

Capitolul 6.

MODULAȚIA DELTA

6.1. Modulația delta liniară (MDL)

Acest tip de modulație este frecvent utilizat atunci când semnalul modulator are o bandă de frecvență joasă și relativ limitată. Are o aplicație largă în cadrul telefoniei numerice dar și în cazul transmiterii unor date provenind din teleseminalizări.

Schema bloc a modulatorului (coderului delta) este prezentată în figura de mai jos:

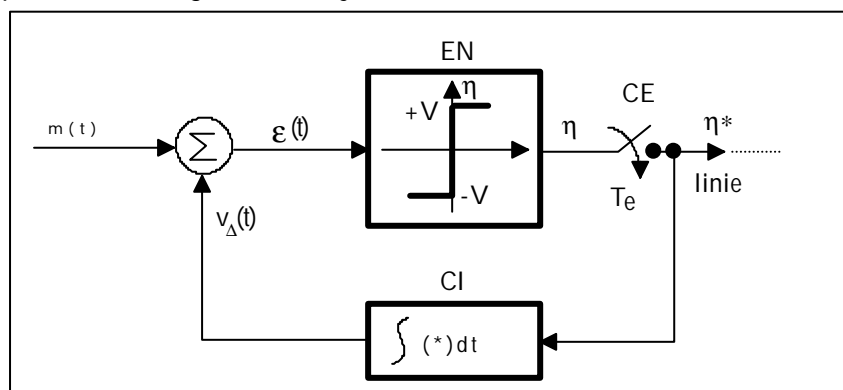


Fig. 6.1.

Circuitul este format dintr-un element neliniar cu caracteristica de releu bipozițional fără zonă de insensibilitate și histerezis, un circuit

de eșantionare CE cu frecvența f_e ($T_e = 1/f_e$) și un circuit de integrare CI.

La intrarea în coder se aplică semnalul modulator $m(t)$ a cărui bandă

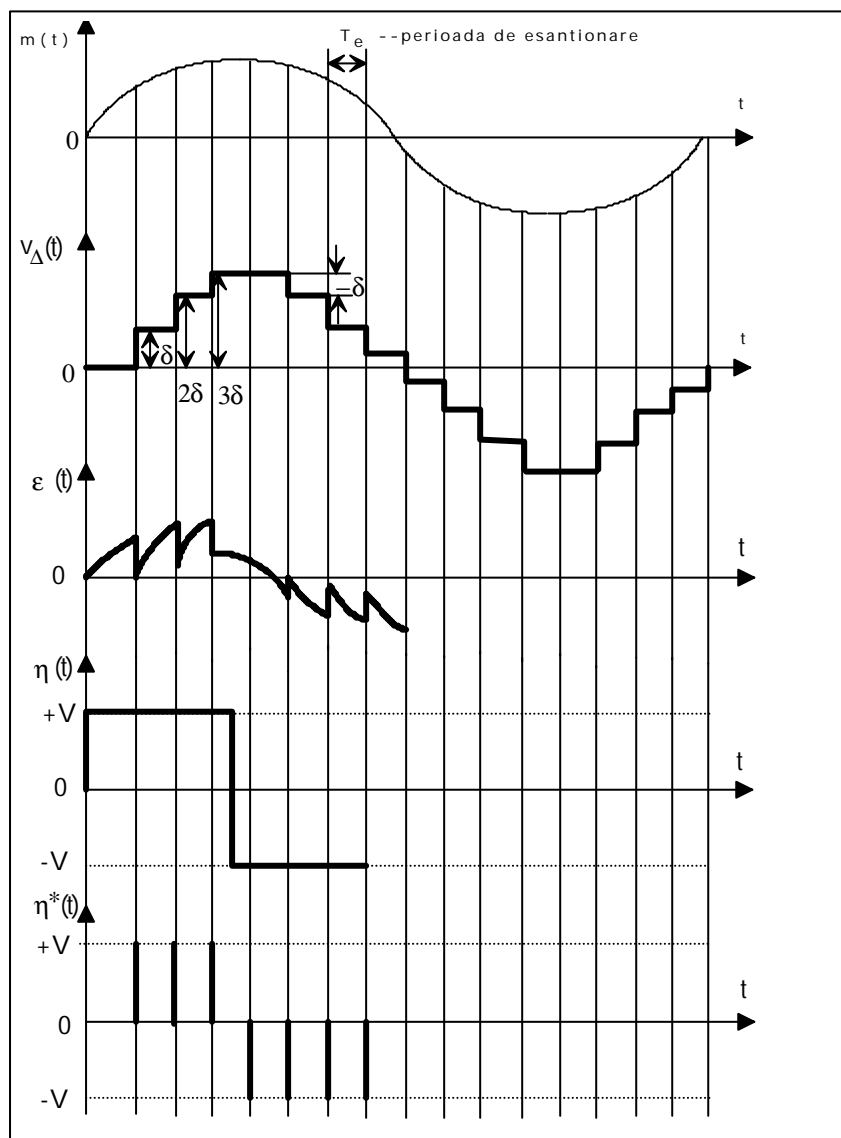


Fig. 6.2.

de frecvență este $B_r = [f_1, f_2]$. Semnalul modulator $m(t)$ este comparat cu semnalul $v_\Delta(t)$, semnal reconstituit și generat de CI. La intrarea CI

se aplică un tren de impulsuri η^* , a căror amplitudine este $\pm V$, în concordanță cu semnul erorii $\varepsilon(t)$ și de perioadă T_e . Evoluția în timp este prezentată în figura 6.2. Conform acestui mod de funcționare, în linie se transmit mereu impulsuri cu amplitudine constantă $\pm V$ și de perioadă T_e . De asemenea, la emițător (coder) se reconstituie semnalul transmis, cu alte cuvinte schema decoderului este identică cu calea de reacție a coderului (fig. 6.3).

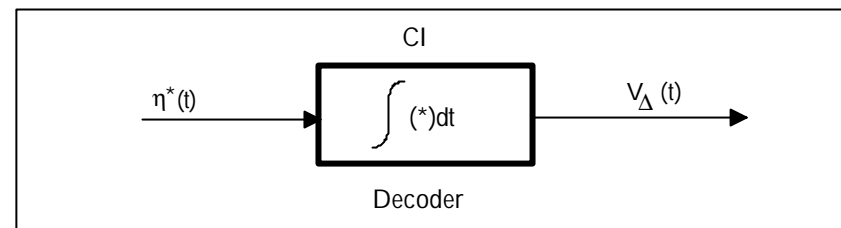


Fig.6.3.

