

Modulația combinată ASK+PSK (QAM)

- Utilizarea independentă a modulațiilor ASK sau PSK pentru $M \geq 8$ fazori ar fi posibilă numai în canale de comunicații cu un raport semnal zgomot ridicat (la SNR scăzut crește probabilitatea de eroare).
- modulația combinată de amplitudine și fază, ASK+PSK asigură performanțe BER mai bune decât modulațiile ASK sau PSK.
- Semnalele modulate sunt generate și demodulate prin utilizarea modulației de amplitudine în cuadratură, → constelațiile respectiv modulațiile ASK+PSK sunt denumite și constelații, respectiv modulație, QAM.

Expresia semnalului modulat ASK+PSK

- A+PSK – modulație cu salt de amplitudine și fază, în care amplitudinea și faza semnalului purtător aparțin câte unui set finit de valori, A și Φ .
- valorile luate de cei doi parametri ai purtătorului rămân constante pe durata unei perioade de simbol T_s , fiind dictate de combinația de biți (multibitul) modulator transmis în acea perioadă de simbol.
- expresia semnalului QAM este dată de relația (1), în care amplitudinea și variația de fază în cea de-a k -a perioadă de simbol au fost notate cu A_k și Φ_k , V_0 este amplitudinea semnalului purtător, iar V_r este tensiunea de referință a circuitului multiplicator.

$$s_{QAM}(t) = \frac{V_0}{V_r} \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cdot \cos(\omega_p t + \Phi_k) \cdot u_{T_s}(t - kT_s); \quad (1)$$

- semnalul ASK+PSK poate fi exprimat ca:

$$\begin{aligned} s_{QAM}(t) &= \frac{V_0}{V_r} \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cdot \cos(\omega_p t + \Phi_k) \cdot u_{T_s}(t - kT_s) = \\ &= \frac{V_0}{V_r} \left[\sum_{k=0}^{\infty} A_k \cdot \cos(\Phi_k) \cdot u_{T_s}(t - kT_s) \right] \cdot \cos(\omega_p t) - \frac{V_0}{V_r} \left[\sum_{k=0}^{\infty} A_k \cdot \sin(\Phi_k) \cdot u_{T_s}(t - kT_s) \right] \cdot \sin(\omega_p t) = \\ &= \frac{V_0}{V_r} \left[\sum_{k=0}^{\infty} I_k \cdot u_{T_s}(t - kT_s) \right] \cdot \cos(\omega_p t) - \frac{V_0}{V_r} \left[\sum_{k=0}^{\infty} Q_k \cdot u_{T_s}(t - kT_s) \right] \cdot \sin(\omega_p t) \end{aligned} \quad (2)$$

- semnalul (nefiltrat) pe durata unei perioade de simbol poate fi pus sub forma:

$$\begin{aligned} s_{MAQk}(t) &= \frac{V_0 A_k \cos(\Phi_k) u_{T_s}(t - kT_s) \cos(\omega_p t) - V_0 A_k \sin(\Phi_k) u_{T_s}(t - kT_s) \sin(\omega_p t)}{V_r} = \\ &= I_k \cos(\omega_p t) - Q_k \sin(\omega_p t) \end{aligned} \quad (3)$$

- pe baza relației (3) simbolurile din alfabetul canalului pot fi reprezentate în coordonatele carteziene I_k și Q_k , într-un sistem de axe ortogonale format de cele două semnale purtătoare, cosinus, considerat referință de fază și sinus, semnal în cuadratură.

- coordonatele I_k și Q_k nu sunt independente, ci satisfac relația:

$$A_k^2 = I_k^2 + Q_k^2 \quad (4)$$

- semnalele modulatorie ale modulației MAQ pot fi exprimate sub forma unui semnal complex:

$$\begin{aligned} c_k &= I_k + jQ_k = A_k \cos(\Phi_k) \cdot u_{T_s}(t - kT_s) + jA_k \sin(\Phi_k) \cdot u_{T_s}(t - kT_s) = \\ &= A_k (\cos(\Phi_k) + j \sin(\Phi_k)) \cdot u_{T_s}(t - kT_s) = A_k e^{j\Phi_k} \cdot u_{T_s}(t - kT_s) \end{aligned} \quad (5)$$

