

Complemente la modulațiile A+PSK

Tipuri de constelații A+PSK

- puterile medie și de vârf ale unei constelații A+PSK pătrate sunt, vezi cursul A+PSK, TM, an III:

$$P_m = \frac{2 \cdot A_0^2 \cdot (2^n - 1)}{3 \cdot 2}; \quad P_v = \frac{2 \cdot A_0^2 \cdot (2^{n/2} - 1)^2}{2}; \quad (9)$$

Variante ale constelațiilor QAM pătrate – constelații pătrate neuniforme

Definire

Constelație uniformă 16-QAM - $f=1$

$P_m=5; P_v=9$

$PAPR = 10\lg 1.8 = 2.55 \text{ dB}; \Delta_0 = 2$

Similar 64-QAM

Coord $\{(\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7) \times (\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7)\}$

$P_m=21; P_v=49$

$PAPR = 10\lg 2, (3) = 3.7 \text{ dB}; \Delta_0 = 2$

Dacă se scalează cu $\sqrt{5/21} \rightarrow P_m'=5,$

$P_v'=11,$ dar $\Delta_0' = 0,976$

Constelație neuniformă 16-QAM - $f=2$

$P_m=10; P_v=16$

$PAPR = 10\lg 1.6 = 2.05 \text{ dB}; \Delta_0 = 2$

Dacă se scalează cu $\sqrt{1/2} \rightarrow P_m'=5,$

$P_v'=8,$ dar $\Delta_0' = 1.41$

Similar 64-QAM

Coord $\{(\pm 2, \pm 4, \pm 6, \pm 8) \times (\pm 2, \pm 4, \pm 6, \pm 8)\}$

$P_m=30; P_v=64$

$PAPR = 10\lg 2, 1(3) = 3.29 \text{ dB}; \Delta_0 = 2$

Dacă se scalează cu $\sqrt{21/30} \rightarrow$

$P_m'=21, P_v'=44.8$

dar $\Delta_0' = 2 \cdot \sqrt{21/30} \cdot \sqrt{5/21} =$

$= 1.67 \cdot 0.488 = 0.81$

Constelație neuniformă 16-QAM - $f=4$

$P_m=26; P_v=36$

$PAPR = 10\lg 1.38 = 1.41 \text{ dB}; \Delta_0 = 2$

Dacă se scalează cu $\sqrt{1/5.2} \rightarrow P_m'=5,$

$P_v'=6.9,$ dar $\Delta_0' = 0.88$

Similar 64-QAM

Coord $\{(\pm 4, \pm 6, \pm 8, \pm 10) \times (\pm 4, \pm 6, \pm 8, \pm 10)\}$

$P_m=54; P_v=100$

$PAPR = 10\lg 1, (851) = 2.67 \text{ dB}; \Delta_0 = 2$

După scalarea cu $\sqrt{21/54} \rightarrow P_m'=21, P_v'=38.9$ dar $\Delta_0' = 2 \sqrt{21/54} \cdot \sqrt{5/21} = 1.25 \cdot 0.49 = 0.61$

- constelațiile neuniforme reduc PAPR, dar dacă puterea medie se reduce la valoarea constelației uniforme corespondente, Δ_0 scade ducând la scăderea performanțelor de SNR.

- se reduce probabilitatea de apariție a erorilor de bit la trecerea dintr-un cadran în cel învecinat datorită zgomotului dacă se folosește maparea pentru invarianță la rotațiile $k \cdot 90^\circ$

- aplicații: în transmisiunile pe canale radio unde se folosesc amplificatoare HP-RF; de ex. DVB-T standard 300744 – ETSI

- aceste constelații asigură performanțe mai bune așa-numitelor „modulații ierarhice”

- **modulațiile ierarhice** implică transmiterea în paralel a unor fluxuri de date cu priorități și cerințe de calitate diferite, prin maparea biților acestor fluxuri pe grupuri de biți ale simbolului QAM care au probabilități diferite de eroare de bit la un același SNR, sau necesită valori diferite ale SNR pentru a asigura aceeași probabilitate de eroare de bit

- valorile diferite ale BER asigurate grupurilor de biți se justifică prin exprimarea probabilității de eroare de simbol și de bit în funcție de distanța minimă a subsetului de fazori definit de acei biți, vezi

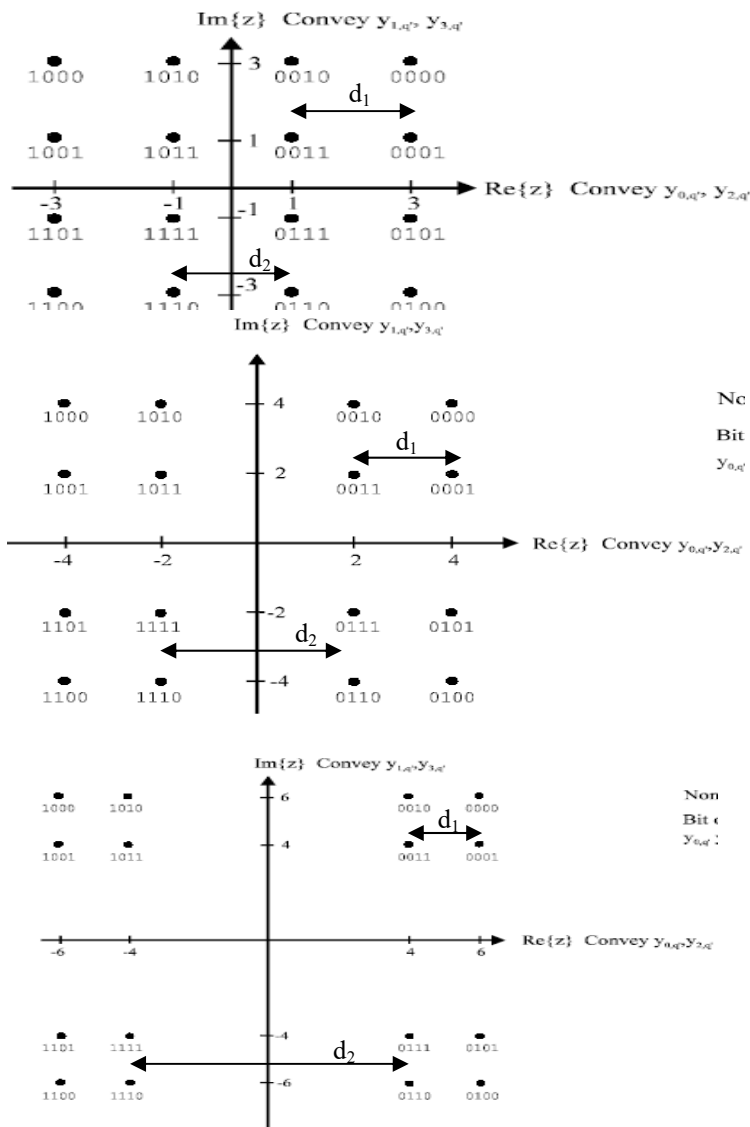


Figura 1. Constelațiile 16-QAM pentru $f=1, 2$ sau 4 .

seminar A+PSK, curs TM;

- *exemplu* la constelațiile 16 QAM din figură, primii 2 biți ai cadrabitului (MSB), care definesc cadranul, au o BER medie mai mică la un SNR dat, datorită distanței medii d_{2avg} mai mari dintre fazorii care sunt definiți de acești biți. Ceilalți 2 biți (LSB), care definesc fazorul în cadran au probabilitate de eroare mai mare datorită distanței mai mici d_1 dintre fazorii definiți de acești biți.

- dacă biții fluxului F_1 , se mapează pe primii 2 biți ai fazorului, iar cei ai fluxului F_2 se mapează pe ultimii 2 biți, fluxului F_1 i se va asigura un BER mai redus decât cel asigurat fluxului F_2 la același SNR, sau lui F_1 i se va putea asigura un BER impus la un SNR mai mic decât cel necesar lui F_2 .

- relațiile exacte de calcul a BER asigurate celor două categorii de biți pot fi deduse folosind distanțele d_1 și d_2 și raționamentul folosit în cursul de A+PSK, an III.

- Figurile 1'a. și 1'b prezintă variațiile BER vs. SNR asigurate celor două tipuri de biți pentru cele trei valori ale factorului de formă $f = 1, 2$ sau 4 din figura 1, pentru aceeași putere medie a constelației, vezi tabelul 1 din pagina 3.

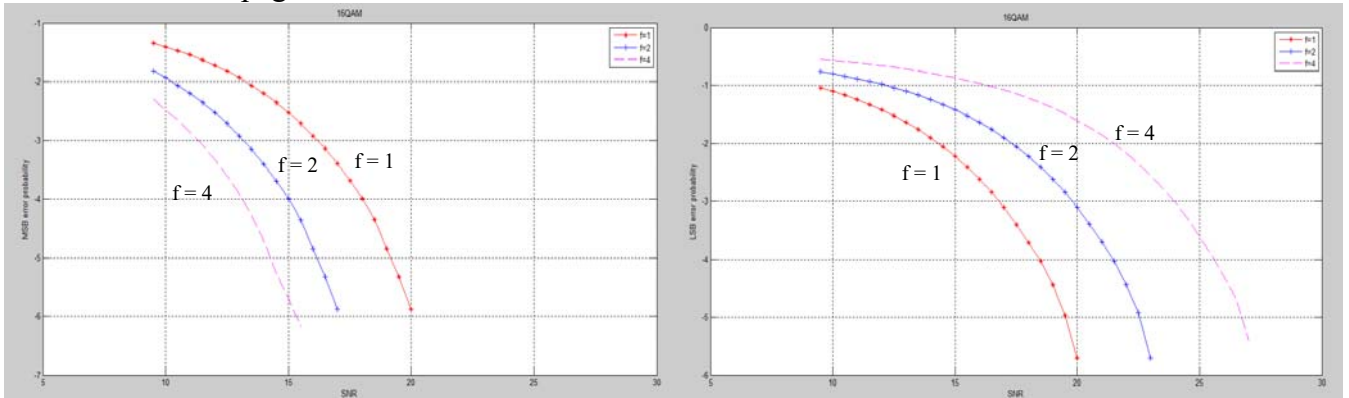


Figura 1' BER vs. SNR ale MSB (stânga) și LSB dreapta) – 16 QAM; $f = 1, 2$ sau 4 – putere medie constantă

- se observă că, în ipoteza păstrării unei puteri medii constante, BER a MSB scade cu creșterea factorului de formă, deoarece d_2 crește cu creșterea factorului de formă, iar BER a LSB crește cu creșterea factorului de formă, deoarece d_1 scade cu creșterea lui f .

