

Demodularea semnalelor FSK

- demodularea semnalelor FSK este un caz particular al demodulării MF. În consecință, se pot utiliza metodele generale de demodulare MF; se mai pot utiliza metode de demodulare specifice, care țin cont de particularitățile semnalelor FSK.

Demodulatorul FSK cu discriminator de frecvență

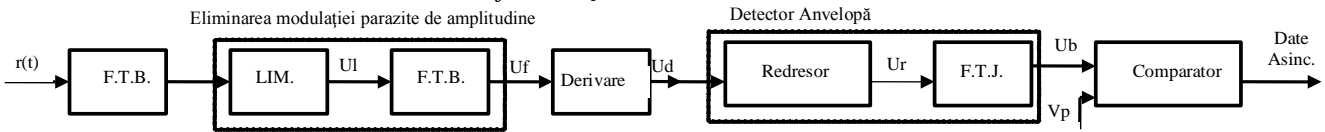


Figura 1 Schema bloc a demodulatorului FSK cu discriminator de frecvență

- înaintea demodulării propriuzise, semnalul este filtrat TB pentru a-i îmbunătăți SNR;
- apoi i se elimină modulația “parazită” de amplitudine, similar cu receptorul MF, vezi cursul de MF;
- semnalul recepționat $r(t) = R(t)\cos\phi_r(t)$ este limitat conform:

$$U_l(t) = \begin{cases} +V; \cos\phi_r(t) \geq 0 \\ -V; \cos\phi_r(t) < 0 \end{cases} \quad (1)$$

- acest semnal este periodic în raport cu variabila $\phi_r(t)$, el poate fi dezvoltat în serie Fourier:

$$U_l(t) = \frac{4V}{\pi} \left[\sin(\phi(t)) - \frac{1}{3}\sin(3\phi(t)) + \frac{1}{5}\sin(5\phi(t)) \dots \right]; \quad (2)$$

- armonicile impare superioare sunt atenuate printr-o filtrare TJ, dacă condiția aproximativă de separare (3) este îndeplinită.

$$3f_c - 1.5f_s > f_c + 0.5f_s \rightarrow f_c > f_s \quad (3)$$

- semnalul limitat și filtrat va fi:

$$s_{lf}(t) = \frac{4}{\pi} V \sin(\omega_c t + \phi_r(t)) \quad (4)$$

- demodularea propriu-zisă constă în cele două etape prezentate în cursul de MF:
 - derivarea semnalului FSK recepționat care generează o modulație MA proporțională cu frecvența instantanee;
 - detecția de anvelopă care generează un semnal de joasă frecvență proporțional cu frecvența instantanee;
- expresia semnalului după derivare este:

$$U_d(t) = \left[\frac{4}{\pi} V (\omega_c + \omega_m(t)) \cos(\omega_c t + \phi_r(t)) \right] \quad (5)$$

- acesta este modulat MA cu un semnal care este proporțional cu frecvența instantanee a FSK.
- detecția de anvelopă extrage un semnal de joasă frecvență a cărui amplitudine este proporțională cu fundamentală semnalului modulator. Este realizată prin rectificarea și filtrarea TJ a semnalului U_d ; prin K_a s-a notat constanta detectorului de anvelopă:

$$U_b(t) = \frac{4}{\pi} V K_a (\omega_c + \omega_m(t)) \quad (6)$$

- alte variante de realizare derivării și detectorului de anvelopă sunt prezentate în cursurile de MF;
- tensiunea $U_b(t)$ este comparată cu o tensiune de prag $V_p = 4VK_a\omega_c/\pi$, egală cu componenta continuă a semnalului demodulat; astfel se obțin cele două nivele logice, care corespund datelor asincrone demodulate:

$$\begin{aligned} +V &\rightarrow "0" \\ -V &\rightarrow "1" \end{aligned} \quad (7)$$

- metoda asigură performanțe bune în prezența zgomotului, dar implică o implementare relativ complicată; ea reprezintă o adaptare a unei metode utilizate pentru semnalele MF cu semnale modulator analogice.

Demodulator FSK cu “tregeri prin zero” (“Zero-Crossings”- ZC)

- acest demodulator transformă semnalul FSK într-un semnal cu Modulația Impulsurilor în Frecvență MIF (Pulse-Frequency Modulation –PFM) și extrage, prin filtrare TJ, fundamentală acestui semnal; apoi cu ajutorul unui comparator se generează datele demodulate.