- semnalul complex $c(t)$, (6), se numește *semnalul complex modulat ASK+PSK în banda de bază*

$$c(t) = \sum_{k=0}^{\infty} A_k e^{j\Phi_k} \cdot u_{T_s}(t - kT_s) \quad (6)$$

- pe baza relației (5) relația (2) poate fi rescrisă ca:

$$\begin{aligned} s_{QAM}(t) &= \frac{V_0}{V_r} \left[\sum_{k=0}^{\infty} I_k \right] \cdot \cos(\omega_p t) - \frac{V_0}{V_r} \left[\sum_{k=0}^{\infty} Q_k \right] \cdot \sin(\omega_p t) = \\ &= \Re e \left(\left[\sum_{k=0}^{\infty} (I_k + jQ_k) \right] \cdot \left[\frac{V_0}{V_r} \cos(\omega_p t) + j \frac{V_0}{V_r} \sin(\omega_p t) \right] \right) = \Re e \left(\frac{V_0}{V_r} \sum_{k=0}^{\infty} (A_k e^{j\Phi_k} \cdot u_{T_s}(t - kT_s)) \cdot e^{j\omega_p t} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

- în relația (7) semnalul complex $V_0 e^{j\omega_p t}$ se numește *purtătorul complex*.

Tipuri de constelații de semnale ASK+PSK. Parametrii constelațiilor

- *constelația* este formată din mulțimea combinațiilor de fază și amplitudine ($A_k \Phi_k$) utilizate, respectiv din regula de asociere a cuvintelor binare de p biți la combinațiile ($A_k \Phi_k$). Elementele mulțimii cu combinațiile ($A_k \Phi_k$) sunt numite și *fazori*. Constelația utilizată pentru o transmisie cu p biți pe simbol trebuie să fie formată din $M=2^p$ fazori.

- clasificarea constelațiilor se poate face după modul de dispunere a fazorilor.

- cele mai utilizate tipuri de constelații sunt prezentate în Figura 1, A_0 este unitatea elementară a amplitudinii celor două semnale modulatorie I_k și Q_k .

- există două tipuri de constelații circulare, de tip I și II (a. și b.), constelații pătrate, c. și constelații „în cruce”, d. în Figura 1.

