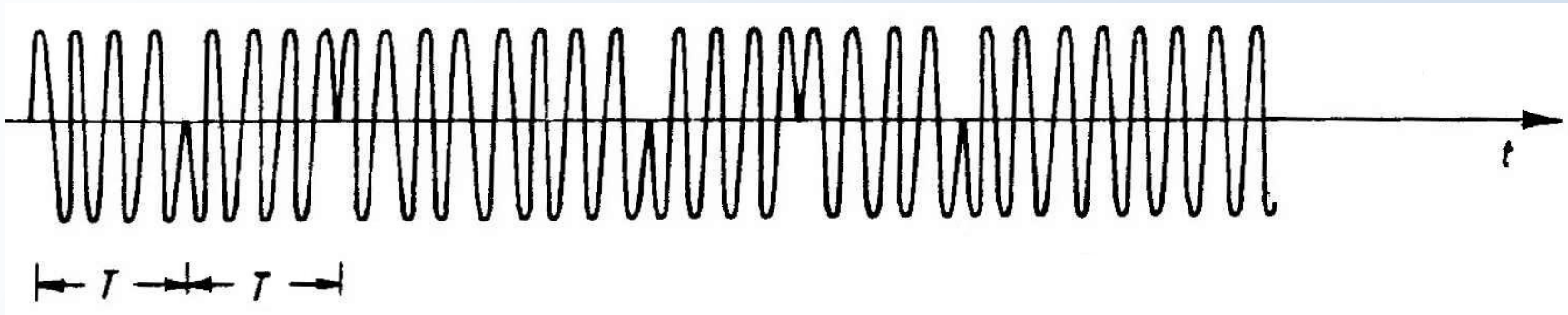


SISTEMI PRENOSA SA PSK

U sistemima prenosa sa faznom modulacijom značajni parametar sinusoidalnog nosioca je njegova faza. U idealnim uslovima ovakav signal ima konstantnu amplitudu i učestanost, trajanje signalizacionih intervala je konstantno, a relativna faza nosioca u tim intervalima uzima diskretne vrijednosti iz jednog konačnog skupa kojim se opisuje prenošena poruka. Binarni PSK signal prikazan je na slici:



Sistemi sa faznom modulacijom našli su vrlo široku primjenu u prenosu poruka radio-relejnim i drugim radio-vezama. Ovaj tip modulacije pod određenim uslovima ima neke osobine koje ga stavljaju ispred ostalih tipova modulacije. Tako npr.:

- zahtjevana vršna snaga u njemu je manja od snage u M-arnom ASK sistemu,
- širina potrebnog opsega učestanosti za prenos može biti manja od one koja se traži u FSK sistemima,
- sama realizacija je često jednostavna, i što je naročito važno:
- sistemi sa faznom modulacijom mogu da budu manje osjetljivi na izobličenja nastala u prenosu.

Po svojoj prirodi fazna modulacija, kao i frekvencijska modulacija, predstavlja nelinearni proces. Međutim, kada je riječ o prenosu **digitalnih signala fazno modulisanim nosiocem**, moguće je, uz određene uslove, pokazati da tako fazno modulisani nosilac faktički predstavlja dva u kvadraturi amplitudski modulisana signala sa dva bočna opsega. Zato se tada često govori o PSK-ASK sistemu.

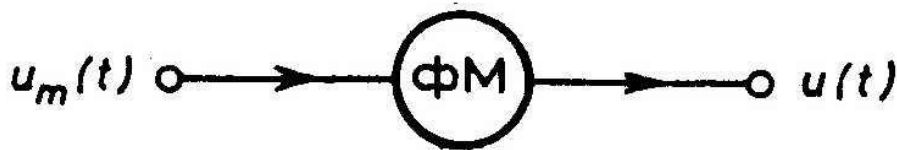
Pretpostavimo da je digitalni signal u osnovnom opsegu učestanosti koji treba prenijeti opisan izrazom:

$$u_m(t) = \sum_{k=-N}^N a_k \Pi(t - kT)$$

$$\Pi(t - kT) = \begin{cases} 1, & kT - \frac{T}{2} \leq t \leq kT + \frac{T}{2} \\ 0, & \text{ostale vrijednosti } t \end{cases}$$

$$a_k = \{s_1, s_2, \dots, s_M\}$$

Ako modulišući signal $u_m(t)$ dovedemo na ulaz faznog modulatora prikazanog šematski na slici, na izlazu iz modulatora se dobija PSK signal predstavljen izrazom:



$$u(t) = U_0 \cos[\omega_0 t - c_\varphi u_m(t)] = U_0 \cos\left[\omega_0 t - \sum_{k=-N}^N \varphi_k \Pi(t - kT)\right]$$

$\omega_0 = 2\pi f_0$ je konstantna učestanost nosioca, U_0 njegova konstantna amplituda, a parametar φ_k je nosilac poruke i u k -tom signalizacionom intervalu ima jednu od diskretnih vrijednosti:

$$\varphi_k = \Phi_i = \{\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_M\}, \quad \sum_{i=1}^M \Phi_i = 2\pi$$

$$\varphi_k = c_\varphi a_k = c_\varphi s_i$$

c_φ predstavlja konstantu faznog modulatora.