- funcționarea acestui demodulator se bazează pe două proprietăți:
 - 1) *deviația frecvenței instantanee, în jurul frecvenței centrale, este aproximativ proporțională cu nivelul componentei fundamentale a semnalului modulator*
 - 2) *valoarea medie a semnalului MIF este proporțională cu variația deviației frecvenței instantanee a semnalului FSK recepționat, în jurul frecvenței centrale*
- prima proprietate a fost arătată în cursul anterior; a doua va fi demonstrată mai jos
- schema bloc a demodulatorului este dată în Figura 2, iar diagrama de semnale în Figura 3.

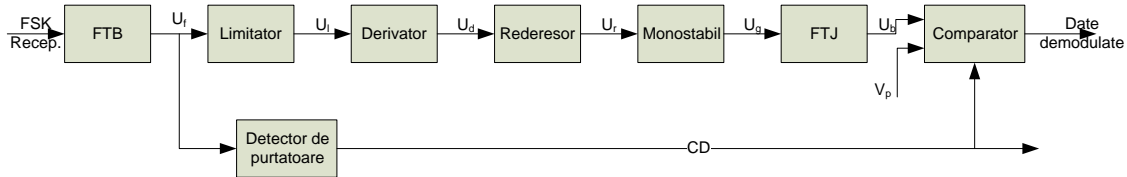


Figura 2 Schema bloc a demodulatorului FSK cu "tregeri prin zero"

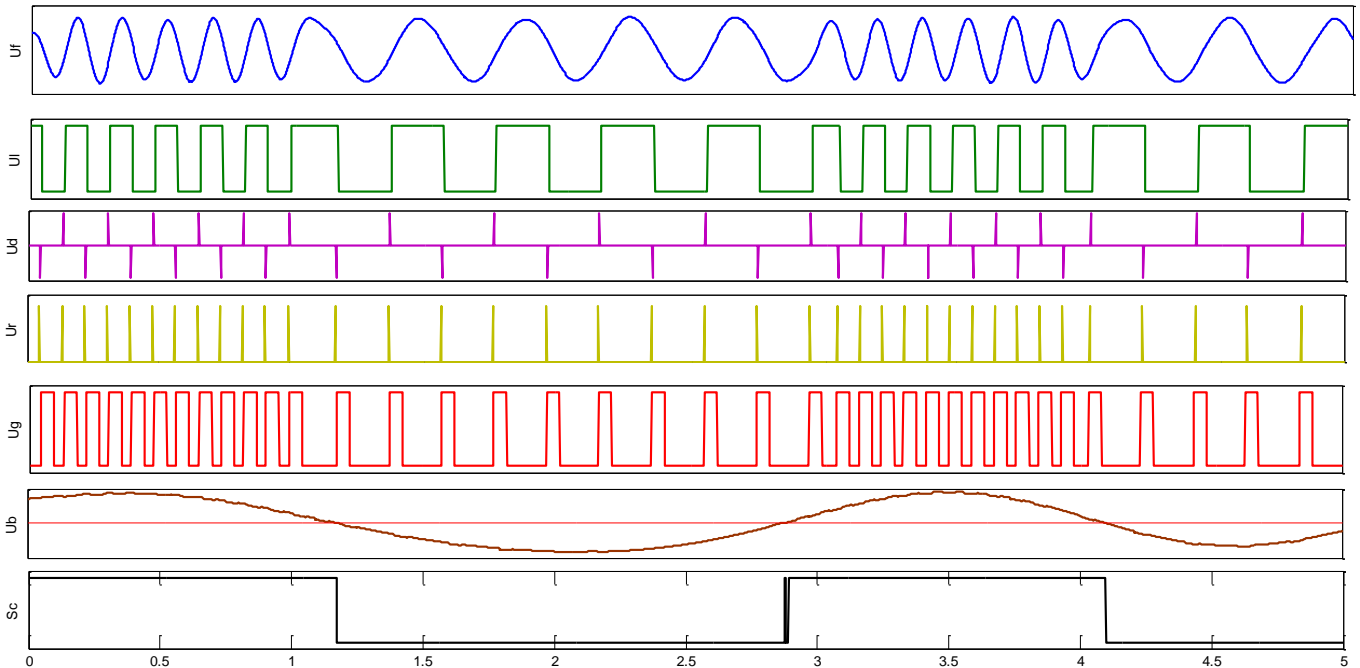


Figura 3 Diagrama de semnale a demodulatorului FSK cu "tregeri prin zero"

