

Digitálne modulácie.

Základné možnosti modulácie harmonickej nosnej

Modulácia je proces, pri ktorom dochádza k ovplyvňovaniu niektorého parametra nosného signálu v závislosti od okamžitej hodnoty modulačného signálu. V rádiokomunikačných systémoch sa používa ako nosný signál harmonický signál (nosná). Každý harmonický signál má tri parametre – amplitúda, frekvencia a fáza, ktoré možno procesom modulácie ovplyvňovať. Modulácia signálu je teda proces uskutočňovania zmien parametrov harmonického signálu (nosnej) so zámerom do tohto signálu zakódovať informáciu. Matematická rovnica predstavujúca harmonický priebeh má tvar:

$$A_c \cos(2\pi f_c t + \phi)$$

Amplitude

Frequency

Phase

Angle
(Frequency = Rate of change of Angle)

Meniť fázu sínusového priebehu nosnej f_c s vysokou frekvenciou v oscilátore nosnej a to presne podľa vstupného signálu ktorý nesie správu, je obtiažne. Preto sa v praxi ujal obvod, ktorý používa priebehy I a Q. Aby sme porozumeli, ako sa môžeme vyhnúť priamemu ovládaniu fázy nosnej f_c , najprv sa vrátime ku trigonometrii.

Východzí signál modelujeme vzťahom

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi(t))$$

Keď použijeme rovnosť označenú 1), s uvažovaním vhodných substitúcií, t.j.

$$\alpha = 2\pi f_c t \quad \text{a} \quad \beta = \phi(t)$$

dostaneme riadok 2):

$$1) \cos(\alpha + \beta) = \cos(\alpha)\cos(\beta) - \sin(\alpha)\sin(\beta)$$

$$2) A\cos(2\pi f_c t + \phi) = A\cos(2\pi f_c t)\cos(\phi) - A\sin(2\pi f_c t)\sin(\phi)$$

$$I = A\cos(\phi)$$
$$Q = A\sin(\phi)$$

I

Q

$$3) A\cos(2\pi f_c t + \phi) = I\cos(2\pi f_c t) - Q\sin(2\pi f_c t)$$

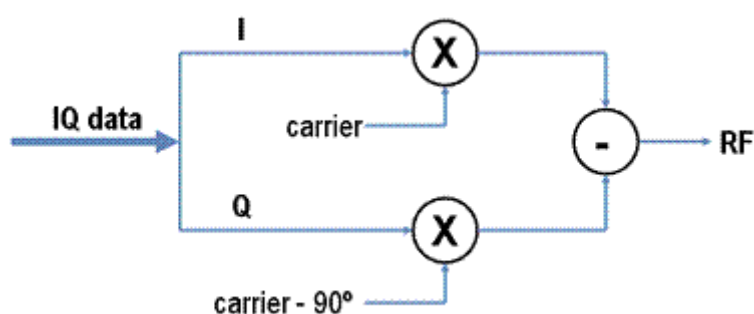
I = Amplitude of the "In Phase Carrier"

Q = Amplitude of the "Quadrature Phase Carrier"

Keď označíme $A \cdot \cos \phi = I$ a $A \cdot \sin \phi = Q$, harmonický priebeh môžeme predstaviť v tvare

vzt'ahu (3). Napokon si treba všimnúť, že kosínusový priebeh aj sínusový priebeh majú presne tú istú frekvenciu aj amplitúdu, iba majú voči sebe 90 stupňový fázový posuv.

Dôsledky tohto sú veľmi dôležité. V podstate to znamená, že amplitúdu a fázu harmonickej modulovanej vlny možno riadiť jednoducho zmenou amplitúd separátnych vstupných signálov I a Q. Keď použijeme túto metódu, nemusíme sa už snažiť priamo meniť fázu harmonického priebehu f_c . Ten istý účinok dosiahneme zmenou amplitúd vstupných signálov I a Q. Samozrejme, druhá polovica rovnice je sínusový priebeh a prvá polovica rovnice je kosínusový priebeh, takže v hardverovom obvode musíme použiť obvod, ktorý spôsobí 90 stupňový fázový posuv medzi nosnými signálmi, ktoré sa používajú pre zmiešavače I a Q (charakteristickou funkciou zmiešavača je vytvorenie súčinu medzi dvomi signálmi). Takýto postup prináša omnoho menej problémov, ako priame ovplyvňovanie fázy nosnej vlny.



Obr. C3.01 Blokový diagram IQ modulátora

Blokový diagram IQ modulátora je na obr. C3.01. Kruhy so symbolom „x“ vo vnútri predstavujú zmiešavače, ktoré uskutočňujú násobenie signálov. IQ modulátor vytvára súčin priebehu I s nosnou sínusového priebehu a signálu Q s tou istou nosnou sínusového priebehu, fázovo posunutou o 90 stupňov, čiže potrebujeme len jeden pevný fázový posuv o 90°. Potom sa podľa rovnice v treťom riadku realizuje rozdiel signálov a tak sa vytvára modulovaná nosná. Podľa vzájomného posunutia nosných o 90 stupňov sa zvolili názvy pre I a Q dáta – **I** sa vzťahuje na **súfázové dáta (in-phase)**, pretože nosná je vo fáze a **Q** sa vzťahuje na **kvadrátúrne (quadrature)** dáta, pretože nosná je posunutá o 90 stupňov. Táto metóda je známa ako kvadrátúrna konverzia smerom nahor – quadrature upconversion.

Takýto IQ modulátor možno použiť **pre každý obdobný modulačný postup**¹. Flexibilita a jednoduchosť (relatívna, voči iným možnostiam) je dôvodom, prečo sa takto koncipovaný modulátor široko používa.

¹ (for any modulation scheme)

Druhy digitálnych modulácií

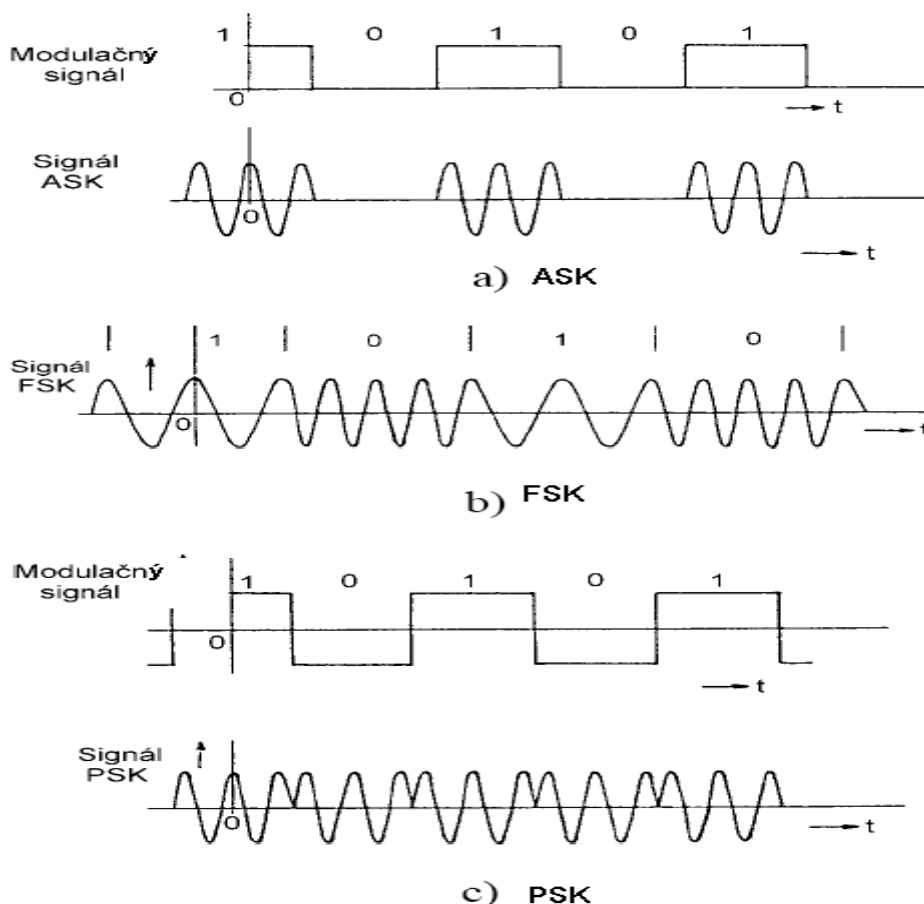
Modulačný signál môže byť *spojitý* – nadobúda nekonečné množstvo hodnôt z daného rozsahu (analogové systémy), alebo *digitálny* – nadobúda len konečný počet hodnôt. Najčastejšie sa používa binárny digitálny modulačný signál, ktorý môže nadobúdať len dve možné hodnoty, a to $\log 1$ a $\log 0$. Preto sa podľa okamžitej hodnoty digitálneho modulačného signálu menia parametre nosnej vlny skokom. Takýto modulačný proces sa nazýva digitálna modulácia.

Podľa toho, ktorý parameter nosnej vlny sa procesom modulácie ovplyvňuje, rozoznávame tri základné typy digitálnych modulácií:

- **modulácia ASK** (*Amplitude Shift Keying*) - modulácia s kľúčovaním amplitúdy (kľúčovanie amplitúdovým posuvom, zdvihom),
- **modulácia FSK** (*Frequency Shift Keying*) - modulácia s kľúčovaním frekvencie (kľúčovanie frekvenčným posuvom, zdvihom),
- **modulácia PSK** (*Phase Shift Keying*) – modulácia s kľúčovaním fáze (kľúčovanie fázovým posuvom, zdvihom).

Časové priebehy modulovaných signálov pre jednotlivé základné typy modulácií sú na obr. C3.1.

•

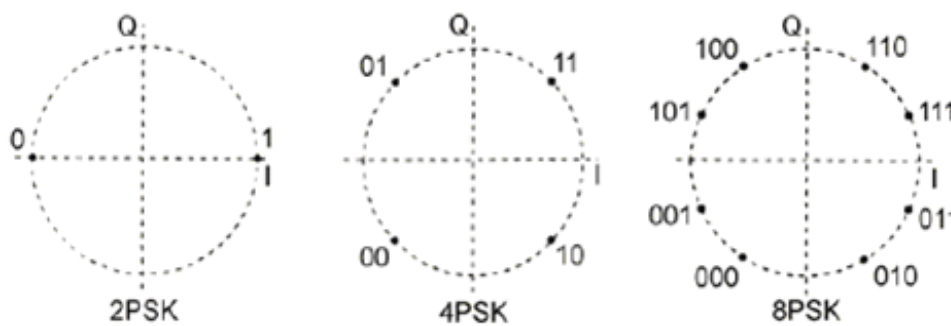


Obr. C3.1 Časové priebehy digitálne modulovanej nosnej. Amplitude shift keying, Frequency shift keying, Phase shift keying

Pri **dvojstavových moduláciách** je ku každému bitu modulačného signálu priradený jeden stav nosnej. Konkrétny stav nosnej sa nazýva signálový prvok alebo symbol.