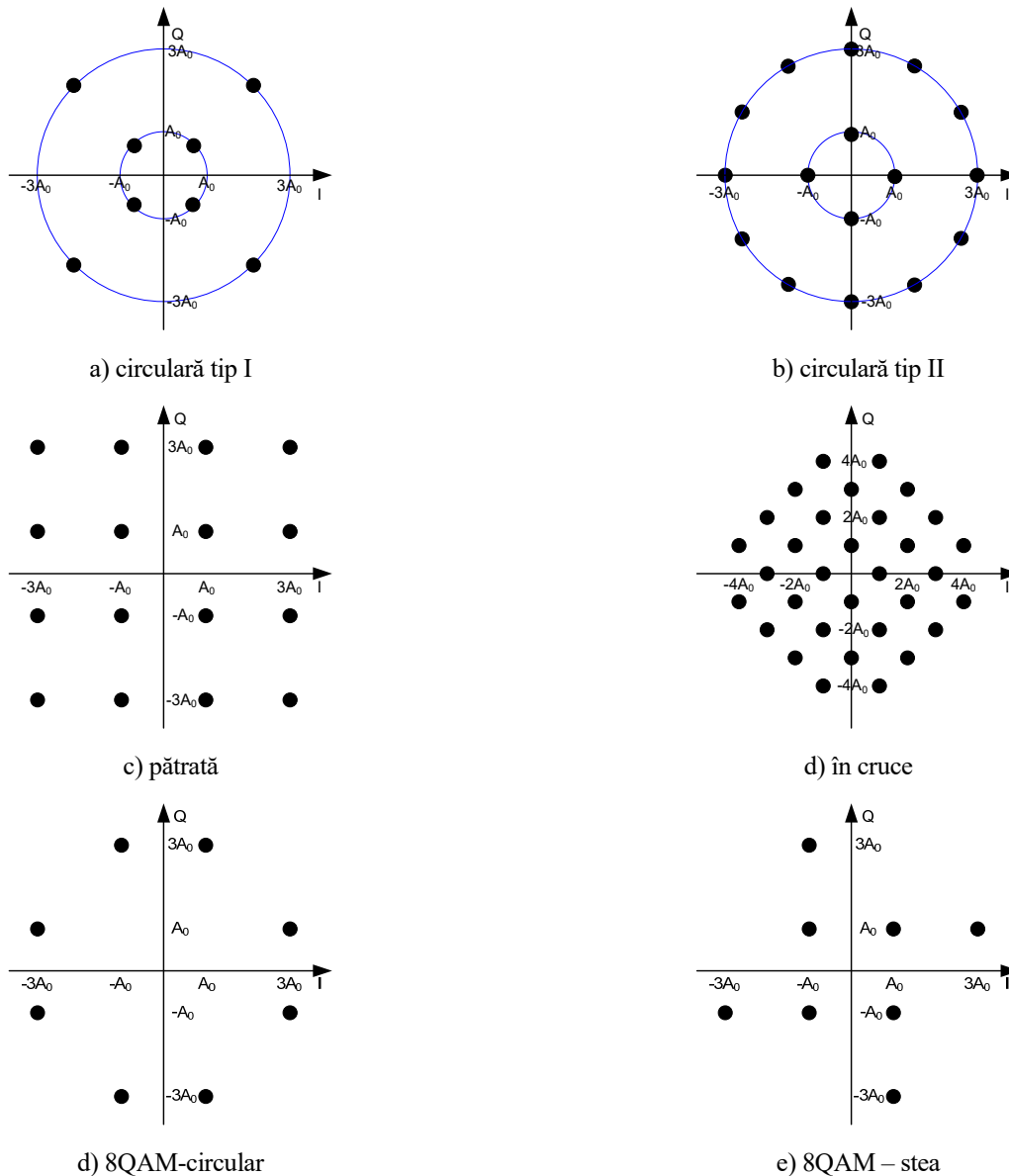


Figura 1 Principalele tipuri de constelații QAM

- distanța euclidiană dintre doi fazori, f_i și f_j , se obține cu relația:

$$d_E(f_i, f_j) = \sqrt{|f_i - f_j|^2} = \sqrt{(I_i - I_j)^2 + (Q_i - Q_j)^2}; \quad i \neq j; \quad i, j \in \{1, \dots, M\}; \quad (8)$$

- Parametrii constelațiilor de semnale sunt:

1. **Numărul de fazori ai constelației M.**
2. **Numărul de biți/simbol p**, care indică numărul biților “transportați” de un fazor într-o perioadă de simbol. Între cele două mărimi există relația:

$$M = 2^p \quad (9)$$

- debitul binar D al transmisiei, în funcție de viteza telegrafică v_t , care este numeric egală cu frecvența de

simbol f_s :

$$D_{\left[\frac{biti}{s}\right]} = v_t \left[\frac{simb}{s}\right] \cdot P_{\left[\frac{biti}{simb}\right]} \quad (10)$$

3. **Puterea medie a fazorilor din constelație :**

$$P_m = \frac{\sum_{k=1}^M P_{s,k}}{M} = \frac{\sum_{k=1}^M (I_k^2 + Q_k^2)}{2M}; \quad (11)$$

4. **Puterea de vârf a fazorilor constelației (12)** – trebuie să fie cât mai mică, pentru o P_m impusă.

$$P_v = \max_{k \in \{1, \dots, M\}} (P_{s,k}) \quad (12)$$

5. **Factorul PAPR** - raportul între puterea de vârf și cea medie - trebuie să fie cât mai apropiat de unitate pentru a reduce nivelul distorsiunilor neliniare introduse de amplificatoarele finale de radiofrecvență. Este exprimat sub formă logaritmică:

$$PAPR = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_v}{P_m} \right)_{[dB]} \quad (13)$$

6. **Distanța euclidiană minimă între fazorii constelației Δ_0** , definită de:

$$\Delta_0 = \min_{\substack{i, j \in \{1, \dots, M\} \\ i \neq j}} (d_E(f_i, f_j)) \quad (14)$$

- Δ_0 - influențează probabilitatea de eroare de simbol. Dar mărirea Δ_0 poate fi realizată doar în limitele impuse de păstrarea unei valori acceptabile a $PAPR$ și a unei valori impuse a puterii medii $P_m \rightarrow$ valoarea lui Δ_0 - compromis între o valoare mare, impusă de scăderea probabilității de eroare, și o valoare mai redusă, impusă de o valoare redusă a $PAPR$.

- valoarea $PAPR$, pentru P_m și Δ_0 impuse, depinde și de forma constelației.

7. **Factorul de eficiență spectrală β_w** , reprezintă raportul între debitul binar al transmisiei și lărgimea de bandă ocupată de semnalul modulat filtrat (15).

