

Modulații cu salt de fază (PSK)

Scopul Aplicației

Aplicația propune studiul tehnicilor de producere și demodulare ale modulațiilor PSK, respectiv se va studia efectele filtrelor formatoare de impulsuri, și efectele recuperării incorecte a purtătorului

Considerente Teoretice

- *modulația cu salt de fază* (Phase Shift Keying – PSK) este o modulație de exponențială care implică modificarea fazei unui semnal purtător, la începutul fiecărei perioade de simbol, cu o valoare ce depinde de combinația de biți de date (multibit) ce trebuie transmis.
- această modulație prezintă o bună imunitate la perturbații și distorsiuni, ocupând o bandă de frecvență relativ redusă pentru un debit binar dat, ceea ce îi conferă un factor de eficiență spectrală destul de ridicată și un factor de energie destul de redus, în condițiile unei complexități medii de implementare

Constelații de semnale utilizate

- Deoarece faza **nu** este o mărime absolută, fiind definită în raport cu o referință, modulația de fază este, în funcție de referința utilizată, de două tipuri:
 - modulație de fază absolută, Absolute PSK (APSK), în care salturile de fază ale semnalului modulat, specifice fiecărei perioade de simbol, se fac în raport cu faza unui semnal de referință; de obicei, semnalul de referință este semnalul purtător nemodulat.
 - modulație diferențială de fază, Differential PSK (DPSK), în care salturile de fază ale semnalului modulat, specifice fiecărei perioade de simbol, se fac în raport cu faza semnalului modulat pe durata simbolului anterior.
- în Figura 1 sunt prezentate formele de undă ale unui semnal purtător cosinusoidal, cu modulație PSK în ambele variante, pentru salturile de fază de $\pi/2$, π , $\pi/2$, $3\pi/2$ și 0 “înainte”. Semnalul de referință pentru APSK este semnalul purtător nemodulat.

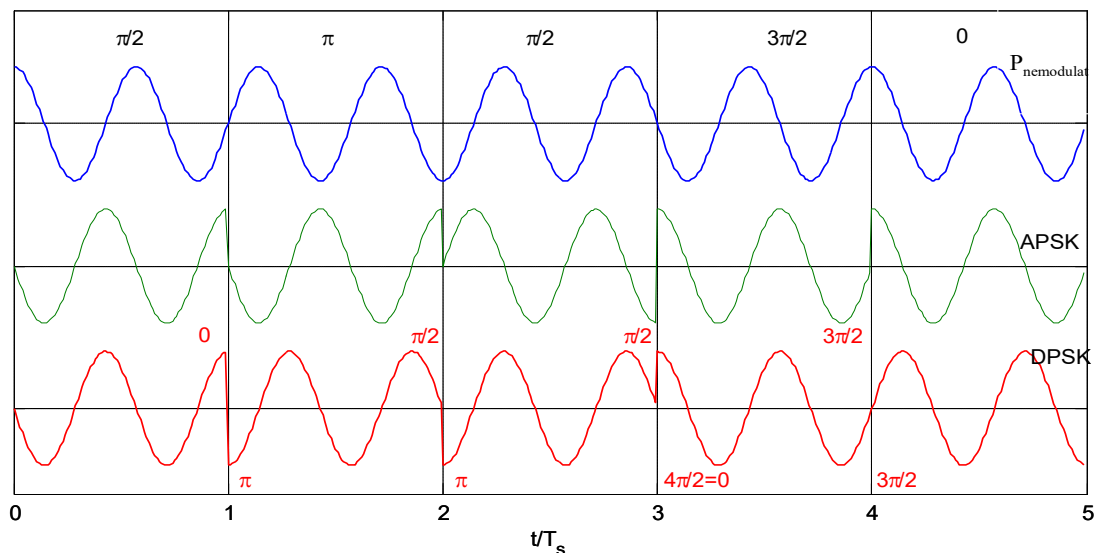


Figura 1 APSK și DPSK

- biții de date sunt grupați câte n , formând un multibit; fiecare multibit este transmis într-o perioadă de simbol, T_s .
- relațiile între perioadele de simbol și de bit respectiv între frecvențele de semnalizare (simbol) și de date (bit) sunt date de (1) respectiv (2).