Considerăm că CI este un bloc cu funcționare ideală. Ca urmare răspunsul său la impuls (funcția pondere $h(t)$) este:

$$h(t) = \begin{cases} 1 & \text{pentru } t \geq 0 \\ 0 & \text{pentru } t < 0 \end{cases} \quad (6.1)$$

Semnalul reconstituit este:

$$V_\Delta(t) = V_{\Delta_0} + \int_0^{T_e} h(t - \tau) \eta^*(\tau) d\tau = V_{\Delta_0} \pm V \tau_0 = V_{\Delta_0} \pm \quad (6.2)$$

unde T_e - perioada de eșantionare;

τ_0 - durata impulsului η^* .

6.1.1 Caracteristicile MDL

Modulația delta are următoarele proprietăți:

P1) Este sincronă; momentele de formare ale simbolurilor succesiunii informaționale $\eta^*(t)$, sînt fixate de către o sursă independentă cu frecvența f_e .

P2) Este o transmisie binară. În succesiunea informațională $\eta^*(t)$ se folosesc numai două simboluri: 1 și 0 și corespunzător celor două

simboluri două valori de modificare ale semnalului reconstituit: $\pm\delta$.

P3) Este simetrică. Valorile modificării semnalului reconstituit ce au semne opuse sînt egale. Dacă $m(t)$ are o valoare medie nulă rezultă că repartiția impulsurilor "+" și "-" este egală și simetrică

P4) Asigură controlul asupra semnalului transmis prin reconstituirea acestuia chiar la emițător.

P5) În cazul în care CI de la coder și decoder sînt identice semnalul reconstituit nu este afectat de eventualele derivate în timp ale acestuia.

Modulația delta are și dezavantaje. Cele mai importante dezavantaje sînt:

D1) Acceptă la intrare în general semnale cu dinamică redusă, în caz contrar se intră în depășire de pantă.

D2) Informația reconstituită la receptor este dependentă de asigurarea continuității recepției. În cazul întreruperii legăturii emițător-receptor pentru un interval de timp, informația de la receptor rămîne în "urmă". Această situație de avarie trebuie evitată.

6.1.2. Comportarea MDL pentru semnal de intrare nul

Cînd semnalul analogic aplicat la intrare, $m(t)$ este nul, semnalul binar de la ieșirea coderului, η^* este o succesiune de impulsuri pozitive și negative alternante ca în figura de mai jos:

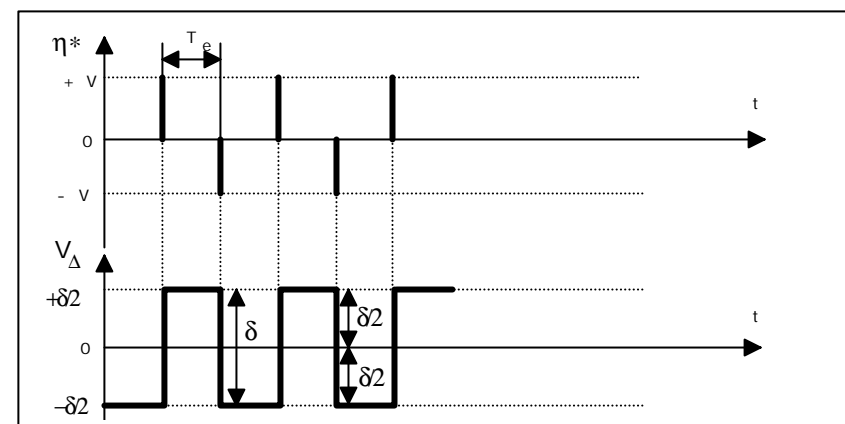


Fig. 6.4.

Ca urmare, semnalul reconstituit $v_{\Delta}(t)$ va avea o formă aproximativ dreptunghiulară, reprezentînd un șir de impulsuri de durată T_e , cu amplitudinea $\pm\frac{\delta}{2}$ și de perioadă $2T_e$. Din analiza celor două semnale rezultă:

- perioada semnalului $v_{\Delta}(t)$ este dublă față de perioada de eșantionare;
- amplitudinea lui $v_{\Delta}(t)$ este $\pm\frac{\delta}{2}$;
- spectrul de frecvență al semnalului $v_{\Delta}(t)$ are fundamentală la pulsația:

$$\omega_0 = \frac{\pi}{T_e}.$$

Decoderul are următoarea structură:

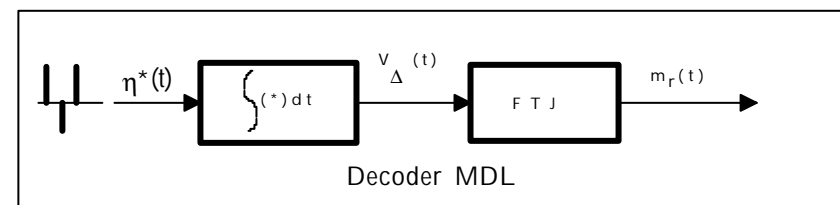


Fig.6.5.

Decoderul MDL conține circuit integrat identic cu cel de pe calea de reacție de la coder și un FTJ. Banda de frecvență a FTJ poate fi astfel aleasă încât să elimine total fundamentală cu pulsația ω_0 . De remarcat că această evoluție se întâlnește și atunci când la intrare se aplică un semnal $m(t)=ct.$, oscilațiile semnalului $v_{\Delta}(t)$ fiind de o parte și de alta a valorii de regim staționar.