- deoarece semnalele modulate ASK+PSK sunt filtrate cu o caracteristică (R)RC cu factorul de exces de bandă α , lărgimea de bandă ocupată este similară cu cea a semnalelor PSK. Factorul β_w al transmisiilor QAM se calculează cu relația .

$$\beta_w = \frac{D}{LB}; \left[\frac{bit/s}{Hz} \right] \quad (15)$$

$$\beta_w = \frac{v_t \cdot p}{f_s (1 + \alpha)} = \frac{p}{1 + \alpha}; \left[\frac{bit/s}{Hz} \right] \quad (16)$$

8. **Factorul de susceptibilitate la perturbații S** - (17), este folosit [frie], ca o măsură calitativă a robusteții unei constelații față de perturbațiile și distorsiunile canalului. O constelație este cu atât mai puțin sensibilă la perturbații, cu cât valoarea acestui factor este mai mică.

$$S = \frac{P_m}{\Delta_0^2} \quad (17)$$

Definirea constelațiilor ASK+PSK

- din (3) \rightarrow fazorii sunt definiți de coordonatele I_k și Q_k .

- fiecare din cele două purtătoare în cuadratură este modulată ASK (modulație cu salt de amplitudine);

- o pentru a asigura BLD-PS (distribuția optimă a puterii), coordonatele fazorilor trebuie să aibă medie nulă

- modul de generare a coordonatelor este specific fiecărui tip de constelație menționat mai sus.

- pentru o **constelație pătrată**, numărul de biți/simbol trebuie să fie par, iar între numărul de fazori și numărul de biți/simbol există relația:

$$M = 2^p = \left(2^{\frac{p}{2}} \right)^2 = L^2; \quad (18)$$

- → pentru o constelație pătrată, numărul de nivele pe fiecare axă (I sau Q) trebuie să fie:

$$L = \sqrt{M} = 2^{\frac{p}{2}} \quad (19)$$

- modul de generare a unor nivele simetrice cu separația $2A_0$, pentru a obține L nivele de medie nulă:

$$\begin{aligned} I_k(i_I) &= (2i_I + 1 - L) A_0 \quad i_I = 0, 1, \dots, L-1 \\ Q_k(i_Q) &= (2i_Q + 1 - L) A_0 \quad i_Q = 0, 1, \dots, L-1 \end{aligned} \quad (20)$$

- aplicând (20) pe fiecare axă, coordonatele fazorilor unei constelații pătrate sunt perechile (I_k, Q_k) , adică elementele produsului cartezian $\{I_k(i_I) \times Q_k(i_Q)\}$.

- distanța euclidiană minimă între fazorii unei constelații pătrate este:

$$\Delta_0 = 2A_0 \quad (21)$$

- P_m a semnalului modulat cu fazorii unei constelații pătrate este suma puterilor medii (egale între ele) ale celor două semnale modulate pe purtătoarele în cuadratură (22), unde p - numărul de biți/simbol, A - amplitudinea semnalelor purtătoare, V_r - valoarea tensiunii de referință a circuitului multiplicator.

$$P_m = P_I + P_Q = \frac{2A_0^2(L^2 - 1)}{3} \cdot \frac{A^2}{2V_r^2} = \frac{A_0^2(2^p - 1)}{3} \Bigg|_{A=V_r}; \quad (22)$$

- P_v a semnalului modulat pe semnalele purtătoare este:

$$P_v = (I_{\max}^2 + Q_{\max}^2) \cdot \frac{A^2}{2V_r^2} = 2I_{\max}^2 \cdot \frac{A^2}{2V_r^2} = \left(2^{\frac{p}{2}} - 1\right)^2 \cdot A_0^2 \Bigg|_{A=V_r} \quad (23)$$

- raportul P_v/P_m și PAPR ale semnalelor modulate cu fazorii unei constelații pătrate sunt:

$$\text{PAPR} = 10 \lg \left(\frac{P_v}{P_m} \right) = 10 \lg \frac{3 \cdot \left(2^{\frac{p}{2}} - 1\right)^2}{2^{\frac{p}{2}} + 1}; \quad (24)$$

- (24) arată că P_v/P_m (PAPR) crește cu creșterea lui p , de la 1,8 (2,55 dB) pentru $p = 4$ (16 QAM) până la 3 (4,77 dB), pentru $p \rightarrow \infty$.

- cele mai utilizate constelații pătrate sunt 16-QAM, $I_{\max} = Q_{\max} = +/-3A_0$, 64-QAM, $I_{\max} = Q_{\max} = +/-7A_0$, 256-QAM, $I_{\max} = Q_{\max} = +/-15A_0$ și 1024-QAM, având $I_{\max} = Q_{\max} = +/-31A_0$.