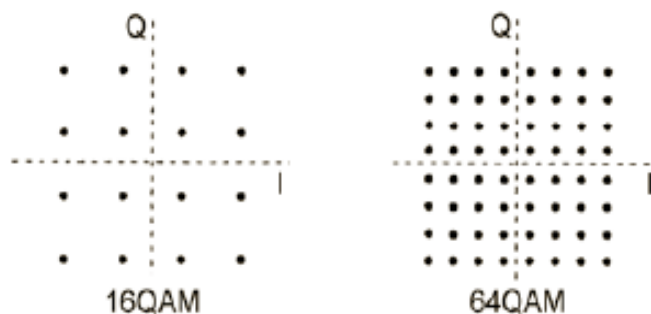
Pri **viacstavových digitálnych moduláciách** vyjadruje každý signálový prvok n bitov t.j. určitú kombináciu jednotiek a núl. Medzi počtom stavov M nosnej a počtom bitov n kódovej skupiny (slova) platí vzťah $M = 2^n$, kde n je počet bitov slova - prirodzené číslo². Napr. u štvorstavových modulácií vyjadruje každý stav nosnej nejakú dvojbitovú kódovú skupinu – dibit, u osemstavových modulácií reprezentuje každý stav nosnej nejakú trojbitovú kódovú skupinu – tribit, atď.

Pre grafické znázornenie digitálnych modulácií sa často používa rovina IQ (*In-phase* – súfázna zložka, *Quadrature* – kvadrátúrna zložka), do ktorej sa zakresľujú vektory zodpovedajúce jednotlivým stavom nosnej. Namiesto celých vektorov sa však zakresľujú len ich koncové body. Výsledné zobrazenie sa nazýva **konštelačný** alebo **stavový diagram**. Zodpovedajúce stavové diagramy pre dvojstavovú moduláciu PSK označovanú 2PSK, štvorstavovú moduláciu PSK označovanú 4PSK a osemstavovú moduláciu PSK označovanú 8PSK sú na obr. C3.2. Koncové body vektorov reprezentujúce jednotlivé stavy nosnej sa nachádzajú výlučne na kružnici s polomerom rovnajúcim sa amplitúde nosnej.



Obr. C3.2 Konštelačný (stavový) diagram digitálnej modulácie PSK

Lepšie využitie stavového priestoru (t.j. približne rovnomerné rozloženie jednotlivých bodov v rovine IQ) sa dá dosiahnuť tak, že sa modulačným signálom súčasne kľučuje nielen fáza, ale aj amplitúda nosnej vlny. Týmto spôsobom sa vytvárajú diskrétné kvadrátúrne modulácie QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), ktoré sú výhodné najmä pri väčších počtoch stavov. Na obr. C3.3 sú znázornené stavové diagramy modulácií 16 QAM a 64 QAM.

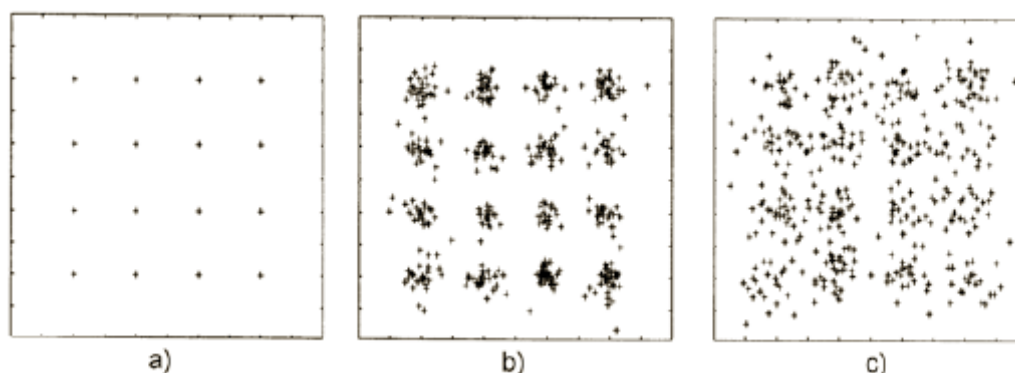


Obr. C3.3 Stavový diagram digitálnej modulácie QAM

² Stále sa predpokladá, že modulujúci digitálny signál je binárny - dvojstavový. Aby sme dostali M -stavový zmodulovaný signál, musíme v pre moduláciu použiť n -bitový reťazec (skupinu), splňujúci podmienku $M = 2^n$.

Pri modulácii 16QAM vyjadruje každý stav nosnej ($M = 16$) nejakú štvorbitovú ($n = 4$) kombináciu 1 a 0, pokým pri modulácii 64QAM vyjadruje každý stav nosnej ($M = 64$) nejakú šesťbitovú ($n = 6$) kombináciu 1 a 0.

So zvyšovaním počtu stavov použitých modulácií však vzrastajú požiadavky na prijímač, ktorý musí byť schopný rozlíšiť omnoho menšie zmeny amplitúdy, frekvencie, alebo fázy v porovnaní s dvojstavovými moduláciami. Navyše na modulovaný signál v komunikačnom kanále pôsobí šum a rôzne rušenia, ktoré zvyšujú chybovosť pri jeho detekcii v prijímači. Ako sa tieto rušivé vplyvy prejavia na prijímacej strane na tvaru stavového diagramu, je pre modulovaný signál 16QAM znázornené na obr. C3.4.



Obr. C3.4 Konštelačné (stavové) diagramy modulovaného signálu 16 QAM na výstupe komunikačného kanála s rušením, ktoré spôsobuje chybovosť
a) nulový, b) prípustný, c) neprípustný

Modulácie FSK sa graficky znázorňujú pomocou frekvenčnej osi, na ktorú sa v mieste pracovnej (signalizačnej) frekvencie nakreslí úsečka, ktorej veľkosť je úmerná amplitúde nosnej. K úsečke sa pripíše príslušná kombinácia 1 a 0, ktorá zodpovedá tomuto stavu nosnej.

Základné parametre digitálnych modulácií

Vstupný modulačný signál má prenosovú rýchlosť (bitovú rýchlosť) f_b , čas trvania jedného bitu je $T_b = 1/f_b$. Pre ľubovoľnú M stavovú moduláciu platí, že každý stav nosnej reprezentuje kódovú skupinu s dĺžkou $n = \log_2 M$ bitov. Čas trvania jedného stavu nosnej (jedného symbolu) zodpovedá dĺžke trvania jednej kódovej skupiny a je daný vzťahom $T_s = nT_b$. Pre **symbolovú rýchlosť** f_s uvažovanej M stavovej modulácie teda platí

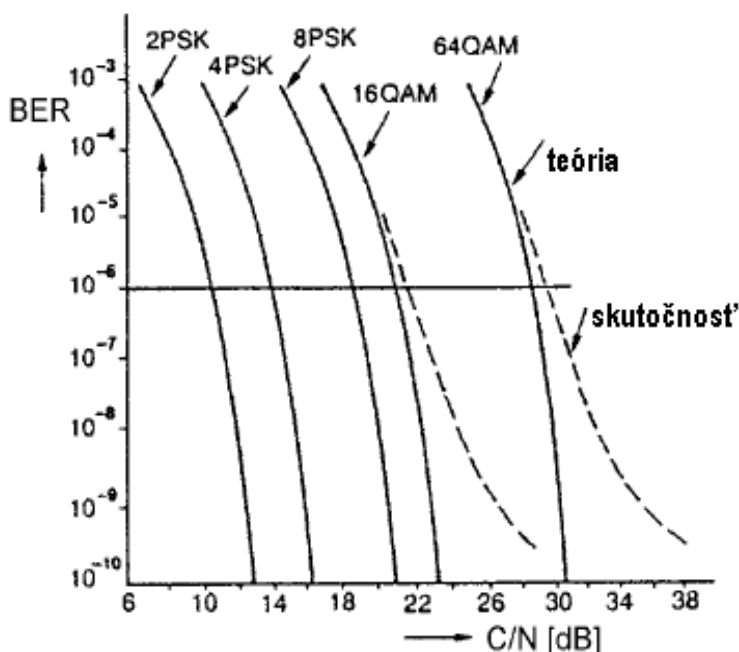
$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{nT_b} = \frac{f_b}{n} = \frac{f_b}{\log_2 M} \quad [\text{baud}].$$

Symbolová rýchlosť úzko súvisí so šírkou frekvenčného pásma, ktorá je potrebná pre prenos modulovaných signálov. Presný všeobecný vzťah medzi týmito veličinami však neexistuje. Šírku pásma je možné pomerne presne určiť z frekvenčných spektier príslušných modulovaných signálov.

Bitová chybovosť BER (*Bit Error Rate, Bit Error Ratio*) komunikačného systému je definovaná ako pomer priemerného počtu chybných bitov k celkovému počtu bitov, prenesených za určitý časový interval. **Symbolová chybovosť SER** (*Symbol Error Rate*) komunikačného systému je definovaná ako pomer priemerného počtu chybných symbolov k

celkovému počtu symbolov, prenesených za určitý časový interval. Dĺžka časového intervalu musí byť zvolená tak, aby bol dostatočne dlhý a neovplyvňoval výsledky merania. Pre danú moduláciu chybovosť závisí predovšetkým od **pomeru signál-šum** C/N (*Carrier to Noise*), na vstupe demodulátora prijímača (tu je pomer C/N v celom komunikačnom reťazci najhorší, pretože v procese demodulácie sa môže za určitých podmienok pomer signál/šum zlepšiť).

Poznámka: Pomer signál/šum na vstupe demodulátora sa označuje C/N (*Carrier to Noise*), pomer signál/šum na výstupe demodulátora sa označuje S/N (*Signal to Noise*).



Obr. C3. 5 Závislosť BER od pomeru Carrier/Noise pre moduláciu QAM a PSK

Energetická účinnosť η_e (*Energetic Efficiency*) je definovaná pre určitú chybovosť BER (referenčná hodnota sa obvykle volí $BER = 10^{-5}$) vzťahom

$$\eta_e = \frac{E_b}{N_0} \quad \text{alebo} \quad \eta_{edB} = 10 \cdot \log \frac{E_b}{N_0} \quad [\text{dB}]$$

kde E_b je stredná energia pripadajúca na 1 bit prenášaného modulovaného signálu a N_0 je výkonová spektrálna hustota šumu,

$$N_0 = \frac{N}{B}$$

kde B je šírka pásma vysokofrekvenčného kanála a N je výkon šumu v prijatom kanále.

Strednú energiu E_b , pripadajúcu na jeden prenesený bit signálu, môžeme určiť ako súčin výkonu C (*carrier*) nosnej a času T_b , potrebného na prenesenie jedného bitu informácie. Ak ešte uvážime, že $T_b = 1/f_b$, môžeme písať

$$E_b = CT_b = \frac{C}{f_b}$$

Komentár

V nasledujúcom texte sa používa odlišné označovanie. Je úmyselne ponechané, vzhľadom na zdôraznenie širších významových aspektov.