6.1.3. Depășirea de pantă

Există posibilitatea ca semnalul reconstituit $v_{\Delta}(t)$ să nu urmărească în permanență semnalul de intrare $m(t)$. Procesul este evidențiat în figura 6.6 în care $m(t)$ este o sinusoidă. Se vor examina limitele impuse frecvenței sinusoidale aplicate la intrare pentru a preveni depășirea de pantă. Când apare depășirea de pantă MDL oferă la ieșire o succesiune constantă de impulsuri de polaritate identică. Considerând integrarea perfectă, semnalul reconstituit crește (sau scade) cu $V\tau=\delta$ la fiecare perioadă T_e . Avem situația din figura 6.7. Se observă din figură că viteza maximă de creștere (de scădere) a semnalului $v_{\Delta}(t)$ este:

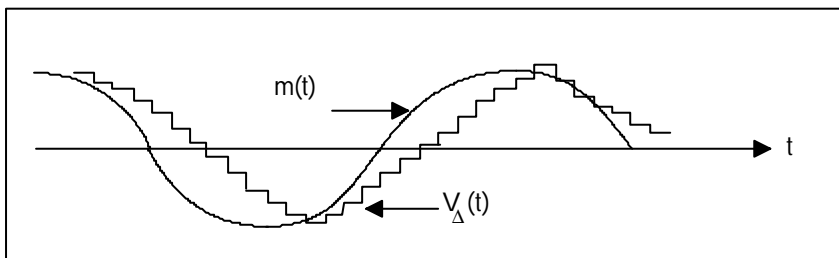


Fig. 6.6.

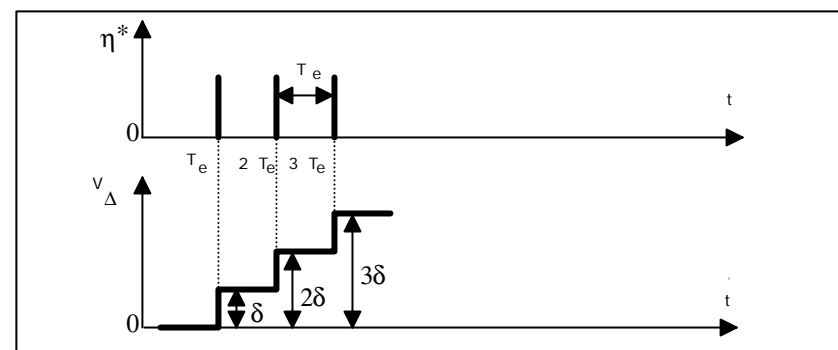


Fig. 6.7.

$$\xi = \frac{\delta}{T_e} = \delta f_e \quad (6.3)$$

unde f_e - frecvența de eșantionare. Fie $m(t)$ un semnal armonic de forma:

$$m(t) = U_s \sin 2\pi f_s t \quad (6.4)$$

Panta acestui semnal va fi:

$$\frac{dm(t)}{dt} = U_s 2\pi f_s \cos 2\pi f_s t \quad (6.5)$$

Situația nedorită de depășire de pantă este eliminată dacă panta maximă a semnalului aplicat la intrare este mai mică decât panta maximă pe care coderul este capabil să o genereze:

$$U_s 2\pi f_s < \delta f_e \quad (6.6)$$

Se observă că MDL nu poate să codifice semnale armonice de înaltă frecvență sau de amplitudine mare fără a intra în depășire de pantă. Pentru a evita această situație trebuie mărit produsul δf_e . Din acest motiv f_e se alege $f_e > 10f_2$, unde f_2 este frecvența maximă (limita superioară) conținută în spectrul semnalului aplicat la intrare. Se poate trasa grafic o caracteristică de depășire ce reprezintă legătura dintre valoarea amplitudinii maxime a semnalului aplicat la intrare U_{SM} (exprimată în dB) în funcție de $10 \lg f_s$. După cum s-a văzut, condiția evitării depășirii de pantă la limită presupune:

$$U_s 2\pi f_s \leq \delta f_e \quad (6.7)$$

deci

$$U_s f_s = \frac{\delta \phi_e}{2\pi} \Rightarrow 10 \lg U_s = 10 \lg \frac{\delta \phi_e}{2\pi} - 10 \lg f_s \quad (6.8)$$

Notăm:

$$L = 10 \lg U_s \text{ si } K = 10 \lg \frac{\delta \phi_e}{2\pi} \quad (6.9)$$

Rezultă:

$$L = K - 10 \lg f_s \quad (6.10)$$

Axa frecvențelor este la scară logaritmică, deci $-10 \lg f_s$ reprezintă ecuația unei drepte cu panta de $-10[\text{dB/dec}]$. Grafic reprezentarea este următoarea:

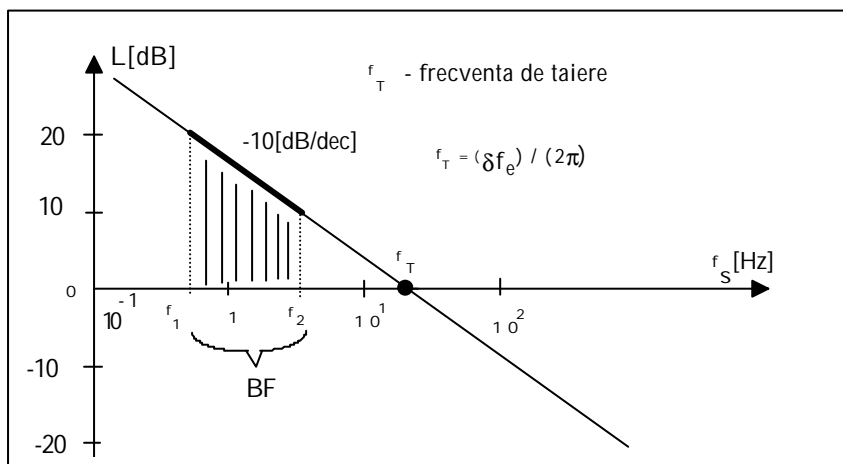


Fig.6.8.

Pe o astfel de caracteristică se suprapune banda de frecvență acceptată pentru semnalul aplicat la intrare: $BF = [f_1, f_2]$. Porțiunea hașurată de pe caracteristică reprezintă zona de lucru pentru coderul MDL, respectiv dependența dintre amplitudinea și frecvența semnalului de la intrare pentru a nu intra în depășire de pantă. De fapt tot ceea ce se găsește sub caracteristică constituie teoretic un domeniu acceptabil de lucru pentru MDL, în timp ce zona de deasupra caracteristicii reprezintă situația de depășire de pantă.