$$T_s = T_{bit} \cdot n \quad (1)$$

$$f_s = \frac{f_{bit}}{n} \quad (2)$$

- numărul de nivele de fază (stări) ale semnalului modulat este:

$$M = 2^n \quad (3)$$

- viteza de semnalizare v_s , numărul de variații/secundă ale parametrului (ilor) modulat (ți) ai semnalului

purător, se măsoară în Bauds, [simboluri/sec]., iar debitul D este:

$$D = v_s \cdot n; \quad \left[\frac{\text{simboluri}}{s} \cdot \frac{\text{biti}}{\text{simbol}} = \frac{\text{biti}}{s} \right] \quad (4)$$

- mulțimea fazorilor rezultați prin modularea PSK a tuturor multibiților posibili de n biți este reprezentată în planul 0XY sub forma unor constelații de semnale, vezi Figura 2.

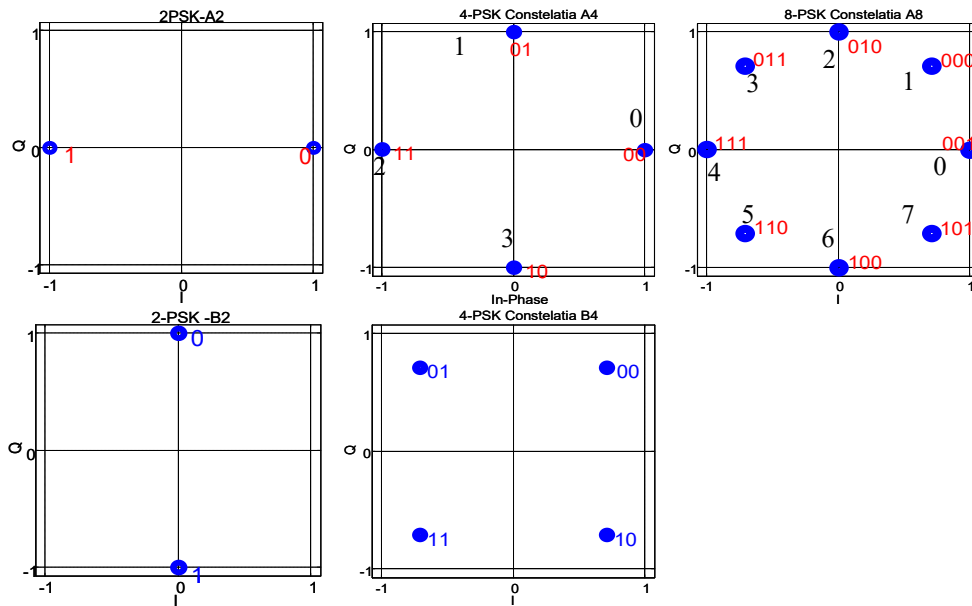


Figura 2 Constelații de semnale D-PSK

dacă privim fazorii în coordonate polare, atunci raza lor este unitară, ei fiind diferențiați de saltul de fază, $\Delta\varphi_k$, specific fiecărui multibit transmis pe durata unui simbol.

- există două tipuri de constelații utilizate pentru $n = 1$ și $n = 2$;
 - constelațiile de tip A, ce conțin saltul de fază $\Delta\varphi_k = 0^\circ$
 - constelațiile de tip B, care nu conțin acest salt de fază.
- constelațiile de tip B se obțin prin rotirea, în sens trigonometric pozitiv, a constelațiilor de tip A cu același număr de fazori, cu jumătate din diferența minimă de fază dintre fazorii acestora. În fig. 6 fiecare fazor este notat cu o etichetă zecimală, $k = \{0, 1, 2, \dots, 7\}$.
- alocarea multibiților la fazorii constelației, pentru constelațiile cu 4 sau 8 fazori, se face în conformitate cu codul binar Gray, asigurându-se o distanță Hamming de 1 bit între multibiții alocați la doi fazori învecinați.
- distanța Hamming maximă apare între fazorii defazați cu π pentru constelațiile cu patru fazori și, respectiv la $3\pi/4$ pentru cea cu 8 fazori.
- maparea Gray reduce probabilitatea medie de eroare de bit, pentru o probabilitate de eroare de simbol dată.
- modul de alocare multibit-fazor poate conduce la scăderea, uneori considerabilă, a probabilității medii de eroare de bit, în condițiile aceleași complexități de realizare a echipamentului

