

PROCEDEE DE TRANSMITERE NUMERICĂ A SEMNALELOR

- Vor fi prezentate:
 - schemele bloc ale unor echipamente utilizate pentru producerea și demodularea semnalelor cu modulație numerică și
 - aspecte cu privire la performanțele realizate,
 - particularitățile unor tipuri de semnale și
 - domeniile lor de aplicație.
- Se începe cu *Modulația Impulsurilor în Cod (MIC, PCM)*,
- Vor mai fi abordate:
 - ◆ procedee de modulație diferențială:
 - *Modulația Diferențială a Impulsurilor în Cod (DMIC, DPCM)*,
 - *Modulația Delta (ΔM), Modulația Delta-Sigma ($\Delta\Sigma M$) și*,
 - ◆ Un procedeu de modulație adaptivă, *Modulația Delta Adaptivă ($A\Delta M$)*.

1. MODULAȚIA IMPULSURILOR ÎN COD

- MIC implică:
 - eșantionarea cu frecvență $f_e=1/T_e$;
 - cuantizarea, în general *neuniformă*, cu $M=2^p$ nivele;
 - codarea, în general *binară*, a celor M numere.

- Rezultă o transmisie binară cu debitul:

$$R_i = f_e \log_2 M = p f_e [\text{biti/s}] \quad (1)$$

- Semnalele de referință – semnalele vocale telefonice caracterizate prin:
 - componente spectrale cuprinse în banda [300Hz,3400Hz];
 - raport semnal-zgomot de eșantionare, necesar pentru o transmisiune de bună calitate,

$$10 \log \xi_Q \geq 35 [\text{dB}] \quad (2)$$

- gama dinamică de cca 40 dB;
- semnalele de valori mici sunt preponderente (figura 1);

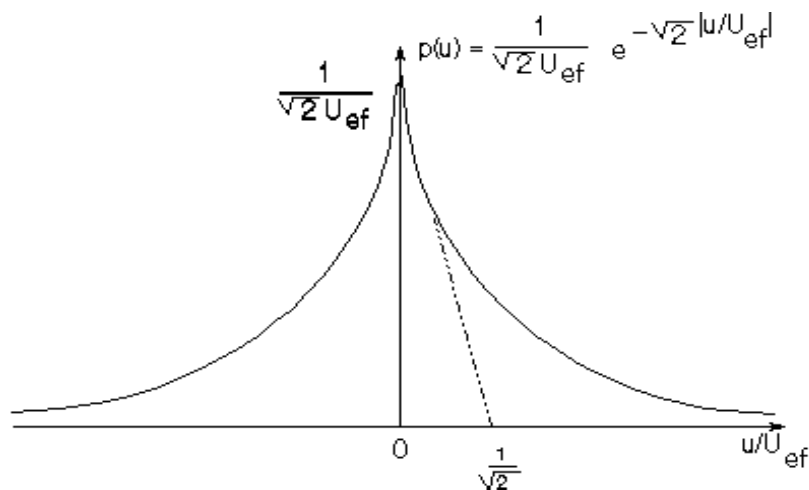


Figura 1

- Plecând de la acești parametri, normele CCITT prevăd:
 - frecvența de eșantionare, $f_e = 8$ kHz;
 - cuantizare neuniformă cu 256 nivele;
 - legea de compresie - *aviz CCITT G711*: pentru Europa, *legea A* (figura 2) iar pentru SUA, *legea μ* .
- Ambele soluții reprezintă aproximări ale legii ideale de compresie;

1.1 LEGEA A DE COMPRESIE

- expresie:

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A} = Cx; & x \in [0, \frac{1}{A}] \\ \frac{1 + \ln(Ax)}{1 + \ln A}; & x \in [\frac{1}{A}, 1] \end{cases} \quad (2)$$

- unde:

- x și y reprezintă variabilele normate:

$$x = \frac{u}{U_{\max}}; \quad y = \frac{u_c}{U_{\max}} \quad (3)$$

- C este coeficientul de compresie;
- s-a ales $C=16$, deci din

$$C = \frac{A}{1 + \ln A}, \quad (5)$$

rezultă $A=87,6$.

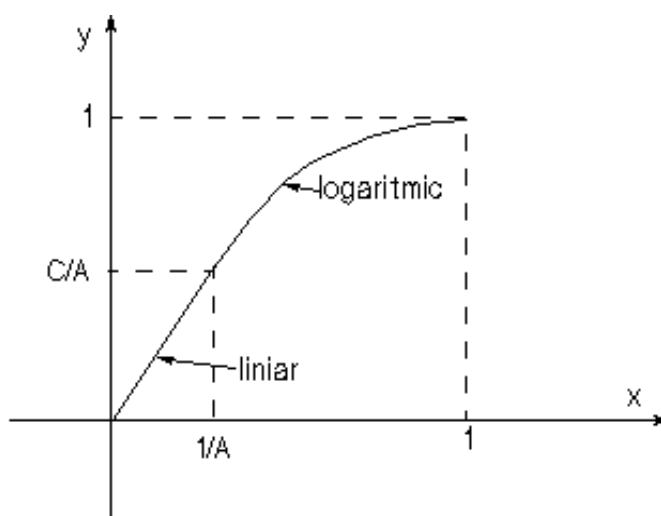


Figura 2

1.2 RAPORTUL SEMNAL-ZGOMOT DE CUANTIZARE INSTANTANEU

- În capitolul precedent s-a dedus:

$$\xi_Q(t) = 12 \frac{u^2(t)}{\Delta^2(u)} = 12 \frac{U_{Max}^2 x^2}{\Delta(x)^2} \quad (4)$$

- $\Delta(u)$ se determină în raport cu *pasul de referință* Δ_0

$$\Delta_0 = \frac{2U_{max}}{M}. \quad (5)$$

- normând relația obținută în cursul deducerii caracteristicii ideale de compresie se obține:

$$\frac{\Delta(x)}{\Delta_o} = \left(\frac{dy}{dx}\right)^{-1} \quad (6)$$

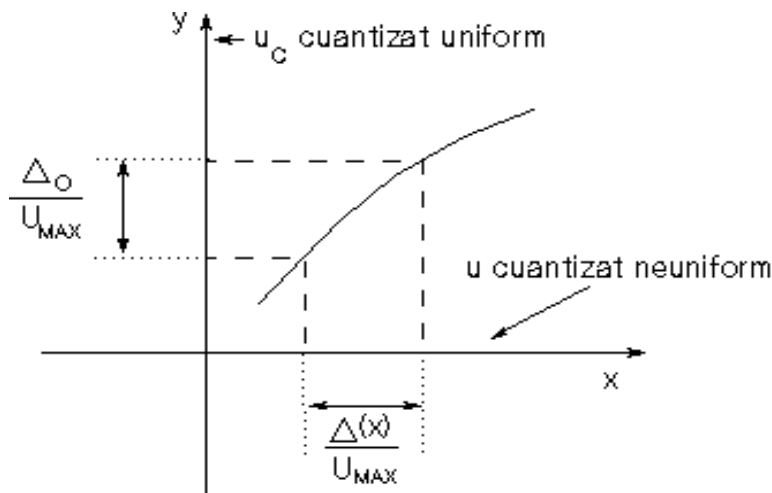


Figura 3

- Pentru zona liniară rezultă:

$$\frac{dy}{dx} = C; \quad \Delta(x) = \frac{1}{C} \Delta_o = \text{constant} \quad (7)$$

- Respectiv:

$$\xi_Q(t) = 3 M^2 C^2 x^2 \quad (8)$$

Concluzie: $M^l = C \bullet M$

- Similar pentru zona logaritmică

$$\frac{dy}{dx} = \frac{1}{x} \frac{1}{1 + \ln A}; \quad \Delta(x) = x(1 + \ln A) \Delta_o$$

$$\xi_Q(t) = 12 \frac{U_{Max}^2 x^2}{\Delta^2(x)} = 3 \frac{C^2}{A^2} M^2 = \text{constant} \quad (9)$$

- gama dinamică specifică semnalelor telefonice este de cca 40 dB, deci $x \in [0.01, 1]$ deci pentru

$$\xi_Q \geq 35dB \Rightarrow M = 256 = 2^8 \quad (10)$$

(aviz CCITT G711).