- această metodă se poate aplica și constelațiilor 64 sau 256-QAM, permițând transmiterea a 3 sau 4 fluxuri independente.

- metoda este folosită în standardul DVB-T pentru transmiterea unui semnal video cu trei rezoluții, mapate pe câte doi biți ai constelației 64-QAM. Dacă SNR este ridicat, se demodulează corect toți cei 6 biți mapați pe fazor, asigurându-se calitatea maximă; la valori medii ale SNR se demodulează corect doar 4 biți, asigurându-se o calitate medie a imaginii, iar la valori mai mici ale SNR se demodulează corect doar primii doi biți asigurându-se calitatea minimală.

- **constelațiile „în cruce - cross”** se obțin din constelații pătrate, cu $f = 1$, care au un număr N' de fazori (1.a), din care se elimină un număr P de fazori (1.b) aflați în cele patru colțuri, pentru a se obține numărul de fazori N (1.c), care nu este pătrat perfect, dar este o putere impară a lui 2.

$$N' = 2^{2p} \cdot 3^2; \text{ a. } P = 2^{2p}; \text{ b. } N = N' - P = 2^{2p+3}; \text{ c.} \quad (1)$$

- pentru $p = 1$ se obțin $N = 32$ fazori, pentru $p = 2$, $N = 128$, iar pentru $p = 3$, $N = 512$.

- apoi constelația astfel obținută este rotită cu $\Theta = 45^\circ$, aplicându-se operatorul de rotație dat în (2.a), iar coordonatele fazorilor după rotație, I' și Q' , sunt exprimate în funcție de de coordonatele constelației pătrate I și Q , prin relațiile (2.b):

$$\begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Theta & -\sin \Theta \\ \sin \Theta & \cos \Theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix}; \text{ a. } \begin{matrix} I' = I \cos \Theta - Q \sin \Theta; \\ Q' = Q \cos \Theta + I \sin \Theta; \end{matrix} \text{ b.} \quad (2)$$

- valorile coordonatelor constelației pătrate „părinte”, I și Q , sunt:

$$I(i), Q(i) = (2i+1-L) \cdot \sqrt{2} \cdot A_0; \quad i = 0, \dots, L-1; \quad L = 2^p \cdot 3; \quad (3)$$

- după rotația cu $\Theta = 45^\circ$, coordonatele I' , Q' devin numere întregi, iar distanța minimă între fazori este:

$$\Delta_0 = \sqrt{2} \cdot A_0; \quad (4)$$

- constelațiile “în cruce” cele mai utilizate sunt 32-QAM, fig. 1.d, curs A+PSK-TM, $I_{\max} = Q_{\max} = +/-5A_0$ și 128-QAM, $I_{\max} = Q_{\max} = +/-9A_0$.

- P_v și P_m ale semnalelor modulate cu constelații „în cruce” se calculează utilizând relațiile (11) și (10) din cursul A+PSK - TM.

- tab. 1 prezintă caracteristicile constelațiilor QAM pătrate și „în cruce”, până la 128-QAM, pentru $A_0 = 1$.
- P_m sunt calculate pentru semnalele modulate, considerându-se factorul 1/2 datorat semnalului purtător.
- PAPR exprimat în formă logaritmică, conform relației $\text{PAPR [dB]} = 10 \lg(P_v/P_m)$.
- Pentru comparație, tabelul conține și parametrii constelației QPSK (DPSK-A4) de rază $A_0 = 1$

N-QAM	4	16 f=1	16 f=2	16 f=4	32	64 f=1	64 f=2	64 f=4	128
n-bit/simb.	2	4	4	4	5	6	6	6	7
P_v	1	9	16	36	8,5	49	64	100	42,5
P_m	1	5	10	26	5	21	30	54	20,5
PAPR	0	2,6	2,1	1,4	2,3	3,7	3,3	2,7	3,3
Δ_0 (Δ_0')	2	2	2 ($\sqrt{2}$)	2 (0,9)	$\sqrt{2}$	2 (1)	2 (0,8)	2 (0,6)	$\sqrt{2}$
$S = P_m/\Delta_0^2$	0,25	1,25	2,5	6,5	2,5	5,25	7,5	9	10,25

Tabelul 1 Parametrii principalelor constelații QAM pătrate și „în cruce”.

Comentarii:

- repartizarea fazorilor în constelațiile „în cruce” și modul de calcul al coordonatelor acestora, urmărește reducerea P_m și P_v la valori comparabile cu cele ale constelației pătrate imediat inferioare, cu $f = 1$, cu condiția folosirii unor coordonate întregi, pentru a putea încadra nivelul de putere al semnalului modulat în limitele impuse de canalele de transmisie, iar pentru canalele radio pentru a asigura un factor PAPR cât mai redus posibil.
- îndeplinirea acestei cerințe conduce la o Δ_0 mai mică de $\sqrt{2}$ ori decât cea a constelațiilor pătrate cu $f = 1$, ceea ce mărește susceptibilitatea la erori a transmisiilor ce utilizează constelațiile „în cruce” de aproape 2 ori, comparativ cu constelațiile pătrate imediat inferioare.
- modulația QPSK are un factor PAPR și o susceptibilitate la erori mult mai scăzute decât cele ale modulațiilor QAM → mult mai adecvată unor canale radio de slabă calitate; aceasta însă cu prețul scăderii semnificative a debitului D.
- în prezent se studiază utilizarea constelațiilor pătrate de tip Offset-QAM (OQAM), similare constelației OQPSK studiată în cursul de TM, în transmisiile OFDM;
- aceste constelații se obțin prin modularea nivelului de pe axa Q cu o întârziere de $T_s/2$, față de modularea nivelului pe axa I, și asigură o valoare a PAPR mai mică, ceea ce asigură performanțe mai bune în transmisiile care folosesc amplificatoare de putere neliniare, de ex. telefoanele mobile.
- **constelațiile circulare** cu $N = 16$ au fazorii alocați pe două cercuri de raze A_0 și $3 \cdot A_0$, v. curs TM
- constelația circulară de tip I, fig. 1.a curs A+PSK TM, are câte opt fazori plasați echidistant pe fiecare cerc. Δ_0 , P_m , P_v , PAPR sunt:

$$\Delta_0 = 2A_0 \cdot \sin(\pi/8) \approx 0,76 \cdot A_0; \quad P_m = 2,5 \cdot A_0^2; \quad P_v = 4,5 \cdot A_0^2; \quad \text{PAPR [dB]} \approx 2,6; \quad (5)$$

- această constelație are același PAPR ca și constelația pătrată 16-QAM și poate asigura același D, dar are Δ_0 mult mai mică, → mai sensibilă la perturbațiile canalului. Totuși, cu unele prelucrări suplimentare, această constelație asigură performanțe mai bune decât constelația pătrată în canale radio cu SNR mediu, dar afectate de fading.
- pentru a mări Δ_0 a constelației circulare de tip I s-a propus constelația circulară de tipul II, fig. 1.b curs A+PSK TM, care are patru fazori echidistanți pe cercul interior, ceilalți doisprezece fiind plasați pe cercul exterior → următorii parametri:

$$\Delta_0 = \min \{6A_0 \cdot \sin(\pi/12), A_0 \cdot 1.41\} \approx 1.41 \cdot A_0; \quad P_m = 3,5 \cdot A_0^2; \quad P_v = 4,5 \cdot A_0^2; \quad \text{PAPR [dB]} \approx 1,1; \quad (6)$$

- și această constelație are performanțe mai slabe decât constelația pătrată 16-QAM ca sensibilitate la perturbații, dar datorită valorii mai reduse a PAPR, 1,1 dB față de 2,6 dB, este preferabilă pe canale radio cu amplificatoare neliniare.
- pentru $N \geq 16$, - constelația circulară de tipul I cu $N = 64$, obținută prin repartizarea a câte 16 fazori pe patru cercuri de rază 1, A_0 , A_0^2 și A_0^3 , [roh]. Datorită Δ_0 reduse, similară cu cea a 16-PSK, ea trebuie utilizată împreună cu un cod corector de erori. Prin precodare diferențială → performanțe acceptabile în canalele radio fixe cu fading.

Precodarea diferențială a constelațiilor circulare de ordin I - studiu individual

- constelațiile circulare de tipul I, care pot fi generate și prin modulație DPSK (realizată cu unul din modulatoarele prezentate în cursul de PSK) urmată de o modulație ASK, nu necesită utilizarea purtătorului local pentru demodularea DPSK; care poate fi realizată diferențial; → biții care comandă saltul de fază nu trebuie precodați diferențial, saltul de fază fiind introdus de modulatorul de fază.

- biții care comandă saltul de amplitudine nu sunt afectați de rotațiile de fază, deci nu ar trebui precodați diferențial, dar în literatură se arată că acești biți trebuie precodați diferențial pentru a obține o probabilitate de eroare de simbol mai redusă pe canalele afectate de fading.

Producerea directă a constelațiilor circulare – studiu individual

- constelațiile pătrate, „în cruce” și cele circulare de tipul II se pot obține ușor numai cu tehnica MAQ.
- de notat că în cazul generării digitale, constelațiile circulare implică o procesare pe un număr mai mare de biți, deoarece coordonatele lor nu sunt numere întregi.
- pentru constelațiile circulare de tipul I se poate utiliza și o altă metodă de generare, a cărei schemă bloc este prezentată în figura 2, pentru constelația cu $N = 16$ fazori.