6.1.4. Gama de amplitudini

Valoarea maximă a amplitudinii ce nu produce depășire de pantă este:

$$U_{SM} = \frac{\delta \phi_e}{2\pi \phi_s} \quad (6.11)$$

De asemenea, din condiția funcționării în regim de pauză se observă că pentru a scoate coderul din poziția de semnal nul, amplitudinea minimă a lui $m(t)$ trebuie să fie:

$$U_{Sm} > \delta/2 \quad (6.12)$$

Se definește gama de amplitudini sub forma:

$$GA = \frac{U_{SM}}{U_{Sm}} = \frac{\delta \phi_e}{2\pi \phi_s} \frac{1}{\delta/2} = \frac{f_e}{\pi \phi_s} \quad (6.13)$$

6.2. Modulația delta-sigma (MD-S)

Dacă semnalul $m(t)$ este mai întâi integrat și apoi aplicat unui modul delta liniar se obține schema coderului D-S ca în figura de mai jos:

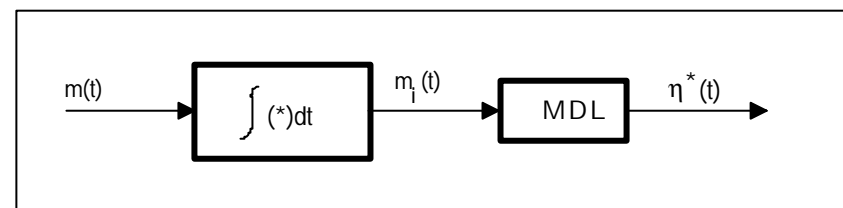


Fig.6.9.

O astfel de structură face ca semnalul de eroare ϵ să fie:

$$\epsilon(t) = m_i(t) - u_\Delta(t) = \int m(t) dt - \int \eta^*(t) dt = \int [m(t) - \eta^*(t)] dt \quad (6.14)$$

Ținând cont de această relație schema bloc a coderului D-S devine:

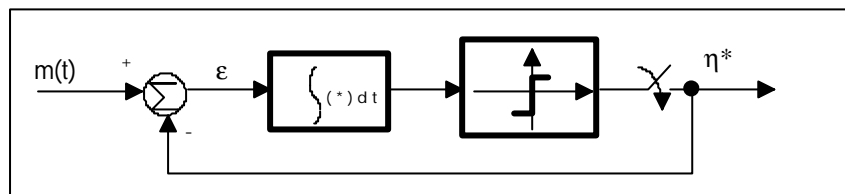


Fig.6.10.

Refacerea lui $m(t)$ la recepție va necesita adăugarea la decodare a unui circuit de derivare care să compenseze integratorul suplimentar din coder. Schema decoderului devine:

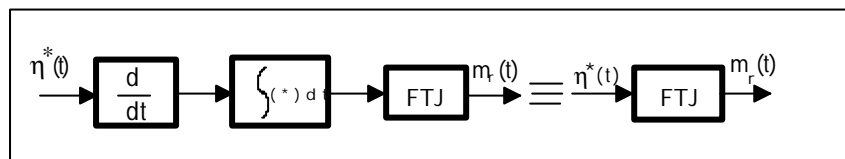


Fig. 6.11.

Schimbarea structurii coderului duce la modificarea performanțelor.

6.2.1. Depășirea de pantă

$$m(t) = U_s \sin 2\pi f_s t \quad (6.15)$$

După integrare avem:

$$m_i(t) = -\frac{U_s}{2\pi\phi_s} \cos 2\pi f_s t \quad (6.16)$$

Pentru determinarea pantei derivăm acest semnal și rezultă:

$$\frac{dm_i(t)}{dt} = -\frac{U_s}{2\pi\phi_s} 2\pi f_s \sin 2\pi f_s t \Rightarrow \left. \frac{dm_i(t)}{dt} \right|_{\max} = U_s \quad (6.17)$$

Din condiția de evitare a depășirii de pantă de la MDL rezultă:

$$U_s < \delta f_e \quad (6.18)$$

Se observă că în acest caz amplitudinea este independentă de frecvența semnalului aplicat la intrare, deci MDS se pretează la o gamă largă de aplicații. Caracteristica are alura din figura 6.12.

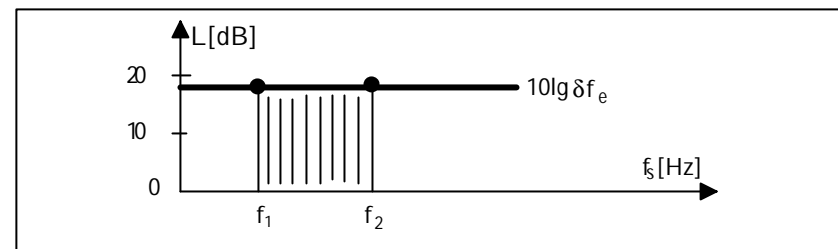


Fig. 6.12.

6.2.2. Gama de amplitudini pentru MDS

Amplitudinea minimă pentru a scoate MDL din starea de repaus este $\delta/2$. Fie:

$$m_i(t) = \delta/2 \cdot \sin 2\pi f_s t \quad (6.19)$$

Conform structurii coderului MDS:

$$m_i(t) = \int m(t) dt \quad (6.20)$$

$$\text{Fie } m(t) = U_{sm} \sin 2\pi f_s t \quad (6.21)$$

unde U_{sm} este necunoscută. După efectuarea calculelor avem:

$$\int U_{sm} \sin 2\pi f_s t dt = -\frac{U_{sm}}{2\pi\phi_s} \cos 2\pi f_s t = -\frac{U_{sm}}{2\pi\phi_s} \sin \left(2\pi f_s t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (6.22)$$

Egalînd amplitudinea celor două semnale armonice ($m(t)$ și $m_i(t)$) rezultă:

$$\frac{U_{sm}}{2\pi\phi_s} = \frac{\delta}{2} \Rightarrow U_{sm} = \pi\delta f_s \quad (6.23)$$

Deci valoarea minimă a amplitudinii semnalului ce scoate coderul din repaus este dată de (6.23). Valoarea maximă a amplitudinii se obține din condiția de depășire de pantă la limită, respectiv:

$$U_{SM} = \delta f_e \quad (6.24)$$

Deci gama de amplitudini este:

$$GA = \frac{U_{SM}}{U_{sm}} = \frac{\delta f_e}{\pi\delta f_s} = \frac{f_e}{\pi\phi_s} \quad (6.25)$$

GA este cu atât mai mare cu cât frecvența de eșantionare este mai mare. GA pentru MDS este aceeași ca și în cazul MDL.