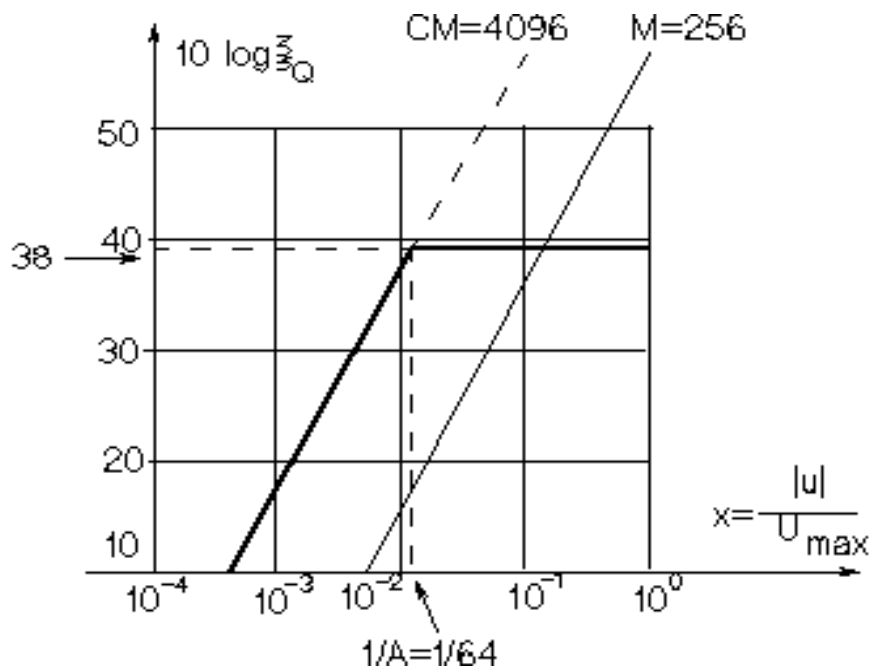


Figura 4

- **Observație:** definiția pentru legea μ valabilă în USA

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad (11)$$

- are performanțe similare cu legea A,
- dar nu mai bune pentru semnale vocale;
- istoric anterioară legii A.
- Ambele sînt agreate de CCITT.

1.3 CODAREA

- cuantizarea înlocuiește valoarea exactă a eșantionului printr-un număr care reprezintă intervalul de cuantizare în care se află acea valoare.
- *codarea* reprezintă transcrierea numerelor în expresii logice, denumite *cuvinte de cod*.
- Expresiile logice sunt, în mod curent, binare și au un format de, cel puțin, $\log_2 M$ biți.
- Asocierea unui cuvânt de cod pentru fiecare număr se face pe baza unui *tabel de corespondență* care reprezintă *codul*.
- De regulă *cuantizarea și codarea*, se realizează într-un singur dispozitiv, *codorul*.
- Acesta compară eșantionul prelucrat cu combinații de etaloane, corespunzătoare reprezentării binare, până se obține aproximația cea mai bună.
- Se disting trei tipuri fundamentale de codoare:
 - *Codorul serial* - un etalon - maximum M comparații;
 - *Codorul paralel* - M etaloane - o singură comparație.
 - *Codorul iterativ* - compară valoarea eșantionului, prin aproximații succesive, cu combinații de etaloane; compromis;
- Pentru transmiterea numerelor asociate eșantioanelor trebuie ales unul dintre cele $M!$ **coduri de reprezentare** posibile.
- această alegere nu influențează calitatea procedurii de modulație numerică.
- Criteriile ce se au în vedere în acest scop:
 - avantaje în realizarea operației de codare;
 - avantaje în realizarea operației de decodare;
 - avantaje din punctul de vedere al procesului de transmitere a semnalelor numerice (de exemplu: extragerea comodă a frecvenței de tact, limitarea benzii de frecvență care este necesară etc.).

Transmisiuni Analogice și Numerice: Sisteme cu modulație numerică și Efectul zgomotului la transmisiile MIC

- Vom exemplifica prin două coduri mai des folosite:
 - *codul binar pur*;
 - *codul binar repliat*.

Tabelul 1

Cod binar pur		Cod binar repliat	
+ 127	1 1 1 1 1 1 1 1 1	+127	1 1 1 1 1 1 1 1 1
....
+ 2	1 0 0 0 0 0 1 0	+ 2	1 0 0 0 0 0 1 0
+ 1	1 0 0 0 0 0 0 1	+ 1	1 0 0 0 0 0 0 1
+ 0	1 0 0 0 0 0 0 0	+ 0	1 0 0 0 0 0 0 0
- 0	1 0 0 0 0 0 0 0	- 0	0 0 0 0 0 0 0 0
- 1	0 1 1 1 1 1 1 1	- 1	0 0 0 0 0 0 0 1
- 2	0 1 1 1 1 1 1 0	- 2	0 0 0 0 0 0 1 0
....
- 127	0 0 0 0 0 0 0 0	- 127	0 1 1 1 1 1 1 1

- Observații:
 - *codul binar pur* convine codoarelor de tip serial (prin numărare);
 - la *codul binar repliat* bitul cel mai semnificativ = bit de semn; la trecerea prin zero nu se schimbă toți biții ca la codul binar pur.
- La semnalele telefonice valorile mici au o pondere mare;
- Ambele coduri prezintă secvențe lungi de 1 sau de 0;
- Este dificilă refacerea tactului;
- Adesea se folosește *codul binar repliat cu inversarea biților de rang par*;

1.4 Codarea neuniformă

- In sistemele MIC cuantizarea neuniformă cu compandor-expandor (legea A) și codarea se pot realiza prin:
 - 1) **Compresie analogică + cuantizare uniformă și codare pe 8 biți; dezavantaje;**
 - 2) **Cuantizare uniformă pe CM nivele corespunzătoare părții liniare a caracteristicii de compresie ($CM = 2^{12}$) + compresie numerică (transcodare) la 8 biți.**
 - 3) **Codare neuniformă cu 8 biți având caracteristica de compresie numerică încorporată în codor.**

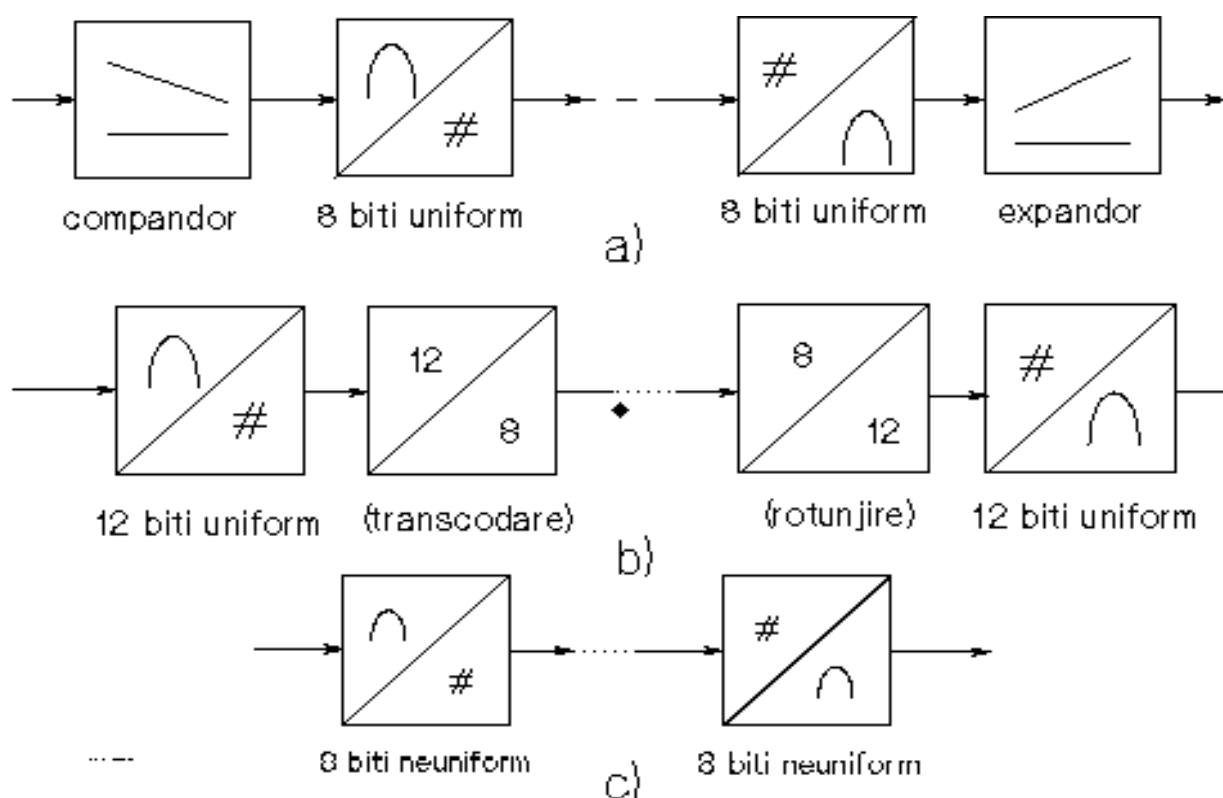


Figura 5

1.5 Compresia numerică

- cel mai des: aproximarea legea A printr-o caracteristică poligonală cu 13 segmente.
- Caracteristica poligonală este *adaptată* prelucrării numerice

