intrare de radiofrecvență, pentru un tip de canal dat, astfel încât probabilitatea de eroare de bit să aibă o valoare impusă. Pentru receptoarele portabile aceasta are o valoare de -102 dBm, iar pentru celelalte tipuri (mobile sau fixe) este de -104 dBm.

În lipsa interferenței, se obțin valorile:

	Model de propagare			
Canal logic	AWGN	TU50	RA250	HT100
SDCCH (FER)	0,1 %	4 %	4 %	6 %
RACH (FER)	0,1 %	10 %	10 %	10 %
SCH (FER)	1 %	15 %	15 %	15 %
TCH/F9,6; H4,8 (BER)	10^{-5}	0,3 %	0,1 %	0,8 %
TCH/F2,4 (BER)	-	10^{-5}	10^{-5}	10^{-5}
TCH (FER)	10^{-3}	3 %	2 %	7 %
C2 (BER)	2 %	8 %	7 %	8 %

Modelul de propagare: NN_x , unde

NN este tipul de model de propagare :

RA - propagare în mediul rural;

HT - propagare în teren deluros;

TU - propagare în zonă urbană tipică.

x este viteza de deplasare a vehiculului în km/h.

În cazul în care, peste semnalul de referință util, de -85 dBm, se suprapune un semnal GSM perturbator, modulat cu o secvență aleatoare de date și care provoacă o interferență, se acceptă performanțele de mai jos pentru un nivel de referință al interferenței, definit printr-un raport semnal/zgomot ≤ 9 dB și printr-un raport dintre semnal și puterea din canalul adiacent, la 200 și 400 kHz, ≤ 9 dB, respectiv ≤ 41 dB.

	Model de propagare			
Canal logic	TU3 (fără FH)	TU3 (cu FH)	RA250	HT100
SDCCH (FER)	8 %	4 %	4 %	6 %
RACH (FER)	12 %	12 %	12 %	10 %
SCH (FER)	15 %	15 %	15 %	15 %
TCH/F9,6; H4,8 (BER)	1,5 %	0,3 %	0,3 %	0,2 %
TCH/F2,4 (BER)	-	10^{-5}	10^{-5}	10^{-5}
TCH (FER)	7 %	2,5 %	3,5 %	3 %
C2 (BER)	8 %	8 %	8 %	8 %