Zahvaljujući specijalnom obliku funkcije $\Pi(t)$, važi sledeći identitet:

$$\begin{aligned} u(t) &= U_0 \cos \left[\omega_0 t - \sum_{k=-N}^N \varphi_k \Pi(t - kT) \right] \equiv \sum_{k=-N}^N U_0 \Pi(t - kT) \cos(\omega_0 t - \varphi_k) = \\ &= \left[\sum_{k=-N}^N U_0 \Pi(t - kT) \cos \varphi_k \right] \cos \omega_0 t + \left[\sum_{k=-N}^N U_0 \Pi(t - kT) \sin \varphi_k \right] \sin \omega_0 t \end{aligned}$$

Ovaj izraz pokazuje da je $u(t)$ moguće predstaviti zbirom dva ASK-2BO signala čiji su nosioci u kvadraturi. Spektar svakog od njih je neograničen, jer su takvi i spektri modulišućih signala.

SISTEMI PRENOSA SA BINARNOM FAZNOM MODULACIJOM (BPSK) I KOHERENTNOM DEMODULACIJOM

Pretpostavimo da binarni polarni modulišući signal

$$u_m(t) = U_0 \sum_{k=-N}^N a_k \Pi(t - kT), \quad a_k = \{-1, 1\}$$

fazno moduliše sinusoidalni nosilac. Tada će se na njegovom izlazu dobiti signal oblika:

$$u(t) = U_0 \sum_{k=-N}^N a_k \Pi(t - kT) \cos \omega_0 t$$

Zahvaljujući pomenutom svojstvu funkcije $\Pi(t)$, može se napisati:

$$u(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t - \sum_{k=-N}^N \varphi_k \Pi(t - kT) \right], \quad \varphi_k = \{0, \pi\}$$

Kako faza uzima jednu od dvije moguće vrijednosti, a $\Pi(t)$ ima vrijednost 1 u dijelu gdje postoji, to je najprostiji oblik BPSK signala:

$$u(t) = \pm U_0 \cos \omega_0 t$$

Ako se sada ovakav signal u prijemniku dovede na ulaz produktnog demodulatora, (koherentna demodulacija), na izlazu iz demodulatora se dobija demodulisani signal oblika:

$$u_D(t) = U_0 \sum_{k=-N}^N a_k \Pi(t - kT)$$

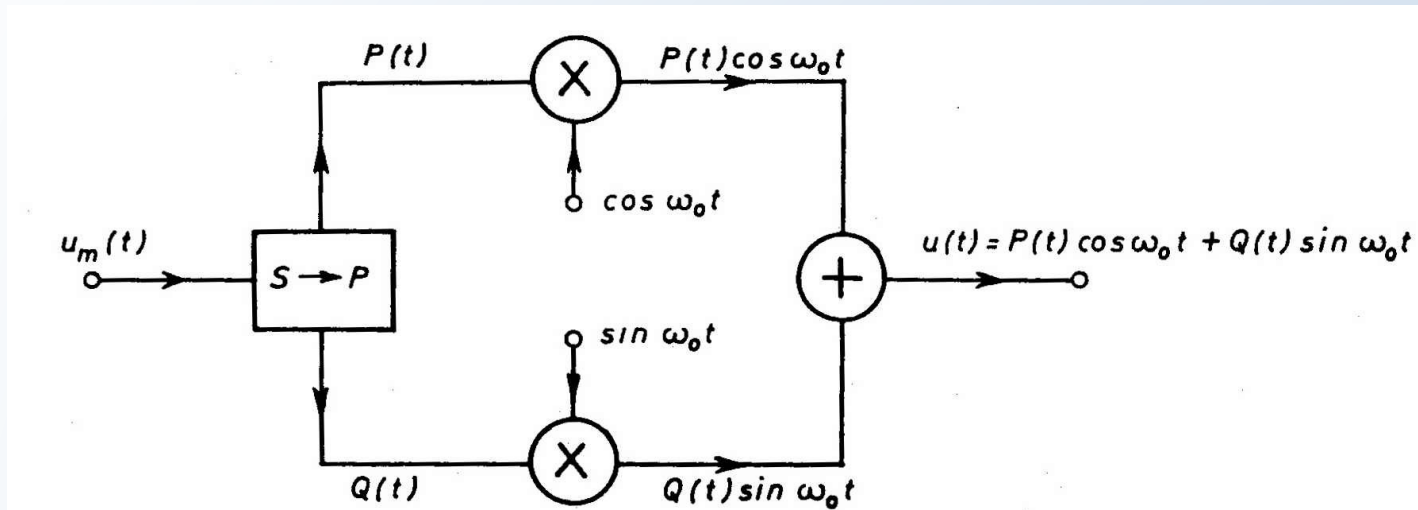
Ovaj sistem (BPSK) je, sa aspekta performansi, identičan sa slučajem prenosa binarnog ASK-2BO signala, pa sve što je tamo rečeno važi i ovdje, uključujući i izraze za vjerovatnocu greške.