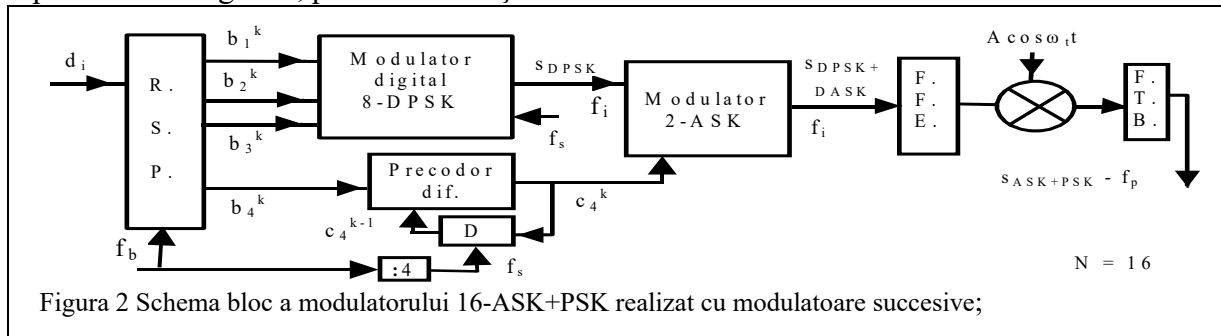


Figura 2 Schema bloc a modulatorului 16-ASK+PSK realizat cu modatoare succesive;

- fazorii acestor constelații au fazele egale cu multiplii întregi de $\pi/4$, pentru $N = 16$, și respectiv $\pi/8$, pentru $N = 64$ - \rightarrow modulația PSK se obține cu modulatorul digital DPSK, v.curs DPSK.
- pentru $N = 16$ fazori, v. fig. 1.a curs TC, acesta va genera 8-DPSK folosind primii 3 biți ai cuadribitului, iar pentru $N = 64$ fazori va genera 16-DPSK folosind primii 4 biți ai hexabitului.
- folosirea modulatorilor DPSK face ca precodarea diferențială a acestor biți să nu mai fie necesară.
- semnalul modulat DPSK pe purtătoare rectangulară este apoi modulat ASK, dându-i-se una din cele două (sau patru) nivele de amplitudine cu ajutorul unui A.O. a cărui amplificare (sau atenuare) este comandată de cel de al patrulea bit al cuadribitului ($N = 16$), sau de ultimii doi biți ai hexabitului ($N = 64$).
- biții care dau nivelul de amplitudine se precodează diferențial, prin sumare mod.2 ($N=16$) sau mod.4 ($N=64$);
- filtrarea semnalului ASK+PSK cu caracteristica (R)RC se efectuează cu un FTB. Din considerente de filtrare, similare cu cele expuse în cursul de TM, modularea se realizează pe o frecvență intermediară f_i , specifică fiecărei aplicații.
- apoi semnalul modulat și filtrat este translatat pe frecvența purtătoare din canal f_p , prin înmulțirea cu semnalul de translație cu frecvența f_t , urmată de o filtrare trece-bandă.

Demodularea Semnalelor A+PSK

Demodulare cu tehnica MAQ

a. Varianta de demodulare folosind FTJ – studiată la cursul de TM – vezi fig. 3

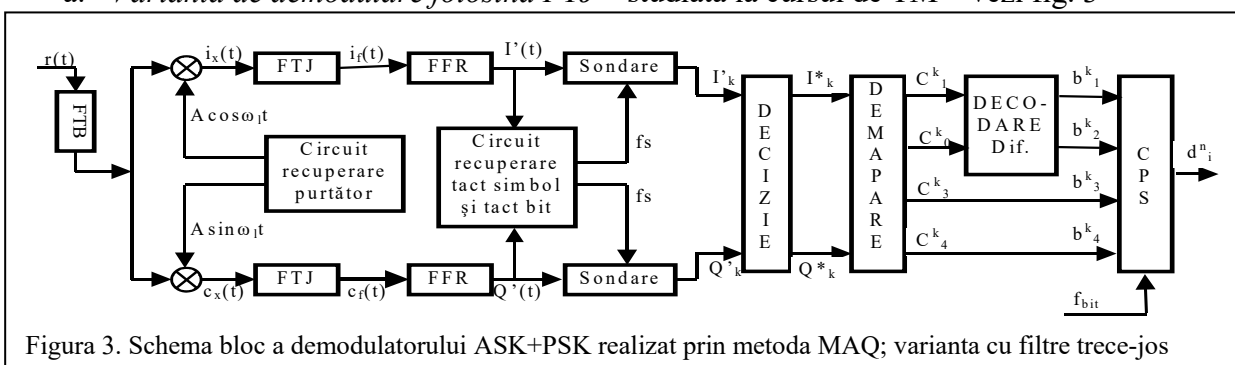


Figura 3. Schema bloc a demodulatorului ASK+PSK realizat prin metoda MAQ; varianta cu filtre trece-jos

- utilizarea filtrelor TJ introduce o distorsiune de timp de grup, care introduce ISI, afectând semnificativ performanțele demodulatorului.
- b. Varianta de demodulare folosind transformata Hilbert
- considerăm semnalul modulator, de componente I_k și Q_k în momentele de sondare, ca un semnal complex m_k (7.a), datorită componentei în fază și celei în cuadratură, semnal care în urma filtrării RRC ia forma (7.b), având o variație continuă în timp.
- considerăm și purtătorul tot ca un semnal complex $c(t)$ (7.c), datorită componentelor în cuadratură.
- în aceste ipoteze, expresia semnalului $p(t)$ obținut prin înmulțirea celor două, va fi dată de (8), în care s-a

considerat că amplitudinea purtătoarei este egală cu tensiunea de referință a multiplicatorului.

$$m_k = I_k + jQ_k; \text{ a. } ; m(t) = I(t) + jQ(t); \text{ b. } c(t) = A \cos \omega_p t + jA \sin \omega_p t; \text{ c.}; \quad (7)$$

$$p(t) = (I(t) + jQ(t))A(\cos \omega_p t + j \sin \omega_p t) = \\ = A(I(t) \cos \omega_p t - Q(t) \sin \omega_p t) + jA(Q(t) \cos \omega_p t + I(t) \sin \omega_p t) = s(t) + js^{\wedge}(t); \quad (8)$$

- comparând expresia (8) cu expresia semnalului modulat MAQ, vezi cursul de TM, se observă că modulatorul produce și transmite doar partea reală a acestui produs. Partea imaginară a produsului (8) are coeficientul egal cu transformata Hilbert a părții reale, $s^{\wedge}(t)$.

- relațiile de definiție și proprietățile transformatei Hilbert sunt date în literatură și sunt reluate aici în rezumat în relațiile (9).

$$H(\omega) = \begin{cases} -j; & \omega > \omega_p; \\ 0; & \omega = \omega_p; \\ j; & \omega < \omega_p; \end{cases} \quad \Phi(\omega) = \begin{cases} -\pi/2; & \omega > \omega_p; \\ 0; & \omega = \omega_p; \\ \pi/2; & \omega < \omega_p; \end{cases} \quad |H(\omega)| = 1; \quad (9)$$

$$H[I(t) \cos \omega_p t] = I^{\wedge}(t) \sin \omega_p t; \quad H[Q(t) \sin \omega_p t] = -Q^{\wedge}(t) \cos \omega_p t;$$

- transformata Hilbert nu modifică valoarea semnalului modulator în momentele de sondare, datorită faptului că modulul funcției de transfer e unitar.

- pentru a obține la recepție semnalul modulator $m(t)$ la recepție, trebuie efectuate operațiile:

$$p'(t)(\cos \omega_p t - j \sin \omega_p t) = m(t) (\cos \omega_p t + j \sin \omega_p t) (\cos \omega_p t - j \sin \omega_p t) = m(t); \quad (10.a)$$

care pot fi puse sub forma echivalentă (vezi 8):

$$p'(t) \cdot (\cos \omega_p t - j \sin \omega_p t) = (r(t) \cos \omega_p t + \hat{r}(t) \sin \omega_p t) + j(\hat{r}(t) \cos \omega_p t - r(t) \sin \omega_p t); \quad (10.b)$$

unde $r(t) = I'(t) \cos \omega_p t - Q'(t) \sin \omega_p t$ este semnalul recepționat afectat de canal

- pentru a reface partea imaginară $\hat{r}(t)$ a produsului de la emisie (8), care nu a fost generată de emițător, se va aplica semnalului recepționat, alături de filtrul RRC necesar pentru implementarea globală a caracteristicii RC, transformata Hilbert, așa cum se arată în figura 4.