- limitarea semnalului recepționat asigură, pe lângă eliminarea M.P.A. o variație mai pronunțată a semnalului în apropierea momentelor de trecere prin zero; derivarea semnalului limitat marchează momentele de trecere prin zero prin generarea câte unui impuls la fiecare trecere prin zero.
- aceste impulsuri sunt redresate și folosite pentru bascularea unui circuit monostabil, care dă impulsuri de amplitudine $+h$ și durată τ constante și are ieșire bipolară.
- deoarece amplitudinea și durata impulsului sunt constante, dar momentele trecerilor prin zero, sunt variabile, operațiile de derivare și generare de impulsuri transformă modulația FSK într-o modulație MIF.
- valoarea medie a semnalului MIF se obține prin FTJ-BB, care are frecvența de tăiere plasată între frecvența fundamentală și armonica a doua ale semnalului modulator.
- a doua proprietate menționată mai sus se bazează pe aproximarea filtrării TJ prin calcularea valorilor medii ale semnalului dintre două treceri consecutive prin zero, urmată de acumularea acestor valori; această aproximare se poate face dacă intervalul de timp dintre două treceri prin zero consecutive este mult mai mic decât perioada semnalului care trebuie extras prin filtrare,
- pentru calculul valorii medii a semnalului U_g , între trecerile prin zero t_n, t_{n+1} , vom considera că semnalul monostabilului are nivelul $+h$ pe durata τ și $-h$ pe restul intervalului dintre trecerile prin zero, adică:

$$U_G = \begin{cases} h; & t_n < t \leq t_n + \tau; \\ -h; & t_n + \tau < t \leq t_{n+1}; \end{cases} \quad (8)$$

- faza instantanee a purtătoarei cosinusoidale a semnalului FSK satisface la momentele t_n și t_{n+1} relațiile (9) și (10), unde $\Psi_v(t)$ reprezintă faza instantanee a semnalului FSK.

$$\omega_c \cdot t_n + \psi_v(t_n) = \frac{(2n+1)\pi}{2} \quad (9)$$

$$\omega_c \cdot t_{n+1} + \psi_v(t_{n+1}) = \frac{(2n+3)\pi}{2} \quad (10)$$

- scăzând cele două egalități (9) și (10) și ținând cont de faptul că diferența de fază dintre două treceri prin zero ale unui semnal cosinusoidal este π , obținem:

$$\omega_c + \frac{\psi_v(t_{n+1}) - \psi_v(t_n)}{t_{n+1} - t_n} = \frac{\pi}{t_{n+1} - t_n}; \quad (11)$$

- deoarece intervalul de timp dintre două treceri prin zero consecutive se presupune a fi foarte scurt, al doilea termen al sumei din (11) aproximează derivata, în raport cu timpul, a fazei instantanee, care este egală cu pulsația variabilă, așa încât (11) devine:

$$\omega_c + \psi_v'(t_n) = \omega_c + \omega_v(t_n); \quad (12)$$

- înlocuind (12) în (11) și simplificând cu π , rezultă:

$$2f_c + 2f_v(t) = \frac{1}{t_{n+1} - t_n} \quad (13)$$

- pe de altă parte, valoarea medie a $U_g(t)$ pe durata intervalului elementar $[t_n, t_{n+1}]$ este exprimată de (35), vezi Figura 4.

$$R_0 = \frac{h \cdot (t_n + \tau - t_n) - h \cdot (t_{n+1} - t_n - \tau)}{t_{n+1} - t_n} = \frac{2h\tau}{t_{n+1} - t_n} - h; \quad (14)$$

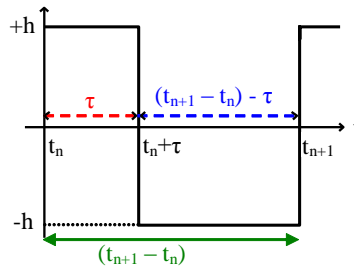


Figura 4 Calcul valorii medii R_0

- înlocuind (13) în (14) se obține valoarea medie a semnalului extras de filtrarea TJ:

$$R_0(t) = h(4 \cdot f_c \cdot \tau - 1) + 4h \cdot \tau \cdot f_v(t) \quad (15)$$

- semnalul mediat este compus din două componente:

- o c.c., primul termen din (15), care depinde numai de parametrii transmisiei f_c , τ și h ;
 - o componentă variabilă, proporțională cu deviația de frecvență a semnalului recepționat în jurul lui f_c
- c.c. poate fi eliminată dacă constanta de timp a monostabilului are valoarea $\tau = 1/4f_c$; astfel semnalul filtrat devine:

$$U_c = 0 \text{ dacă } \tau = \frac{1}{4f_c} \Rightarrow R_0 = \frac{h \cdot f_v(t)}{f_c}; \quad (16)$$

- relația (16) justifică proprietatea 2) prezentată mai sus.