Sa povećanjem broja nivoa ovo više ne važi.

$$P_{e \min} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{P'_{S(2BO)}}{2S'_N B_T}}$$

SISTEMI PRENOSA SA KVATERNARNOM FAZONOM MODULACIJOM (QPSK) I KOHERENTNOM DEMODULACIJOM

Kvaternarna fazna modulacija je postupak modulacije u više nivoa sa kojim se uvećava broj mogućih značajnih stanja u signalu (QPSK ima 4 značajna stanja). Zahvaljujući činjenici da se povećava broj nivoa, štedi se na potrebnoj širini sistema za prenos i/ili povećava se brzina prenosa. Blok šema sistema je prikazana na slici.



Binarna povorka $u_m(t)$ koju treba prenijeti pretvara se u konvertoru “serije u paralelu” u dvije binarne povorke na sledeći način:

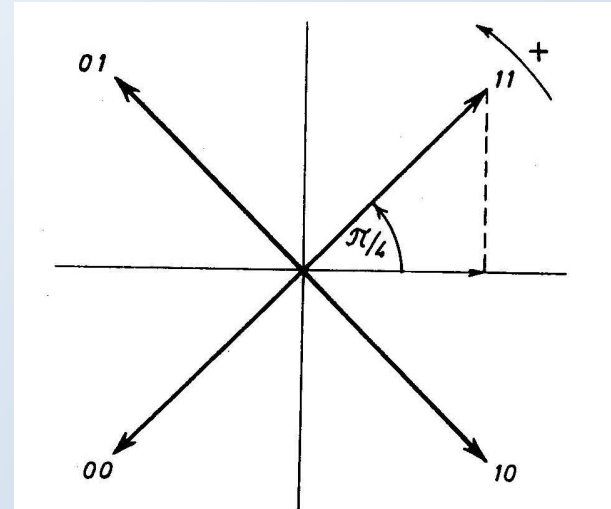
1. Povorka $P(t)$ se obrazuje od neparnih bita iz povorke $u_m(t)$ i ona predstavlja polarni binarni signal čije je trajanje signalizacionog intervala dva puta duže od trajanja signalizacionog intervala T u povorci $u_m(t)$.
2. Povorka $Q(t)$ se obrazuje od parnih bita povorke $u_m(t)$ i ona predstavlja polarni binarni signal čije je trajanje signalizacionog intervala jednako $2T$.

Sada svaka povorka u modulatoru moduliše odgovarajući nosilac, tako da se dobijaju dva u kvadraturi ASK-2BO signala. Sabrani u kolu za sumiranje, oni daju kvaternarni PSK signal.

$$u(t) = P(t)\cos \omega_0 t + Q(t)\sin \omega_0 t$$

Pošto su $P(t)$ i $Q(t)$ polarni binarni signali, oni mogu da imaju vrijednost $+U_0$ ili $-U_0$. Stoga su moguće četiri različite kombinacije vrijednosti pojedinačnih povorki koje predstavljamo fazorskim (konstelacionim) dijagramima, kao na slici.

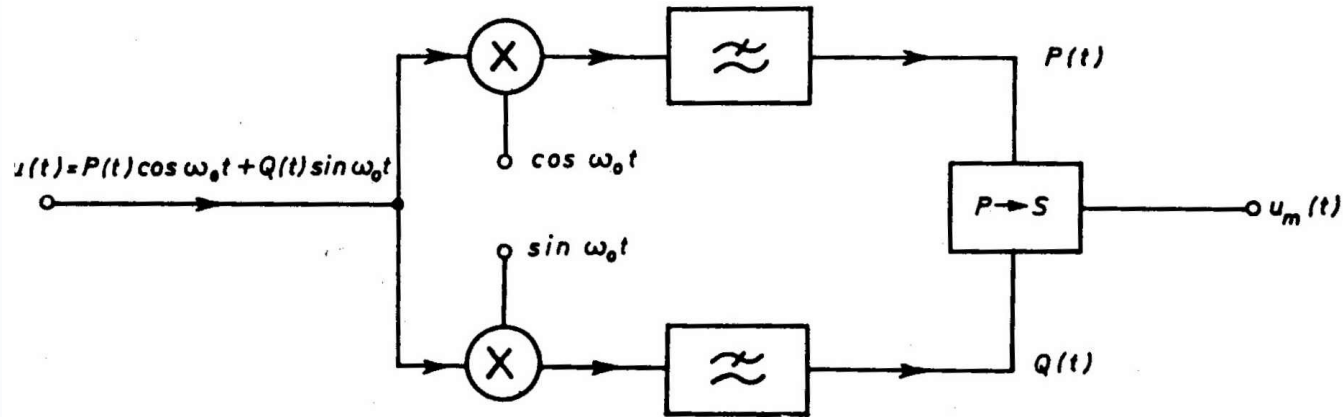
$P(t)$	$Q(t)$	Binarna kombinacija
U_0	U_0	1 1
U_0	$-U_0$	1 -1
$-U_0$	U_0	-1 1
$-U_0$	$-U_0$	-1 -1



Fazori su jednakog intenziteta, ali različitih faza, pa izraz za QPSK signal može da se napiše u obliku:

$$u_{QPSK}(t) = \text{Re}\left\{\sqrt{2}U_0 e^{j(\omega_0 t - \varphi_i)}\right\} = \sqrt{2}U_0 \cos(\omega_0 t - \varphi_i), \quad \varphi_i = \left\{\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}\right\}$$

Što se tiče demodulacije QPSK signala ona se obavlja prema šemi sa slike:



Kao što se vidi koherentnom demodulacijom se dobijaju povorke $P(t)$ i $Q(t)$ koje se preko konvertora “paralela u seriju” pretvaraju u poslani signal $u_m(t)$.