- **constelațiile „în cruce - cross”** se obțin din constelații pătrate care au un număr M' de fazori din care se elimină un număr P de fazori aflați în cele patru colțuri, pentru a se obține numărul de fazori M , care nu este pătrat perfect, dar este o putere impară a lui 2; **Ex.: $M' = 2^2 \cdot 3^2 = 36$; $P = 2^2$; $M = M' - P = 2^2(3^2 - 1) = 32$**

- distanța minimă între doi fazori va fi:

$$\Delta_0 = \sqrt{2} \cdot A_0 \quad (25)$$

- cele mai utilizate constelații “în cruce” sunt 32-QAM, $I_{\max} = Q_{\max} = +/-5A_0$ și 128-QAM, $I_{\max} = Q_{\max} = +/-9A_0$.

- P_v și P_m ale semnalelor modulate cu constelații „în cruce” se calculează utilizând (12) și (11).

- tabelul 1 prezintă caracteristicile constelațiilor QAM pătrate și “în cruce”, $M \leq 256$

M-QAM	4	8-circular	8-stea	16	32	64	128	256
p-bit/simb.	2	3	3	4	5	6	7	8
P_v	$0,5 A_0^2$	$5 A_0^2$	$5 A_0^2$	$9 A_0^2$	$8,5 A_0^2$	$49 A_0^2$	$42,5 A_0^2$	$225 A_0^2$
P_m	$0,5 A_0^2$	$5 A_0^2$	$3 A_0^2$	$5 A_0^2$	$5 A_0^2$	$21 A_0^2$	$20,5 A_0^2$	$85 A_0^2$
PAPR [dB]	0	0	2.21	2,6	2,3	3,7	3,3	4,22
Δ_0	$\sqrt{2} A_0$	$2 A_0$	$2 A_0$	$2 A_0$	$\sqrt{2} A_0$	$2 A_0$	$\sqrt{2} A_0$	$2 A_0$
S	0,25	1,25	0.75	1,25	2,5	5,25	10,25	21,25

Tabel 1 caracteristicile constelațiilor QAM

- Pentru comparație, tabelul conține și parametrii constelației QPSK (DPSK-A4).

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 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 pare, 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 a debitului.

Alocarea multibit-fazor (bit-mapping)

Alocarea în conformitate cu codul Gray

- alocarea (maparea) multibiților la fazori în conformitate cu codul Gray face ca multibiții alocați la doi fazori adiacenți să difere doar printr-un singur bit, vezi Figura 2 pentru constelația pătrată 16-QAM.

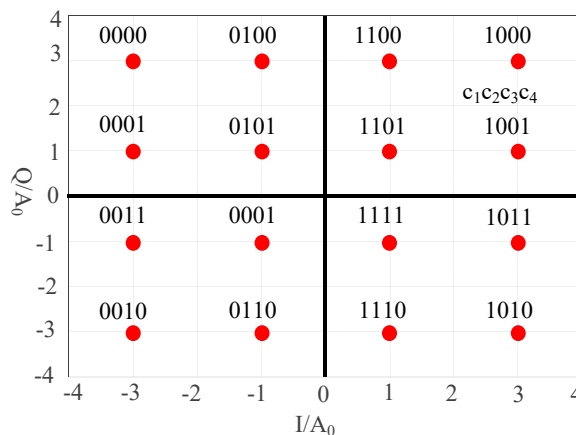


Figura 2 Maparea Gray perfectă a cuadrubiților pe 16-QAM

- știind că cele mai probabile erori de simbol constau în înlocuirea unui simbol cu unul dintre simbolurile învecinate → BER (datorată perturbațiilor) scade semnificativ dacă se utilizează maparea după această regulă.
- constelațiile pătrate permit o mapare perfectă de tip Gray.
- constelațiile „în cruce” și cele circulare de tipul II nu permit maparea perfectă de tip Gray; în aceste cazuri media numărului de erori de bit, la eronarea unui fazor în cei învecinați, este cu ceva mai mare decât 1.
- pentru constelațiile care trebuie demodate cu metoda QAM, circuitul de recuperare al purtătorului local poate introduce defazaaje constante de $k \cdot 90^\circ$ (valabil și pentru constelațiile A+PSK) →
- recepționarea unui fazor rotit cu $k \cdot 90^\circ$ conduce la demodularea unui multibit ce poate avea $p-1$ biți diferiți de cei emiși;
- exemplu: în fig. 2 rotirea cu 90° a fazorului (3, -1) → obținerea lui (1, 3) → trei biți diferiți față de ai fazorului corect.
- efectul acestei rotații este creșterea BER pentru același SNR
- pentru compensarea acestui neajuns se folosesc așa-numitele “constelații invariante la rotații de $k \cdot 90^\circ$ ”
- indiferent de eronarea fazorului demodulat datorată numai unei rotații de $k \cdot 90^\circ$, biții demodulați vor fi cei ai fazorului emis, dacă se neglijează erorile introduse de canal și de celelalte prelucrări din emițător și receptor.
- această proprietate este valabilă pentru toți fazorii cu excepția primului fazor recepționat care poate avea 0, 1 sau 2 biți eronați, în funcție de valoarea lui k
- în cazul general, biții unui multibit se împart în două grupe: o grupă formată din primii doi biți ai multibitului și o a doua grupă formată din ceilalți (n-2) biți ai acestuia.
- primii doi biți definesc cadranul în care se află fazorul și, deoarece rotațiile $k \cdot 90^\circ$ implică schimbarea cadranelui, acești biți sunt precodați diferențial înainte de mapare, la emisie, și sunt decodați diferențial după demodulare, decizie și demapare, la recepție.
- alocarea dibiților precodați diferențial la cadrane se face Gray, dibiții alocați cadranelor alăturate diferind printr-un singur bit, pentru ca pot apareea treceri dintr-un cadran în altul datorate zgomotului.