Ktokoľvek kto študoval analógové komunikácie, dobre pozná hodnotiace kritérium *pomer priemerného –stredného výkonu signálu k strednému výkonu šumu* (S/N alebo SNR). V digitálnych komunikáciách častejšie používame ako hodnotiace kritérium E_b/N_0 , normalizovanú verziu SNR. E_b je energia pripadajúca na jeden bit, ktorá môže byť opísaná ako výkon signálu S vynásobený dĺžkou trvania bitu T_b . N_0 je šumová výkonová spektrálna hustota v kanále, ktorá môže byť opísaná ako výkon šumu N delený šírkou pásma W . Pretože dĺžka trvania bitu a bitová rýchlosť sú vzájomne recipročné, môžeme nahradiť T_b výrazom $1/R_b$ a píšeme

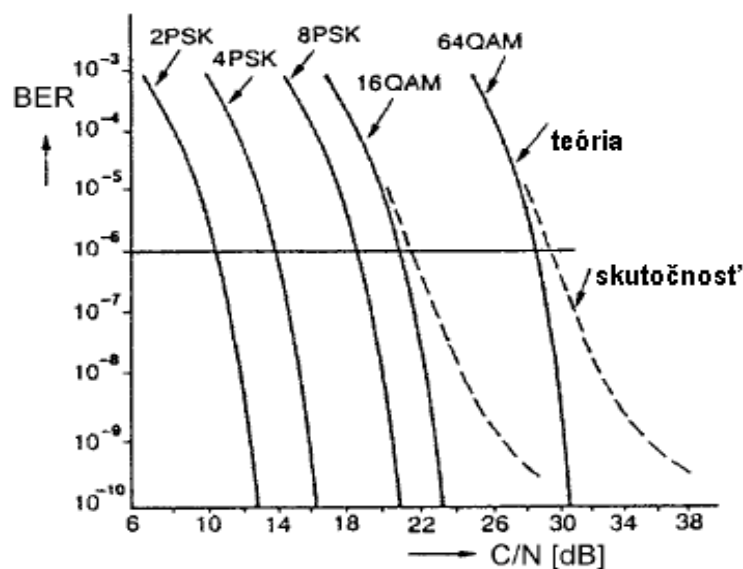
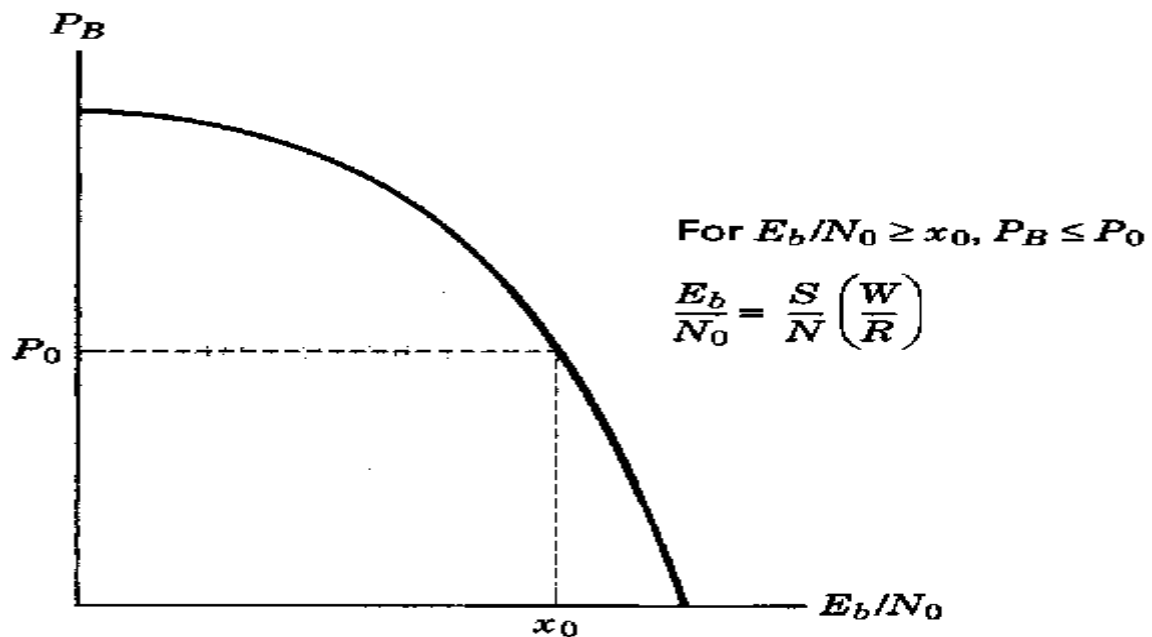
$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{ST_b}{N/W} = \frac{S/R_b}{N/W}$$

Dátová rýchlosť v jednotkách bitov za sekundu je jeden z najčastejšie sa vyskytujúcich parametrov v digitálnych komunikáciách. Preto zjednodušujeme označovanie, používajúc R namiesto R_b pre vyjadrenie dátového toku v bitoch/s a prepíšeme poslednú rovnicu tak, aby sme zdôraznili že E_b/N_0 je práve tá verzia S/N , ktorá je normalizovaná voči šírke pásma a bitovej rýchlosti, ako to vyjadruje vzťah:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \left(\frac{W}{R} \right) \quad (3.30)$$

Jedným z najdôležitejších meradiel vlastností v digitálnych komunikačných systémoch je grafické znázornenie závislosti pravdepodobnosti bitovej chyby P_B od E_b/N_0 .

Obrázok C3.6 ilustruje „vodopádový tvar“ väčšiny takýchto kriviek. Pre $E_b/N_0 \geq x_0$ platí $P_B \leq P_0$. Bezrozmerný pomer E_b/N_0 je typická miera kvality používaná pre hodnotenie výkonnosti digitálneho komunikačného systému. Preto požadovanú E_b/N_0 možno považovať za meradlo, ktoré charakterizuje výkonnosť jedného systému voči druhému; čím menšia je požadovaná hodnota E_b/N_0 pre určitý odstup signál/šum v skúmanom komunikačnom systéme, tým účinnejší (efektívnejší) je detekčný proces pre danú pravdepodobnosť chyby.



Obr. C3.6 Všeobecný tvar krivky P_B verzus E_b/N_0

Vzájomnú súvislosť medzi chybovosťou BER a pomerom signál-šum C/N pre rôzne digitálne modulácie znázorňuje obr. C3. 6, z ktorého vyplývajú dva dôležité závery:

1. Uvážme ľavú časť obrázku C3. 6, kde sú krivky pre rôzne parametre modulácie s fázovým kľúčovaním PSK. Ak si určíme, že chceme prenášať signál s danou chybovosťou, obrázkom preložíme vodorovnú čiaru. Priesečníky tejto čiary s krivkami, charakterizujúcimi moduláciu z hľadiska možných stavov nosnej, čo je v korelácii s rastom dosahovaných rýchlostí prenosu, ukazujú logický trend: so zvyšovaním nožnej rýchlosti prenosu (s rastom možných stavov nosnej) pri danej chybovosti musí mať prijímaný signál rastúci odstup signál/šum.
2. Ak z prevádzkových dôvodov vieme na prijímacej strane zabezpečiť konštantný odstup signál/šum, (v obrázku C3. 6 by to bola zvislá čiara), s rastúcim počtom stavov nosnej v použitej modulácii rastie chybovosť. Strmosť rastu závisí od typu použitej modulácie.

Prečo je E_b/N_0 prirodzeným hodnotiacim kritériom³

Ten, ktorý sa po prvý raz stretáva s digitálnymi komunikáciami (newcomer to digital communications) môže mať otázku o užitočnosti parametra E_b/N_0 . Koniec-koncov S/N je užitočným hodnotiacim kritériom pre analógové komunikácie- čitateľ zlomku predstavuje meranie výkonu signálu, ktorý si prajeme „zachrániť“ a dopraviť na miesto určenia a menovateľ predstavuje rušivý (degradačný) elektrický šum. Naviac S/N je intuitívne akceptovateľný ako meradlo kvality. Teda prečo by sme nemohli pokračovať v používaní S/N ako hodnotiaceho kritéria pre digitálne komunikácie? Prečo zavádzať odlišné meradlo pre digitálne systémy – pomer bitovej energie k spektrálnej hustote šumového výkonu? Vysvetlenie uvedieme v nasledovnom texte.

V teórii signálov bol výkonový signál definovaný ako signál, ktorý má konečný stredný výkon a nekonečnú energiu. Energetický signál bol definovaný ako signál majúci nulový stredný výkon a konečnú energiu.⁴ Toto roztriedenie je užitočné pri porovnávaní analógových a digitálnych priebehov. Analógový priebeh klasifikujeme ako výkonový signál. Prečo je to zmysluplné? Môžeme si myslieť, že analógový priebeh má nekonečné trvanie, ktoré v čase nemusí byť rozdeľované alebo umiestňované do okien.

Nekonečne dlhý elektrický priebeh má nekonečné množstvo energie; teda energia nie je užitočný spôsob ako charakterizovať tento priebeh. Výkon (alebo miera prenosu energie) je parameter, ktorý je užitočnejší pre analógové priebehy.

Avšak v digitálnom komunikačnom systéme prenášame, vysielame (a prijímame) symbol, a to tak, že nejakému digitálnemu symbolu priradíme určitý priebeh, vhodný pre prenos, ktorý potom prenášame - a to vo vnútri okna v čase, pričom čas trvania symbolu je T_s . Keď sa sústredíme na jeden symbol, môžeme vidieť, že výkon, spriemerovaný cez celý časový úsek trvania komunikačného prenosu sa blíži k nule. Teda výkon nie je užitočný spôsob ako charakterizovať digitálny priebeh. Čo ale potrebujeme pre také priebehy, je meradlo „dobrého napchania“ vo vnútri okna. Inými slovami, energia symbolu (výkon integrovaný cez T_s) je užitočnejší parameter pre charakterizovanie digitálnych priebehov.

Fakt, že digitálny signál je najlepšie charakterizovaný jeho prijatou energiou, ešte nie je podstatným, prečo E_b/N_0 je prirodzeným hodnotiacim kritériom pre digitálne systémy, takže pokračujme. Digitálny priebeh je „prepravný prostriedok“, ktorý reprezentuje digitálnu správu. Správa môže obsahovať jeden bit (binárny) dva bity (4-ary, štvorstavová), ..., 10 bitov (1024-ary, 1024- stavová). V analógových systémoch neexistuje nič také podobné ako takáto štruktúra diskretizovanej správy. Zdroj analógovej informácie je nekonečne kvantizovaný spojitý priebeh. Pre digitálne systémy by nám hodnotiace kritérium malo poskytnúť schopnosť porovnať jeden systém s iným systémom na bitovej úrovni. Preto, z hľadiska digitálnych priebehov je kritérium S/N prakticky nepoužiteľné, pretože priebeh môže mať jednobitový význam, dvojbítový význam, alebo aj 10-bitový význam. Napríklad, predpokladajme že sme povedali, že pre danú pravdepodobnosť chyby je požadovaný S/N pre digitálny binárny priebeh rovný 20 jednotkám. Uvedomme si, že správam s rôznym významom môžu zodpovedať tie isté priebehy prenášaných signálov a konkrétny význam sa získa až dekódovaním po detekcii. Pretože binárny priebeh má jednobitový význam, potom

³ Why E_b/N_0 is a Natural Figure of Merit

⁴ Myslené v neohraničenom časovom intervale

požiadavka pomeru S/N na bit sa rovná tým istým 20 jednotkám. Avšak predpokladajme, že priebeh je 1024-stavový, s tými istými 20 jednotkami požadovaného odstupu S/N . Teraz, pretože priebeh má 10-bitový význam, požiadavka pomeru S/N na bit je len 2 jednotky. Prečo by sme mali ísť cez takéto výpočtové manipulácie aby sme našli mieru, ktorá predstavuje hodnotiace kritérium?

Prečo by sme bezprostredne nemali opísať mieru z hľadiska toho, čo potrebujeme- parameter, ktorý je vo vzťahu k energii na bitovej úrovni, E_b/N_0 ? Tak ako je S/N bezrozmerné hodnotiace kritérium, bezrozmerné je aj hodnotiace kritérium E_b/N_0 .