Na kraju naglasimo da je propusni opseg učestanosti sistema u kojem se prenose binarni fazno modulirani signali **dva puta širi** od propusnog opsega sistema u kome se sa jednakim ekvivalentnim binarnim protokom prenose kvaternarni fazno modulirani signali.

Na sličan način, samo sa komplikovanijim šemama, mogu se realizovati modulacije sa 8 nivoa ili uopšte M-arni PSK sistemi.

DIFERENCIJALNA FAZNA MODULACIJA (DPSK)

Diferencijalna fazna modulacija predstavlja jedno specijalno rješenje u prenosu digitalnih signala faznom modulacijom. Njena osnovna prednost je ta što za demodulaciju diferencijalno fazno moduliranih signala nije potreban lokalni nosilac u prijemu.

Diferencijalno fazno modulirani signal predstavlja kombinaciju diferencijalnog kodiranja i fazne modulacije. Dobija se na sledeći način:

Neka je binarni unipolarni signal koji treba prenijeti $u'_m(t)$ predstavljen odgovarajućom povorkom "1" i "0". Na osnovu ove povorke generiše se povorka diferencijalno kodiranog signala kojoj odgovara signal $u_m(t)$. Kodiranje se vrši na sledeći način:

- prvi bit u povorci je proizvoljan, 1 ili 0;
- dalje, svakoj 0 originalne povorke odgovara u diferencijalno kodiranoj povorci promijenjeno stanje u odnosu na stanje iz prethodnog intervala, dok svakoj 1 iz originalne povorke odgovara nepromijenjeno stanje u odnosu na stanje u njenom prethodnom značajnom intervalu.

Ako se dobijena povorka opiše binarnim polarnim signalom $u_m(t)$ i ako se on dovede na produktni modulator kao modulišući signal, na njegovom izlazu će se dobiti diferencijalno fazno modulirani signal $u(t)$. U njemu, binarnoj brojci 1 odgovara faza $\varphi = 0$, a binarnoj brojci 0 faza $\varphi = \pi$.

Ilustrujmo ovo na sledeci način:

Originalna povorka

Diferencijalno kodirana povorka

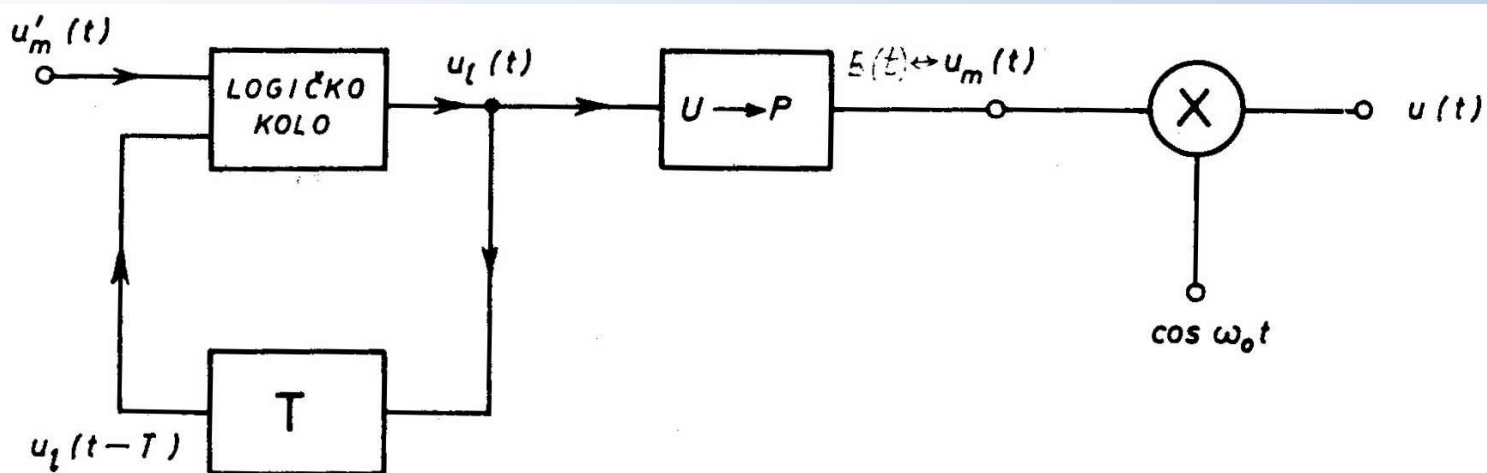
Faza DPSK signala

Promjena faze

Primljena poruka

0	1	0	1	0	0	1	1	0
1	0	0	1	1	0	1	1	1
0	π	π	0	0	π	0	0	0
-	+	-	+	-	-	+	+	-
0	1	0	1	0	0	1	1	0

Blok šema prema kojoj je moguće generisati diferencijalno fazno modulisani signal je prikazana na slici:

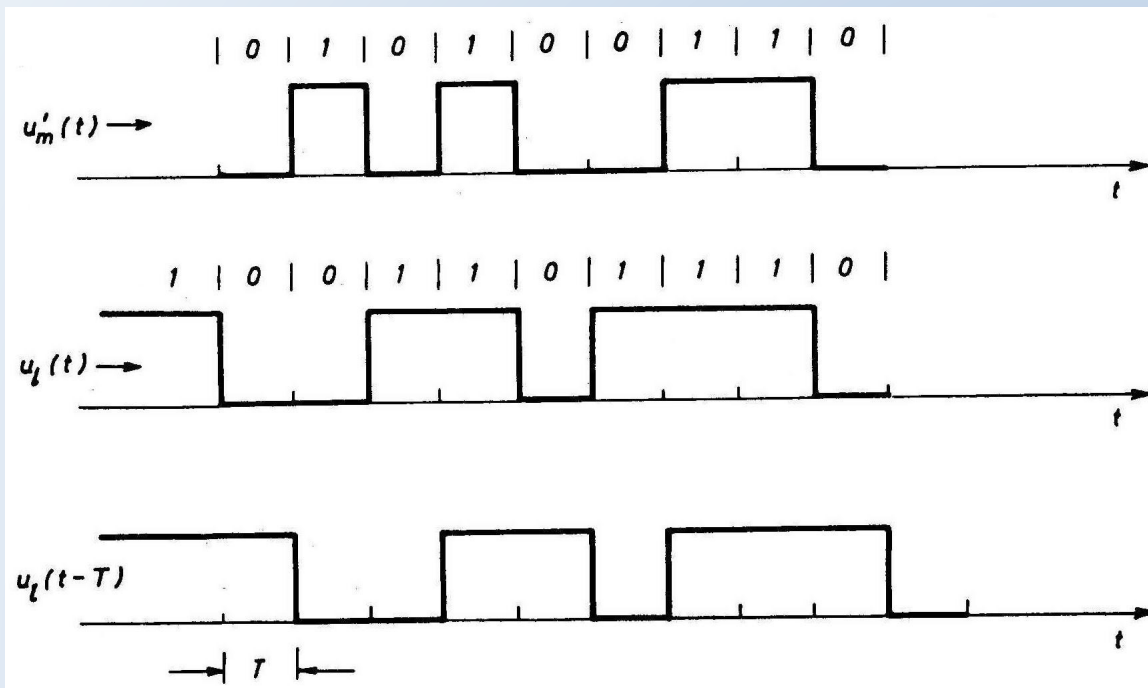


Ovaj sklop radi na sledeći način: ako signal $u'_m(t)$ koji se direktno dovodi na logičko kolo i signal $u_l(t-T)$ koji dolazi na logičko kolo preko kola za kašnjenje T (kašnjenje T je ravno trajanju jednog signalizacionog intervala) predstavljaju istu binarnu cifru u posmatranom signalizacionom intervalu (obje cifre su 1 ili su obje cifre 0), onda se na izlazu iz logičkog kola dobija unipolarni signal $u_l(t)$ koji u tom intervalu predstavlja brojkju 1; u protivnom dobija se signal koji odgovara brojci 0. Dobijeni signal $u_l(t)$ je **diferencijalno kodirani signal**. On se zatim transformiše u **polarni** signal $u_m(t)$ kojim se moduliše nosilac. Na izlazu iz modulatora tada se dobija **diferencijalno fazno modulisan signal** $u(t)$ jednak:

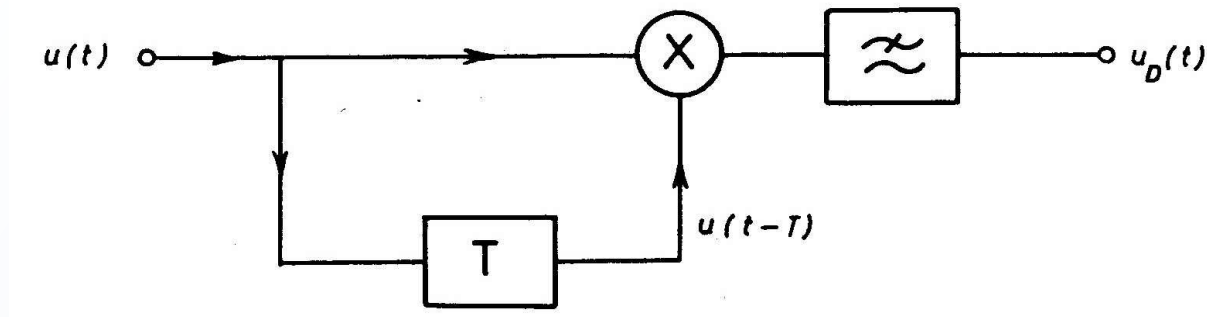
$$u_{DPSK}(t) = u(t) = \frac{u_m(t)}{U} U_0 \cos \omega_0 t, \quad U = const.$$

$u_m(t)$ u trenutku odabiranja ima vrijednost $+U$ ili $-U$, pa i dobijeni DPSK signal ima dvije moguće vrijednosti faze.

Talasni oblici signala koji su karakteristični u procesu formiranja diferencijalno kodiranog signala prikazani su na slici.