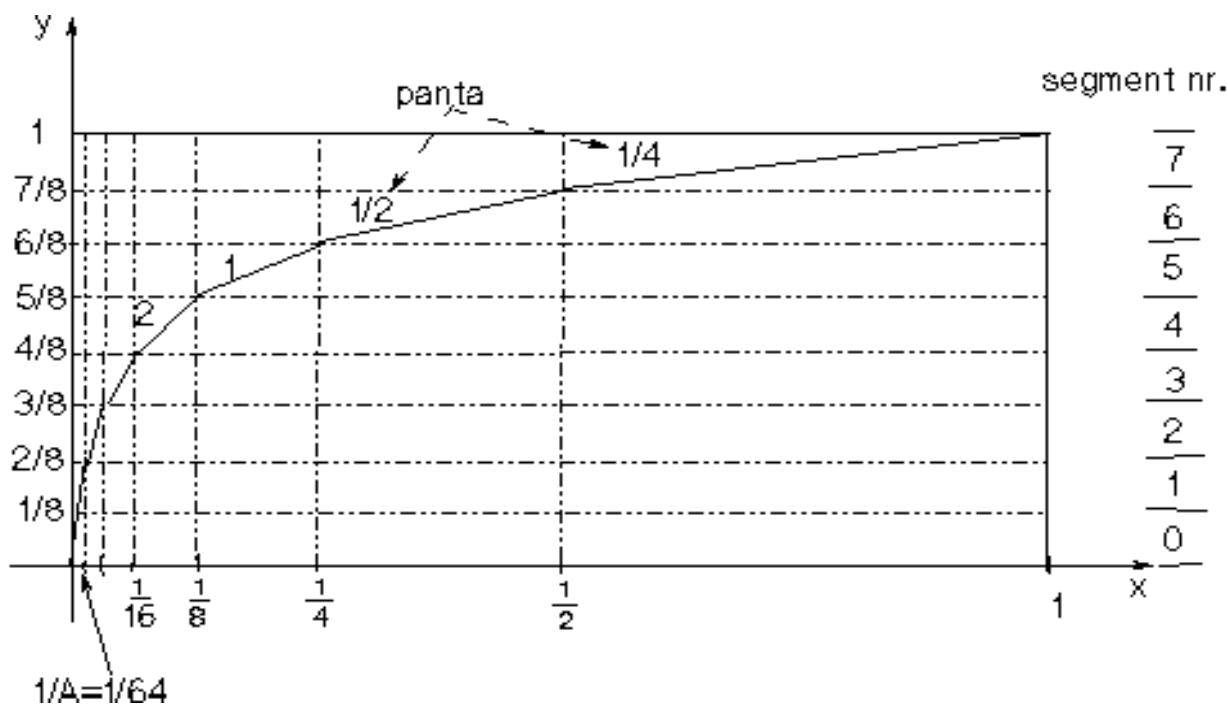


Figura 6

- analizăm $x \geq 0$;
- modul de divizare pe x și y ; (fiecare segment pe x corespunde variației cu o octavă a semnalului);
- se alege panta primului segment $C=16$ iar $A=64$ (analogic: $A=87,6$).
- primul segment al caracteristicii poligonale acoperă primele două domenii pe axa y ;
- panta celorlalte segmente scade cu 2 astfel încât segmentul 7 are $p=1/4$.
- $\Delta(x)$ se dublează la trecerea de la un segment la altul în sensul creșterii semnalului.

1.6 Prelucrarea semnalelor prin codare uniformă și compresie numerică

- schema bloc dată în figura 5-b - etape:
 - a) codare uniformă repliată cu 12 biți;
 - b) compresie numerică la 8 biți;
 - c) reconstituirea semnalului numeric pe 8 biți;
 - d) extensie numerică la 12 biți.

Tabelul 2 Exprimarea binară a semnalului cu marcarea biților ce se rețin

exponent 2	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
segment 0	x	0	0	0	0	0	0	0	x_3	x_2	x_1	x_0
segment 1	x	0	0	0	0	0	0	1	x_3	x_2	x_1	x_0
segment 4	x	0	0	0	1	x_3	x_2	x_1	x_0	Detaliu ce		
segment 5	x	0	0	1	x_3	x_2	x_1	x_0	se va pierde			

Tabelul 3 Constituirea cuvintelor de cod pentru diverse segmente

	+/-	m_2	m_1	m_0	x_3	x_2	x_1	x_0
segment 0	1/0	0	0	0	x	x	x	x
segment 1	1/0	0	0	1	x	x	x	x
segment 4	1/0	1	0	0	x	x	x	x
	semn	Număr segment			codare uniformă 16 nivele			

- pentru segmentele având $m \in [2,7]$ se renunță la ultimii $(m-1)$ biți, se rețin următorii patru biți care corespund unei codări uniforme pe 16 nivele în interiorul unui segment.

Transmisiuni Analogice și Numerice: Sisteme cu modulație numerică și Efectul zgomotului la transmisiile MIC

- Următorii 3 biți sunt folosiți pentru identificarea segmentului.
- Se poate arata ca operațiunea este echivalentă compresiei cu 13 segmente din p.d.v. al numărului de nivele de cuantizare echivalente.

Exemple:

1. Pentru segmentul 4 definit pe intervalul $x \in [1/16, 1/8]$:

- lungimea normalată a domeniului este $1/16$;
- pasul de cuantizare $\Delta(m=4) = 1/(16 \cdot 16) = 1/256$;
- numărul de nivele de cuantizare: 256;
- număr echivalent nivele de cuantizare $M_e = 256 \cdot 2 = 512$ (înmulțirea cu 2 se impune deoarece se cunoaște semnul);

2. Segmentul 0 este definit pentru $x \in [0, 1/128]$:

- lungimea normalată a domeniului este $1/128$
- $\Delta(m=0) = 1/128 \cdot 16 = 1/2048$;
- $M(\text{echivalent}) = 2048 \cdot 2 = 4096$.

- Revenirea la semnalul numeric pe 12 biți se face prin rotunjire.
- Biții pierduți, în număr egal cu $(m-1)$ pentru $m \in [2, 7]$, din fața lui x_3 se înlocuiesc cu 00...01.
- Cu alte cuvinte biții care îl preced pe x_3 sunt:
 - un bit egal cu 0 dacă $m=0$
 - un bit egal cu 1 dacă $m \in [1, 7]$.
 - ceilalți biți până la bitul de semn egali cu 0.
- **Concluzie: s-a realizat o compresie numerică la 8 biți și apoi extensia numerică la 12 biți.**

1.7 Raportul semnal-zgomot instantaneu de cuantizare pentru compresia numerică

- Pe domeniul unui segment semnalul este tratat prin cuantizare uniformă cu un număr de nivele M_e .
- Deci pe fiecare segment RSZ instantaneu de cuantizare variază liniar reproducând porțiunea corespunzătoare numărului de nivele echivalent M_e ;

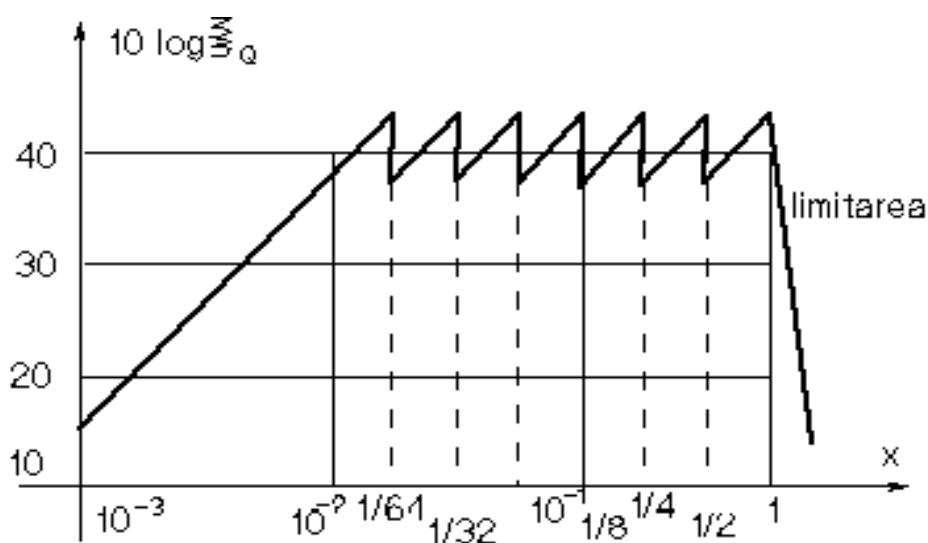


Figura 7

- Concluzie: RSZ variază cu 6dB în jurul valorii de 40dB, deci este mai mare de 35dB în întreaga gamă dinamică;

1.8 Aplicații ale sistemelor MIC

Tabelul 4

	Frecv. de eșant. f_e	Tip de cuantizare	Nr. de nivele M	Lungime e cuvînt de cod	Viteza de trs. a inf.	Legea de compresie
	kHz	-	-	biți	kbit/s	
Transmitere semnale telefonice	8	neuni- formă	256	8	64	A, aprox. 13 segm.
Transmitere semnale audio (muzicale)	32	uniformă	16384	14	448	-
		neuni- formă	1024	10	320	A, aprox. 13 segm.
		Neuni- formă	4096	12	384	compresie num. cu 5 segm.
Transmitere semnale video	13300	Uniformă	256 sau 512	8 sau 9	106400 sau 119700	-
Inregistrare semnale muzicale	44,1	Uniformă	65536	16	700	-

Concluzii.