Aby sme si to uvedomili, uvážme nasledujúce jednotky merania:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\text{Joule}}{\text{Wat/Hz}} = \frac{\text{Watt.s}}{\text{Watt.s}}$$

Spektrálna účinnosť η_s (*Spectral Efficiency*) je definovaná ako pomer prenosovej rýchlosti signálu ku šírke pásma rádiového kanálu. Dá sa určiť zo vzťahu

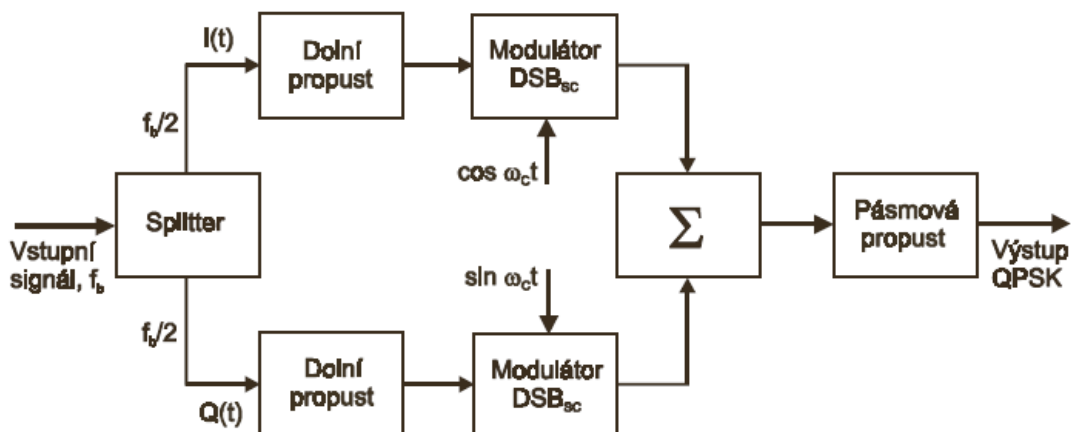
$$\eta_s = \frac{f_b}{B_{Hf}} \quad [\text{bis/s/Hz}]$$

Konkrétne druhy digitálnych modulácií

a. Digitálne fázové modulácie PSK Phase Shift Keying

1) Modulácia QPSK

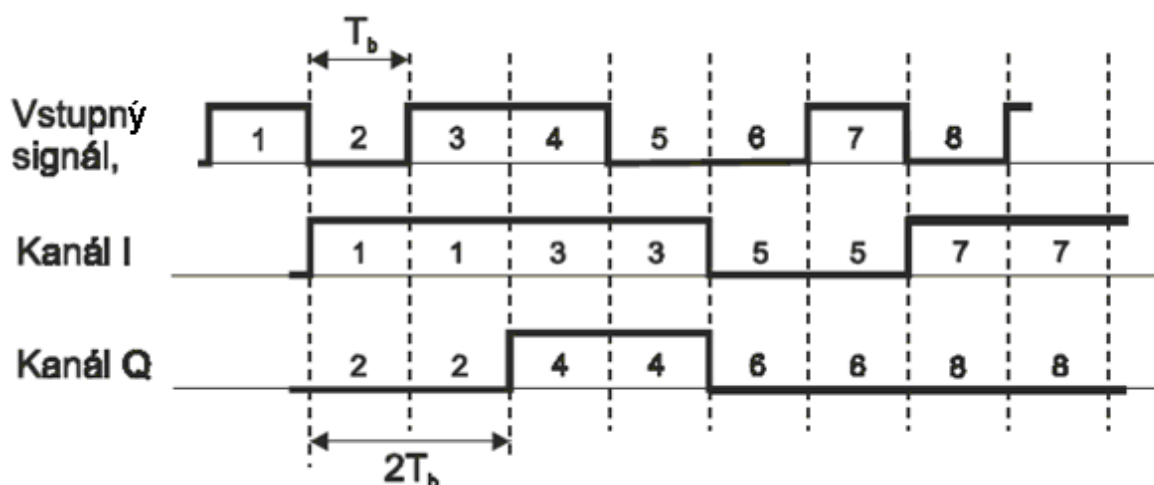
Modulácia QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) alebo štvorstavové fázové kľúčovanie 4PSK, je považované za výhodný kompromis medzi dobrou spektrálnou (teoreticky 2 bit/s/Hz) a energetickou účinnosťou.



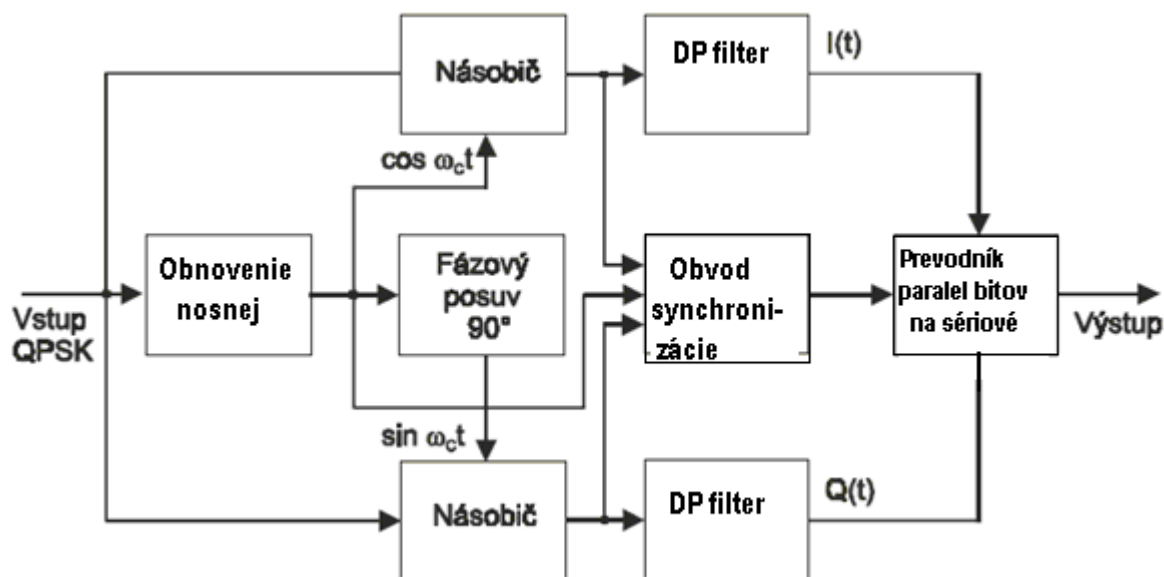
Obr. C3. 7 Bloková schéma modulátora QPSK

Modulovaný signál QPSK sa vytvára v modulátore, ktorého bloková schéma je nakreslená na obr. C3. 7. Vstupný digitálny signál s prenosovou rýchlosťou f_b prichádza do obvodu s názvom splitter, v ktorom sa rozdeľujú jednotlivé bity do dvoch vetví I (*In-phase*) a Q (*Quadrature*). Tak sa vytvára v určitom časovom intervale dvojica bitov alebo dibit. Časové

priebehy vstupného signálu aj signálov v oboch kanáloch I a Q sú nakreslené na obr. C3.8. Pretože treba rešpektovať princíp kauzality, signály v kanáloch I a Q sú za vstupným signálom oneskorené minimálne o jednu bitovú periódu T_b . Výsledné bitové toky „nepárnych“ a „párnych“ bitov, každý s polovičnou prenosovou rýchlosťou $f_b/2$, sú vedené cez dolnopriepustné filtre na súčinnové modulátory DSBsc. Nosné vlny oboch modulátorov majú rovnakú frekvenciu, sú však vzájomne posunuté o 90° . Z modulátorov sú oba signály vedené do sumačného obvodu. Za ním nasleduje pásmový priepust na ktorého výstupe dostávame signál QPSK.



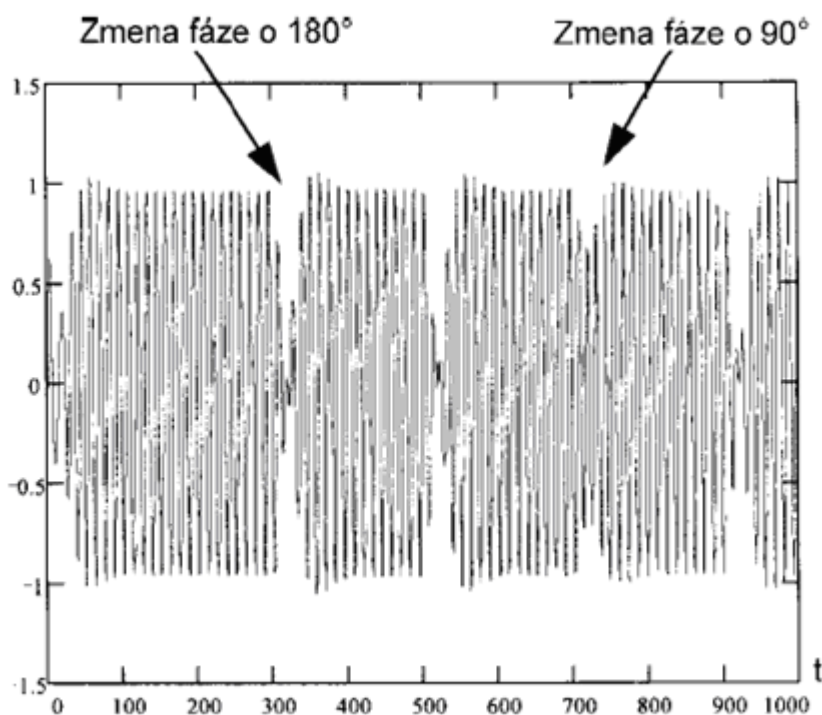
Obr. C3. 8 Časové priebehy v modulátore QPSK



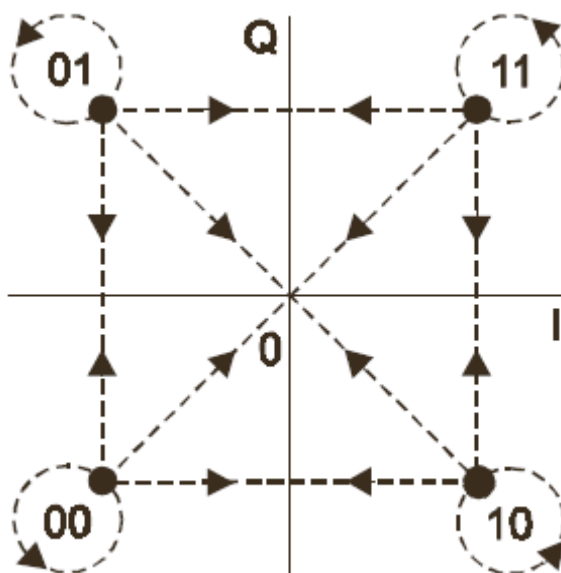
Obr. C3. 9 Bloková schéma demodulátora QPSK

Demoduláciu signálu QPSK možno uskutočniť pomocou koherentného (synchronného) demodulátora, ktorého bloková schéma je nakreslená na obr. C3. 9. Signál QPSK sa privádza na dva násobiče a do bloku obnovenia nosnej. Obnovený signál vytvára spolu s obvodom fázového posuvu 90° súfázu a kvadratúrnú nosnú vlnu. Vytvorené referenčné nosné vlny musia byť v presnom synchronizme s obdobnými nosnými vlnami v modulátore. V

násobičoch je signál QPSK s pomocou týchto referenčných nosných signálov synchrónne demodulovaný. Z výstupu násobičov sa signál privádza cez dolné priepusty do prevodníka, kde sa synchrónne vzorkuje a prevádza z paralelného do sériového tvaru.