- componenta variabilă va avea valori pozitive pentru frecvențe instantanee $> f_c$ și valori negative pentru frecvențe instantanee $< f_c$. De aceea, semnalul $R_0(t)$ va avea valori negative pe durata biților "1" și valori pozitive pe durata biților "0", deoarece $f_2 > f_c > f_1$.

- deviația maximă de frecvență $f_{v\max}$ ($= \Delta f_{\max}$) se calculează, pentru semnalul FSK nefiltrat, utilizând relația (7) din cursul anterior și este exprimată de (17):

$$f_{v\max} = \frac{\Delta \cdot f_s}{2}; \quad (17)$$

- ea se obține pentru cazul în care semnalul modulator are nivel maxim admis; (este mai mică decât deviația maximă de frecvența a semnalului filtrat).

- prin compararea semnalului $R_0(t)$ cu o tensiune de prag $U_p = U_c = 0$, se obțin datele demodulate care au nivelul

+A pentru "0" și -A pentru "1", după cum se arată în Figura 3.

- deoarece procesul de demodulare nu a folosit un tact local sincronizat în recepție, datele demodate sunt asincrone, iar demodulatorul este unul necoerent.

Efectele deviațiilor de frecvență asupra performanțelor demodulatorului ZC

- dacă la emisie se modifică frecvențele f_1 și f_2 , cu $df_1 = df_2 = df$, sau semnalul recepționat este deplasată în frecvență cu df , de către canal, atunci frecvența f_c va fi deplasată cu δf_c :

$$\delta f_c = \frac{df_1 + df_2}{2} \tag{18}$$

- dacă deplasările de frecvență suferite de frecvențele f_1 și f_2 sunt mici, față de valorile lor nominale, atunci deviația de frecvență datorată semnalului modulator nu se modifică semnificativ; rezultă că componenta variabilă nu este afectată

- în aceste ipoteze semnalul de la ieșirea FTJ-BB, $R_0(t)$ va fi:

$$R_0(t) = h[4(f_c \pm \delta f_c)\tau - 1] + 4h\tau f_v(t) \tag{19}$$

- folosind valoarea impusă constantei τ a monostabilului, (16), valoarea semnalului filtrat devine:

$$R_0(t) = \pm \frac{\delta f_c}{f_c} \cdot h + h \cdot \frac{f_v(t)}{f_c}; \tag{20}$$

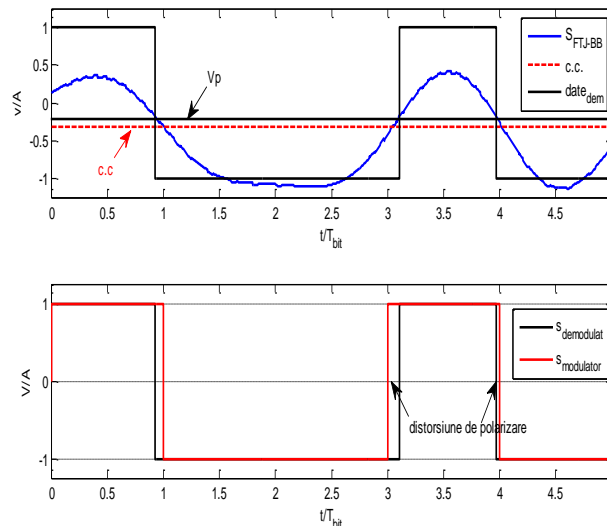


Figura 5 Reprezentarea schematică a distorsiunii de polarizare

- în comparație cu valoarea sa ideală (16), semnalul filtrat are acum o componentă continuă suplimentară
 - semnalul variabil demodat este translatat pe o c.c. nenulă conducând la modificarea duratelor celor două tipuri de biți demodulați (după comparator) și inserând *distorsiunea de polarizare (bias distortion)*, vezi Figura 5. Dacă δf_c este sensibil mai mică decât f_c , efectul acestei c.c. este neglijabil.

- ca exemplu, Recomandarea V.23 ITU-T permite toleranțe $df_i = \pm 10$ Hz pentru frecvențele f_1 și f_2 , care, asociate cu deviația maximă permisă a fi introdusă de canal, cu valoarea de ± 6 Hz, conduce la deviații maxime de frecvență de ± 16 Hz ale spectrului de frecvență al semnalului modulat. În acest caz valoarea maximă a c.c. suplimentare care apare după FTJ-BB este neglijabilă, vezi (42).

- circuitul monostabil utilizat trebuie să aibă nivele bipolare.

TEMĂ: Calculați expresia semnalului $R_0(t)$ dacă monostabilul funcționează între 0V și h și arătați efectele asupra datelor demodate considerând și marginea de zgomot.