După cum se observă din tabelul 4, pe lângă transmiterea semnalelor telefonice, MIC are aplicații și pentru transmiterea semnalelor audio sau video. Având în vedere frecvența maximă specifică se modifică frecvența de eșantionare. Pornind de la caracteristicile statistice ale acestor semnale s-a ales numărul de nivele de cuantizare și legea de compresie.

De asemenea se utilizează MIC pentru stocarea semnalelor audio pe CD.

2. Modulația numerică diferențială (DNUM)

2.1 Principiu

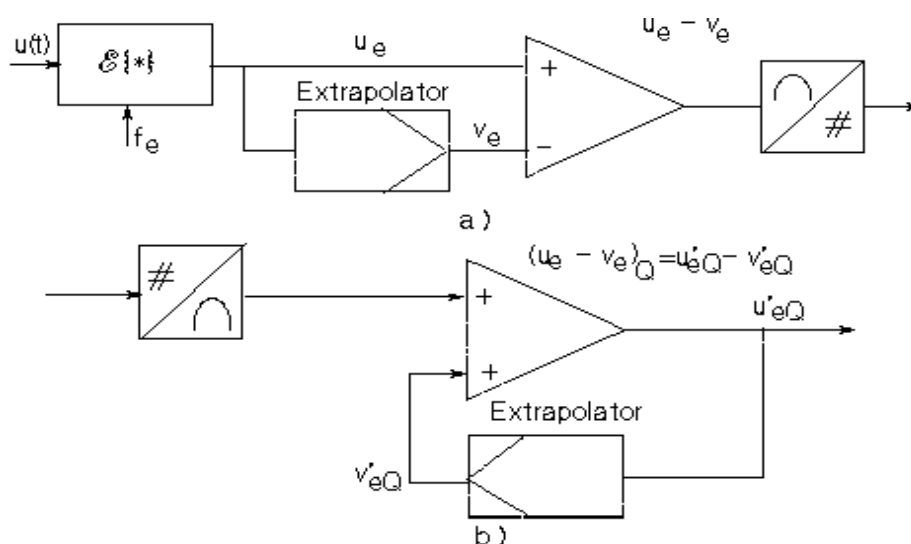


Figura 8 Modulația numerică diferențială a semnalelor: a. Schema bloc inițială a modulatorului; b. Schema bloc a demodulatorului

- Conform schemei bloc din figura 8 semnalul transmis reprezintă diferența dintre semnalul $u(t)$, de intrare, și un semnal, $v(t)$, extrapolat (prezis).
- Extrapolatorul (predictorul) analizează istoria semnalului pe baza eșantioanelor precedente și, funcție de proprietățile statistice ale acestuia, prezice valoarea eșantionului curent.
- Notând: $u(nT_e)=u_n$ și $v(nT_e)=v_n$ se poate scrie

$$v_n = f(u_{n-1}, u_{n-2}, \dots) \quad v_n = f(u_{n-1}, u_{n-2}, \dots) \quad (12)$$

- Cunoașterea proprietăților statistice ale semnalului de intrare.
- **Deficiență;** semnalul v'_{eQ} este afectat de zgomotul de cuantizare pe când v_e nu este; **soluție.**

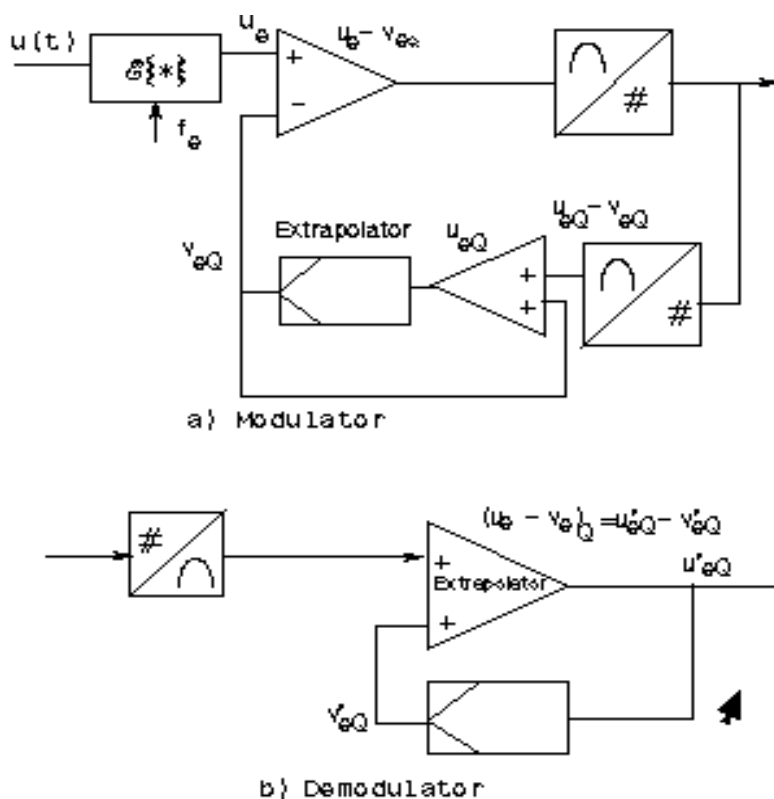


Figura 9 Schema bloc a unui modulator perfecționat

- debitul de transmitere a informației R_i [biți/s] depinde de proprietățile statistice ale mesajului transmis;
- R_i este mai mic decât la sistemele MIC.
- Variantele cel mai des întâlnite sunt:
 - sisteme cu modulație delta (ΔM);
 - sisteme cu modulație diferențială a impulsurilor în cod diferențială (DMIC).

2.2 Modulația DELTA (ΔM)

- Caracteristici:

- extrapolare de ordin zero: $v_n = u_{n-1}$ deci, extrapolatorul = un circuit de întârziere cu T_e ;

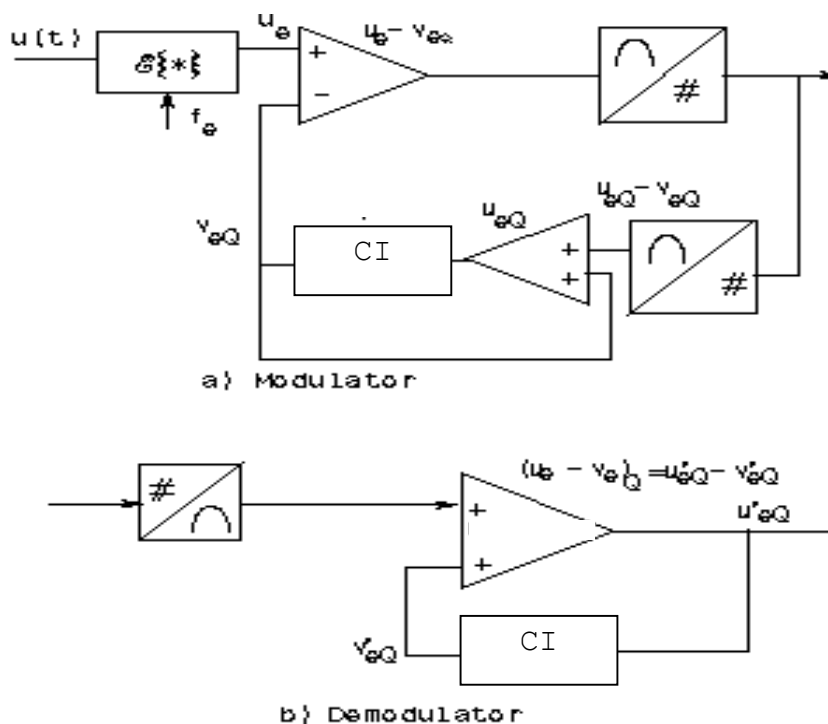


Figura 9-1 Modulația Delta: Schemele bloc pentru modulator și demodulator

- cuantizare cu un singur bit pentru semnalul diferență

$$u(nT_e) - v_{eQ}(nT_e)$$

- cuantizarea exprimă rezultatul comparației:

$$\begin{aligned} u_n > v'_{nQ} &\rightarrow 1 \rightarrow u'_{nQ} - v'_{nQ} = \Delta \\ u_n \leq v'_{nQ} &\rightarrow 0 \rightarrow u'_{nQ} - v'_{nQ} = -\Delta \end{aligned} \quad (13)$$