Obr. C3. 10 Časový priebeh signálu QPSK



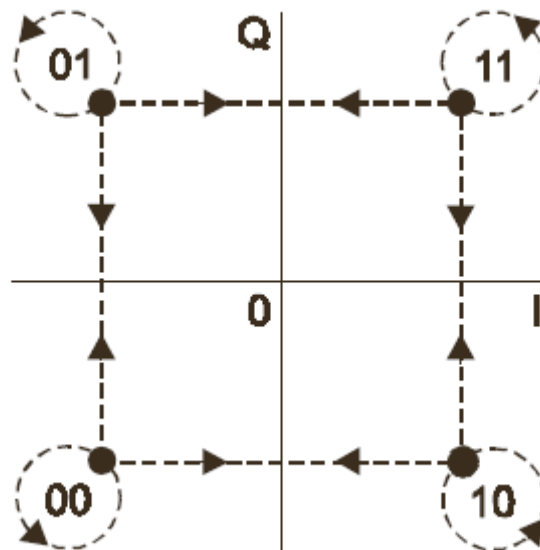
Obr. C3. 11 Vektorový diagram modulácie QPSK

Konšelačný (stavový) diagram, v ktorom sú vyznačené aj všetky možné zmeny stavu nosnej sa nazýva *vektorový diagram* alebo *stavový diagram*. Pre moduláciu QPSK je vektorový diagram nakreslený na obr. C3. 11 Pri zmenách stavov, kedy sa v dúbite menia súčasne oba bity ($11 \leftrightarrow 00$ alebo $01 \leftrightarrow 10$), sa amplitúda nosnej postupne znižuje až k nule a potom sa

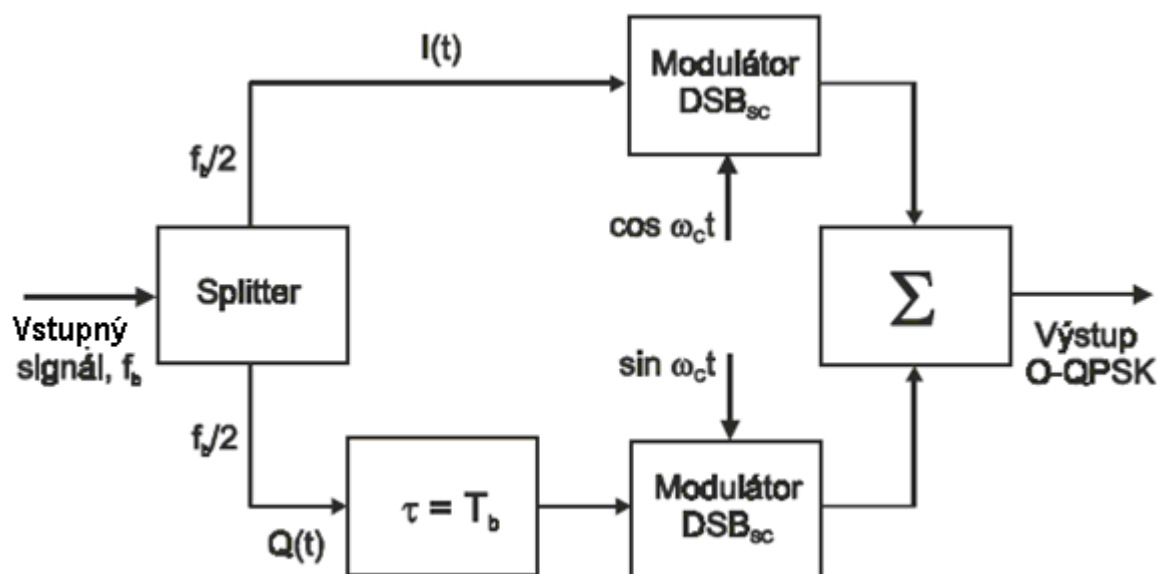
opäť zväčšuje na pôvodnú hodnotu, avšak teraz už s fázou posunutou o 180° . Čas prechodu z jedného do druhého stavu je síce veľmi krátky, ale aj napriek tomu vzniká v modulovanom signále parazitná amplitúdová modulácia s hĺbkou modulácie 100%. Pri zmenách stavov, kedy sa v dibite mení len jediný bit ($11 \leftrightarrow 01$, $01 \leftrightarrow 00$, $00 \leftrightarrow 10$ alebo $10 \leftrightarrow 11$), neklesne amplitúda nosnej až na nulu, ale pokles je menší. Avšak aj v tomto prípade, kedy dochádza k zmene fáze nosnej len o $\pm 90^\circ$, vzniká v modulovanom signále parazitná amplitúdová modulácia. Časový priebeh modulovaného signálu pre oba uvedené prípady je nakreslený na obr. C3.9. Prechodom signálu QPSK cez nelineárny obvod, napr. koncový stupeň vysielача pracujúceho v triede C, dochádza k obohateniu spektra a zvýšeniu nežiaducich spektrálnych zložiek signálu, čo je nevýhoda modulácie QPSK.

2) Modulácia O-QPSK (Offset- QPSK)

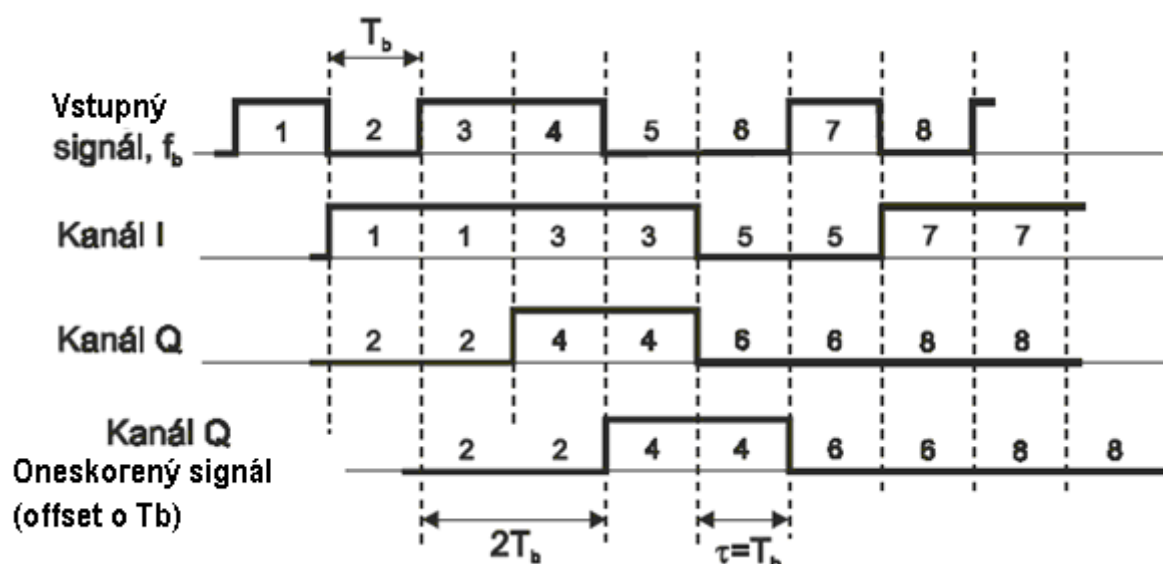
Modulácia O-QPSK (*Offset – QPSK*) neboli OK-QPSK (*Offset Keyed - QPSK*) sa nazýva ofsetová modulácia QPSK. Od modulácie QPSK sa líši tým, že pri nej nemôže dôjsť k zmene stavov $11 \leftrightarrow 00$ alebo $01 \leftrightarrow 10$. Dá sa to dosiahnuť zaradením oneskorovacieho členu intervalom oneskorenia $\tau = T_b$ do kanálu Q, ako je to nakreslené na obr. C3. 13. Oneskorenie signálu v kanáli Q má za následok, že zmena stavu signálu v jednom kanále (I alebo Q) môže nastať len v polovici bitovej periódy signálu druhého kanálu. Tuto skutočnosť možno vysledovať porovnaním časových priebehov signálu v kanále I a oneskoreného signálu v kanáli Q, pozri obr. C3. 14. Bitová perióda signálov v oboch kanáloch je rovnaká a rovná sa $2T_b$.



Obr. C3. 12 Vektorový diagram modulácie O-QPSK



Obr. C3. 13 Bloková schéma modulátora O-QPSK



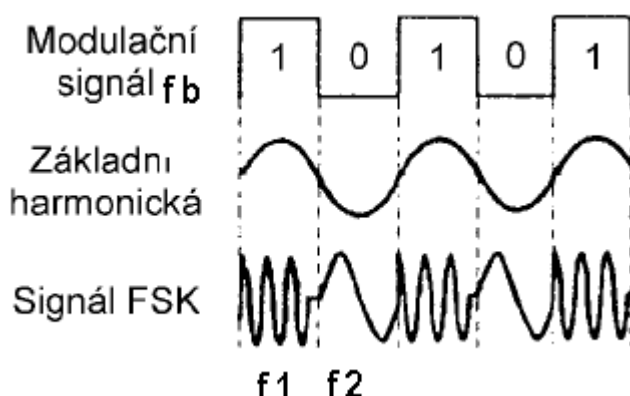
Obr. C3. 14 Časové priebehy signálov v modulátore O-QPSK

Vo vektorovom diagrame sa táto úprava v zapojení modulátora prejaví vynechaním prechodov cez počiatok súradnicovej sústavy, ako je to znázornené na obr. C3.13. Pri zmene stavu mení nosná svoji fázu len o $\pm 90^\circ$. Parazitná amplitúdová modulácia signálu O-QPSK môže preto mať hĺbku najviac cca 30%. Nelinearity nasledujúcich obvodov vytvárajú teda v porovnaní s moduláciou QPSK výrazne menšie nežiaduce spektrálne zložky. Na rozdiel od modulácie QPSK však zmeny stavov nosnej môžu nastávať až s dvojnásobnou rýchlosťou, takže šírka frekvenčného pásma potrebná pre prenos je väčšia. Bloková schéma koherentného demodulátora O-QPSK sa líši od zapojenia na obr. C3.9 len tým, že v kanále I je za DP filtrom zaradený oneskorovací člen s dobou oneskorenia $\tau = T_b$.

b. Digitálne frekvenčné modulácie FSK Frequency Shift Keying

1) Modulácia FSK a CPFSK (Continue Phase Frequency Shift Keying)

Dvojstavovou moduláciou FSK sa vytvára signál, ktorý v závislosti od vstupného digitálneho signálu mení skokovo svoju frekvenciu. Pokiaľ sú signalizačné frekvencie (signaling frequencies) f_1 a f_2 vo všeobecnom vzťahu k bitovej rýchlosti digitálneho modulačného signálu f_b , dochádza pri zmenách medzi logickými jednotkami a nulami k skokovým zmenám fáze modulovaného signálu, ako je to ukázané na obr. C3.15. V dôsledku týchto skokových zmien fáze sa výrazne rozširuje spektrum modulovaného signálu a tým aj nároky na šírku pásma prenosového kanála.



Obr. C3. 15 Modulácia FSK (Frequency shift keying)

Modulácie, pri ktorých sa pri zmenách signalizačných frekvencií (pri zmenách zodpovedajúcich prechodom medzi logickými jednotkami a nulami) zachováva plynulá zmena fázy výsledného modulovaného signálu, sa nazývajú **modulácie FSK so spojitou fázou** a označujú sa **CPFSK** (*Continuous Phase Frequency Shift Keying*).