6.3. Modulația delta cu dublă integrare (MDDI)

În acest caz în bucla de reacție a coderului se introduc două circuite integratoare, ca în figura de mai:

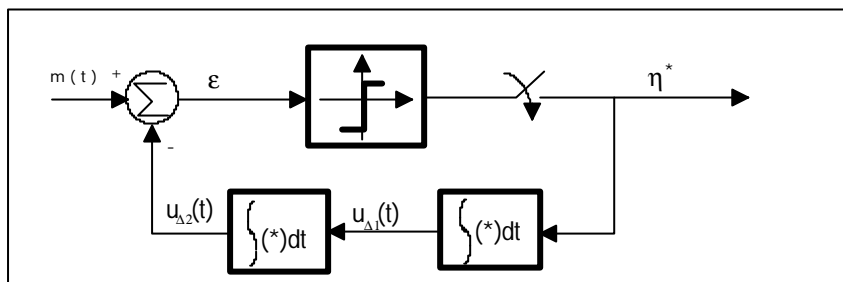


Fig.6.13.

Semnalul $\eta^*(t)$ produce după prima integrare un semnal $u_{\Delta 1}(t)$ în trepte cu amplitudinea $\pm\delta$, iar după a doua integrare un semnal în rampă $u_{\Delta 2}(t)$ ca în figura 6.14.

După o perioadă de tact, $u_{\Delta 2}$ are valoarea:

$$U_{\Delta 2}(T_e) = \int_0^{T_e} \delta dt = \delta T_e \quad (6.26)$$

iar după trei perioade:

$$U_{\Delta 2}(3T_e) = \int_{2T_e}^{3T_e} 2\delta dt = 2\delta T_e + U_{\Delta 2}(2T_e) \quad (6.27)$$

Această caracteristică a coderului face ca problemele legate de depășirea de pantă să fie evitate chiar și la frecvențe joase de eșantionare. Din păcate existența celor două integratoare atât în bucla de reacție a coderului cât și la decoder face ca în regim de pauză ($m(t)=0$) coderul să oscileze.

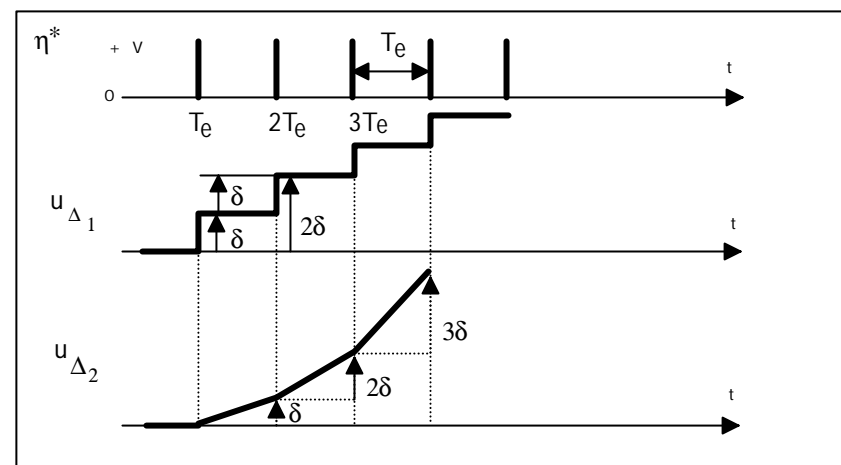


Fig. 6.14.

6.4. Modulația delta exponențială (MDE)

La tipurile precedente de modulație delta, secvența binară de ieșire η^* constă din impulsuri de amplitudine $\pm V$, de perioadă T_e (perioada de eșantionare) și durată $\tau \ll T_e$. Această situație impune, conform teoremei lui Nyquist, utilizarea unor canale de bandă largă. De asemenea, s-a făcut ipoteza utilizării unor circuite integratoare ideale. În realitate s-a căzut de acord că pentru reducerea benzii de frecvență a canalelor cât și pentru posibila utilizare a unor circuite integratoare simple, este preferabil ca impulsurile de la ieșire să fie înlocuite prin nivele de tensiune cu amplitudinea $\pm V$, constantă pe toată durata unei perioade T_e . O schemă principală a unui astfel de coder delta este prezentat în figura 6.15. Funcționarea schemei este următoarea:

Semnalul modulator $m(t)$ se compară cu semnalul reconstituit $u_{\Delta}(t)$ rezultând eroarea $\epsilon(t)$. Aceasta se aplică elementului nelinier obținându-se o cuantificare binară în nivel în funcție de semnul erorii. Aceste nivele se aplică pe intrarea D a unui CBB, pe intrarea de tact a acestuia aplicându-se semnalul cu frecvența de eșantionare f_e . La ieșire se vor obține nivele de tensiune constante pe tot intervalul cuprins între două momente de eșantionare. Ieșirea

Q se aplică apoi pe una din intrările unui comparator analogic, pe cealaltă intrare aplicându-se o tensiune de referință. Dacă Q este mai mare decât V_{REF} atunci $\eta^* = +V$, iar dacă $Q < V_{REF}$ atunci $\eta^* = -V$. Aceste semnale se transmit pe de o parte în linie către receptor, iar pe de altă parte se aplică integratorului realizat cu ajutorul unui circuit RC. Datorită faptului că pe toată durata T_e nivelul de tensiune este constant condensatorul C se încarcă sau se descarcă după o lege exponențială, fapt ce a condus la fixarea numelui acestei proceduri (fig. 6.16).

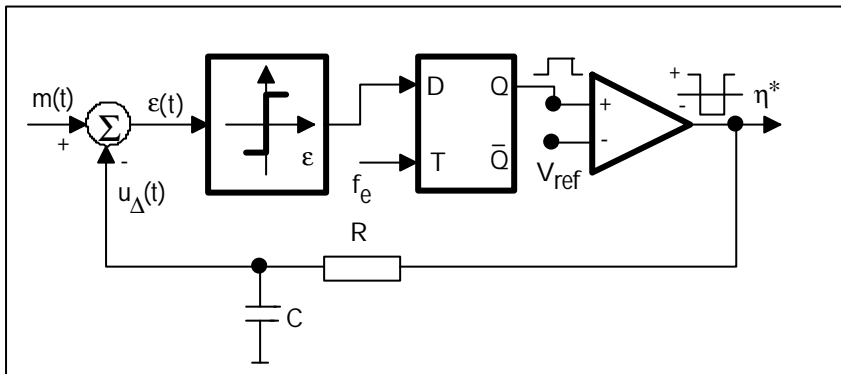


Fig. 6.15.