(Δ reprezintă pasul de cuantizare)

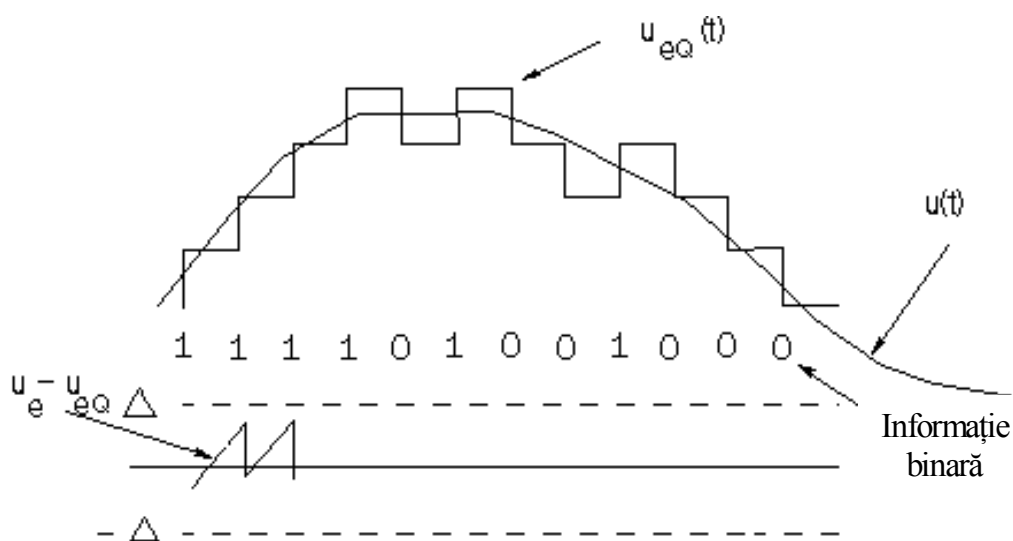


Fig. 10 Prelucrarea unui semnal prin modulație delta

- semnalul reconstituit $u_{eQ}(t)$ este un semnal în scară;
- distorsiunea de cuantizare este caracterizată prin

$$|z_{eQ}(t)| = |u(t) - u_{eQ}(t)| \leq \Delta \quad (14)$$

- viteza de transmisiune a informației

$$R_i = f_e \text{ [biți/s]}$$

- saturarea de pantă - distorsiunile de neurmărire.
- Acest fenomen apare dacă

$$\left| \frac{du}{dt} \right| > \frac{\Delta}{T_e} = f_e \Delta \quad (15)$$

- Pentru semnale sinusoidale

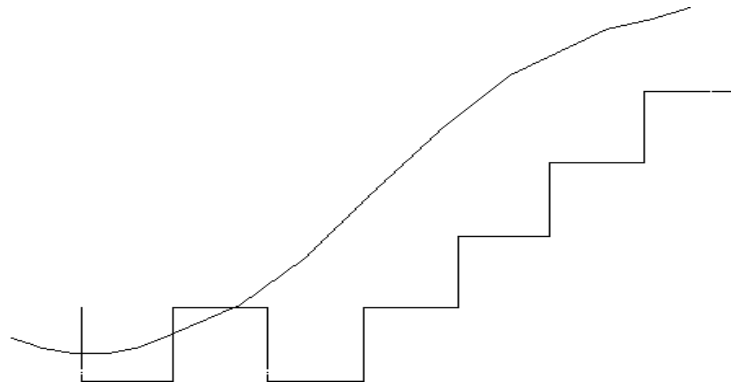


Figura 11 Fenomenul de saturare de pantă

$$u(t) = U_{\max} \cos \omega_1 t \quad (16)$$

- panta maximă este

$$p_{\max} = 2\pi f_1 U_{\max} \quad (17)$$

- se evită distorsiunile de neurmărire dacă

$$f_1 U_{\max} \leq \frac{\Delta f_e}{2\pi} \quad (18)$$

- când crește frecvența trebuie ca amplitudinea să scadă (în general, așa se comportă semnalele telefonice).
- Pentru alte semnale se poate folosi dezaccentuarea semnalului analogic.
- Exemplu sistemele cu modulație Delta-Sigma,

2.3 Raportul semnal-zgomot de cuantizare la semnalele cu modulație DELTA

- Ipoteze simplificatoare:

- semnalul modulator este de bandă limitată

$$u(t) \Leftrightarrow U(\omega), \quad U(\omega) = 0, \text{ pentru } |\omega| > \omega_{\max} \ll \omega_e;$$

- nu apar distorsiuni de neurmărire;
- distorsiunea $z_{eQ}(t)$ - de tip MIA-uniform
- amplitudini în domeniul $[-\Delta, \Delta]$
- densitate de probabilitate uniform distribuită

$$p(z) = \frac{1}{2\Delta}$$

- extinzând rezultatul de la cuantizarea uniformă se deduce că densitatea spectrală medie de putere ($DSmP$) este constantă până la $\omega_e/2$.

- Cu aceste precizări rezultă

$$E\{z^2\} = \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{1}{2\Delta} z^2 dz = \frac{\Delta^2}{3} \quad (19)$$

- respectiv

$$\bar{W}(\omega) = \frac{\Delta^2}{3} T_e, \quad \omega \leq \frac{\omega_e}{2} \quad (20)$$

- filtrul trece-jos de ieșire este caracterizat prin $f_i = f_{max} \ll f_e$, deci:

$$P_z = \frac{\Delta^3}{3} \frac{2 f_{max}}{f_e} \quad (21)$$

- Se analizează semnale sinusoidale cu amplitudinea U , deci, $P_s = U^2/2$;
- RSZ de cuantizare ξ_Q este

$$\xi_Q = \frac{P_s}{P_z} = \frac{3 U^2}{2 \Delta^2} \frac{f_e}{2 f_{MAX}} \quad (22)$$

- RSZ este maxim dacă semnalul sinusoidal are valoarea maximă fără a ajunge la distorsiuni de neurmărire:

$$U_{max} = \frac{\Delta f_e}{2\pi f_1} \quad (23)$$

- Deci

$$\xi_{QMAX} = \frac{3}{16\pi^2} \left(\frac{f_e}{f_{max}}\right)^3 \left(\frac{f_{max}}{f_1}\right)^2 \quad (24)$$

- Concluzii: $U < U_{max}$ RSZ scade liniar atunci când semnalul scade cu o pantă de 20 dB/decadă (figura 12).

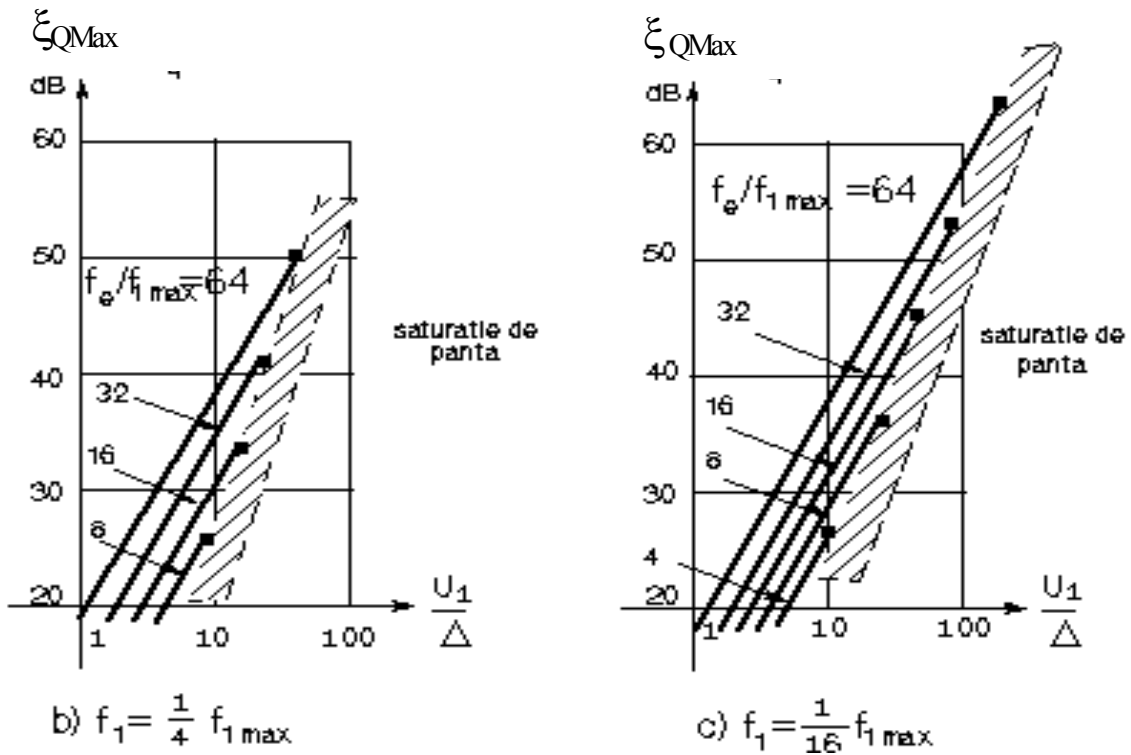


Figura 12

- $U > U_{\max}$ efectul de limitare și distorsiunile asociate.