Expresia semnalului modulat PSK

- expresia semnalului modulat PSK este dată de (5), în care $u_{Ts}(t-kT_s)$ reprezintă un impuls dreptunghiular de amplitudine unitară și durată T_s , indicând faptul că faza inițială a semnalului purtător $A\cos(\omega_p t)$ este ϕ_k pe durata celei de-a k -a perioade de simbol și numai a acesteia.

$$s_{PSK}(t) = A \sum_{k=0}^{\infty} \cos(\omega_p t + \Phi_k) \cdot u_{Ts}(t - kT_s); \quad (5)$$

- semnalul modulat PSK este o succesiune de semnale modulate pe câte o perioadă de simbol, salturile de fază ale fiecărei perioade de simbol neinterferând între ele.
- modul de calcul a defazajului ϕ_n , indică tipul modulației: absolută, APSK, sau diferențială, DPSK. Expresia semnalului modulat DPSK este:

$$s_{DPSK}(t) = A \sum_{k=0}^{\infty} \cos\left(\omega_p t + \sum_{q=0}^{k-1} \Phi_q + \Phi_k\right) \cdot u_{Ts}(t - kT_s) \quad (6)$$

- deoarece demodularea necesită recuperarea referinței de fază față de care a fost produs saltul de fază pe

durata fiecărui simbol, modulația APSK este mai puțin folosită în practică.

- se folosește modulația DPSK, referința de fază pe durata unui simbol fiind faza semnalului modulat pe durata simbolului anterior.

Distribuția spectrală a semnalelor PSK

- distribuția spectrală a semnalelor de tip PSK, depinde de frecvența de simbol și este exprimată de (7) pentru nivele modulatorie nefiltrate.

$$S_n(f) = \frac{A^2}{f_s} \cdot \left(\frac{\sin \frac{\pi(f - f_p)}{f_s}}{\frac{\pi(f - f_p)}{f_s}} \right)^2; \quad \left[\frac{V^2}{Hz} \right]; \quad (7)$$

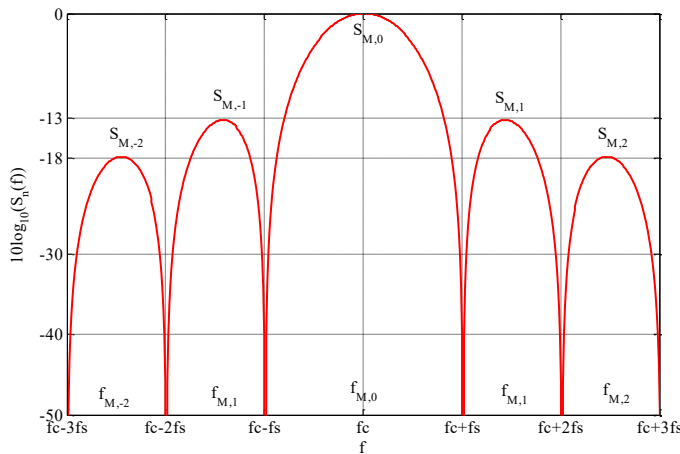
- spectrul, reprezentat în Figura 3, prezintă un lob central, axat pe frecvența purtătoare ($k = 0$), a cărei lărgime de bandă este $2 \cdot f_s$ și a cărei valoare maximă este S_{M0} , și lobi laterali, a căror maxime $S_{M,k}$ apar la frecvențele $f_{M,k}$ și sunt date de relațiile (8) Loburile sunt delimitate de nuluri spectrale care apar la frecvențele $f_{m,k}$. Se observă că amplitudinile lobilor laterali scad destul de încet odată cu creșterea numărului lor de ordine.