Signalizačné frekvencie u modulácie FSK možno vyjadriť vzťahmi

$$f_1 = f_c - \Delta f \text{ a } f_2 = f_c + \Delta f,$$

kde f_c je frekvencia nosnej a Δf je frekvenčný zdvih (frekvenčná deviácia). V literatúre sa niekedy používa tiež termín dvojnásobný frekvenčný zdvih $f_{ss} = f_2 - f_1$, označovaný ako zdvih špička-špička. Index modulácie (normovaný kmitočtový zdvih neboli deviačný pomer) sa dá vyjadriť v tvare vzťahu

$$h = \frac{\Delta f}{f_b/2} = \frac{f_2 - f_1}{f_b}.$$

Šírka pásma, potrebného pre prenos modulovaného signálu FSK, sa dá určiť pomerne zložitým výpočtom. Z výsledných vzťahov vyplýva, že pre približné určenie šírky frekvenčného pásma, potrebného pre prenos modulovaných signálov FSK sa dajú použiť približné vzťahy

$$B_{2FSK} \cong 2 \cdot \left(\frac{f_b}{2} + \Delta f \right)$$

$$B_{MFSK} = \frac{B_{2FSK}}{\log_2 M}$$

Pre úzkopásmový signál, keď $h \ll 1$, dostávame $B_{UFSK} \cong f_b$.

2) Modulácia M-FSK Minimum Shift Keying – s minimálnym zdvihom - ako špeciálny prípad CPFSK (Continue Phase Frequency Shift Keying)

Dôležitou kategóriou digitálnych modulácií CPFSK je **dvojstavové kmitočtové kľúčovanie s minimálnym zdvihom M-FSK** (*Minimum Frequency Shift Keying*). U týchto modulácií je bitová perióda modulačného digitálneho signálu T_b presne rovná celistvému násobku polovic periód T_1 a T_2 oboch signalizačných signálov a platia medzi nimi vzťahy

$$T_b = n \frac{T_1}{2} \Rightarrow f_1 = n \frac{f_b}{2}$$

$$T_b = (n+1) \frac{T_2}{2} \Rightarrow f_2 = (n+1) \frac{f_b}{2}$$

Dosadením sa dá odvodiť, že pre moduláciu M-FSK platí

$$h = 0,5 \quad \text{a} \quad \Delta f = \frac{f_b}{4}$$

Pre signalizačné frekvencie sa dosadení dajú napísať vzťahy

$$f_1 = f_C - \frac{f_b}{4} \quad \text{a} \quad f_2 = f_C + \frac{f_b}{4}$$

pričom frekvencia nosnej je celistvým násobkom štvrtiny bitovej frekvencie $f_b/4$. Rozdiel posuvov fáze signalizačných signálov za čas T_b sa dá určiť zo vzťahu

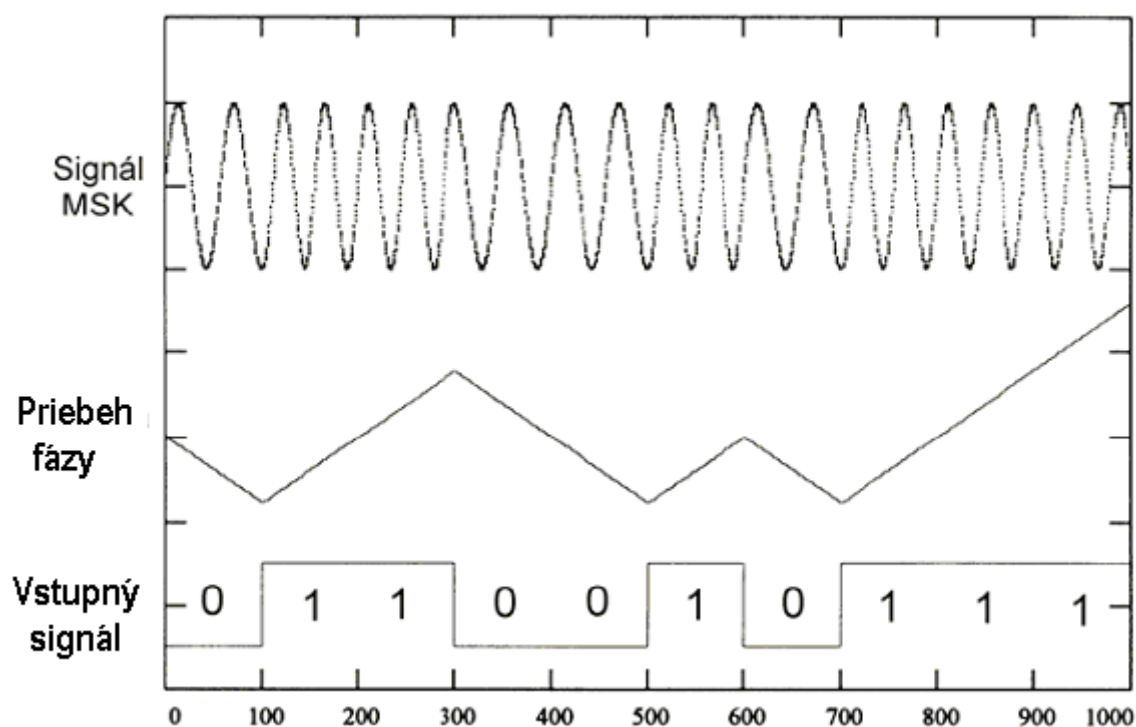
$$\Delta\varphi_{21} = \varphi_2 - \varphi_1 = 2\pi \frac{T_b}{T_2} - 2\pi \frac{T_b}{T_1} = 2\pi T_b (f_2 - f_1) = \pi$$

Podobným spôsobom sa určí fázový posuv každého z oboch signalizačných signálov voči nosnej za čas T_b

$$\Delta\varphi_2 = \varphi_2 - \varphi_C = 2\pi \frac{T_b}{T_2} - 2\pi \frac{T_b}{T_C} = 2\pi T_b (f_2 - f_C) = 2\pi \frac{\Delta f}{f_b} = +\frac{\pi}{2} ,$$

$$\Delta\varphi_1 = \varphi_1 - \varphi_C = 2\pi \frac{T_b}{T_1} - 2\pi \frac{T_b}{T_C} = 2\pi T_b (f_1 - f_C) = 2\pi \frac{(-\Delta f)}{f_b} = -\frac{\pi}{2} .$$

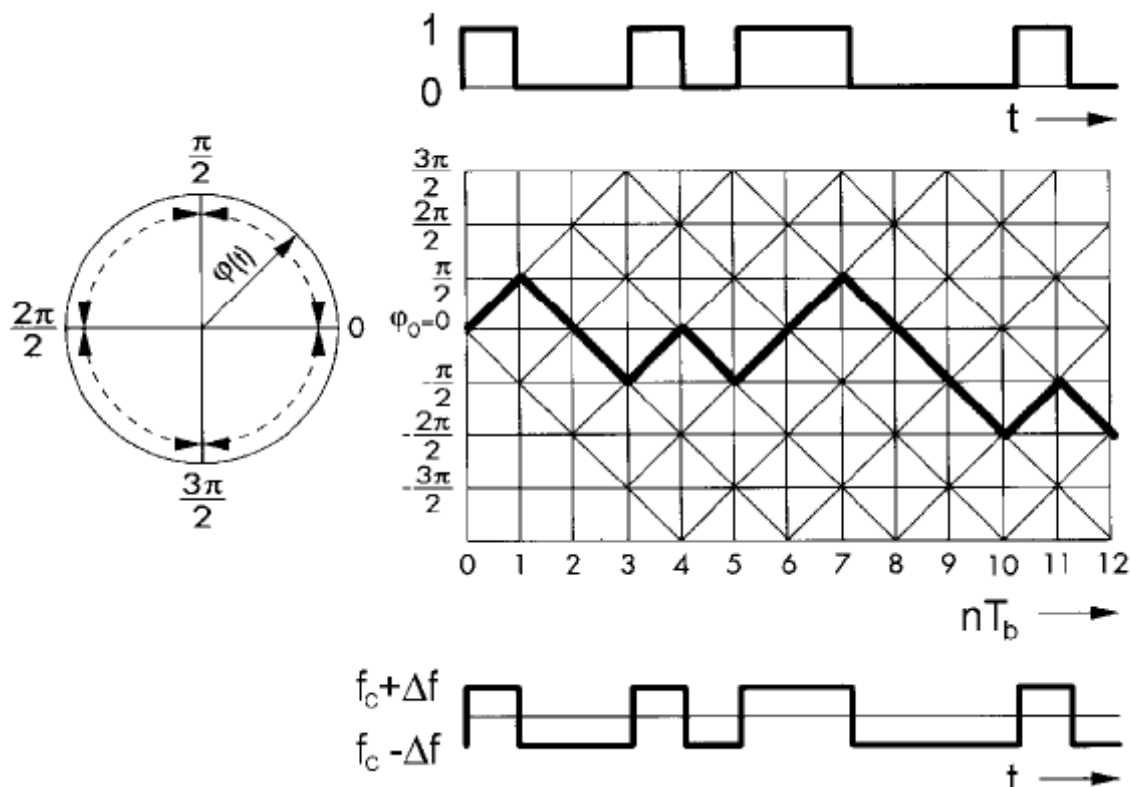
Priebeh fáze modulovaného signálu v závislosti od času je spolu so vstupným signálom a modulovaným signálom M-FSK nakreslený na obr. C3.16.



Obr. C3. 16 Časový priebeh signálu MSK, priebeh jeho fáze a prislúchajúci vstupný signál

Veľmi často sa časový priebeh fázy $\varphi(t)$ signálu M-FSK znázorňuje v tom istom grafe. Fáza signálu sa počas periódy T_b zmení o $+\pi/2$ (pri vstupnom bitu 1) alebo o $-\pi/2$ (pri vstupnom bite 0). Ak sa za určitý čas vyšle m bitov 1 a n bitov 0, je po skončení tohto času výsledná zmena fázy

$$\Delta\Phi = (m - n) \cdot \frac{\pi}{2}$$



Obr. C3. 17 (2.37) Priebeh fázy signálu M-FSK (Minimum Frequency Shift Keying)

Časový priebeh modulovaného signálu MSK sa dá vyjadriť vzťahom

$$s_{MSK}(t) = S_C \cos[2\pi(f_C + s_k \Delta f)t] = S_C \cos\left[2\pi\left(f_C + s_k \frac{f_b}{4}\right)t\right]$$

pre $t \in \langle kT_b, (k+1)T_b \rangle$, kde S_C je amplitúda nosnej a $s_k = 1$ pre bit 1, $s_k = -1$ pre bit 0. Použitím základného trigonometrického vzťahu pre kosínus súčtu dvoch uhlov, dostávame pre časový priebeh signálu MSK iné vyjadrenie v tvare

$$s_{MSK}(t) = S_C \cos\left(2\pi s_k \frac{f_b}{4} t\right) \cos(2\pi f_C t) - S_C \sin\left(2\pi s_k \frac{f_b}{4} t\right) \sin(2\pi f_C t)$$