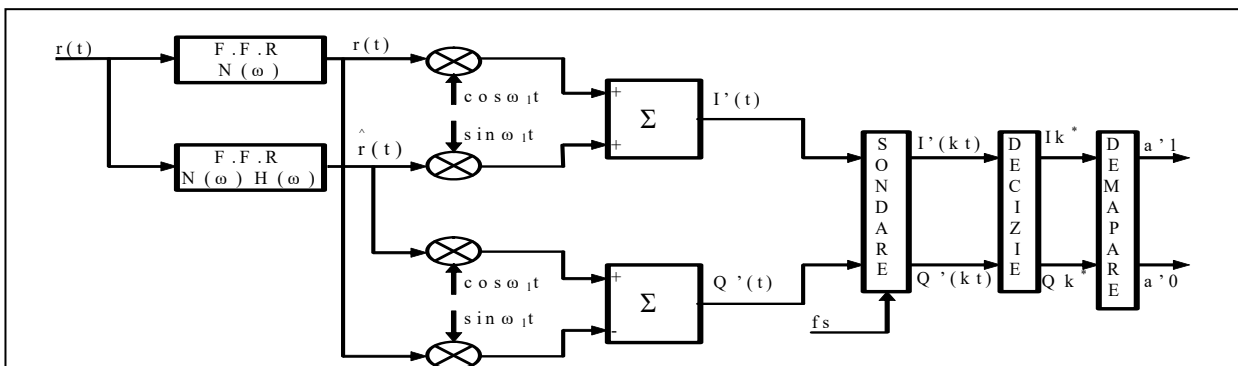


Figura 4. Schema de principiu a demodulatorului MAQ care utilizează transformata Hilbert a semnalului recepționat (nu se utilizează filtre trece-îos)

- din cele de mai sus rezultă că filtrarea semnalului recepționat, ca și prelucrarea sa ulterioară, trebuie realizată pe două căi paralele:

- pe o cale, se va asigura doar filtrarea cu o caracteristică RRC, obținându-se semnalul $r(t)$;
- filtrarea RRC este realizată în banda canalului cu filtre trece-bandă axate pe frecvența purtătoare;
- pe a doua cale, se va implementa atât filtrarea RRC cât și transformata Hilbert $\hat{r}(t)$ a semnalului recepționat; filtrul folosit va trebui să aibă o caracteristică RRC-Hilbert.
- răspunsul în timp al acestei caracteristici se obține făcând produsul de convoluție al răspunsurilor la impuls ale celor două caracteristici componente. Caracteristica în frecvență și răspunsul în timp ale filtrului RRC-H sunt prezentate în cursul de TM (Data Filtering, Anexa).
- caracteristicile de filtrare RRC și RRC-H trebuie implementate utilizând metode de filtrare digitală (structuri de tip FIR), vezi cursul TM, capitolul Data Filtering, Anexa

- demodularea semnalelor $I'(t)$ și $Q'(t)$ se realizează pe două căi, prin implementarea relației (10.b), vezi fig. 4. Semnale obținute $I'(t)$, $Q'(t)$ nu sunt identice cu cele modulator $I(t)$, $Q(t)$, deoarece semnalul recepționat $r(t)$ nu este identic cu semnalul emis $s(t)$, fiind afectat de zgomotele și distorsiunile canalului.

- pe calea în fază se vor realiza operațiile conținute în prima paranteză a relației (10.b); purtătorul local va fi considerat, în primă instanță ca fiind perfect sincronizat cu cel recepționat.

- Ecuația (11) arată că prin aceste prelucrări se obține partea reală a semnalului modulator, $I'(t)$.

$$\begin{aligned} r(t) \cdot \cos \omega_1 t + \hat{r}(t) \cdot \sin \omega_1 t &= \\ &= (I'(t) \cos \omega_p t - Q'(t) \sin \omega_p t) \cdot \cos \omega_1 t + (Q'(t) \cos \omega_p t + I'(t) \sin \omega_p t) \cdot \sin \omega_1 t = \quad (11) \\ &= I'(t) \cos^2 \omega_p t - (Q'(t) - Q'(t)) \sin \omega_p t \cdot \cos \omega_p t + I'(t) \sin^2 \omega_p t = I'(t); \text{ pentru } \omega_1 t = \omega_p t; \end{aligned}$$

- pe calea în cuadratură se vor realiza operațiile din a doua paranteză a relației (10.b). Relația (12) arată că, în aceleași ipoteze, prin aceste prelucrări se obține partea imaginară a semnalului modulator, $Q'(t)$:

$$\begin{aligned} \hat{r}(t) \cos \omega_1 t - r(t) \sin \omega_1 t &= \\ &= (Q'(t) \cos \omega_p t + I'(t) \sin \omega_p t) \cdot \cos \omega_1 t - (I'(t) \cos \omega_p t - Q'(t) \sin \omega_p t) \cdot \sin \omega_1 t = \quad (12) \\ &= Q'(t) \cos^2 \omega_p t - (I'(t) - I'(t)) \sin \omega_p t \cdot \cos \omega_p t + Q'(t) \sin^2 \omega_p t = Q'(t); \text{ pentru } \omega_1 t = \omega_p t; \end{aligned}$$

- în ecuațiile de mai sus s-a presupus că purtătorul local este perfect sincronizat cu cel de la emisie, deci $\omega_1 t \approx \omega_p t$ și $\theta_0 \rightarrow 0$, și că amplitudinea purtătorului local este egală cu constanta circuitului de multiplicare.

Semnalul demodulat poate fi pus sub forma complexă:

$$d'(t) = I'(t) + jQ'(t); \quad (13)$$

- acesta este sondat cu tactul de simbol recuperat f_s , obținându-se semnalele I'_k și Q'_k , valori care la momentele de sondare ar trebui să fie egale cu I_k și Q_k de la ieșirea mapperului de emisie.

- datorită distorsiunilor și perturbațiilor introduse de canal și datorită aproximațiilor introduse de implementare, aceste valori diferă de cele emise și de aceea ele trebuie introduse în circuitul de decizie, care va furniza la ieșire nivelele permise cele mai apropiate, aflate la distanța euclidiană cea mai mică de nivelele sondate pe fiecare ramură, I^*_k și Q^*_k , numite și nivele estimate.

- aceste nivele sunt apoi introduse în decodor, unde vor suferi operații operațiile de demapare, decodare diferențială și conversie N-G, similare cu cele descrise la demodulatorul anterior, obținându-se dibitul demodulat, $a^*_1^k, a^*_0^k$.

- la ieșirea demodulatorului datele sunt serializate cu un convertor P/S care va fi comandat de tactul de bit și de cel de simbol.

- dacă purtătorul local nu este corect recuperat, între fazele purtătorului local și a celui recepționat există un defazaj $\Theta(t)$, iar semnalele demodulate pe cele două căi vor avea expresiile:

$$I'(t) = I(t) \cos \Theta(t) + Q(t) \sin \Theta(t); \quad Q'(t) = I(t) \sin \Theta(t) - Q(t) \cos \Theta(t); \quad (14)$$

expresii deduse similar cu cele din cursul de TM.

- nivele demodulate I'_k și Q'_k în momentele de sondare se obțin din relația de mai sus, prin înlocuirea semnalelor modulator filtrate cu cele nefiltrate I_k și Q_k , dacă se exclud efectele canalului.

- efectele recuperării incorecte a purtătorului local asupra semnalelor demodulate sunt similare cu cele descrise în cursul de TM, și anume:

- modularea în amplitudine a componentei utile cu o componentă ce depinde de $\Theta(t)$;
- sumarea peste componenta utilă a componentei în cuadratură, modulată și ea cu o componentă ce depinde de $\Theta(t)$.

- deci, și în acest caz se impun condițiile: $\Theta(t) \rightarrow 0$ ($\Theta(t) \leq \Delta\phi_p$); $\Delta\omega \rightarrow 0$; $\Theta_0 \approx 0$; (15)

- altă abordare a demodulării ce utilizează transformata Hilbert și care justifică direct modul de construcție a variantei de demodulare.

- considerăm că la emisie s-a generat partea reală a produsului $p(t)$ între semnalul modulator complex $m(t)$ și purtătorul complex $c(t)$:

$$\begin{aligned} m(t) &= I(t) + jQ(t); \quad c(t) = \cos \omega_p t + j \sin \omega_p t; \\ p(t) &= m(t) \cdot c(t) = [I(t) \cos \omega_p t - Q(t) \sin \omega_p t] + j[Q(t) \cos \omega_p t + I(t) \sin \omega_p t] = s(t) + j\hat{s}(t); \quad (16) \end{aligned}$$

- se transmite doar partea reală $s(t)$, care la trecerea prin canal este distorsionată și devine semnalul recepționat $r(t)$:

$$r(t) = I' \cos \omega_p t - Q'(t) \sin \omega_p t; \quad (17)$$

- pentru „completarea” produsului complex de la emisie, la recepție trebuie efectuată transformata Hilbert a semnalului $r(t)$, rezultând semnalul $\hat{r}(t)$:

$$\hat{r}(t) = I' \sin \omega_p t + Q'(t) \cos \omega_p t; \quad (18)$$

- semnalul recepționat este filtrat cu o caracteristică RRC(ω) pe ramura în fază și cu o caracteristică RRC·H(ω) pe ramura în cuadratură, pentru a asigura „completarea” filtrării cu caracteristica RC (ω), eliminarea ISI în momentele de sondare pe ambele ramuri, și a obține partea imaginară a produsului complex $p'(t)$, la recepție.

- produsul complex obținut la recepție poate fi pus sub forma:

$$p'(t) = r(t) + j\hat{r}(t) = [I'(t) + jQ'(t)](\cos \omega_p t + j \sin \omega_p t) = m'(t) \cdot e^{j\omega_p t}; \quad (19)$$

- pentru demodulare (obținerea semnalului $m'(t)$), $p'(t)$ trebuie înmulțit cu semnalul purtător complex generat local, care are o abatere de fază dată de (20. a) față de purtătorul complex de la emisie, vezi (20.b).

$$\text{pentru } \omega_1 t = \omega_p t + \Theta(t); \quad \text{a.}$$

$$\begin{aligned} p'(t) \cdot e^{-j\omega_1 t} &= m'(t) \cdot e^{+j\omega_p t} \cdot e^{-j\omega_p t} \cdot e^{-j\Theta(t)} = m'(t) \cdot e^{-j\Theta(t)} = \\ &= [I'(t) \cos \Theta(t) + Q'(t) \sin \Theta(t)] + j \cdot [I'(t) \sin \Theta(t) - Q'(t) \cos \Theta(t)] \approx \\ &\approx I''(t) - jQ''(t); \quad \text{pentru } \Theta(t) \leq \Delta\Phi_p \quad \text{b.} \end{aligned} \quad (20)$$

- din (20) → semnalele modulator extrase, $I''(t)$ și $Q''(t)$, sunt afectate și de defazajul $\Theta(t)$ al ω_1 cf. (14), vezi curs TM.

- dacă se realizează o sincronizare (cuasi)perfectă a fazei și frecvenței purtătorului local complex, $\Theta(t) \rightarrow 0^\circ$, ($\Theta(t) \leq \Delta\Phi_p$ suficient de mic, asigurat de un circuit de sincronizare dinamică), atunci nivele demodate vor fi afectate doar de distorsiunile canalului, adică $I'(t) = I''(t)$ și $Q'(t) = Q''(t)$.