Demodulacija diferencijalno fazno modulisanog signala obavlja se prema šemi sa slike.



Na jedan ulaz produktog demodulatora dovodi se signal $u(t)=u_{DPSK}(t)$, a na drugi ulaz isti taj signal pomjeren u vremenu za iznos trajanja jednog signalizacionog intervala T . Na taj način, pošto se filtrom propusnikom niskih učestanosti odstrane komponente iz opsega oko učestanosti $2\omega_0$ dobija se demodulisani signal:

$$u_D(t) \propto u_m(t)u_m(t-T) \frac{U_0^2}{U^2} \cos \omega_0 T$$

Ako se ω_0 i T izaberu tako da je $\omega_0 T = n\pi$, $n = 1, 2, \dots$, onda će demodulisani signal $u_D(t)$ uvijek imati najveću, bilo pozitivnu, bilo negativnu, vrijednost.

Istaknimo to da se poruka sadrži u promjeni, odnosno, zadržavanju faze iz prethodnog signalizacionog intervala.

I pored prednosti diferencijalno fazno modulisanih sistema koja se ogleda ne samo u tome što za demodulaciju nije potreban lokalni nosilac, već i u tome što je njihova realizacija vrlo jednostavna, oni imaju i jedan nedostatak. Naime, ukoliko se dogodi da se u posmatranom signalizacionom intervalu izmijeni signal toliko da predstavlja drugu binarnu cifru, onda će se u donošenju odluke dva puta pogriješiti: biće pogrešna odluka o promjeni značajnog stanja u odnosu na prethodni interval i u odnosu na onaj sledeći. Dakle, greške se javljaju u parovima.

VJEROVATNOĆA GREŠKE ZA PSK SISTEME

Izraze za vjerovatnoću greške izvešćemo za slučaj prenosa poruka fazno modulisanim nosiocem i koherentnom demodulacijom.

Pretpostavimo da imamo idealni fazno modulisan signal opisan u nekom signalizacionom intervalu izrazom:

$$u_s(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_i), \quad 0 \leq t \leq T$$

φ_i predstavlja značajan parametar signala i on može da ima jednu od vrijednosti:

$$\varphi_i = \frac{2\pi i}{M}, \quad i = 1, 2, \dots, M$$

Demodulacija ovog signala se obavlja koherentnim demodulatorom. On predstavlja sklop koji u stvari mjeri fazu u toku trajanja signalizacionog intervala T na osnovu čega se donosi odluka.

Pretpostavimo, dalje, da se signalu na ulazu u demodulator superponira uskopojasni Gauss-ov šum čija je srednja vrijednost 0 i varijansa σ^2 . Tada će na ulazu u demodulator suma signala i šuma biti:

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_i) + n_c(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_i) + n_s(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_i), \quad 0 \leq t \leq T$$

Ovaj izraz može da se predstavi i u sledećem obliku:

$$u(t) = V(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_i - \theta(t)] = V(t) \cos[\omega_0 t + \alpha(t)]$$

Faza složenog talasnog oblika $u(t)$ može da se prikaže:

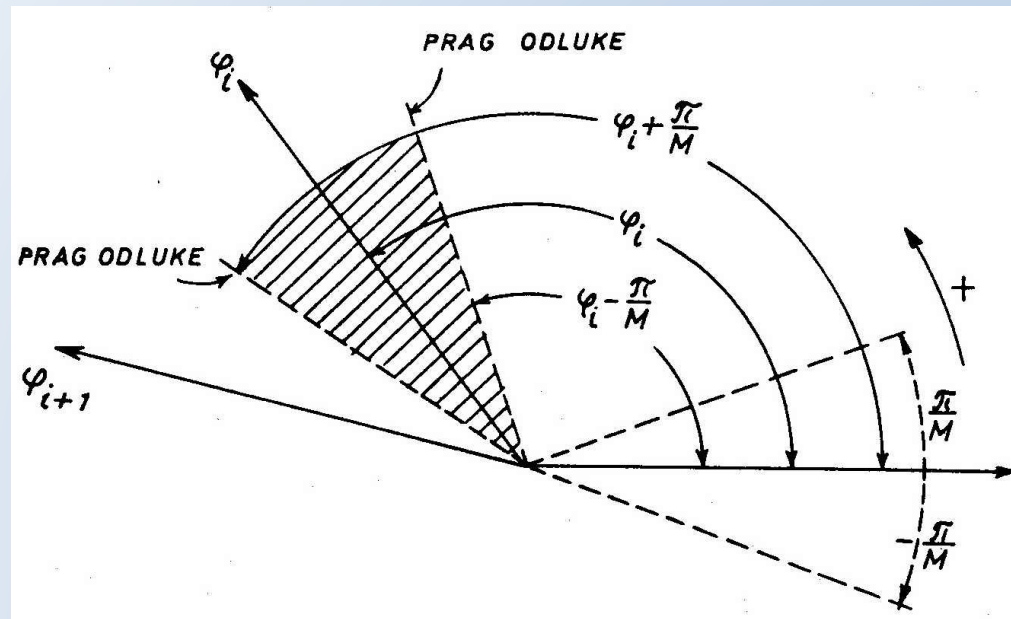
$$\alpha(t) = \varphi_i + \operatorname{arctg} \frac{n_s(t)}{U_0 + n_c(t)} = \varphi_i + \theta(t), \quad 0 \leq t \leq T$$

Na osnovu faze primljenog signala se donosi odluka o poslatom signalu. Ona se sastoji od dvije komponente. Prva je faza signala u posmatranom intervalu kad nema šuma, a druga komponenta faze je posledica prisutnog šuma.