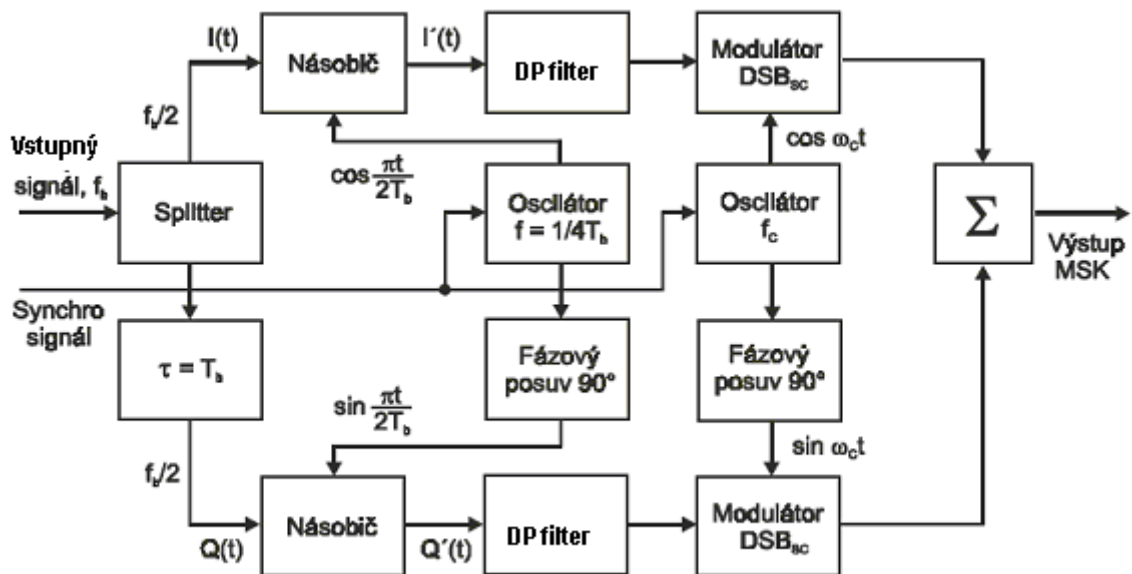
Z týchto vzťahov vyplývajú dva základné spôsoby realizácie modulátorov M-FSK. Podľa predposledného vzťahu možno vytvoriť signál M-FSK v jednoduchom modulátore s napätím riadeným oscilátorom VCO, ktorý je skokovo preladovaný z jednej signalizačnej frekvencie na druhú, podľa bitov vstupného signálu. Taký modulátor však nemôže dosiahnuť potrebnú stabilitu a presnosť signalizačných frekvencií, ktoré sa vyžadujú v náročnejších aplikáciách.

Z posledného vzťahu vyplývajú ďalšie možnosti realizácie modulátorov M-FSK. V nich sa signál M-FSK vytvára všeobecne ako súčet dvoch modulovaných signálov ktorých nosné sa fázovo líšia o uhol 90° . Modulátory M-FSK pracujúce na uvedenom princípe sa nazývajú kvadratúrne modulátory alebo modulátory IQ. Signály nosných môžu byť vyjadrené

v tvaroch $\cos\omega_c t$ a $\sin\omega_c t$, ale tiež $\cos\omega_c t$ a $(-\sin\omega_c t)$, čo závisí od matematickej úpravy posledného vzťahu. Veľmi často používaný kvadrátúrny modulátor M-FSK, ktorého bloková schéma zapojenia je nakreslená na obr. C3.18, vytvára modulovaný signál M-FSK na základe vzťahu odvozeného z poslednej rovnice

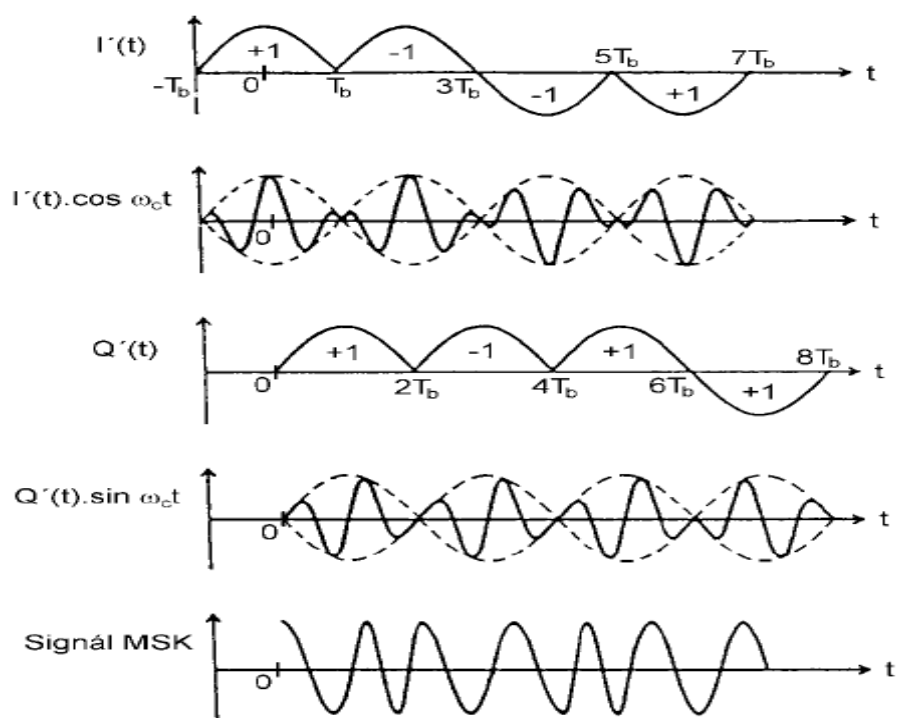
$$s_{MSK}(t) = I(t)\cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)\cos\omega_c t + Q(t)\sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)\sin\omega_c t$$

kde $I(t) \approx s_k = \pm 1$ platí pre nepárne bity s časom trvania $2T_b$ a $Q(t) \approx s_k = \pm 1$ platí pre párne bity s časom trvania $2T_b$ modulačného signálu oneskoreného o T_b (pre jednoduchosť sme zvolili $S_c=1$).

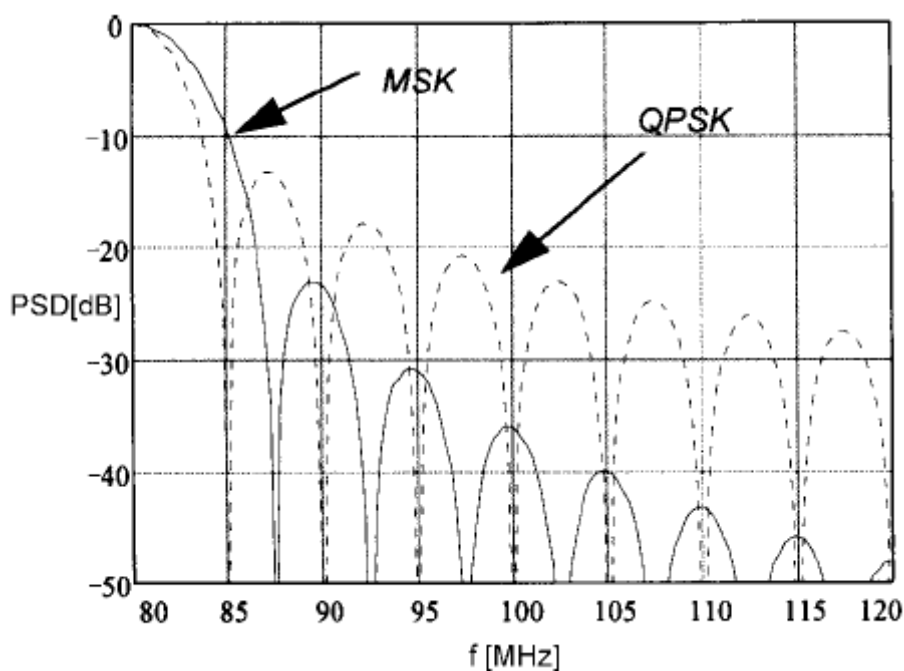


Obr. C3. 18 Bloková schéma kvadrátúrneho modulátora M-FSK

Vstupný signál sa v splitteri rozdelí do dvoch kanálov I a Q, v ktorých majú oba signály polovičnú bitovú rýchlosť. Navyše je signál v kanále Q oneskorený o $\tau = T_b$. V násobičoch sú modulační signály $I(t)$ resp. $Q(t)$ upravené tvarovacou (váhovou) funkciou $\cos\pi t/2T_b$ resp. $\sin\pi t/2T_b$. Trvanie periódy tvarovacej funkcie je $T = 4T_b$. Po prechode DP filtermi prichádzajú modulačné signály do modulátorov DSB (tu sa realizuje funkcia súčin), kde modulujú súfáznu a kvadrátúrnú nosnú vlnu. Sčítaním výstupných signálov modulátorov vzniká signál M-FSK. Časové priebehy v dôležitých bodoch modulátora sú nakreslené na obr. C3.19.



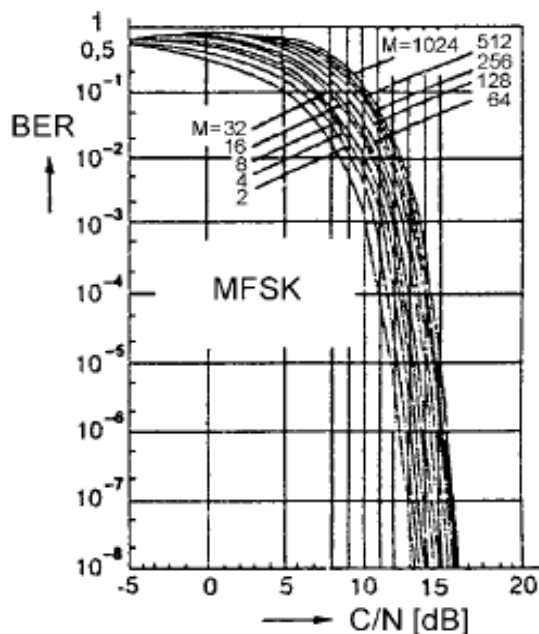
Obr. C3. 19 Priebehy signálov v modulátore M-FSK



Obr. C3. 20 Porovnanie spektier signálov M-FSK a QPSK pre $f_c = 80\text{MHz}$ a $f_b = 10\text{MBit/s}$

Frekvenčné spektrum signálu MSK ukazuje obr. C3.20, kde je pre porovnanie znázornené aj spektrum signálu QPSK. Hlavný lalok spektra signálu M-FSK je síce širší ako pri signále QPSK, avšak jeho vedľajšie laloky v porovnaní so signálom QPSK klesajú so vzrastajúcou frekvenciou omnoho rýchlejšie. Prvý vedľajší lalok signálu M-FSK má vrchol pri spektrálnej hustote výkonu PSD (*Power Spectral Density*) rovnjej cca -23dB , zatiaľ čo u signálu QPSK je táto hodnota približne polovičná, čo svedčí o tom, že spektrum signálu MSK je lepšie sústredené v okolí nosnej.

Signál M-FSK možno demodulovať nekoherentne jednoduchým demodulátorom s obmedzujúcim zosilňovačom a frekvenčným diskriminátorom, za ktorým nasleduje DP filter a rozhodovací obvod. Je však možno použiť aj koherentnú demoduláciu, ktorá však vyžaduje presné obnovenie nosného signálu. Bloková schéma kvadrátneho demodulátora M-FSK je podobná ako zapojenie na obr. C3.9, iba v kanále I je za DP filtrom zapojený oneskorovací člen s hodnotou oneskorenia $\tau = T_b$.