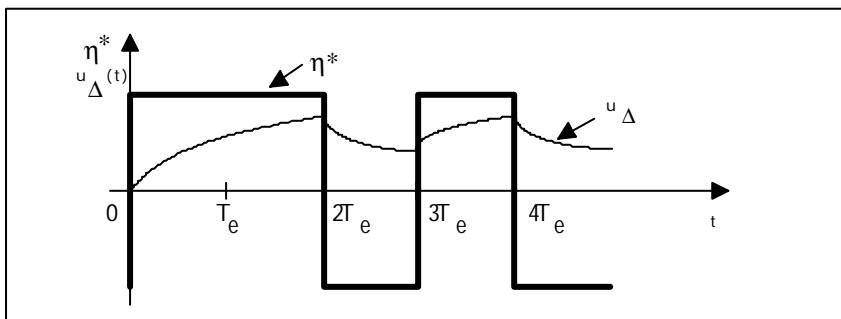


Fig. 6.16.

6.4.1. Comportarea MDE în absența semnalului de la intrare

În acest regim coderul delta generează la ieșire o secvență binară de forma (1010....010) sau echivalent în nivele de tensiune (+V, -V, +V, -V...+V, -V). Circuitul de integrare RC se alege astfel încât constanta sa de timp T să fie mult mai mare decât perioada de eșantionare ($RC = T \gg T_e$). Din acest motiv $u_{\Delta}(t)$ poate fi considerat avînd variații liniare ca în figura de mai jos:

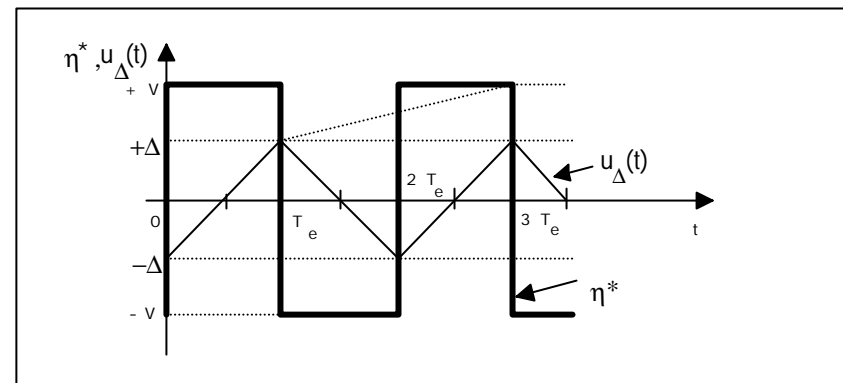


Fig. 6.17.

Se aproximează evoluția lui $u_{\Delta}(t)$ cu o formă triunghiulară. Din asemănarea triunghiurilor formate rezultă:

$$\frac{\Delta}{2T_e} = \frac{V}{T} \Rightarrow \Delta = \frac{2T_e V}{T} \quad (6.28)$$

Rezultă că pentru a micșora amplitudinea semnalului rezidual u_{Δ} este necesar să se lucreze cu frecvențe mari de eșantionare, fie să se utilizeze constante ale circuitului de integrare mari (situație mai puțin indicată).

6.4.2. Depășirea de pantă în cazul MDE

Fie

$$m(t) = U_s \sin 2\pi f_s t \quad (6.29)$$

Panta acestui semnal este:

$$\dot{m}(t) = U_s 2\pi f_s \cos 2\pi f_s t = U_s 2\pi f_s \sqrt{1 - \sin^2 2\pi f_s t} = 2\pi f_s \sqrt{U_s^2 - U_s^2 \sin^2 2\pi f_s t} \quad (6.30)$$

$$\Rightarrow \dot{m}(t) = 2\pi f_s \sqrt{U_s^2 - m^2(t)} \quad (6.31)$$

Presupunem la limită că modulația urmărește exact valoarea instantanee a semnalului $m(t)$ și în cazul în care $m(t)$ este monoton crescător atunci u_Δ variază exponențial. Panta în acest caz este:

$$P_\Delta = \frac{V - m(t)}{T} \cong \frac{V - u_\Delta(t)}{T} \quad (6.32)$$

unde T - constanta de timp a circuitului de integrare. Diferența de pantă dintre cele două semnale (de intrare și reconstituire) va fi:

$$\Delta_p = \frac{V - m(t)}{T} - 2\pi f_s \sqrt{U_s^2 - m^2(t)} \quad (6.33)$$

Aceeași expresie se regăsește și dacă $m(t)$ este monoton descrescător. Începutul depășirii de pantă se obține atunci când este depășită valoarea de minim a lui Δ_p . Pentru determinarea minimului derivăm expresia lui Δ_p în raport cu timpul și rezultă:

$$\frac{d(\Delta_p)}{dt} = -\frac{2U_s \pi f_s}{T} \cos 2\pi f_s t + 4\pi^2 f_s^2 U_s^2 \sin(2\pi f_s t) \cos 2\pi f_s [U_s^2 - m^2(t)]^{\frac{1}{2}} \quad (6.34)$$

Punînd condiția ca $\dot{\Delta}_p(t)=0$ rezultă că:

$$-\frac{1}{T} + 2\pi f_s U_s \sin 2\pi f_s [U_s^2 - m^2(t)]^{\frac{1}{2}} = 0 \quad (6.35)$$

respectiv:

$$m^*(t) = \frac{U_s}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f_s^2 T^2}} \quad (6.36)$$

Pentru acest semnal de intrare depășirea de pantă este zero. Pentru a verifica dacă această expresie constituie un minim pentru Δ_p se verifică dacă derivata a doua în raport cu $m(t)$ este strict pozitivă pentru $m(t)=m^*(t)$. Înlocuind în expresia lui Δ_p expresia lui $m^*(t)$ obținem:

$$\Delta_{\min p} = \frac{V}{T} - \frac{U_s}{T} [1 + (2\pi f_s T)^2]^{\frac{1}{2}} \text{ dar } \Delta_{\min p} = 0 \Rightarrow U_s = U_{SM} = \frac{V}{\sqrt{1 + (2\pi f_s T)^2}} \quad (6.37)$$

Fie $H(s) = \frac{1}{1+Ts}$ funcția de transfer a circuitului RC folosit ca integrator.