2.4 Modulația DELTA-SIGMA ($\Delta\Sigma$)

- Reducerea efectului de neurmărire: filtrare cu $H_1(\omega) = 1/\omega$ înainte de modulatorul Δ .
- La recepție, corecție cu $H_2(\omega) = \omega$.
- $H_1(\omega)$ - integrare a semnalului $u(t)$; $H_2(\omega)$ - derivare

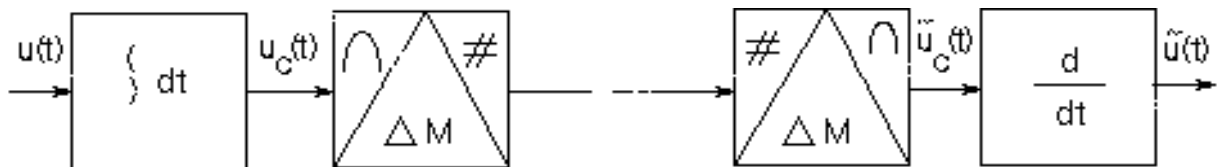


Figura 13

- Semnalul este eșantionat, integrarea = însumare algebrică a eșantioanelor $u(nT_e)$.

Transmisiuni Analogice și Numerice: Sisteme cu modulație numerică și Efectul zgomotului la transmisiile MIC

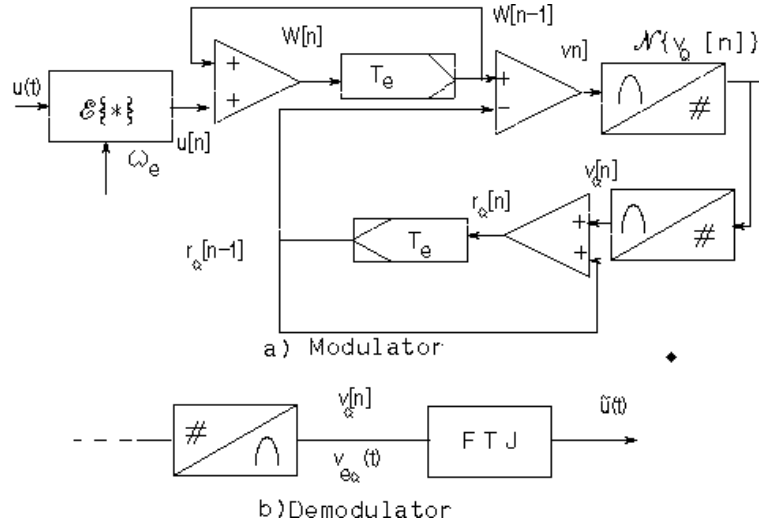


Figura 14 Modulația Delta-Sigma: a. Schema bloc pentru implementarea numerică a modulatorului; b. schema bloc a demodulatorului

- Se va preciza semnalul prelucrat în diverse puncte ale modulatorului
- *se poate demonstra că semnalul original poate fi refăcut cu ajutorul unui filtru trece-jos (figura 14-b).*
- Semnalul eșantionat și cuantizat, la ieșirea modulatorului:

$$v_{eQ}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} v_Q[k] p_1(t - kT_e) \quad (25)$$

- dacă nu există zgomot acest semnal apare și la intrarea filtrului trece-jos din demodulator.
- predicția este de ordin 0 deci este o întârziere cu T_e .
- Cu notațiile din figura 14, la $t=nT_e$, se poate scrie:

$$\begin{aligned} W[n] &= u[n] + W[n-1] \\ v[n] &= W[n-1] - r_Q[n-1] \\ r_Q[n] &= v_Q[n] + r_Q[n-1] \end{aligned} \quad (26)$$

$(f[n]=f(nt_e))$

- semnalul modulat este, în mod uzual, definit prin:

$$v_Q[n] = Q\{v[n]\} = \Delta \operatorname{sgn}\{v[n]\} \quad (27)$$

- Aplicând transformata z rezultă

Transmisiuni Analogice și Numerice: Sisteme cu modulație numerică și Efectul zgomotului la transmisiile MIC

$$\begin{aligned}
 W(z) &= \frac{U(z)}{1 - z^{-1}} \\
 R_Q(z) &= \frac{V_Q(z)}{1 - z^{-1}} \\
 V(z) &= z^{-1} [W(z) - R_Q(z)]
 \end{aligned} \tag{28}$$

- respectiv

$$zV(z) = \frac{z}{z-1} [U(z) - V_Q(z)] \tag{29}$$

- Prin transformare z -inversă (31) devine

$$\begin{aligned}
 v[n+1] &= (u[n] - v_Q[n]) \otimes \sigma[n] = \\
 &= \sum_{k=0}^{\infty} (u[k] - v_Q[k]) \sigma[n-k] = \\
 &= \sum_{k=0}^n u[k] - \sum_{k=0}^n v_Q[k]
 \end{aligned} \tag{30}$$

- Revenind la eșantionul $v[n]$, se poate scrie

$$\sum_{k=0}^n v_Q[k] + v[n] - v_Q[n] = \sum_{k=0}^{n-1} u[k] \tag{31}$$

- de unde, ținând cont că

$$|\varepsilon_v[n]| = |v[n] - v_Q[n]| \leq \Delta \tag{32}$$

- rezultă

$$\left| \sum_{k=0}^{n-1} u[k] - \sum_{k=0}^n v_Q[k] \right| \leq \Delta \tag{33}$$

- Considerând o schemă în care eșantionarea cu perioada $T_e < 1/2f_{max}$, are loc după o integrare analogică și notând

$$y(t) = \frac{1}{T_e} \int_0^t u(\theta) d\theta \tag{34}$$

- se poate scrie

$$y[n] = y(nT_e) = \frac{1}{T_e} \int_0^{nT_e} u(\theta) d\theta = \frac{1}{T_e} \sum_{k=0}^{n-1} u(kT_e)[(k+1)T_e - kT_e] = \sum_{k=0}^{n-1} u[k] \quad (39)$$

- Fie

$$y_q[n] = q\{y[n]\} \quad (35)$$

- Aici operatorul $q\{\cdot\}$ realizează o cuantizare uniformă cu pasul Δ dar, în comparație cu operatorul convențional, prezintă o modificare: *nu permite menținerea nivelului de la un interval la altul* (figura 15);

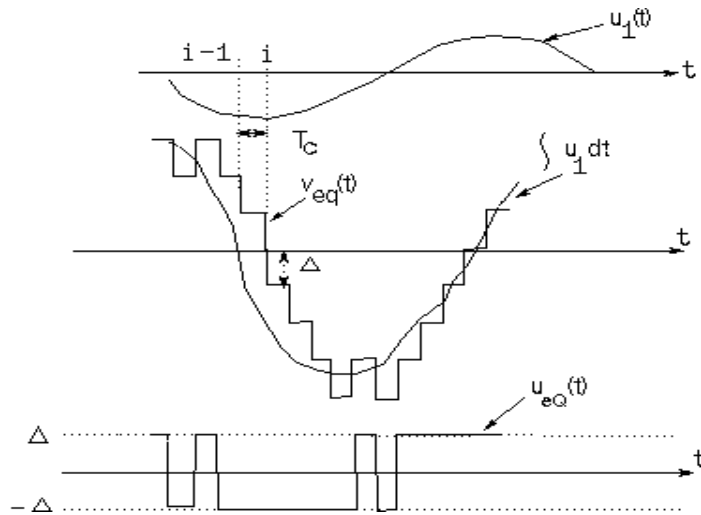


Figura 15 Prelucrarea unui semnal analogic sinusoidal

- cu alte cuvinte este obligatoriu

$$y_q[n] - y_q[n-1] = \pm\Delta \quad (36)$$

- In același timp este valabilă și condiția

$$|y[n] - v_q[n]| \leq \Delta \quad (37)$$

- Se constată că

$$y_q[n] = \sum_{k=0}^n v_Q[k] \quad (38)$$

- deci

$$y_{eq}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} y_q[k] p_1(t - kT_e) \quad (39)$$

este replica eșantionată și cuantizată a lui $y(t)$.