- pentru a justifica schema de demodulare dată în fig. 4, rescriem ecuația (20.b):

$$\begin{aligned} p'(t) \cdot e^{-j\omega_1 t} &= [r(t) + j \cdot \hat{r}(t)](\cos \omega_1 t - j \cdot \sin \omega_1 t) = \\ &= [r(t) \cos \omega_1 t + \hat{r}(t) \sin \omega_1 t] + j \cdot [\hat{r}(t) \cos \omega_1 t - r(t) \sin \omega_1 t]; \end{aligned} \quad (21)$$

- partea reală a (21), implementată prin două înmulțitoare și sumatorul superior din fig. 4, constituie partea în fază a semnalului modulator extras, $I''(t)$,

- partea imaginară a (21), implementă prin cele două înmulțitoare conectate la sumatorul inferior, $Q''(t)$, constituie partea în cuadratură a semnalului modulator extras.

- se justifică astfel „construcția” pe două ramuri în cuadratură a acestui demodulator, care elimină necesitatea utilizării filtrelor trece-jos și, implicit, neajunsurile introduse de acestea.

- demodulatele prezentate mai sus se pot aplica tuturor constelațiilor ASK+PSK, dar implică recuperarea și sincronizarea unui purtător local, deoarece sunt demodulate coerente. Extinderea lor la constelații cu un număr mai mare de faze implică doar folosirea unui tabel de demapare diferit, a unui registru paralel-serie cu un număr de $n+1$ celule, și modificarea frecvenței tactului de bit, $f_b = n \cdot f_s$.

Demodularea constelațiilor circulare de tip I cu metoda directă – studiu individual

- constelațiile circulare de tip I cu $N = 16$ sau 64 de faze permit și o demodulare diferențială, care nu necesită utilizarea unui bloc distinct pentru sincronizarea purtătorului local pe frecvența f_p sau f_i (există sincropurtătorul inclus în demodulatorul DPSK, dar e pe frecvența 8 sau $16 \cdot f_i$).

- schema bloc a unui astfel de demodulator, pentru $N = 16$, este prezentată în figura 5.

- această demodulare se bazează pe faptul că fazele constelației cu $N = 16$ iau 8 valori de fază, iar fiecărei faze îi corespund două nivele de amplitudine; cei ai constelației cu $N = 64$ iau 16 valori de fază, fiecărei valori a fazei corespunzându-i patru nivele de amplitudine.

- astfel, semnalul recepționat și translatat pe o frecvență intermediară adecvată aplicației, din motivele arătate în cursul de DPSK, este demodulat cu un demodulator diferențial 8-DPSK, obținându-se primii trei biți ai cuadribitului. Pentru varianta cu $N = 64$, se utilizează un demodulator 16-DPSK, construit similar, și se obțin primii patru biți ai hexabitului.

- semnalul recepționat este sondat cu tactul de simbol folosit în demodularea DPSK, și este redresat dublă alternanță, obținându-se nivelul semnalului la momentul optim, când ISI este nulă. Acest nivel este de fapt

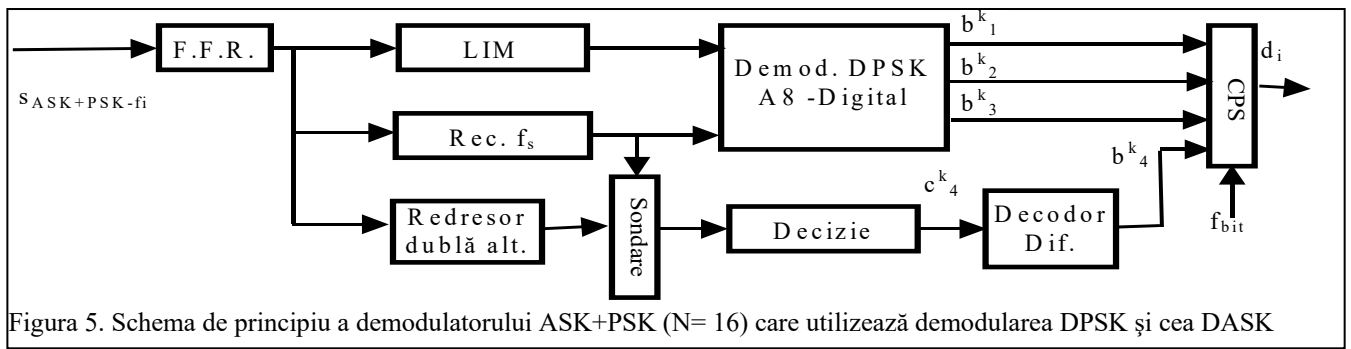


Figura 5. Schema de principiu a demodulatorului ASK+PSK ($N=16$) care utilizează demodularea DPSK și cea DASK

amplitudinea fazorului, care este introdusă în circuitul de decizie cu un prag, și astfel se obține cel de-al patrulea bit al quadribitului modulată, c^k_4 ; în cazul constelației cu 64 de fazori, circuitul de decizie are trei praguri (avem patru nivele de amplitudine), și în urma comparării se obțin ultimii doi biți ai hexabitului modulată, c^k_5 c^k_6 . Decizia nivelului recepționat cu ajutorul pragurilor este echivalentă cu decizia hard pe baza distanței euclidiene minime.

- apoi, bitului (dibitului) decis i se aplică decodarea diferențială, modulo 2 sau modulo 4, și se obține ultimul bit al quadribitului b^k_4 (sau ultimii doi biți b^k_5 b^k_6 în cazul $N=64$).
- această metodă diferențială de demodulare prezintă o imunitate mai redusă la zgomot, dar este mai puțin afectată de fading.

Sincronizarea purtătorului local

- sincronizarea purtătorului local, necesară pentru demodularea tuturor constelațiilor pătrate și „în cruce”, poate fi realizată prin două tipuri de metode:
 - metode care utilizează semnale pilot - utilizate mai rar în transmisiile monopurtător, dar folosite în transmisiile mutipurtător (ODFM)
 - metode care utilizează numai semnalul recepționat.
- metodele care utilizează semnale pilot necesită bandă de frecvență suplimentară și nu vor fi tratate în curs. Cele mai utilizate metode din această categorie sunt tratate în literatură
- Sincronizarea purtătorului local implică două etape:
 - extragerea din semnalul recepționat a unui semnal care este folosit ca referință de fază și care este introdus în comparatorul de fază al unui circuit PLL, numită recuperare;
 - sincronizarea unui semnal cu frecvența f_p , generat local, cu ajutorul unui circuit PLL folosind ca referință de fază semnalul recuperat în etapa anterioară.
- recuperarea purtătorului poate fi realizată prin două metode:
 - metoda ridicării semnalului recepționat la puterea a patra urmată de o filtrare trece-bandă - furnizează un semnal cu frecvență $4f_p$, folosit de circuitul PLL ca referință de fază;
 - metoda recuperării controlată de decizie („decision directed carrier recovery” – DDCR), care calculează direct o tensiune de eroare ce comandă un OCT local, pentru a obține semnalul sincronizat de frecvență f_p . În acest caz bucla PLL se închide peste blocurile de sondare și decizie ale demodulatorului QAM – vezi curs TM.

Recuperarea purtătorului prin ridicarea la puterea a patra a semnalului recepționat

- o metodă frecvent utilizată în recuperarea purtătorului în transmisiile cu modulație în amplitudine este metoda „pătratică”, vezi curs TM, care implică ridicarea la pătrat a semnalului recepționat, urmată de o filtrare trece-bandă, și de divizare la doi în frecvență a semnalului rezultat.
- vom arăta că această metodă nu poate fi folosită în cazul semnalelor modulate cu constelații ASK+PSK ale căror coordonate au medie nulă, deoarece semnalul obținut prin ridicare la pătrat are componente de medie nulă la frecvențele f_p și la multiplii întregi ai acesteia.
- ipoteze inițiale:
 - nivelele I_i și Q_i , calculate conform (3), sunt de medie nulă, apar aleator și sunt echiprobabile;
 - nivelele I_i și Q_i sunt variabile aleatorii ergodice, pentru care media în timp este egală cu media statistică
 - semnalul este filtrat cu caracteristica RRC, care pentru simplitatea notației va fi notat cu $f(t)$.
- notând cu $M\{u\}$ media în timp a variabilei u , expresia ei pentru semnalul recepționat ridicat la pătrat este exprimată de relația (22)
- în (22) răspunsul în timp a fost dat în factor, fără a fi mediat, deoarece filtrarea este un proces liniar care are valoarea maximă a răspunsului unitară, iar calculul efectuat urmărește doar obținerea amplitudinii semnalului filtrat și mediat

$$\begin{aligned}
M\{s_r^2(t)\} &= M\{f^2(t)[I_k^2 \cos^2 \omega_p t - 2I_k Q_k \cos \omega_p t \cdot \sin \omega_p t + Q_k^2 \sin^2 \omega_p t]\} = \\
&= f^2(t) \cdot M\left\{\frac{I_k^2 + Q_k^2}{2}\right\} + f^2(t) \cdot M\left\{\left(\frac{I_k^2 - Q_k^2}{2}\right) \cos 2\omega_p t\right\} - f^2(t) \cdot M\{I_k Q_k \cdot \sin 2\omega_p t\} = \\
&= f^2(t) \cdot M\left\{\frac{I_k^2 + Q_k^2}{2}\right\};
\end{aligned} \tag{22}$$

- în relația (22), nivelele I_k și Q_k sunt variabile aleatorii independente, astfel încât:

$$M\{I_k \cdot Q_k\} = M\{I_k\} \cdot M\{Q_k\} = 0; \tag{23}$$

ceea ce face ca termenul ce conține $\sin 2\omega_p t$ să se anuleze.

- avem proprietatea:

$$M\{I_k^2\} = M\{Q_k^2\}; \tag{24}$$

care anulează și al doilea termen al sumei din (22), și arată că amplitudinea medie a componentei cu pulsația $2\omega_p$ a semnalului ridicat la pătrat este nulă → *ridicarea la pătrat a semnalului recepționat nu poate fi folosită pentru recuperarea purtătorului.*

- pentru a putea recupera semnalul purtător din semnalul recepționat este necesară ridicarea celui din urmă la puterea a patra.