Modulul acestei funcții de transfer în domeniul frecvențelor este:

$$H(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega T} = \frac{1}{1+j2\pi f T} \Rightarrow |H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+(2\pi f T)^2}} \quad (6.38)$$

Dacă frecvența f se înlocuiește cu frecvența semnalului f_s , atunci amplitudinea maximă ce se poate aplica semnalului fără să se intre în depășire de pantă este:

$$U_{SM} = V |H(j\omega_s)| \text{ unde } \omega_s = 2\pi f_s \quad (6.39)$$

Grafic avem următoarea reprezentare:

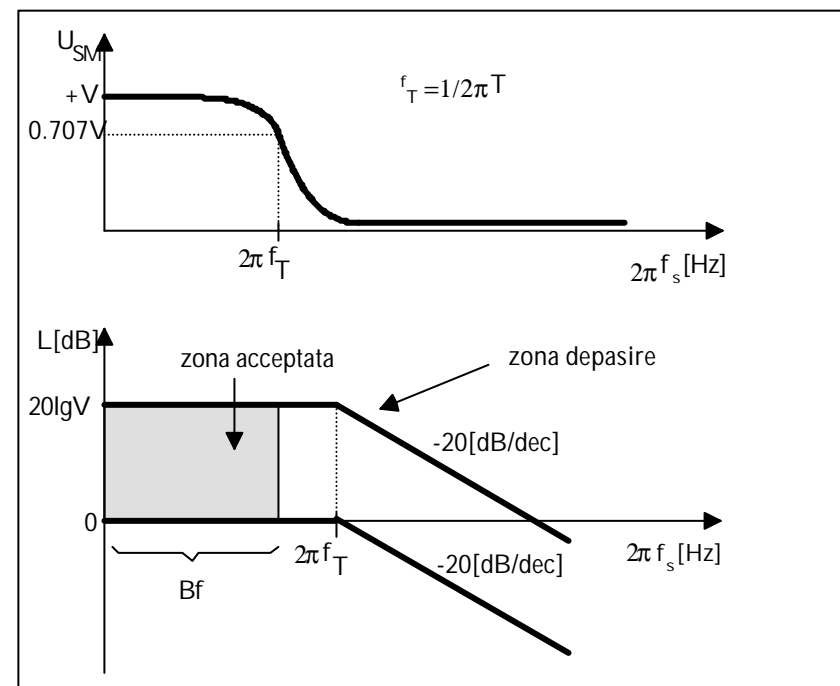


Fig. 6.18.

Din evoluția acestei caracteristici de depășire de pantă, se recomandă ca banda de frecvență a semnalului $m(t)$ să fie cuprinsă în porțiunea de amplitudine constantă:

$$f_{\max} < 1/2\pi T \quad (6.40)$$

6.4.3. Gama de amplitudini pentru MDE

Conform relației de definiție:

$$GA = \frac{U_{SM}}{U_{sm}} \quad (6.41)$$

Pinînd cont de expresiile determinate anterior pentru U_{SM} și U_{sm} obținem:

$$GA = \frac{V|H(j\omega_s)|}{\frac{\Delta}{2}} \Rightarrow GA = \frac{f_e}{2\pi\sqrt{f_1^2 + f_s^2}} \quad (6.42)$$

unde f_e - frecvența de eșantionare, f_s - frecvența semnalului aplicat la intrare și $f_1 = 1/T$.

6.5. Modularea delta cu informație ridicată (HIDM)

Modulația delta cu informație ridicată (*High Information Delta Modulation*) reprezintă o modalitate de creștere a cantității de informație transmisă în unitatea de timp. Această variantă de modulație a fost folosită de M.R.Winkler în 1963 pentru codarea semnalelor de televiziune.

Algoritmul de codare se obține ca urmare a analizei semnalului binar de la ieșire. Ori de câte ori la ieșirea coderului apar doi biți consecutivi egali, treapta de cuantificare se dublează. Treapta este redusă la jumătate la fiecare tranziție de la o cifră binară la alta. Dacă δ este valoarea minimă a treptei de cuantificare și dacă notăm $\delta(nT_e) = \delta_n$ valoarea treptei la pasul curent nT_e , $\eta^*(nT_e) = \eta_n$ - valoarea secvenței binare la pasul nT_e , atunci se fixează evoluția nivelului de cuantificare conform următoarelor reguli

$$\delta_n = \begin{cases} 2\delta_{n-1} & \text{daca } \eta_n = \eta_{n-1} = \eta_{n-2} \\ \delta_{n-1} & \text{daca } \eta_n = \eta_{n-1} \neq \eta_{n-2} \\ -\frac{\delta_{n-1}}{2} & \text{daca } \eta_n \neq \eta_{n-1}, \text{ dar } \delta_{n-1} \geq 2\delta \\ -\delta & \text{daca } \eta_n \neq \eta_{n-1}, \text{ dar } \delta_{n-1} = \delta \end{cases} \quad (6.43)$$

Schema de principiu este prezentată în figura 6.19. În registru este înscris numărul binar 10000. Deplasarea acestuia cu un rang către dreapta, înseamnă dublarea valorii, în timp ce o deplasare către stînga înseamnă înjumătățirea valorii. Nu se realizează recircularea.