- Pe de altă parte

$$u(t) = T_e \frac{d}{dt} y(t) \quad (40)$$

- Deci pentru recepție se poate folosi una dintre schemele bloc:

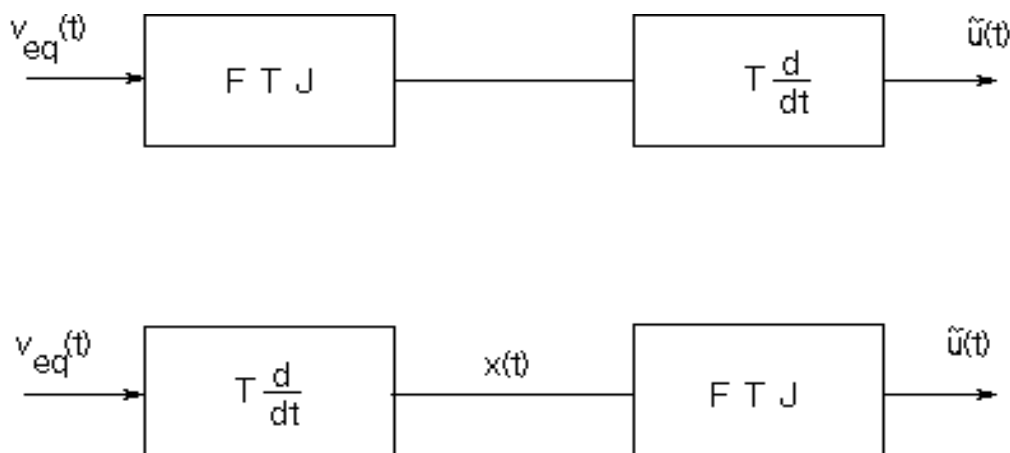


Figura 16 Modulația Delta-Sigma, două variante pentru reconstituirea semnalului original

- Aproximând:

$$\begin{aligned} x(t) &= T_e \frac{d}{dt} y_{eq}(t) \cong T_e \frac{y_{eq}(t) - y_{eq}(t - T_e)}{T_e} = \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} (y_q[k] - y_q[k-1]) p_1(t - kT_e) \end{aligned} \quad (41)$$

- rezultă

$$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} v_{eQ}[k] p_1(t - kT_e) = v_{eQ}(t) \quad (42)$$

- Semnalul $v_{eQ}(t)$, ca și $x(t)$, trecut printr-un FTJ corespunzător conduce la semnalul $u(t)$.

2.5 Modulația DELTA adaptivă (AΔM)

- alt procedeu care reduce efectul saturării de pantă.

- simbolurile "1" și "0" au pondere diferită, în reconstituirea semnalului, după cum sunt izolate sau în secvențe.
- pentru primul simbol sistemul răspunde cu o cuantă Δ , pentru al doilea cu 2Δ , pentru al treilea cu 4Δ , în general, pentru al n -lea simbol din secvență, cu $2^{n-1}\Delta$.
- Nu se modifică performanțele în cazul semnalelor lente dar crește capacitatea sistemului de a urmări semnalele cu variații rapide;

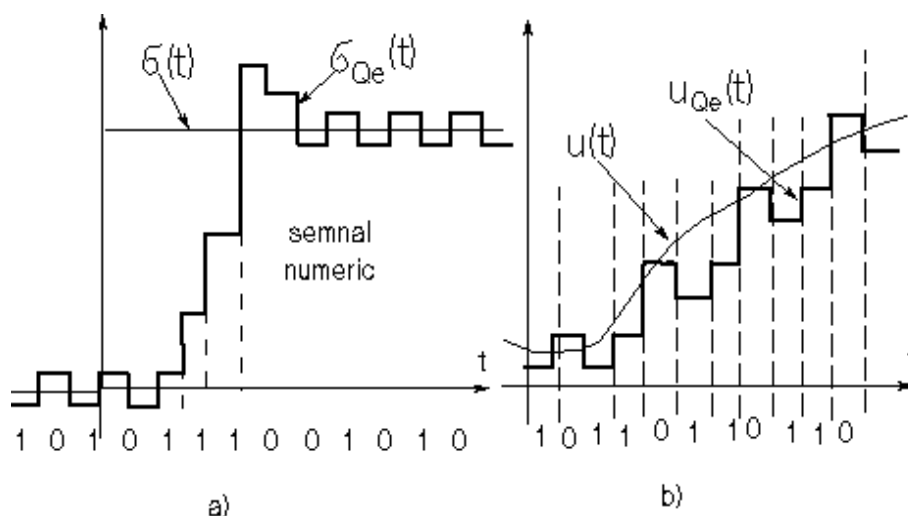


Figura 17 Modulația Delta adaptivă: a. Prelucrarea semnalului treaptă unitate, b. prelucrarea unui semnal oarecare

2.6 Modulația impulsurilor în cod diferențială (DMIC)

- îmbină caracteristicile *modulației delta* cu cele ale *MIC*
- Astfel:
 - extrapolare de ordin zero, adică se transmite diferența între eșantionul curent și cel precedent;
 - cuantizarea eșantionului $(u_e - v_{eQ})(nT_e)$ se face cu un număr M de nivele (la ΔM , $M=2$).
 - cuantizarea poate fi uniformă sau neuniformă.
- Numărul de nivele și tipul cuantizării se stabilesc funcție de semnalele ce urmează a fi transmise.
- performanțe notabile pentru semnale caracterizate printr-o asemănare între

Transmisiuni Analogice și Numerice: Sisteme cu modulație numerică și Efectul zgomotului la transmisiile MIC

forme de undă care sunt transmise la intervale de timp succesive.

- Exemplu: semnale video (în special dacă este vorba de imagini fixe - facsimile, telecopii etc.).

EFFECTUL ZGOMOTULUI LA TRANSMISIILE MIC

1. Introducere

- semnalul analogic refăcut la recepție este afectat de:
 - *zgomotul de cuantizare;*
 - *zgomotul introdus în procesul de transmisiune.*
- *zgomotul de cuantizare* apare în procesul de formare a semnalului numeric.
- Dacă se impune banda de trecere a sistemului de comunicație, el poate fi minimizat (cuantizarea neuniformă) dar nu poate fi anulat.
- Acțiunea indirectă a *zgomotului introdus în procesul de transmisiune* este specifică sistemelor de transmisiune numerică;
 - Zgomotul acționează asupra semnalului numeric;
 - semnalul analogic transmis este afectat numai prin intermediul semnalului numeric;
- de aici rezultă unul dintre principalele avantaje ale acestor sisteme: *capacitatea de a acoperi distanțe foarte mari fără reducerea calității.*
- Efectul zgomotului asupra semnalului numeric se materializează la reconstituirea acestuia la recepție.
- Aici se compară semnalul recepționat (semnal+zgomot), simbol cu simbol, cu un set de *valori de prag.*
- Datorită zgomotului este posibil ca decizia cu privire la simbolul transmis să fie eronată;
- Efectul este evaluat prin *probabilitatea de eroare.*
- Pentru ilustrare se iau în considerație semnale numerice binare.
 - probabilitatea de eroare a unui simbol coincide cu probabilitatea de eroare a unui bit, P_e , din cuvântul de cod.

Transmisiuni Analogice și Numerice: Sisteme cu modulație numerică și Efectul zgomotului la transmisiile MIC

➤ Presupunând că:

- zgomotul este gaussian, de valoare medie nulă,
- simbolurile "1" și "0" sunt transmise cu egală probabilitate
- transmiterea are loc în banda de bază

➤ se obține:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{V}{\sigma\sqrt{2}}\right) \quad (1)$$

unde V = jumătate din distanța între nivelele asociate pentru 0 și 1 iar

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (2)$$

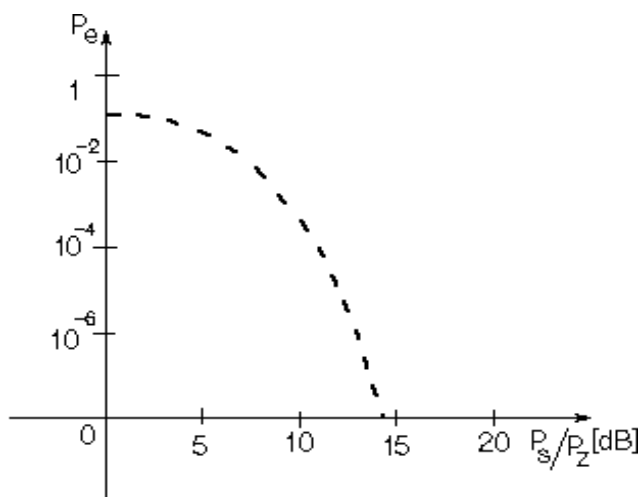


Figura 1 Probabilitatea de eroare P_e realizată în cazul transmisiunilor binare în banda de bază

➤ Expresii asemănătoare se obțin în cazul transmiterii informației numerice cu ajutorul semnalelor FSK sau PSK.