- utilizăm (24) și identitățile trigonometrice:

$$\begin{aligned}
\cos^4 \alpha &= \left(\frac{1 + \cos 2\alpha}{2}\right)^2 = \frac{1}{4} + \frac{\cos 2\alpha}{2} + \frac{1 + \cos 4\alpha}{8} = \frac{3 + 4 \cos 2\alpha + \cos 4\alpha}{8}; \\
\sin^4 \alpha &= \left(\frac{1 - \cos 2\alpha}{2}\right)^2 = \frac{1}{4} - \frac{\cos 2\alpha}{2} + \frac{1 + \cos 4\alpha}{8} = \frac{3 - 4 \cos 2\alpha + \cos 4\alpha}{8};
\end{aligned} \tag{25}$$

- după o serie de calcule, ținând cont că $M(I_k^2) = M(Q_k^2)$ și $M(I_k^4) = M(Q_k^4)$, media semnalului recepționat ridicat la puterea a patra devine:

$$\begin{aligned}
M\{f^4(t) \cdot (I_k \cos \omega_p t - Q_k \sin \omega_p t)^4\} &= \\
&= \frac{3}{4} \cdot f^4(t) \cdot [M\{I_k^4\} + (M\{I_k^2\})^2] + \frac{1}{4} \cdot f^4(t) \cdot [M\{I_k^4\} - 3(M\{I_k^2\})^2] \cdot \cos 4\omega_p t;
\end{aligned} \tag{26}$$

- dar, pentru constelațiile pătrate și pentru cele “în cruce” nivelele modulare satisfac relația, v. (3) și curs TM:

$$M\{I_k^2\} = M\{Q_k^2\} = \frac{A_0^2(N-1)}{3}; \tag{27}$$

- pentru a calcula valoarea medie a sumei nivelelor ridicate la puterea a patra, folosim relația:

$$S_4 = \sum_{i=1}^r i^4 = \frac{r(r+1)(2r+1)(3r^2+3r-1)}{30}; \tag{28}$$

și după o serie de calcule, obținem:

$$M\{I_k^4\} = \frac{2}{\sqrt{N}} \cdot [1^4 + 3^4 + \dots + (\sqrt{N}-1)^4] = \frac{1}{15} \cdot (3N^2 - 10N + 7) \cdot A_0^4; \tag{29}$$

- înlocuind (27) și (29) în (26) și introducând constanta K a circuitelor de multiplicare folosite, rezultă:

$$M\{s_r^4(t)\} = \frac{1}{30} \cdot f^4(t) \cdot \frac{A_0^4}{K^3} \cdot [(7N^2 - 20N + 13) - (N^2 - 1) \cdot \cos 4\omega_p t]; \tag{30}$$

- (30) arată că, indiferent de numărul fazorilor, constelațiile pătrate și cele “în cruce” prezintă o componentă de medie nenulă pe pulsația $4\omega_p$, după ridicarea la puterea a patra a semnalului recepționat.

- deoarece distanța minimă Δ diferă pentru cele două tipuri de constelații, și pentru a elimina pe A_0 din relația (30), exprimăm amplitudinea componentei de pulsație $4\omega_p$ în funcție de puterea medie a constelației.

- știind că, vezi curs A+PSK, TM:

$$P_m = P_I + P_Q = \frac{2A_0^2(L^2 - 1)}{3} \cdot \frac{A^2}{2V_r^2} = \frac{A_0^2(2^n - 1)}{3}; \quad A = V_r; \tag{31}$$

rezultă că:

$$A_0^2 = \frac{3 \cdot P_m}{N-1} \Rightarrow A_0^4 = \frac{9 \cdot P_m^2}{(N-1)^2}; \quad (32)$$

care introdusă în (30) dă amplitudinea medie A_4 a componentei de pulsație $4\omega_p$:

$$A_4 = \frac{9 \cdot P_m^2 \cdot (N^2 - 1)}{K^3 \cdot (N-1)^2}; \quad (33)$$

- raportul $9 \cdot P_m^2 / K^3 = C$ poate lua uneori valori subunitare în practică \rightarrow nivelele obținute vor fi destul de mici.
- din (30) \rightarrow componenta la $4\omega_p$, defazată cu π , este sensibil mai mică decât componenta în banda de bază, pe pulsația ω_s . Amplitudinea acestei componente scade odată cu creșterea ordinului constelației, de la $1,66 \cdot C$ pentru $N = 4$, până la aproximativ $1 \cdot C$, pentru $N = 256$ sau mai mare.
- dacă amplitudinea acestei componente este prea scăzută, P_m mică și/sau N mare, atunci semnalul pe pulsația $4\omega_p$ nu mai poate fi folosit ca tensiune de referință și este necesară utilizarea unei alte metode de recuperare a purtătorului. Trebuie menționat că în cazul constelațiilor $A+PSK$ cu număr mare de fazori, 16, 64, etc, unii fazori au nivele mici ale amplitudinii, ceea ce face ca această metodă să dea erori semnificative de sincronizare. Dea ceea metoda este recomandabilă mai mult pentru constelațiile DPSK implementate prin tehnica QAM, deoarece în aceste constelații toți fazorii au aceeași amplitudine.
- semnalul obținut prin ridicarea la puterea a patra este filtrat TB, cu $f_c = 4f_p$, pentru a elimina componenta de joasă frecvență \rightarrow semnalul recuperat este limitat și divizat digital în frecvență cu 4.
- semnalul rezultat este folosit ca referință de fază într-un circuit de sincronizare dinamică, PLL digital, v. curs TC sau par. 3.c, \rightarrow purtătorul recuperat sub formă digitală.
- prin filtrarea TB a acestui semnal digital, \rightarrow purtătorul local în fază $V \cos \omega_1 t$, care prin defazare cu $\pi/2$ furnizează și purtătorul local în cuadratură $V \sin \omega_1 t$, necesare demodulării QAM.
- schema bloc a circuitului de recuperare și sincronizare a purtătorului local realizat după această metodă este prezentată în figura 6.
- din relația (30) rezultă că purtătorul este recuperat cu un defazaj de π , care poate fi eliminat prin negarea semnalului după divizarea digitală în frecvență.

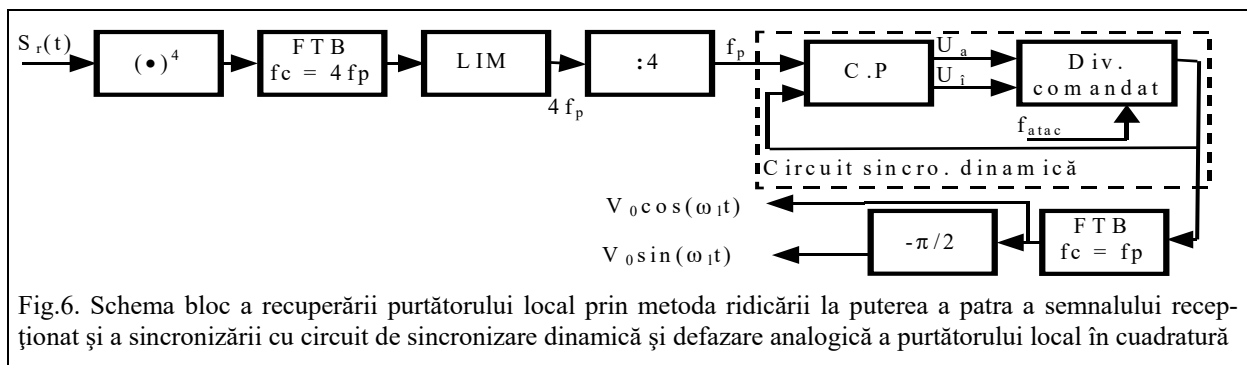


Fig.6. Schema bloc a recuperării purtătorului local prin metoda ridicării la puterea a patra a semnalului recepționat și a sincronizării cu circuit de sincronizare dinamică și defazare analogică a purtătorului local în cuadratură

- dacă se utilizează un circuit PLL analogic pentru sincronizare, acesta poate introduce defazaje de $k \cdot \pi/2$. Efectele acestor rotații asupra biților demodulați sunt compensate prin maparea care asigură invarianța constelației la rotații de $k \cdot 90^\circ$, mapare descrisă anterior, vezi curs TC.
- datorită suprapunerii zgomotului peste semnalul recepționat, precum și datorită jitterului introdus de pasul constant al circuitului de sincronizare dinamică utilizat, purtătorul recuperat este afectat de un zgomot de fază.

Recuperarea controlată de decizie a purtătorului local

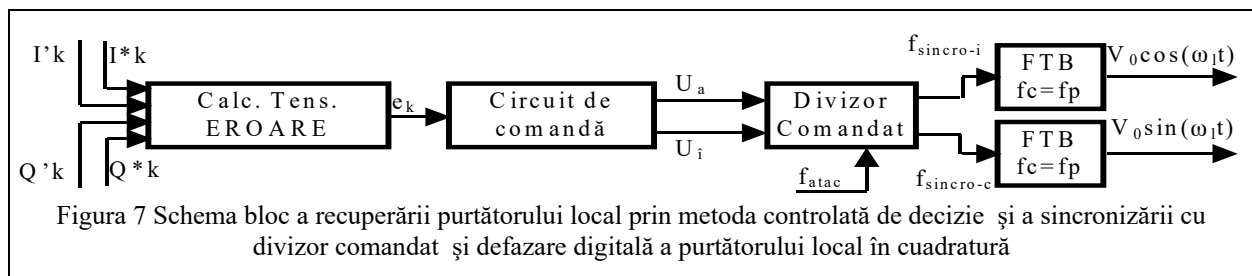
- metoda de recuperare a purtătorului controlată de decizie („decision directed carrier recovery” – DDCR) folosește semnalele bandă de bază sondate I_k și Q_k , și nivelele decise, I_k^* și Q_k^* , indicate în figurile 3 și 4.
- funcționarea ei se bazează pe presupunerea că diferența între nivele sondate și cele decise se datorează în întregime defazajului $\theta(t)$ dintre purtătorul recepționat și cel generat local, definit de (20.a).
- nivele sondate I'_k și Q'_k pot fi exprimate în funcție de $\Theta(t)$ și de nivele modulate prin relațiile (14):

$$I'_k = I_k \cos \Theta(kT) + Q_k \sin \Theta(kT); \quad Q'_k = I_k \sin \Theta(kT) - Q_k \cos \Theta(kT); \quad (14)$$