Pošto je ugao od 0 do 2π ravnomjerno podijeljen na M dijelova, to je sa slike jasno da će do greške u odlučivanju doći uvijek kada demodulator izmjeri fazu $\alpha(t)$ koja se za poslato φ_i nalazi izvan granica

$$\varphi_i - \frac{\pi}{M} \leq \alpha(t) \leq \varphi_i + \frac{\pi}{M}$$

Sve vrijednosti faza unutar na slici osjenčene oblasti biće tretirane kao φ_i .



Imajući u vidu da je $\alpha(t)$ dato izrazom:

$$\alpha(t) = \varphi_i + \theta(t), \quad 0 \leq t \leq T$$

dobija se da će se pogrešna odluka donositi uvijek kada dodatna faza izazvana šumom $\theta(t)$ bude izvan granica

$$-\frac{\pi}{M} \leq \theta(t) \leq \frac{\pi}{M}$$

Vjerovatnoća greške u prenosu poruka M-arnom faznom modulacijom i koherentnom demodulacijom biće:

$$P_e = 1 - \int_{-\frac{\pi}{M}}^{\frac{\pi}{M}} p_\theta(\theta) d\theta$$

Funkcija gustine vjerovatnoće faze sume signala i šuma je:

$$p_\theta(\theta) = \frac{1}{2\pi} e^{-A'_N} \left[1 + \sqrt{4\pi A'_N} \cos \theta e^{A'_N \cos^2 \theta} \Phi\left(\sqrt{2A'_N} \cos \theta\right) \right], \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi$$

$$A'_N = \frac{U_0^2}{2\sigma^2}$$

Zamjenom ovog izraza u integral za izračunavanje vjerovatnoće greške u opštem slučaju se ne dobija rješenje u zatvorenom obliku, već se do rješenja može doći grafičkom ili numeričkom integracijom. Izuzetak od ovog čine slučajevi u kojima je $M=2$ i $M=4$.

Tako se za slučaj binarne fazne modulacije i koherentne demodulacije nalazi da vjerovatnoća greške iznosi:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{A'_N} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{U_0}{\sqrt{2}\sigma}$$

Ako se ovaj izraz uporedi sa izrazom za vjerovatnoću greške pri prenosu ASK sistemom i koherentnom demodulacijom, vidi se da su oni isti. Isto tako, dobijeni izraz je jednak izrazu za vjerovatnoću greške u prenosu poruka binarnim polarnim signalima u osnovnom opsegu učestanosti.

U slučaju kvaternarne modulacije i koherentne demodulacije, za vjerovatnoću greške se dobija:

$$P_e = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{A'_N}{2}} \right)^2 = \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{A'_N}{2}} - \left(\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{A'_N}{2}} \right)^2$$

Treba istaći da dobijeni izraz za vjerovatnoću greške predstavlja vjerovatnoću greške po simbolu, po kvaternarnom digitu, i A'_N u ovom izrazu se odnosi na taj kvaternarni sistem koji se posmatra.

KVADRATURNA AMPLITUDSKA MODULACIJA (QAM)

Spada u grupu višenivooskih hibridnih postupaka modulacije gdje se odgovarajućom obradom povećava broj mogućih vrijednosti značajnih stanja, čime se povećava brzina prenosa signala i/ili se smanjuje opseg učestanosti koji signal zauzima.

Ako je osnovni signal koji nosi poruku binarni, nakon postupka QAM se dobija digitalni signal sa 4 moguće vrijednosti. Kako je riječ o postupku koji ima brojene prednosti, to se u praksi koriste QAM sa značajno većim brojem nivoa modulisanog signala (mogućih stanja): 16 QAM signal ima 16 mogućih stanja; 64 QAM; 256 QAM ...