- restul de $n-2$ biți sunt mapați în moduri specifice, în funcție de numărul de fazori ai constelației și utilizarea sau nu a unui cod corector de erori
- în cazul modulațiilor necodate și acești biți sunt mapați, independent de primii doi, tot conform codului Gray, dar maparea Gray este rotită cu 90° la schimbarea cadranului în cadranele învecinate.
- în Figura 3 se prezintă maparea multirazor invariantă la rotații de $k \cdot 90^\circ$ pentru o constelație 16-QAM.
- se observă că la transmisia fazorului, dacă apar rotații de $k \cdot 90^\circ$ demodulatorul poate furniza unul dintre fazorii 1, 6, 11 sau 12, în funcție de valoarea lui k
- ultimii $n-2=2$ biți nu vor fi eronați, fiind aceiași, datorită modalității de mapare
- primii doi biți vor fi corecționați datorită operațiilor de precodare-decodare diferențială-exceptând biții transmiși pe durata primei perioade de simbol, pentru care receptorul nu dispune de dibitul transmis anterior

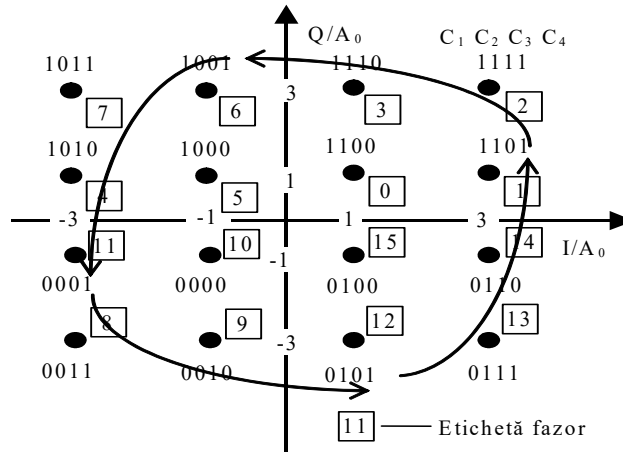


Figura 3 Maparea cuadribiților pentru constelație 16-QAM invariantă la rotații de 90°

Filtrarea semnalelor ASK+PSK

- filtrarea globală a semnalelor ASK+PSK, necesară pentru limitarea benzii semnalului modulat, este realizată cu o caracteristică RC în cosinus ridicat și exces de bandă α , care asigură ISI nulă în momentele de sondare.
- pentru o comportare optimă în prezența zgomotului, această caracteristică este repartizată în mod egal între emisie și recepție, vezi cap. PSK, astfel încât la emisie semnalul este filtrat cu o caracteristică RRC în cosinus.
- filtrarea poate fi realizată în două moduri:

1. prin filtrarea semnalelor modulatorie I_k și Q_k cu o caracteristică în cosinus de tip trece-jos. În acest caz banda de frecvență a semnalului modulator filtrat va fi:

$$B = [0, f_N (1 + \alpha)] \quad (26)$$

2. prin filtrarea semnalelor modulate ASK+PSK cu caracteristică în cosinus de tip trece-bandă. În acest caz, banda de frecvență B și lărgimea de bandă LB ale semnalului filtrat sunt:

$$B = [f_p - f_N (1 + \alpha), f_p + f_N (1 + \alpha)] \quad (27)$$

$$LB = f_s (1 + \alpha) \quad (28)$$

- considerând expresia (3) a semnalului modulat ASK+PSK, expresia acestuia după filtrare devine:

$$s_{QAM}(t) = I(t) \cos(\omega_p t) - Q(t) \sin(\omega_p t) \quad (29)$$

- filtrarea trece-jos a nivelelor modulatorie necesită două filtre, câte unul pentru I_k și Q_k , dar ordinul filtrelor formatoare este relativ redus.
- filtrarea trece-bandă a semnalului modulat necesită un singur filtru, dar de ordin mai mare.
- pentru constelațiile ASK +PSK generate prin utilizarea modulației QAM, este preferată filtrarea trece-jos a celor două semnale modulatorie.
- factorul de eficiență spectrală al modulațiilor QAM se calculează cu lărgimea de bandă a semnalului modulat filtrat (28), care nu depinde de constelația utilizată, și cu debitul binar al transmisiei (30), și are expresia (31).

$$D = f_s \cdot p = f_s \cdot ld(M) \quad (30)$$

$$\beta_w = \frac{D}{LB} = \frac{f_s \cdot ld(M)}{f_s \cdot (1+\alpha)} = \frac{ld(M)}{(1+\alpha)}; \quad \left[\frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}} \right]; \quad (31)$$

- deoarece lărgimea de bandă e aceeași, indiferent de constelația folosită, *factorul de eficiență spectrală crește (e mai bun!) odată cu creșterea constelației.*
- aceasta implică însă scăderea Δ_0 , deoarece P_m trebuie păstrată aproximativ constantă, \rightarrow creșterea p_e . \rightarrow
- utilizarea constelațiilor QAM cu M mare asigură o folosire eficientă a benzii de frecvență ocupate, dar impune utilizarea unor coduri corectoare de erori, a unor circuite de corectare a distorsiunilor canalului și o calitate mai bună a acestuia, pentru a asigura o p_b redusă.

Spectrul semnalelor modulate A+PSK

- semnalele modulate ASK+PSK sunt exprimate ca o sumă de două semnale PAM modulate BLD (rezultă un semnal ASK – Amplitude Shift Keying adică semnal modulat cu salt de amplitudine), (2), pe semnale purtătoare de aceeași frecvență, iar nivelele modulatorie ale celor două semnale PAM sunt de medie nulă \rightarrow expresia densității spectrale de putere se obține sumând expresiile densităților spectrale de putere ale celor două semnale BLD componente.
- aplicând relațiile care definesc densitatea spectrală de putere a semnalului PAM și BLD și puterea medie a acestuia, pentru semnalul QAM compus din semnalele ASK pe axele I și Q, obținem puterea medie (22) și densitatea spectrală de putere a semnalului QAM, (32), calculată pentru semnalul modulat nefiltrat.

$$S_{QAM}(f) = (P_{mI} + P_{mQ}) \cdot T_S \cdot \left(\frac{\sin \frac{\pi(f-f_p)}{f_s}}{\frac{\pi(f-f_p)}{f_s}} \right)^2 = P_m \cdot T_S \cdot \left(\frac{\sin \frac{\pi(f-f_p)}{f_s}}{\frac{\pi(f-f_p)}{f_s}} \right)^2; \quad (32)$$

- (32), arată că *forma spectrului nu depinde de constelația de fazori utilizată, câtă vreme aceasta are coordonate de medie nulă; doar amplitudinile lobilor spectrali depind de puterea medie a fazorilor constelației.*
- \rightarrow forma densității spectrale de putere a semnalului ASK+PSK este similară cu cea a semnalului modulat QPSK, v. Figura 4, pentru aceeași frecvență de simbol f_s . Lobul principal este cuprins între $f_p - f_s$ și $f_p + f_s$.