- în fiecare perioadă de simbol se calculează o tensiune de eroare dată de relația, vezi curs TM:

$$e_k = I'_k \cdot Q_k^* + Q'_k \cdot I_k^* = I_k \cdot Q_k^* \cdot \cos\Theta_k + Q_k \cdot I_k^* \cdot \sin\Theta_k + I_k \cdot I_k^* \cdot \sin\Theta_k - Q_k \cdot I_k^* \cdot \cos\Theta_k \approx (I_k^{*2} + Q_k^{*2}) \cdot \sin\Theta_k; \quad (35)$$

- în relația de mai sus s-a aproximat că deciziile sunt corecte și că cele două nivele sondate sunt afectate similar de canal, ceea ce permite reducerea termenilor ce conțin cosinusul defazajului.
- metoda calculează direct o tensiune de eroare proporțională cu sinusul defazajului dintre purtătorul local și cel recepționat cu proprietățile:
 - amplitudinea acestui semnal de eroare nu este direct proporțională cu defazajul decât pentru unghiuri mici, $\Theta < 0,2$ radiani, pentru care sinusul se poate aproxima cu unghiul.
 - amplitudinea tensiunii de eroare depinde și de modulul fazorului modulat.
- → această tensiune nu poate fi folosită pentru comanda proporțională a fazei unui OCT.
- deoarece semnul tensiunii de eroare este același cu semnul defazajului, pentru $\Theta \in (-\pi/2, +\pi/2)$, ea poate fi folosită pentru comanda unui circuit de sincronizare dinamică descris în curs TM.
- schema bloc a circuitului de recuperare și sincronizare a purtătorului local realizat conform acestei metode este prezentată în figura 7.



- semnul e_k este folosit pentru a indica divizorului comandat sensul defazajului, operație efectuată de circuitul de comandă, și astfel se obține deplasarea fazei purtătorului local cu un pas de fază constant, până la intrarea în zona de echilibru dinamic și apoi menținerea ei în această zonă.
- și această metodă poate introduce în plus o nedeterminare de π , vezi curs TM, iar datorită filtrării semnalului digital sincronizat mai poate apărea o nedeterminare de $\pi/2$, ceea ce arată că și această metodă de recuperare și sincronizare a purtătorului local introduce rotațiile de $k \cdot 90^\circ$.
- metoda funcționează cu rezultate bune numai pentru valori medii sau mici ale probabilității de eroare de simbol, ceea ce implică un canal de medie sau bună calitate.
- pe canale "dificile" probabilitatea de eronare a nivelelor decise crește, ceea ce face ca aproximarea din relația (15) să fie prea grosieră, ducând la creșterea probabilității de obținere a unei tensiuni de comandă cu semn opus celui necesar. Acest fapt conduce la corecții greșite de fază și la neconvergența sincronizării purtătorului local, ceea ce face ca metoda să nu fie folosită decât pe canale telefonice vocale și radio terestre cu posturi fixe, care nu sunt afectate sever de fading.
- pe canalele radio afectate semnificativ de fading, este recomandabilă folosirea metodei bazată pe ridicarea la puterea a patra semnalului recepționat.
- pentru a îmbunătăți calitatea sincronizării purtătorului local pe canale „dificile”, metodele de sincronizare care folosesc doar semnalul modulat recepționat descrise mai sus pot fi utilizate împreună cu metode care folosesc semnale pilot.

Recuperarea și sincronizarea tactului de simbol

Necesitatea și condiții impuse

- unele din metodele de recuperare a purtătoarei precum și obținerea unor performanțe ridicate ale receptorului presupun o sincronizare corectă tactului de simbol, pentru citirea corectă a valorilor I_k^* și Q_k^* .
- dacă tactul de simbol nu e corect recuperat (și sincronizat) → valorile I_k^* și Q_k^* pot fi eronate → o tensiune de eroare greșită, dată de (35) → o demodulare incorectă (datorită sincronizării incorecte a purtătorului local), vezi (14) pentru $\Theta(t) \neq 0$, → recuperarea tactului de simbol este afectată; deci receptorul intră într-un „cerc vicios”.
- metoda DDCR și unele metode ce utilizează semnale pilot de recuperare a purtătorului local pot fi utilizate doar dacă metoda folosită pentru recuperarea tactului de simbol nu depinde de calitatea recuperării purtătorului.
- pentru a nu se intra în „cercul vicios” prezentat mai sus, care poate conduce la neconvergența întregului receptor și/sau la scăderea performanțelor, este necesar ca metodele de recuperare a tactului de simbol să nu depindă de calitatea recuperării purtătorului local.

- recuperarea tactului de simbol se realizează prin aplicarea unei prelucrări neliniare asupra nivelelor demodulate în banda de bază, $I'(t)$ și $Q'(t)$.
- o astfel de metodă este *metoda retardării*, descrisă în curs TM - DPSK, care aplicată unuia dintre semnalele $I'(t)$ sau $Q'(t)$ poate furniza referința de fază pentru un circuit de sincronizare dinamică, ce va livra tactul de simbol sincronizat. Această metodă face parte din categoria metodelor care extrag un semnal de referință, pe care îl introduc într-un circuit PLL pentru a obține semnalul sincronizat.
- datorită faptului că este o metodă diferențială, această metodă este, principial, insensibilă față de defazajul introdus de recuperarea incorectă a purtătorului local, respectând astfel cerința impusă mai sus.

Metoda energetică de sincronizare a tactului de simbol

- aceasta folosește semnalele demodulate $I'(t)$ și $Q'(t)$ pentru a furniza un semnal de referință, folosit la rândul lui de către un circuit de sincronizare dinamică.
- datorită filtrării simbolurilor cu aceeași caracteristică de filtrare, variația în timp a energiei pe o perioadă are aceeași formă, indiferent de fazorul modulat, și de aceea, și această metodă poate fi folosită independent de calitatea recuperării purtătorului local.
- variația energiei semnalelor demodulate $E_k(x(t))$, pe perioada unui simbol, este proporțională cu variația sumei pătratelor celor două semnale, având expresia dată de (36) și forma prezentată în figura 8.

$$E_k(x(t)) = I'^2(t) + Q'^2(t) = \{[I'_k \cdot \cos \Theta(t) + Q'_k \cdot \sin \Theta(t)]^2 + [I'_k \cdot \sin \Theta(t) - Q'_k \cdot \cos \Theta(t)]^2\} \cdot \left(\frac{\sin \frac{\pi t}{T}}{\frac{\pi t}{T}} \cdot \frac{\cos \frac{\pi \alpha t}{T}}{1 - 4 \left(\frac{\alpha t}{T} \right)^2} \right)^2 = (I_k'^2 + Q_k'^2) \cdot \left(\frac{\sin \frac{\pi t}{T}}{\frac{\pi t}{T}} \cdot \frac{\cos \frac{\pi \alpha t}{T}}{1 - 4 \left(\frac{\alpha t}{T} \right)^2} \right)^2 ; E_{k \max} = I_k'^2 + Q_k'^2 ; \quad (36)$$

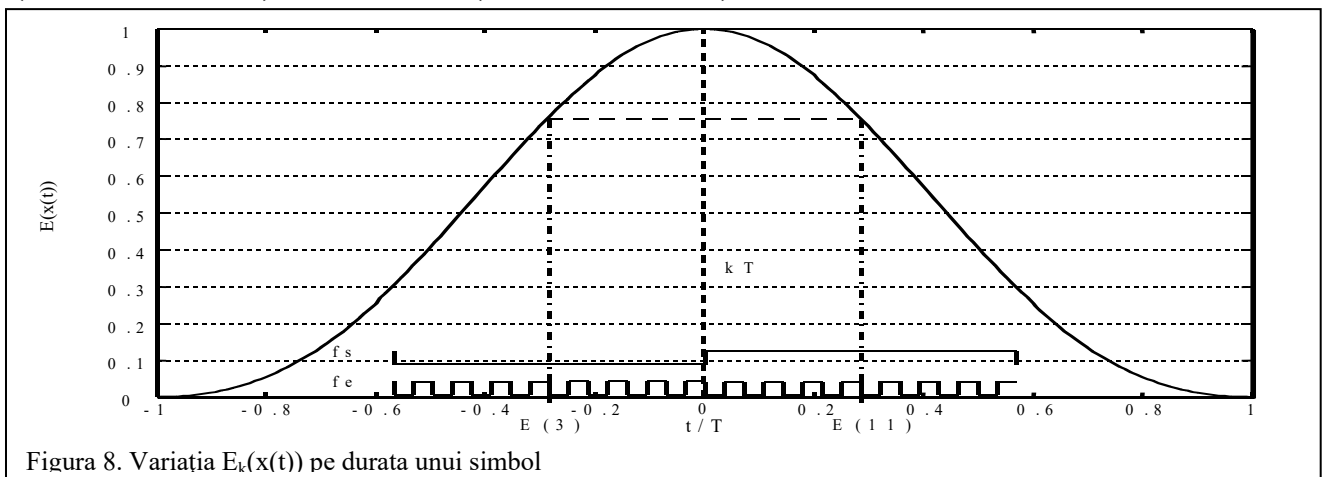
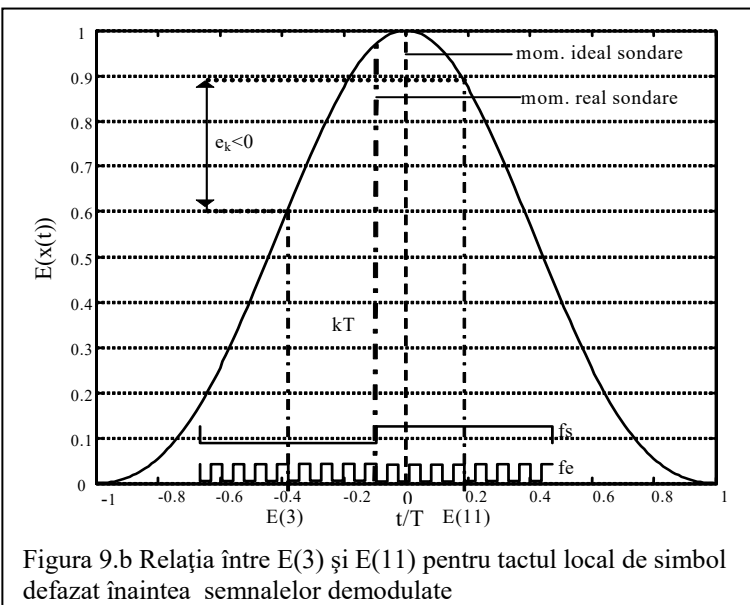
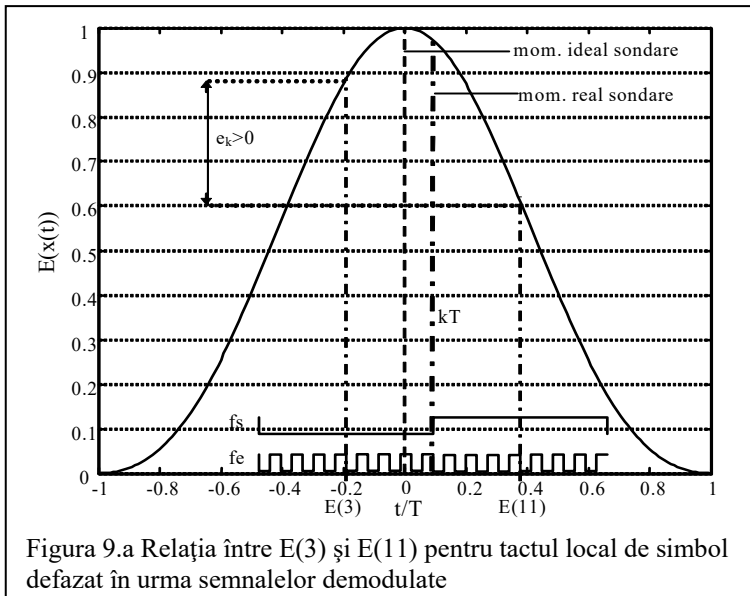