- performanțele de SNR ale acestui demodulator se îmbunătățesc dacă frecvența semnalului modulat crește față de frecvența de simbol, adică o dată cu creșterea numărului de treceri prin zero ale semnalului modulat pe durata unei perioade de simbol. Odată cu creșterea frecvenței semnalului modulat, performanțele de SNR ale acestui demodulator se apropie de cele ale demodulatorului cu discriminator de frecvență.

- dacă valorile utilizate ale frecvențelor f_1 și f_2 descresc, în raport cu frecvența de simbol, adică numărul de treceri prin zero pe durata unei perioade de simbol devine mic, performanțele de SNR ale demodulatorului scad semnificativ.

Demodulator FSK cu derivare prin întârziere și detecție coerentă

- acesta mai este denumit și detector diferențial și este o adaptare a demodulatorului de același tip prezentat în cursul de MF. Schema sa bloc este prezentată în figura 13.

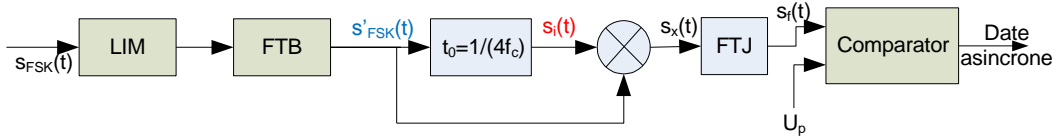


Figura 6 Schema bloc a demodulatorului FSK cu derivare prin întârziere și detecție coerentă

- după eliminarea modulației parazite de amplitudine, semnalul FSK recepționat este:

$$s'_{FSK}(t) = A \cdot \sin[\omega_c t + \Psi(t)] \quad (21)$$

unde prin $\Psi_v(t)$ s-a notat partea variabilă a fazei instantanee.

- produsul dintre semnalul (21) și versiunea sa retardată este exprimat de (22), unde K este constanta multiplicatorului.

$$\begin{aligned} s_x(t) &= A \sin(\omega_c t + \psi_v(t)) \cdot A \sin(\omega_c(t - t_0) + \psi_v(t - t_0)) = \\ &= \frac{A^2}{2K} \cos(\omega_c t_0 + \psi_v(t) - \psi_v(t - t_0)) - \frac{A^2}{2K} \cos(2\omega_c t + \omega_c t_0 + \psi_v(t) + \psi_v(t - t_0)); \end{aligned} \quad (22)$$

- după filtrarea TJ, care elimină componentele spectrale din jurul lui $2f_c$, semnalul este:

$$s_f(t) = \frac{A^2}{2K} \cos(\omega_c t_0 + \psi_v(t) - \psi_v(t - t_0)) \quad (23)$$

dacă constanta de întârziere t_0 are valoarea care corespunde unui defazaj de $\pi/2$ a pulsației centrale ω_c ,

$$\omega_c t_0 = \frac{\pi}{2}; \quad (24)$$

valoare exprimată în funcție de f_c

$$t_0 = \frac{1}{4f_c} \quad (25)$$

atunci expresia semnalului filtrat este.

$$\begin{aligned} s_f(t) &= -\frac{A^2}{2K} \cdot \sin(\psi_v(t) - \psi_v(t - t_0)) = -\frac{A^2}{2K} \cdot \sin(t_0 \frac{\psi_v(t) - \psi_v(t - t_0)}{t_0}) \\ &\approx -\frac{A^2}{2K} \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot f_v(t)}{4f_c}\right) = -\frac{A^2}{2K} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot f_v(t)}{2f_c}\right) \end{aligned} \quad (26)$$

Pentru obținerea relației (26) s-a folosit aproximarea (27) a părții variabile a fazei instantanee.

$$\frac{\psi_v(t) - \psi_v(t - t_0)}{t_0} \approx \frac{d\psi_v(t)}{dt} = 2\pi \cdot f_v(t); \quad (27)$$

- știind că deviația de frecvență în jurul lui f_c este mai mică decât jumătate din f_c , semnul funcției sin va avea semnul deviației de frecvență, și așa semnul semnalului filtrat $s_f(t)$ va fi același cu cel al deviației de frecvență.

- comparând semnalul filtrat cu un prag de tensiune cu valoarea 0V obținem datele demodulate, valoarea pozitivă corespunzând lui "0" iar cea negativă lui "1".

- acest demodulator este unul necoerent deoarece nu utilizează un semnal de tact de simbol (bit) sincronizat cu semnalul recepționat, furnizând la ieșire date asincrone.