- Biții alterați conduc la modificarea valorilor eșantioanelor.
- Această modificare dă naștere la distorsiuni care pot fi interpretate ca un *zgomot adițional* (zgomot de tip "impulsuri false") care se suprapune peste *zgomotul de cuantizare*.
- Particularități remarcabile:

➤ *Dependența de probabilitatea de eroare;*

- P_e mai mică de 10^{-7} efectul acestui zgomot este neglijabil în comparație

Transmisiuni Analogice și Numerice: Sisteme cu modulație numerică și Efectul zgomotului la transmisiile MIC

cu efectul zgomotului de cuantizare.

- P_e redusă - zgomotul adițional are forma unor impulsuri (pocnituri în cazul transmisiunilor telefonice) care apar la intervale relativ mari (cca 2,6 minute pentru $P_e=10^{-7}$ și o rată a transmisiunii de 64kbiți / secundă);
 - P_e mai mare - zgomotul adițional se poate asimila cu zgomotul de fluctuații;
 - Dar P_e depinde de raportul semnal-zgomot calculat la intrarea sistemului de recepție ca mai sus;
 - Deci dacă se menține RSZ peste o anumită limită, semnalul analogic este afectat numai de către zgomotul de cuantizare.
 - Rezultă efectul menționat la sistemele de comunicație cu mai multe secțiuni separate prin stații intermediare;
- *Dependența efectului produs prin eronarea unui bit asupra semnalului analogic reconstituit de poziția bitului în cuvântul de cod.*
- Fie un cod binar cu 8 biți,
 - inversarea MSB modifică valoarea eșantionului de 128 de ori mai mult decât dacă s-ar inversa LSB.
 - Se impune utilizarea unor coduri care măresc rezistența la perturbații a biților mai semnificativi.

2. Evaluarea zgomotului adițional la cuantizarea uniformă

- se definește raportul semnal-zgomot asociat comunicației analogice echivalente:

$$\xi = \frac{P_s}{P_Q + P_{ze}} = \frac{1}{\delta} \xi_Q \quad (3)$$

Transmisiuni Analogice și Numerice: Sisteme cu modulație numerică și Efectul zgomotului la transmisiile MIC

- aici:
 - P_{ze} = puterea de zgomot datorată deformării semnalului prin eronarea de bit;
 - δ = factor de deteriorare al RSZ datorită eronării de bit.
- Pentru a exemplifica se ia în considerație cazul în care sunt valabile următoarele ipoteze:
 - cuantizarea este uniformă cu $M=2^p$ iar $M \gg 2$;
 - se folosește codul binar repliat;
 - $P_e \ll 1$ deci se modifică cel mult un bit pe cuvânt de cod;
 - orice bit este egal probabil să fie eronat.
- Așadar *zgomotul adițional* poate duce la apariția numai a unuia dintre evenimentele E_k (tabelul 1)

Tabelul 1

Eveniment	E_p	E_{p-1}	E_i	E_1	E_0
Rang bit eronat	p	$p-1$	$\dots i \dots$	1	Fără eroare
Pondere bit	+/-	2^{p-2}	2^{i-1}	2^0	
Valoare $e(t)$	$2u_{eQ}$	$\pm 1/2 U_{max}$	$\pm 2^i/M U_{max}$	$\pm 2/M U_{max}$	0
Probabilitate	P_e	P_e	P_e	P_e	$1-p \cdot P_e$

- Se definește *semnalul eroare*:

$$e(t) = u_{eQ}(t) - \tilde{u}_{eQ}(t) \tag{4}$$

- Puterea de zgomot este

$$\begin{aligned}
 P_{ze} &= E\{e^2(t)\} = P_e \left[4u_{eQ}^2 + \frac{U_{max}^2}{M^2} \sum_{i=1}^{p-1} 2^{2i} \right] = \\
 &= P_e \left[4u_{eQ}^2 + \frac{U_{max}^2}{M^2} \frac{2^{2p}-4}{3} \right] \cong P_e \left[4u_{eQ}^2 + \frac{U_{max}^2}{3} \right]
 \end{aligned} \tag{5}$$

- ținând cont de

$$\delta = \frac{\xi_Q}{\xi} = 1 + \frac{P_{ze}}{P_Q} \quad (6)$$

- unde

$$P_Q = \frac{U_{\max}^2}{3M^2} \quad \left(\frac{\Delta^2}{12} = \frac{4U_{\max}^2}{12M^2} \right) \quad (7)$$

- deci

$$\delta = 1 + M^2 P_e \left(12 \frac{u_{eQ}^2}{U_{\max}^2} + 1 \right) \quad (8)$$

- dacă este valabilă ipoteza $M \gg 2$ rezultă $u_{eQ} \approx u$ respectiv

$$10 \lg \xi = 10 \lg \xi_Q - 10 \lg \delta \quad (9)$$

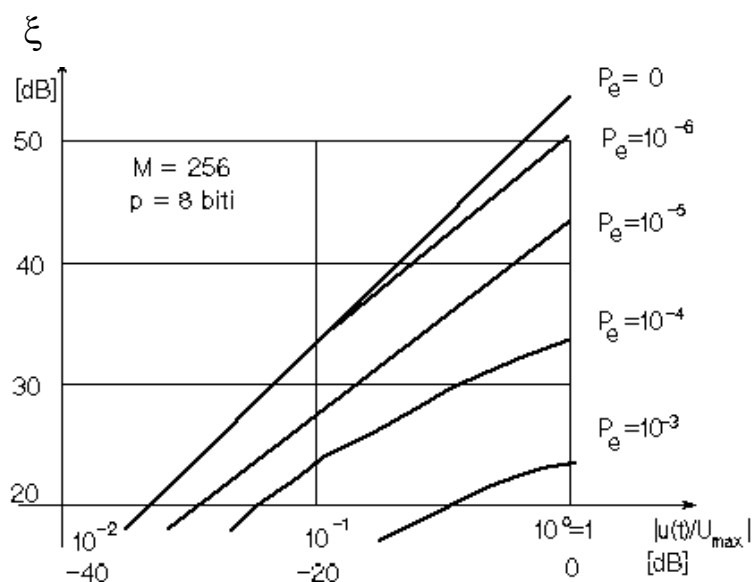


Figura 2. Efectul erorilor datorate transmisiunii în prezența zgomotului la cuantizarea uniformă cu $M=256$ nivele

3. Efectul zgomotului adițional la cuantizarea neuniformă

- efectul erorilor depinde în mod deosebit de proprietățile statistice și de nivelul semnalului de intrare.
- pentru semnale telefonice, cuantizate neuniform după legea A de compresie, cu 256 de nivele, prin simulare, variația RSZ (figura 3).

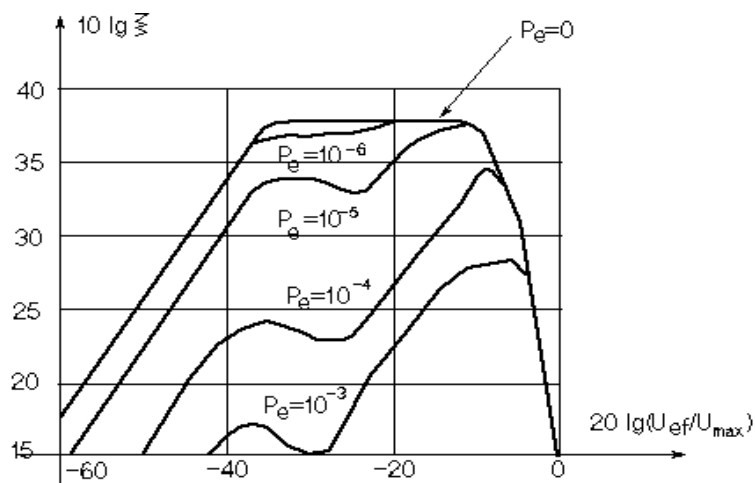


Figura 3 Efectul erorilor datorate transmisiunii în prezența zgomotului la cuantizarea neuniformă cu $M=256$ nivele

4. Concluzii

- avantajele procedeeilor de transmisiune numerică a semnalelor:
 - rezistență la perturbații;
 - rezistență la distorsiuni neliniare;
 - posibilitatea multiplexării cu diviziune în timp;
- confirmate de sistemele realizate.
- Progresele tehnologice au permis ca astfel de sisteme să fie competitive și sub aspect economic;
- Tot mai multe sisteme de comunicație folosesc tehnologie numerică:
 - sistemele de radiotelefonie celulară numerică (GSM),
 - telefonia dedicată (trunking) TETRA,
 - radiodifuziunea și televiziunea digitală (DAB, DAT, DVB),
 - sistemul integrat de telecomunicații ISDN etc.