Figura 8. Variația $E_k(x(t))$ pe durata unui simbol

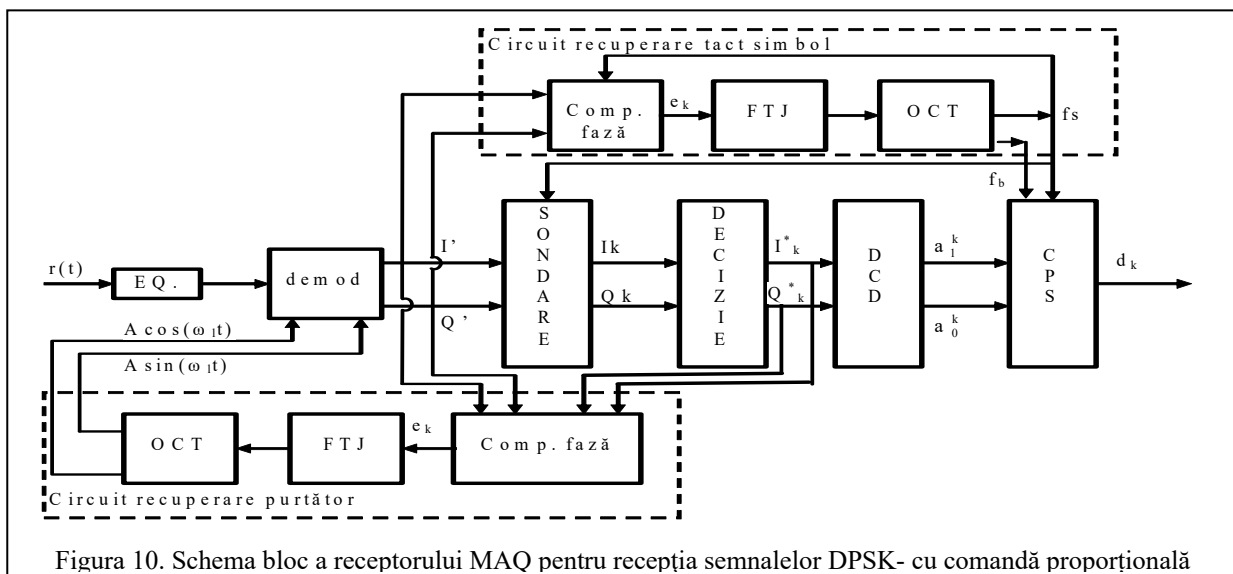
- din (36) rezultă că energia semnalelor demodulate pe durata unui simbol nu depinde de $\Theta(t)$.
- forma ei, datorată filtrării cu caracteristica RC, are un maxim la mijlocul perioadei de simbol, adică în momentul de sondare. Valoarea acestui maxim depinde de modulul fazorului recepționat în aceea perioadă de simbol.
- datorită celei de a doua proprietăți menționate mai sus, maximumul energiei trebuie să coincidă cu frontul pozitiv al tactului local de simbol → sincronizarea tactului de simbol se poate realiza prin detectarea momentelor de maxim ale energiei semnalului recepționat și sinfazarea fronturilor pozitive al tactului local de simbol cu aceste maxime.
- operația de sinfazare se poate realiza cu un PLL digital, vezi cursul de TM, paragraful destinat sincronizării dinamice, care folosește ca referință de fază tensiunea de eroare calculată conform relației (36).
- deoarece zona de maxim este relativ plată, pentru sincronizarea tactului local cu acest moment de maxim, se eșantionează energia semnalului cu frecvența $f_e = 16f_s$, prin calcularea acesteia în 16 momente de timp pe o perioadă, și se compară valorile eșantioanelor din cel de al patrulea și al doisprezecelea moment de eșantionare, $E(3)$ și $E(11)$, tensiunea de eroare fiind diferența dintre valorile acestor două eșantioane:

$$e_k = E(3) - E(11); \quad (37)$$

- dacă cele două valori sunt egale suntem în cazul sinfazării între tactul de simbol local și semnalele demodulate, vezi fig.8, în care $E(3) = E(11)$, iar momentul de sondare kT aflat la mijlocul perioadei de simbol, coincide cu maximumul energiei și cu momentul de ISI nulă.



m sunt 6 sau 7, și nu 4 ca în exemplul anterior, acestea fiind un compromis între precizia dorită, pe de o parte, și viteza de sincronizare și volumul de calcule necesar pentru implementarea circuitului de recuperare și sincronizare a tactului de simbol, pe de altă parte.



- dacă $e_k > 0$, atunci tactul de simbol este în urma semnalelor demodate și trebuie avansat, figura 9.a, iar dacă $e_k < 0$, tactul local de simbol este în fața semnalelor demodate și trebuie întârziat, figura 9.b., pentru o sondare optimă în momentul când ISI este nulă.

- Valoarea acestei tensiuni comandă, după o filtrare TJ, oscilatorul comandat în tensiune al buclei PLL cu care se poate implementa acest circuit, așa cum se arată în figura 10. De remarcă că, în acest caz pasul de sincronizare nu va fi constant, amplitudinea lui depinzând de mărimea tensiunii de eroare. Aceasta este însă un multiplu al unei valori elementare, date de raportul între frecvența de eșantionare și cea de simbol.

Nici în acest caz tensiunea de eroare nu este direct proporțională cu valoarea defazajului, datorită legii neliniare de variație a energiei pe durata unui simbol. De aceea se recomandă utilizarea sinfazării cu pas de fază constant.

- pentru a obține o sincronizare cu pas constant este necesar doar semnul tensiunii de eroare, acesta indicând sensul în care un circuit PLL digital, de tipul circuitului de sincronizare dinamică, va face corecția de fază a tactului de simbol generat local.

- pasul de sincronizare al acestui circuit este dat de (38), dacă relația dintre f_c și f_s este cea menționată.

$$\Delta\Phi_p = 360^\circ/2^m; f_c = 2^m \cdot f_s; \quad (38)$$

- în general, cele mai folosite valori pentru

- utilizarea metodei trebuie să țină cont de două aspecte:
 - datorită interferenței intersimbol, valorile energiei între momentele de sondare pot depăși nivelul din momentul de sondare;
 - valorile energiei, în momentele de sondare, variază în funcție de modulul simbolului transmis, pentru constelațiile $A+PSK$. Pentru constelațiile cu modul constant, de tip $DPSK$, acest aspect nu este valabil.
- pentru *cazul modulațiilor DPSK*, indiferent de simbolul emis, variația energiei este identică pe durata fiecărei perioade de simbol, iar eșantioanele $E(3)$ și $E(11)$ trebuie să fie egale în cazul în care tactul de simbol este sinfazat cu semnalul recepționat → diferența dintre cele două eșantioane poate fi folosită pentru determinarea semnului defazajului și comanda unui circuit de sincronizare dinamică.
- metoda este însă sensibilă la variațiile de amplitudine ale semnalului recepționat și necesită inserarea unui amplificator cu câștig controlat (AGC) înaintea etajului de demodulare. Acest circuit are rolul de a asigura nivelele $I'(t)$ și $Q'(t)$ de o amplitudine aproximativ constantă, atât pentru acuratețea funcționării circuitului de recuperare al tactului de simbol cât și a celor de decizie.
- pentru *cazul modulațiilor $A+PSK$* , circuitul AGC trebuie să asigure proporționalitatea nivelului de la ieșire cu nivelul transmis pentru fiecare tip de simbol.
- tactul de bit, necesar convertoarelor paralel/serie de la ieșirea demodulateorilor, este sincronizat tot de circuitul de sincronizare al tactului de simbol.