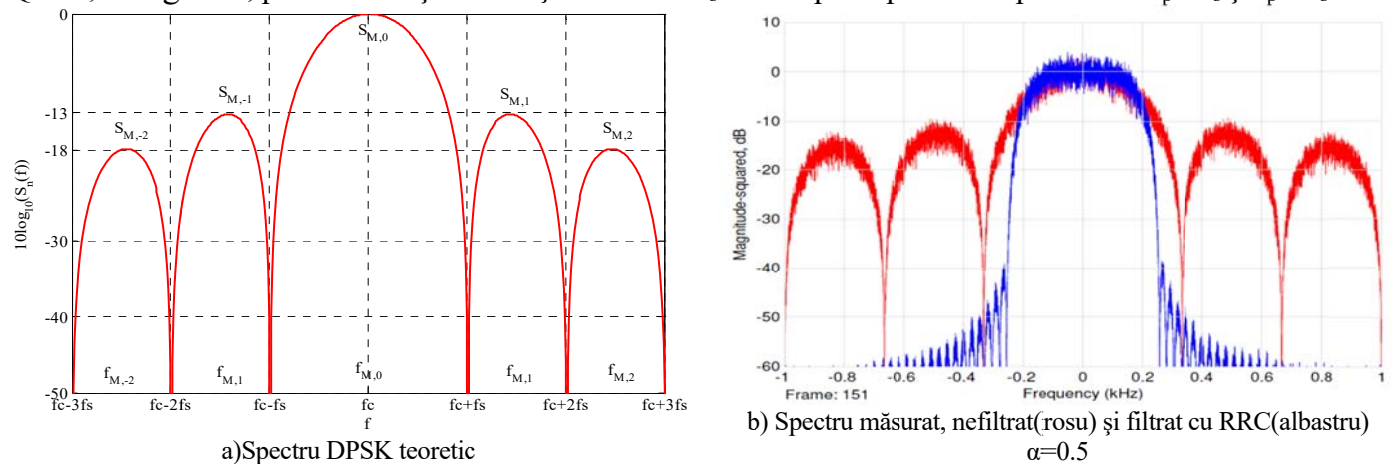


Figura 4 Distribuția densității spectrale de putere a semnalelor ASK+PSK

- dacă semnalul este filtrat cu o caracteristică RRC cu factor α , vezi curs de filtrarea semnalelor de date, \rightarrow expresia densității spectrale de putere este dată de (33).

$$S_{QAM}(f) = P_m \cdot T_S \cdot \left(\sqrt{X_\alpha(f)} \right)^2 = P_m \cdot T_S \cdot X_\alpha(f) \quad (33)$$

Producerea semnalelor modulate ASK+PSK

- metoda generală pentru producerea semnalelor modulate cu fazorii unei constelații ASK+PSK constă în utilizarea tehnicii MAQ. Schema bloc a unui astfel de modulator, pentru $M = 16$, este descrisă în Figura 5.
- fluxul de biți de intrare este convertit în grupe de câte $n=4$ biți, în ritmul tactului de bit f_b .
- primii doi biți ai quadribitului sunt precodați diferențial în ritmul tactului de simbol f_s ($f_s = f_b/4$, sau f_b/n în cazul general), prin sumare modulo 4 cu perechea de biți precodată în simbolul anterior

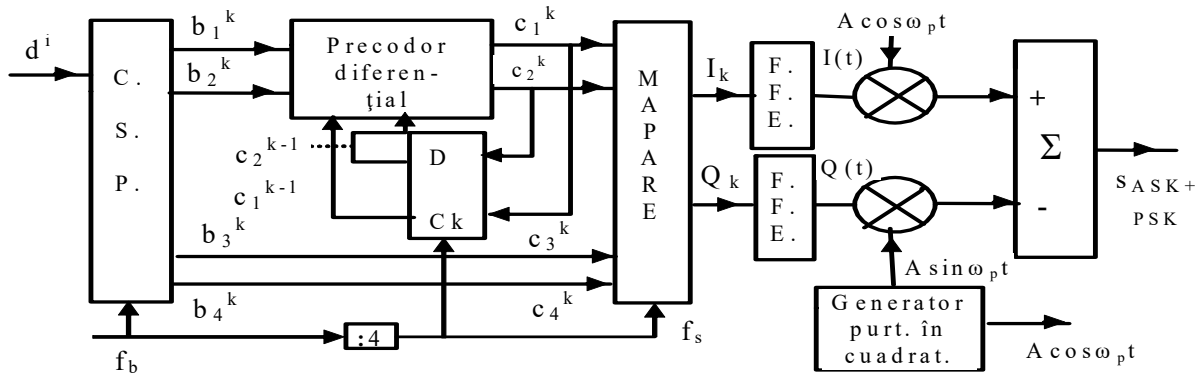


Figura 5 Schema bloc a modulatorului ASK+PSK realizat prin tehnica MAQ; $n = 4$

- cei $n=4$ biți astfel obținuți sunt mapați pe cei M fazori ai constelației prin generarea tabelară a coordonatelor I_k și Q_k în ritmul tactului de simbol f_s , vezi Figura 4.
- cordonatel filtrarea cu caracteristica de tip cosinus (RRC) se face în banda de bază cu filtre TJ, obținându-se semnalele modulatorie continue $I(t)$ și $Q(t)$, care sunt modulate pe purtătoarele în cuadratură.
- aceste semnale sunt scăzute obținându-se semnalul modulat ASK+PSK.
- *constelațiile pătrate, cele „în cruce” și cele circulare de tipul II se pot obține ușor numai cu această metodă.*