$$f_{m,k} = f_c \pm k \cdot f_s; \quad k \neq 0;$$

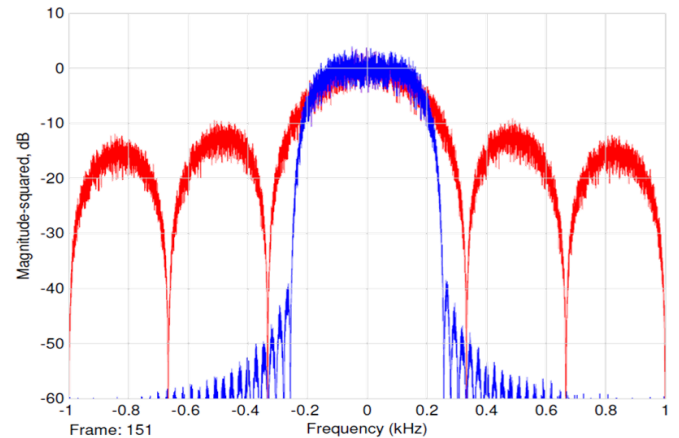
$$f_{M,k} = f_c \pm \left(k \cdot f_s + \frac{f_s}{2} \right); \quad k \neq 0;$$

$$S_{M,0} = \frac{A^2}{f_s} \quad (8)$$

$$S_{M,k} = S_{M,0} \cdot \frac{4}{[(2k+1)\pi]^2}$$



a) Spectru DPSK teoretic



b) Spectru măsurat, nefiltrat(roșu) și filtrat cu RRC(albastru) $\alpha=0.5$

Figura 3 Distribuția densității spectrale de putere a semnalelor QPSK;

- pentru încadrarea în banda canalului, semnalul se filtrează cu o caracteristică RRC(α), care atenuează lobi laterali ai spectrului; semnalul filtrat (vezi Figura 3) are banda dată de **Error! Reference source not found.**

Modularea DPSK utilizând tehnica MAQ

- dacă prelucrăm expresia (5) obținem expresia (9), care este reprezentarea unui semnal MAQ, dar cele două semnale modulatorie nu mai sunt semnale independente, ci satisfac condiția (10).

$$\begin{aligned}
s_{PSK} &= \sum_{k=0}^{\infty} \cos(\omega_p t + \Phi_k) \cdot u_{T_s}(t - kT_s) = \\
&= A \left[\sum_{k=0}^{\infty} \cos(\Phi_k) \cdot u_{T_s}(t - kT_s) \right] \cos(\omega_p t) - A \left[\sum_{k=0}^{\infty} \sin(\Phi_k) \cdot u_{T_s}(t - kT_s) \right] \sin(\omega_p t) = \\
&= A \left[\sum_{k=0}^{\infty} I_k \right] \cos(\omega_p t) - A \left[\sum_{k=0}^{\infty} Q_k \right] \sin(\omega_p t) =
\end{aligned} \tag{9}$$

$$I_k = A \cos(\Phi_k) u_{T_s}(t - kT_s)$$

$$Q_k = A \sin(\Phi_k) u_{T_s}(t - kT_s)$$

$$I_k^2 + Q_k^2 = 1 \cdot u_{T_s}(t - kT_s) \tag{10}$$

- ca exemplu, vom prezenta generarea constelației A4, reprezentată în Figura 4. În Tabel 1 sunt prezentate salturile de fază corespunzătoare dibitului de intrare $\Delta\Phi_k$, valorile semnalelor modulatorie I_k și Q_k , valorile dibitului de intrare $a_1 a_0$

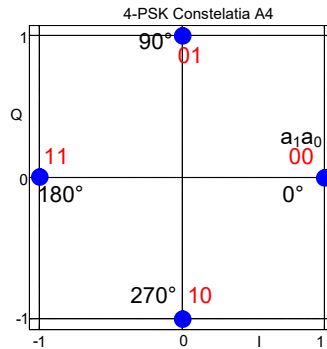


Figura 4 Constelația de semnale A4

$a_1 a_0$	I_k	Q_k	$\Delta\Phi_k$
00	+1	0	0°
01	0	+1	90°
11	-1	0	180°
10	0	-1	270°