- literatura de specialitate arată că acest demodulator asigură cele mai bune performanțe de SNR, dintre cele trei prezentate, pe canale care introduc distorsiuni semnificative de timp de propagare de grup.

Demodularea coerentă a semnalelor BFSK ortogonale

Gradul de asemănare dintre cele două forme de undă FSK este definită de produsul de intercorelație dintre cele două semnale:

$$\gamma = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_2 \cdot t) dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \cos(2\pi \cdot (f_2 - f_1) \cdot t) dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \cos(2\pi \cdot (f_2 + f_1) \cdot t) dt = \frac{\sin(2\pi \cdot \Delta \cdot f_S \cdot T_S)}{2\pi \cdot \Delta \cdot f_S \cdot T_S}$$

(28)

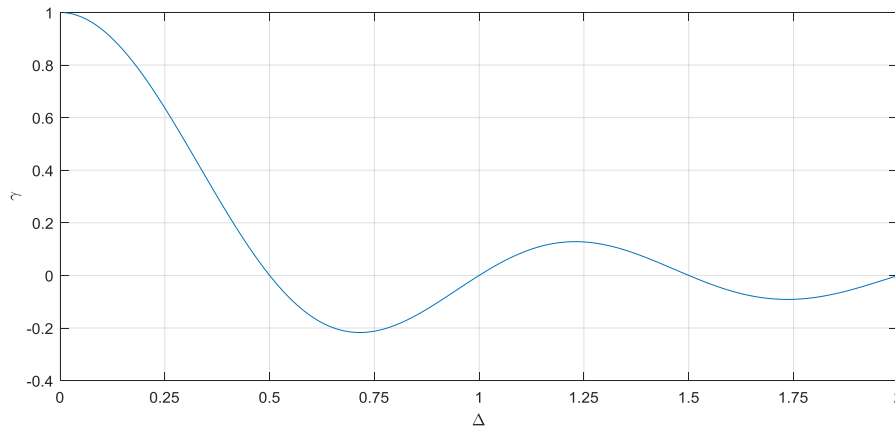


Figura 7 Variația factorului de intercorelație în funcție de indicele de modulație Δ

Pentru valorile $\Delta = p \cdot 0.5$ factorul de intercorelație este egală cu zero, deci cele două semnale alocate bitului de zero respectiv unu sunt ortogonale. Această proprietate permite demodulatorul semnalului BFSK utilizând două corelatoare, așa cum este prezentat în figura de mai jos:

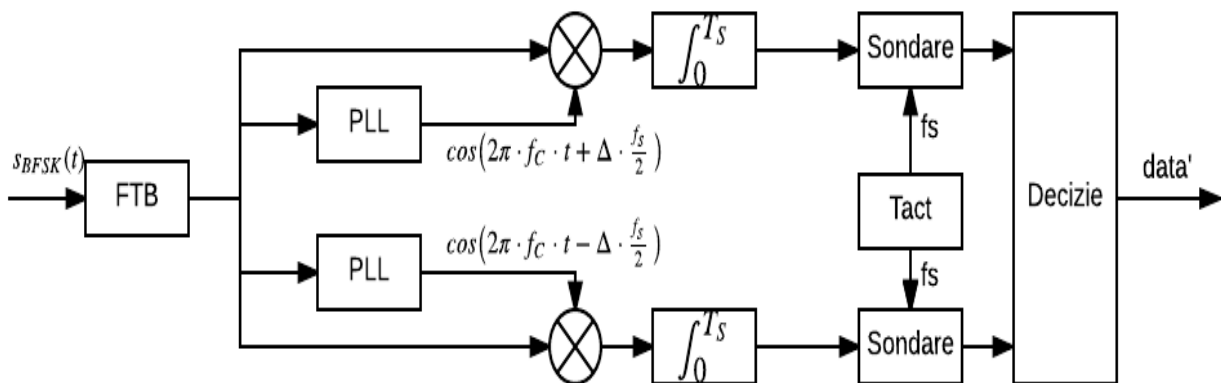


Figura 8 Demodulator coerent BFSK

Sincronizarea tactului de simbol (bit) la recepție

- demodulatele FSK necoerente furnizează date asincrone
- în transmisiunile sincrone modemul trebuie să furnizeze calculatorului tactul de recepție RxCk, care are frecvența f_{bit} (sau f_{simbol} pentru transmisiunile care mapează mai mult de un bit/simbol), și este sincronizat cu datele demodate, adică tranzițiile negative ale tactului sincronizat trebuie să coincidă cu momentele de schimbare a bitului, dacă semnalele sunt reprezentate în logică pozitivă.
- pentru obținerea acestui tact, datele asincrone demodate sunt folosite ca semnal de referință în circuitele de sincronizare dinamică și rapidă ale unui bloc de sincronizare similar celui descris în capitolul de transmisii BB.
- blocul de sincronizare este compus dintr-un circuit de sincro dinamică și, uneori, dintr-unul de sincro rapidă; circuitul de resincronizare nu este necesar deoarece nedeterminarea de 180° a semnalului de referință nu poate să apară. Blocul de sincronizare mai livrează și datele care sunt sin-cronizate cu RxCk.
- sincro dinamică sincronizează un tact local cu frecvența f_{bit} , deoarece modulația FSK binară transportă 1 bit/simbol, folosind o $f_{atack} = 2^n \cdot f_{bit}$.
- ca semnal de referință de fază, comparatorul de fază folosește datele asincrone demodate.
- secvența de date transmisă, pe durata intervalului RTS/CTS, este secvența 1:1 furnizată de modem, deoarece

aceasta asigură numărul maxim de tranziții ale semnalului de referință de fază.

Schema bloc a unui modem care folosește FSK

- schema bloc a unui astfel de modem este prezentată în Figura 9.

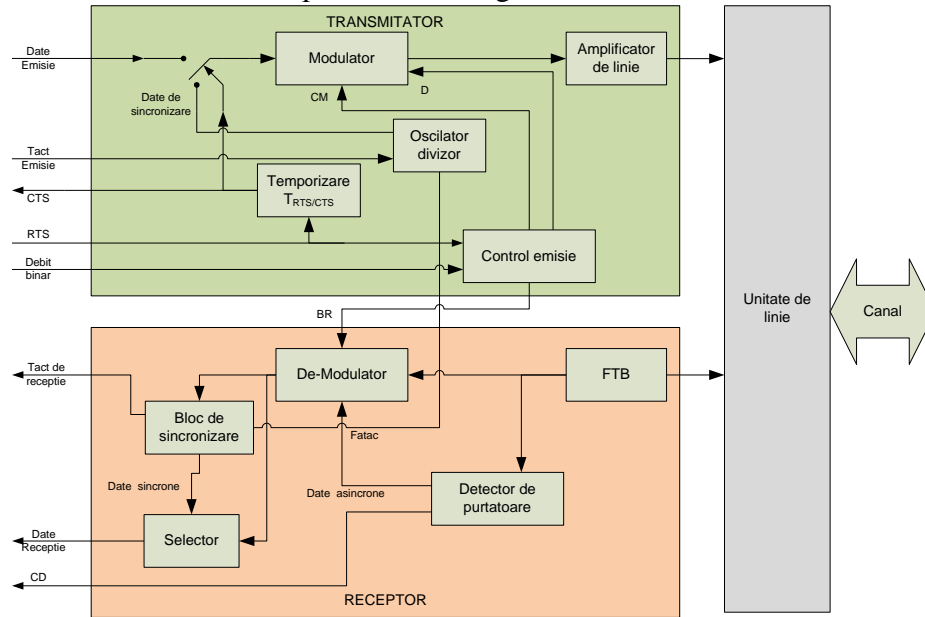


Figura 9 Schema bloc a modemului FSK

- emițătorul este compus din:

- blocul de comandă a transmisiei, care, în funcție de starea semnalului RTS, validează sau inhibă modulatorul (CM) și, pentru conexiuni half-duplex, inhibă/validează receptorul (BR); pentru acest tip de conexiune transmisia are prioritate. La o transmisie full-duplex (4-f) comanda receptorului de către blocul de comandă al emisie este inhibat. Acest bloc mai selectează setul de frecvențe alocate nivelurilor logice, în funcție de debitul binar utilizat prin interme-diul semnalului de comandă D.
- blocul RTS/CTS comandă starea semnalului CTS, în funcție de starea RTS, și comandă, în funcție de starea CTS, poziția comutatorului K (CK) prin care sunt introduse datele în modulator. Pe durata intervalului de sincronizare T_0 , se introduc datele de sincronizare (secvența 1:1) de la circuitul oscilator-divizor; apoi, după ce CTS devine activ (high), se introduc datele de la calculator, TxD.
- blocul oscilator-divizor, care, folosind un oscilator cu cuarț, generează tactul de emisie TxCk, semnalul de tact f_{atac} și secvența de date de sincronizare.
- amplificatorul de linie (AL) este un amplificator al cărui câștig poate fi modificat în trepte; el stabilește nivelul semnalului emis în linie.