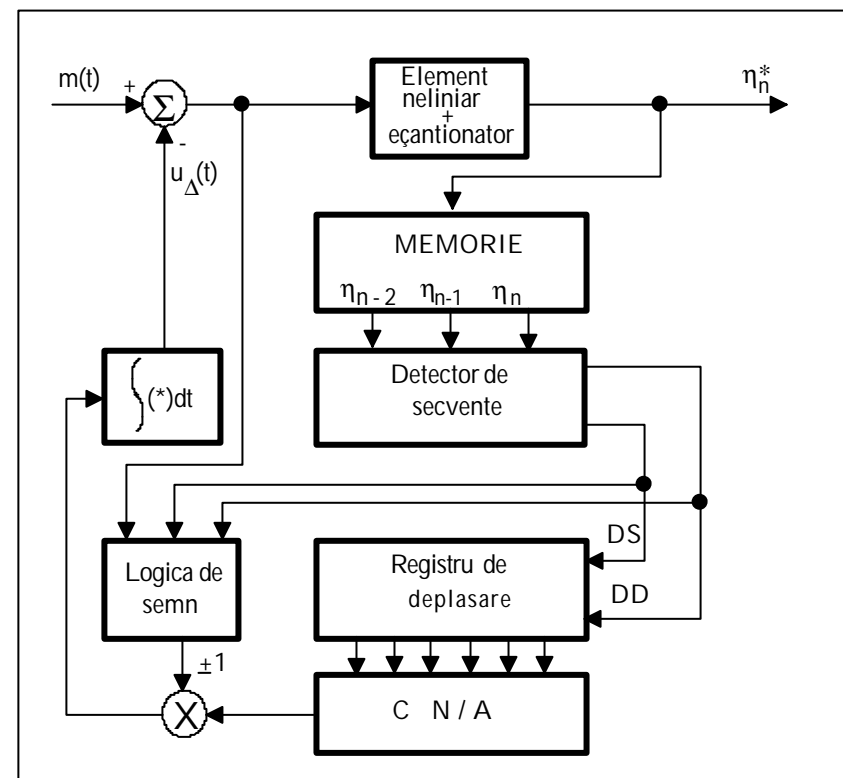


Fig.6.19.

6.5.1. Răspunsul coderului la un semnal treaptă

Considerăm aplicat la intrare un semnal treaptă ce are o creștere instantanee de la 0 pînă la 19δ ($38 \delta/2$). Evoluția în timp este prezentată în figura 6.20, iar evoluția deciziilor în tabelul 6.1.

Se observă că u_{Δ} ajunge și depășește semnalul după 6 perioade de eșantionare și intră în regim de urmărire a acestuia după numai 11 perioade. Pentru comparație, în cadrul MDL am fi avut nevoie de 20 perioade de eșantionare. Transmisia de acest tip pentru semnale TV utilizează o frecvență de eșantionare de 1 MHz, lărgimea canalului ocupat fiind de 6.3MHz.

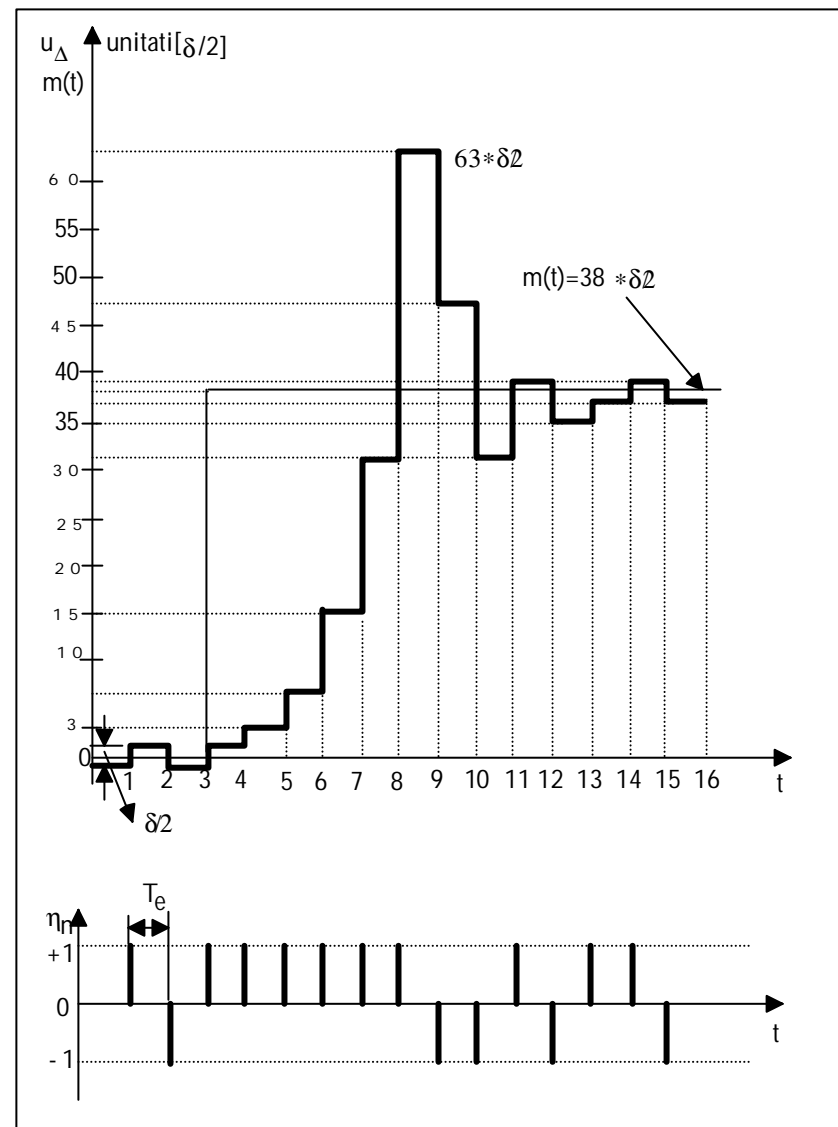


Fig. 6.20.

Tabelul 6.1.

Sensul de deplasare	Starea ieşirilor regimului de deplasare	Intrare integrator	Ieşire integrator
S	10000	-1	$-\delta/2$
S	10000	+1	$+\delta/2$
S	10000	-1	$-\delta/2$
S	10000	+1	$+\delta/2$
Staţionar	10000	+1	$+3\delta/2$
D	01000	+2	$+7\delta/2$
D	00100	+4	$+15\delta/2$
D	00010	+8	$31\delta/2$
D	00001	+16	$63\delta/2$
S	00010	-8	$47\delta/2$
Staţionar	00010	-8	$31\delta/2$
S	00100	+4	$39\delta/2$
S	01000	-2	$35\delta/2$
S	10000	+1	$37\delta/2$
Staţionar	10000	+1	$39\delta/2$
S	10000	-1	$37\delta/2$

* * *