Tabel 1 Valorile semnalelor în punctele principale ale codorului PSK-A4

- Utilizând metoda QAM se generează o modulație absolută de fază, deoarece faza purtătorului se va modifica în raport cu faza purtătorului nemodulat.
- De cele mai multe ori în literatură modulația APSK cu patru fazori (variantă A sau B) este denumită modulație QPSK.
- pentru transformarea acestei modulații într-una diferențială de fază, este necesară modificarea fazei absolute a semnalului modulat conform relației (11),

$$\Phi_k = (\Phi_{k-1} + \Delta\Phi_k)_{\text{mod } 360^\circ} \tag{11}$$

- deoarece toate $\Delta\Phi_k$ sunt multipli de 90°, (11) poate fi pusă sub formă:

$$\begin{aligned}
\Phi_k &= N_k \cdot 90^\circ \Rightarrow \\
\Phi_k &= (N_{k-1} \cdot 90^\circ + \Delta N_k \cdot 90^\circ)_{\text{mod } 360^\circ} \Leftrightarrow N_k = (N_{k-1} + \Delta N_k)_{\text{mod } 4}
\end{aligned} \tag{12}$$

- (12) arată că pentru a obține o modulație DPSK, dibitul cu care se comandă circuitul de calcul al coordonatelor I_k și Q_k se obține prin precodarea diferențială a dibitului modulator de date, după conversia Gray - Natural.

- schema bloc a modulatorului DPSK, realizat prin tehnica MAQ, este prezentată în Figura 5.

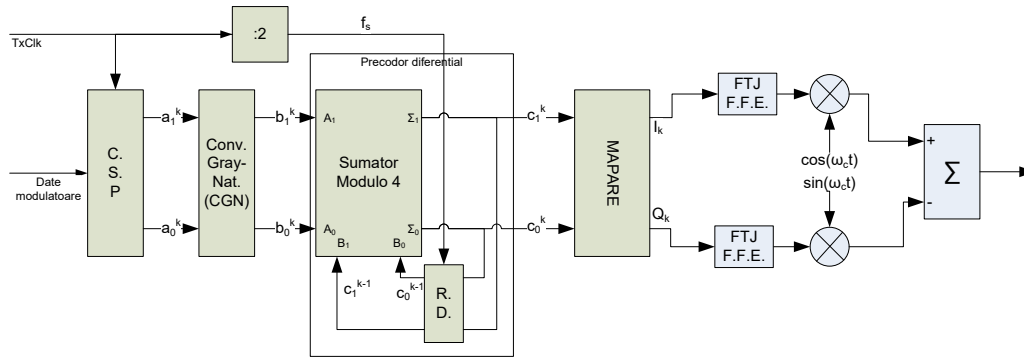


Figura 5 Schema bloc a modulatorului DPSK realizat prin tehnica MAQ -DQPSK

- nivele I_k și Q_k pot fi obținute în mai multe feluri, de exemplu:

- prin citirea lor dintr-un tabel (memorie), în funcție de dibitul de date, caz în care și conversia Gray-natural este inclusă în această adresare;
- prin utilizarea unui convertor D/A și a unui circuit de calcul al biților cu care acesta este comandat.

- pentru limitarea benzii semnalului modulator și eliminarea ISI în momentele de sondare, semnalele I_k și Q_k vor fi filtrate TJ cu o caracteristică RRC cu factor de exces de bandă α , filtru numit *Filtru Formator de la Emisie* - FFE.

- după filtrare se obțin semnalele modulator continue $I(t)$ și $Q(t)$.

- expresia semnalului modulat transmis în linie este:

$$\begin{aligned}
 s_{DPSK}(t) &= I(t) \cos(\omega_c t) - Q(t) \sin(\omega_c t) \\
 I(t) &= A \cos(\Phi_k) \cdot u_{T_s}(t - kT_s)_{filtrat}; \\
 Q(t) &= A \sin(\Phi_k) \cdot u_{T_s}(t - kT_s)_{filtrat};
 \end{aligned} \quad (13)$$

- la implementarea pe procesor de semnal (implementare „digitală”) la ieșire convertorului D-A este necesar un filtru trece-jos (*anti-alias*) analog pentru refacerea semnalului continuu în timp din semnalul eșantionat, acest filtru trece jos trebuie să aibă o caracteristică de atenuare constantă și o caracteristică de fază linear variabilă în banda semnalului modulat, altfel nu se va putea asigura caracteristica Nyquist în receptor.