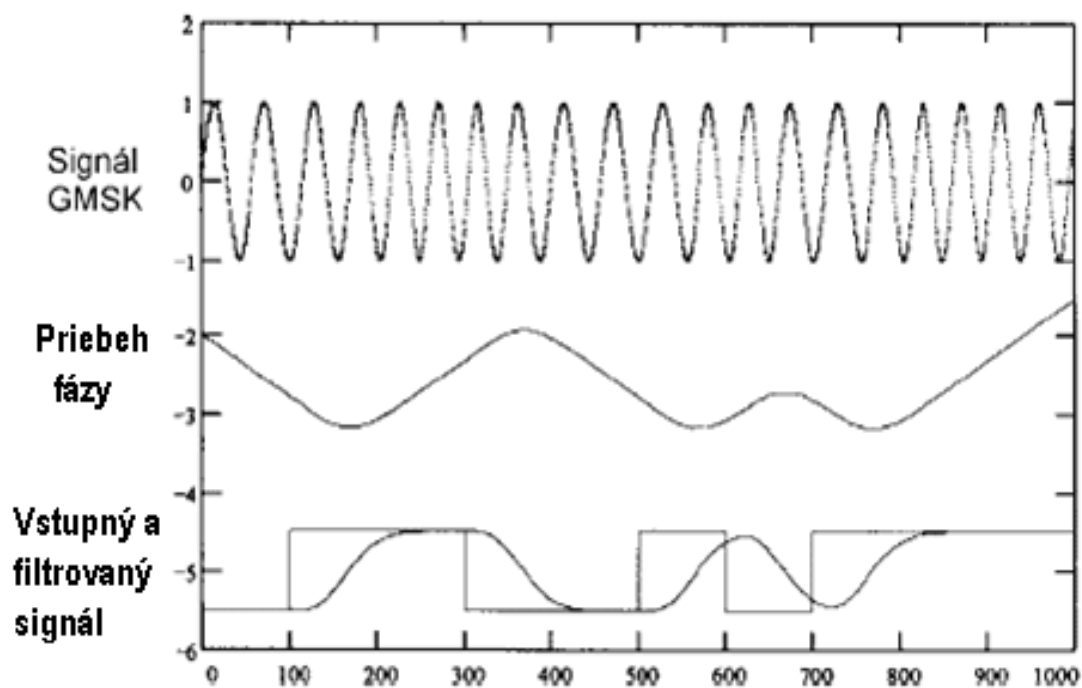


Obr. C3. 21 Závislosť BER od pomeru Carrier/Noise pre moduláciu M-FSK

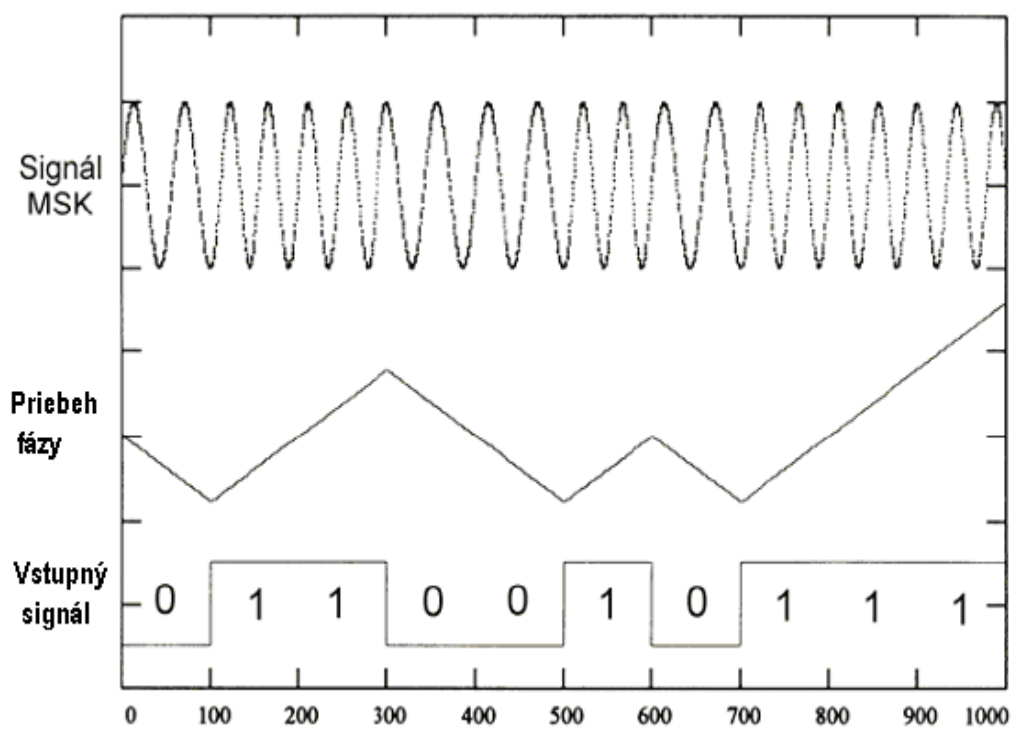
3) Modulácia GM-FSK (Gaussian-Filtered M-FSK)

Modulácia GM-FSK (*Gaussian-filtered M-FSK*) je variantou modulácie M-FSK a používa sa v systémoch GSM a DECT. Pred modulátor M-FSK je zaradený Gaussovský filter typu dolný priepust GLPF (*Gaussian Low Pass Filter*), ktorý frekvenčne obmedzí spektrum vstupného digitálneho signálu, čo sa prejaví nielen v zaoblení jeho hrán, ale predovšetkým v tom, že výsledný modulovaný signál GM-FSK má výrazne potlačené vedľajšie laloky frekvenčného spektra a nemusí byť teda už ďalej filtrovaný. Modulátor GM-FSK sa teda skladá z Gaussovského DP filtra, ktorý zabezpečuje špeciálnu predmodulačnú filtráciu signálu, a z modulátora M-FSK. Demodulácia je podobná ako pri signále M-FSK.

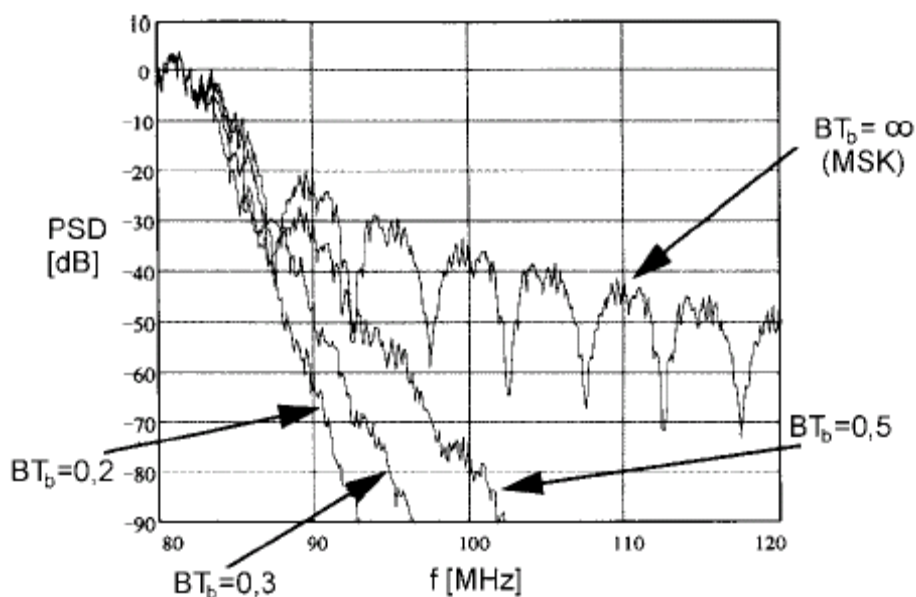
Vplyv Gaussovského DP filtra na tvar modulačného signálu aj na časový priebeh fázy (zaoblenie fázovej trajektórie) ukazuje obr. C3. 22 (porovnajte s obr. C3. 22a pre moduláciu M-FSK). Základným parametrom modulácie GM-FSK je relatívna (pomerná) šírka pásma $b = B \cdot T_b$, kde B je šírka pásma Gaussovho DP filtra pre pokles o 3 dB a T_b je bitová perióda modulačného signálu.



Obr. C3. 22 Priebeh signálu GM-FSK, priebeh jeho fázy a prislúchajúci vstupný signál



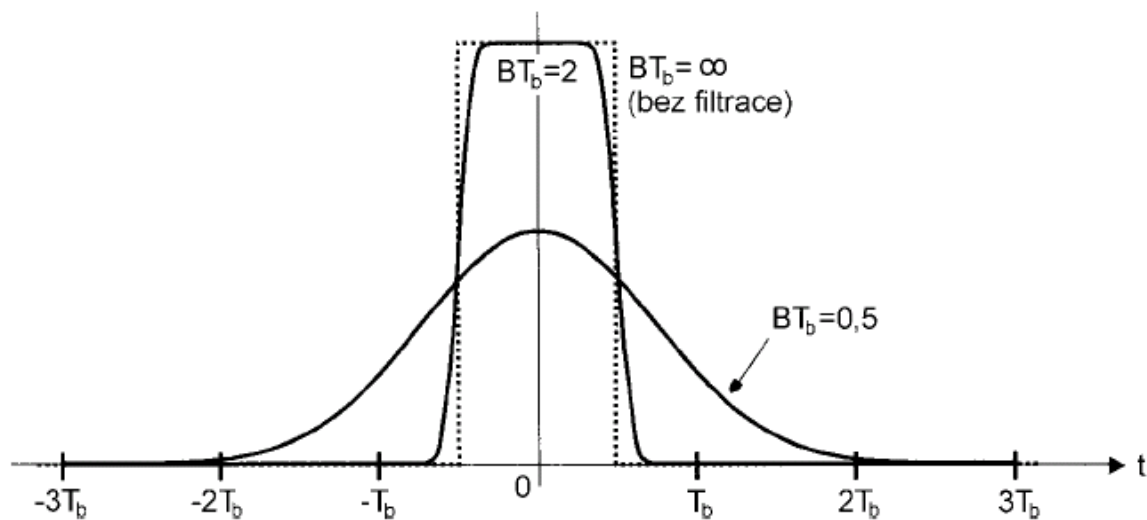
Obr. C3. 22a Pre porovnanie priebeh signálu M-FSK, priebeh jeho fázy a prislúchajúci vstupný signál



Obr. C3.23 Spektrum signálu GM-FSK pre rôzne parametre BT_b

Na obr. C3.23 je nakreslené spektrum signálu pre rôzne hodnoty parametra b . Pri $BT_b \rightarrow \infty$ prechádza modulácia GM-FSK na moduláciu M-FSK a spektrum výstupného signálu má veľké vedľajšie laloky. Pri zmenšovaní parametra BT_b sa vedľajšie laloky výrazne zmenšujú.

Súčasne s tým sa však mení tvar modulačných impulzov a vznikajú intersymbolové interferencie ISI. Voľba parametra BT_b pre určitý systém je kompromisom medzi dostatočne potlačenými vedľajšími lalokmi spektra a prijateľnými intersymbolovými interferenciami ISI a teda aj BER. Pre celoeurópsky rádiový systém GSM bola zvolená hodnota $BT_b = 0,3$ a pre systém bezšnúrových telefónov DECT bola zvolená hodnota $BT_b = 0,5$.



Obr. C3.24 Časová odozva Gaussovho filtra typu dolný priepust na impulz pravouhlého tvaru pre rôzne hodnoty parametra BT_b