- receptorul este compus din:

- filtru TB de intrare care limitează BW a semnalului recepționat la cea a semnalului FSK, îmbunătățind SNR-ul;
- blocul detector de purtătoare (CD-DP), care compară nivelul semnalului recepționat cu un nivel de referință, validând receptorul doar dacă semnalul recepționat are valoarea mai mare.
- demodulatorul care livrează datele asincrone demodate, RxD;
- blocul de sincronizare a tactului local, care sincronizează un tact generat local, $f_{local} = f_{bit}$, cu datele demodate, furnizând datele de recepție sincronizate și tactul de recepție RxCk. Tipul datelor (asincrone sau sincrone) livrate către calculator este selectat de către utilizator, prin selectarea ieșirii dorite, în funcție de tipul de coexiune utilizat.
- unitatea de linie, care asigură conectarea la canalul de transmisie

Performanțe de eroare ale modulației FSK

- BER vs. SNR este principalul parametru pentru evaluarea performanțelor

- evaluarea teoretică a BER vs. SNR trebuie să țină cont de unele particularități ale FSK, și anume:

- filtrarea semnalului FSK generează o variație neliniară a frecvenței instantanee a semnalului filtrat;
- semnalul recepționat este afectat de zgomot în mod diferit pentru secvențe modulatorie diferite, datorită neliniarității procesului de demodulare;
- un zgomot cu distribuție gaussiană la intrarea demodulatorului produce un zgomot cu distribuție ne-

gaussiană la ieșirea demodulatorului.

- calculul valorii medii a BER vs. SNR asigurată de FSK este complex și trebuie să ia în considerare principiul de realizare a demodulării, precum și banda filtrului utilizat
- în cazul utilizării demodulatorului coerent, valoarea aproximativă a BER poate fi calculată cu (28), unde SNR este exprimat în dB.

$$BER = Q \left(\sqrt{\rho \left(1 - \frac{\sin(2\pi\Delta)}{2\pi\Delta} \right)} \right); \quad \rho = 10^{(SNR/10)} \quad (29)$$

- în cazul utilizării demodulatorului ZC (necoerent), probabilitatea de eroare se poate aproxima prin relația:

$$BER = \frac{1}{2} \cdot e^{-\frac{\rho}{2}}; \quad \rho = 10^{\left(\frac{SNR}{10}\right)} \quad (30)$$

- - Figura 10 prezintă variațiile ale BER vs. SNR (la intrarea demodulatorului) asigurate de un demodulator coerent și unul necoerent

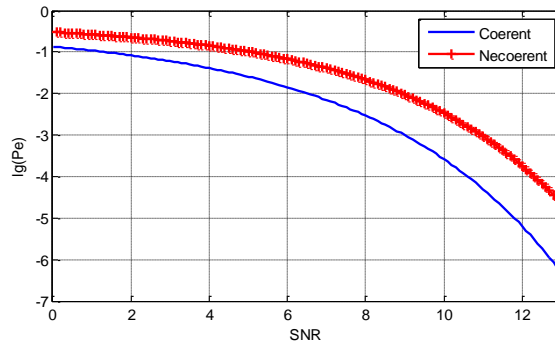


Figura 10 BER vs. SNR a modulației FSK

- demodulatorul necoerent ZC asigură o probabilitate de eroare mai mare decât cel coerent la un același SNR.
- demodulatorul ZC, necesită un SNR mai mare pentru a asigura aceeași valoare a BER.
- *distorsiunea telegrafică* a datelor asincrone demodate depinde de banda de trecere a filtrului FTB. O bandă mai largă, micșorează această distorsiune dar mărește puterea zgomotului, micșorând valoarea SNR.
- valorile acestei distorsiuni mai depind și de metoda de modulare folosită, adică:
 - dacă se folosește un demodulator ZC, distorsiunea telegrafică este 5-6%, pentru un modulator analogic care modulează pe o purtătoare triunghiulară;
 - pentru același demodulator, dar pentru un modulator bazat pe sinteza Walsh, distorsiunea telegrafică este de circa 2-3%.
- în cazul datelor demodate sincrone, tactul de recepție este sincronizat cu datele, așa încât distorsiunea telegrafică este eliminată; ea este “înlocuită” de jitterul de fază al tactului local, care are amplitudinea egală cu pasul de fază al sincronizării dinamice.
- deviațiile de frecvență au efecte reduse asupra performanțelor FSK, atât timp cât valorile lor sunt mai mici decât limitele impuse de standardele pertinente.
- FSK este aproape insensibilă la distorsiunea de timp de grup a canalului, în special dacă se utilizează demodulatorul diferențial.
- concluzionând, FSK este recomandabilă pe canale care prezintă distorsiuni de fază și frecvență semnificative.