Producerea celorlalte constelații DPSK cu ajutorul tehnicii QAM

Constelațiile A2 și B2

- deoarece aceste constelații implică salturi de fază $\Delta\Phi_k=0^\circ$ sau 180° și respectiv, $\Delta\Phi_k=\pm 90^\circ$, care le definesc fazorii, expresiile semnalului 2-PSK, devin:

$$\begin{aligned}
 s_{PSK-A2}(t) &= \pm A \sum_{k=0}^{\infty} \cos(\omega_p t) u_{T_s}(t - kT_s); \\
 s_{PSK-B2}(t) &= \pm A \sum_{k=0}^{\infty} \sin(\omega_p t) u_{T_s}(t - kT_s);
 \end{aligned} \quad (14)$$

- valorile nivelelor modulator I_k și Q_k ale lui A2 și B2 sunt prezentate în Tabel 2.

- modularea, demodularea și schemele bloc ale tuturor prelucrărilor rămân aceleași cu cele din paragraful anterior, cu excepția precodării diferențiale, unde sumarea se face modulo 2 pe un bit.

Constelație	Bit	I_k	Q_k
A2	0	+1	0
A2	1	-1	0
B2	0	0	+1
B2	1	0	-1

Tabel 2 Valorile lui I_k și Q_k pentru constelațiile A2 și B2

Constelația B4

- generarea constelației B4 implică efectuarea unei precodări diferențiale modulo 8 pe trei biți.
- dibitul b_1b_0 rezultat după conversia Gray-natural este convertit în tribitul $c_2c_1c_0$, în care:

$$\begin{aligned}
 c_2^k &= b_1^k \\
 c_1^k &= b_0^k \\
 c_0^k &= "1"
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

- setarea bitului $c_0=„1”$ este echivalentă cu rotația de 45° , impusă de această constelație.
- Tributul $c_2c_1c_0$ este utilizat pentru generarea nivelelor ce trebuie atribuite semnalelor I_k și Q_k , care sunt date în Tabel 3.

Dibit→	00	01	10	11
I_k	$+\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{2}/2$	$+\sqrt{2}/2$
Q_k	$+\sqrt{2}/2$	$+\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{2}/2$

Tabel 3 Valorile I_k și Q_k pentru constelația B4

- restul operațiilor necesare modulării-demodulării acestei constelații cu ajutorul tehnicii MAQ, sunt identice cu cele ale constelației A4 (QPSK), cu mențiunea că și decodarea diferențială trebuie efectuată modulo 8, pe trei biți.
- după demapare și decodarea diferențială, doar cei mai semnificativi doi biți, care corespund salturilor de $k \cdot 90^\circ$, vor fi utilizați pentru operațiile ulterioare.

Constelația A8

- modularea-demodularea lui A8 sunt implementate similar cu cele ale lui A4 cu următoarele diferențe:
- valorile semnalelor I_k și Q_k , în funcție de valorile tributului de date $c_2c_1c_0$ sunt date în Tabel 4
- sumarea din cadrul precodării-decodării diferențiale se face modulo 8 pe trei biți.

$c_2c_1c_0 \rightarrow$	000	001	010	011	100	101	110	111
I_k	$+\sqrt{2}/2$	$+1$	$-\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$	-1	$+\sqrt{2}/2$	0
Q_k	$+\sqrt{2}/2$	0	$+\sqrt{2}/2$	$+1$	$-\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$	-1

Tabel 4 Valorile nivelelor I_k și Q_k pentru constelația A8.

Filtrarea semnalului modulat PSK

- deoarece semnalul QAM este un semnal ML modulat cu semnale modulatorie rectangulare, limitarea benzii trebuie realizată cu o caracteristică RRC.

Principial, aceasta poate fi implementată în două variante:

- filtrare trece-bandă, plasată pe ambele ramuri după înmulțirea cu semnalele purtătoare sau după sumatorul de ieșire; - în practică nu se utilizează această variantă
- filtrare trece-jos, aplicată semnalelor rectangulare I_k , Q_k la ieșirea din codor. Această metodă este preferată în majoritatea aplicațiilor.
- pentru o mai bună comportare în prezența zgomotului, caracteristica de filtrare $N(\omega)$ trebuie repartizată în mod egal între emisie și recepție;
- semnalul este filtrat atât la emisie cât și la recepție, cu câte o caracteristică de tip RRC-TB, vezi (16).

$$X_E(\omega) = X_R(\omega) = \sqrt{X_\alpha(\omega)} = \begin{cases} 1 & \omega \in B_T \\ \cos\left(\frac{\pi(\omega - \omega_p)}{4\omega_N\alpha} - \frac{\pi(1-\alpha)}{4\alpha}\right) & \omega \in B_o \\ 0 & \text{in rest} \end{cases}$$

$$B_T = [\omega_p - \omega_N(1-\alpha), \omega_p + \omega_N(1-\alpha)]$$

$$B_o = [\omega_p - \omega_N(1+\alpha), \omega_p - \omega_N(1-\alpha)] \cup [\omega_p + \omega_N(1-\alpha), \omega_p + \omega_N(1+\alpha)];$$

Efectele filtrării semnalelor modulate PSK

- scopurile filtrării cu caracteristica globală în cosinus ridicat sunt:

- limitarea benzii de frecvențe a semnalului modulat, și
- anularea ISI în momentele de sondare.

- dacă modularea se face la începutul perioadei de simbol, indicat de frontul negativ al tactului de simbol cu frecvența f_s , atunci, datorită caracteristicii $\tau_g(f)$ a acestui filtru, momentele de sondare coincid cu mijlocul

perioadei de simbol, respectiv cu frontul pozitiv al tactului cu frecvența f_s

- pentru a analiza efectele filtrării semnalului modulat asupra fazei, frecvenței instantanee și amplitudinii sale, vom considera că faza semnalului suferă la începutul perioadei de simbol un salt de fază de la 0° , la $\Delta\Phi_n$. Notând cu $\theta(t)$ variația fazei datorită modulării, semnalul modulat va fi de forma:

$$s(t) = A \cos(\omega_p t + \theta(t));$$

$$\theta(t) = \Delta\Phi_n \cdot u_T \left(t + \frac{T}{2} - nT \right) = \begin{cases} \Delta\Phi_n; & t \in \left[nT - \frac{T}{2}; nT + \frac{T}{2} \right] \\ 0 & \text{in rest} \end{cases} \quad (17)$$

- teoria arată că în urma filtrării, faza instantanee $\varphi(t)$ a semnalului modulat variază continuu, reprezentarea grafică a acestei variații arată că în toate momentele de sondare, $t = kT_s$, cu excepția momentului principal de sondare $t = 0$, faza instantanee e nulă.

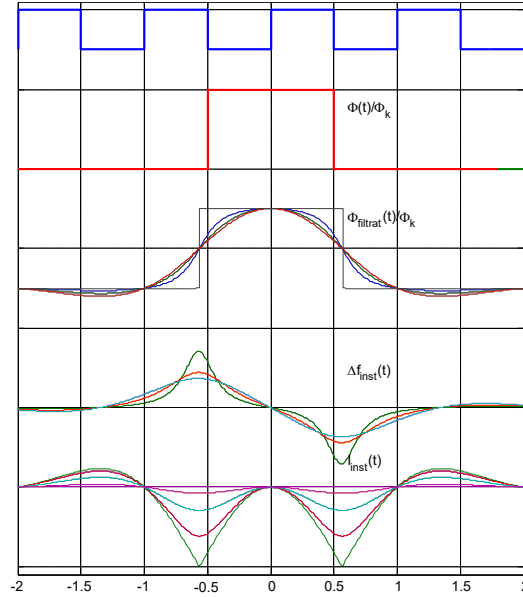


Figura 6 Efectele filtrării semnalului PSK

- în momentul principal de sondare faza $\varphi(t)$ atinge valoarea nominală a saltului de fază al simbolului respectiv, $\Delta\Phi_n$. Aceasta arată că s-a eliminat ISI în domeniul fazei, deci că, *în fiecare moment de sondare și numai atunci*, faza instantanee are valoarea saltului de fază al unui simbol și nu e afectată de "dilatarea" în timp a variației de fază introduse în alte perioade de simbol.

- Figura 6 prezintă variația fazei instantanee pentru $\Delta\Phi_n = k2\pi/8$, $k \in \{1, \dots, 4\}$. Pentru $\Delta\Phi_n = \pi$, variația fazei instantanee e aproape rectangulară, iar pentru $\Delta\Phi_n = 0$, aceasta e nulă.

- legea de variație a frecvenței instantanee $f_i(t)$ în urma filtrării poate fi obținută din legea de variație a lui $\varphi(t)$, ținând cont de:

$$f_{in}(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (18)$$

- o determinare mai simplă a curbei de variație a lui $f_i(t)$ se poate face derivând grafic curba de variație a lui $\varphi(t)$. Punctele de inflexiune ale lui $\varphi(t)$ vor deveni puncte de extrem pentru funcția derivată; monotonia funcției derivate poate fi dedusă din concavitatea/convexitatea funcției $\varphi(t)$, iar semnul funcției derivate, din monotonia funcției $\varphi(t)$, rezultând graficul variației deviației frecvenței instantanee față de frecvența purtătoare, grafic prezentat în Figura 6.

- amplitudinea semnalului modulat după filtrare nu mai e constantă, ci variază în timp, expresia anvelopei semnalului modulat fiind:

$$I(t) = A \cdot \sqrt{1 - 4 \sin^2 \frac{\Delta\Phi_n}{2} \cdot x(t) [1 - x(t)]} \quad (19)$$

- relația (19) reprezentată pe ultima axă a Figura 6, arată că anvelopa semnalului modulat filtrat are valoarea nominală la momentul de sondare..

$$I_{\min} = A \left| \cos \frac{\Delta\Phi_N}{2} \right| \quad (20)$$

- rezumând, scopurile filtrării semnalului modulat DPSK cu filtrul cosinus ridicat sunt:
 - reducerea benzii de frecvențe ocupate;
 - anularea ISI în momentele de sondare;
- efectele filtrării semnalului modulat DPSK cu caracteristica cosinus ridicat sunt:
 - deplasarea momentului de sondare cu o jumătate de perioadă de simbol față de momentul modulării;
 - variația continuă a fazei instantanee, cu maxime egale cu saltul nominal de fază în momentele de sondare;
 - variația continuă a frecvenței instantanee;
- apariția unei modulații "parazite" de amplitudine

Desfășurarea Lucrării

Se va implementa un modulator PSK cu $M \in \{2,4,8\}$ nivele care are frecvența de simbol de 1kHz. Vor fi utilizate generatorul de date aleatorii "Bernouli Binary Generator" și modulatorul PSK "M-PSK Modulator Baseband" din Communication Toolbox și lanțul de transmisii utilizat la modulațiile PAM

- Pasul 1. Semnalul PSK generat se supraeșantionează cu "Ideal Rectangular Pulse Filter" din Communications Toolbox\Comm Filters, care va supraeșantiona cu 31 eșantion/simbol.
 - Se va afișa semnalul în timp, spectrul semnalului, diagrama ochiului și constelația ("Constellation Diagram" din Communications Toolbox\Comm Sinks)
- Pasul 2. se filtrează semnalul PSK cu un filtru trece jos de tip Nyquist (*Raised Cosine Transmit Filter* din *Communications Toolbox\Comm Filters*) cu factorul de exces de bandă 0.25, 0.5, 0,75 și 0.9999.
 - Se va suprapune semnalul PSK filtrat și semnalul PSK nefiltrat întârziat cu întârzierea introdusă de filtrul Nyquist
 - Se va afișa semnalul în timp, spectrul, diagrama ochiului și variația fazei (Constellation Diagram)
 - Se va interpreta diagrama "proprietățile" ochilor din diagrama ochiului
 - Se va urmări variația fazei înainte și după filtrare
- Pasul 3 se generează semnalul pe purtătoare utilizând un modulator MAQ
 - Se afișează variația în timp a semnalului PSK filtrat și nefiltrat
- Pasul 4 se va introduce un generator de zgomot AWGN, filtrul formator de la recepție și demodulatorul PSK
 - Se va studia efectului zgomotului asupra diagramei ochiului
 - Se va analizat efectul citirii semnalului în afara momentelor de sondare (efectul recuperării incorecte a tactului de simbol)

Pentru fiecare pas vor fi încărcate pe teams modele și salvările ecranului cu diagramele cerute

Bibliografie

- John G Proakis , Masoud Salehi, "Fundamentals Of Communication Systems" Prentice Hall 2004
- Fuqin Xiong, "Digital Modulation Techniques (Communications/Networking)" 2nd Revised edition, Artech House, 2006
- Simon Haykin "Communication Systems" 4th edition, John Wiley & Sons, 2001
- Bernard Sklar, "Digital Communications, fundamentals and Applications" Prentice Hall, 2001