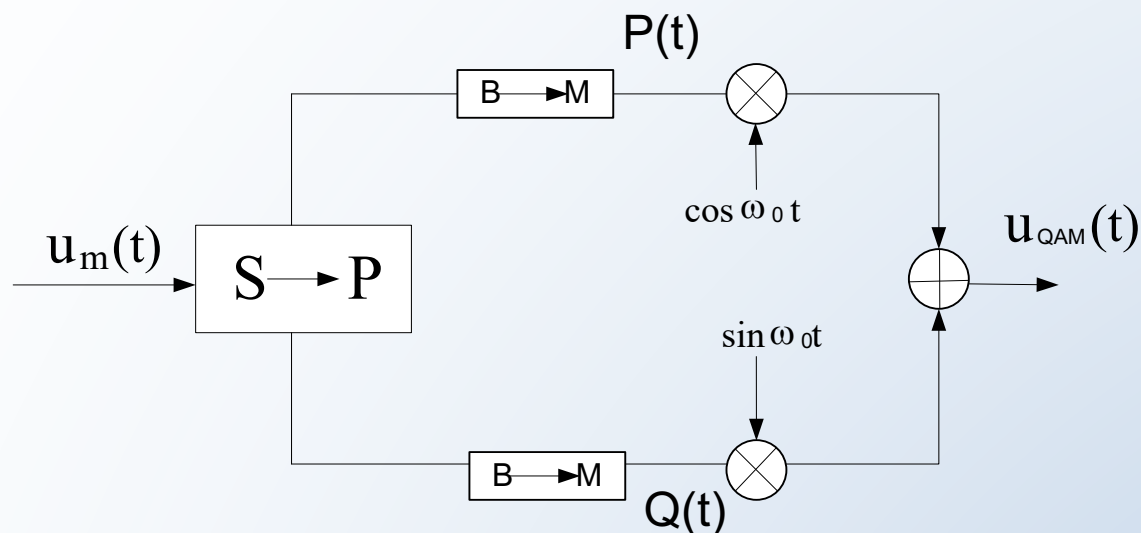
Postupak dobijanja QAM

QAM signal se dobija sabiranjem dva ASK signala čiji se nosioci nalaze u kadraturi.

$$u_{QAM}(t) = P(t)\cos \omega_0 t + Q(t)\sin \omega_0 t$$

P(t) i Q(t) su dva statistički različita i nezavisna signala.

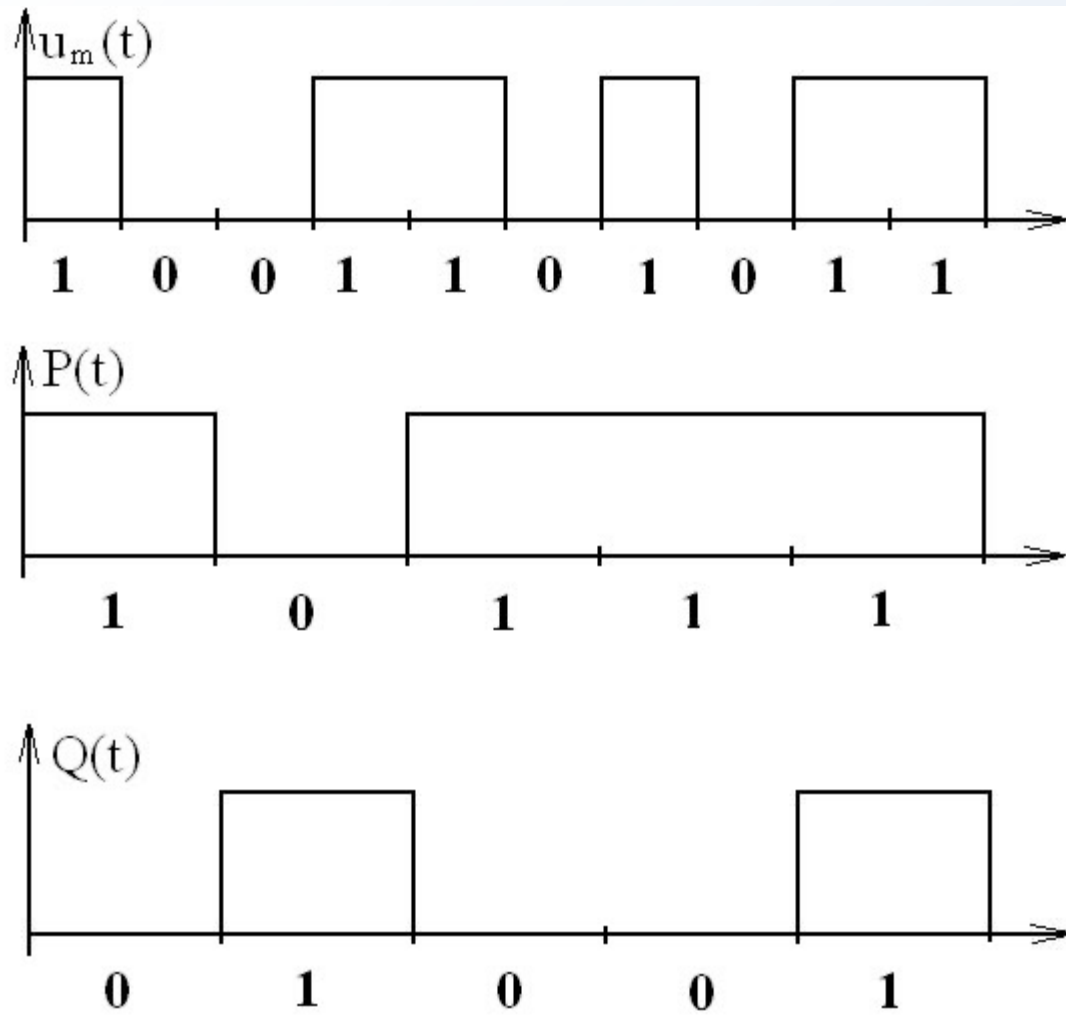
Principijelna šema za dobijanje QAM signala je data na slici:



Sklop $S \rightarrow P$ je konvertor serije u paralelu i ima 2 izlazna stanja.

Princip funkcionisanja ovog sklopa je sledeći:

- Trajanje svakog neparnog simbola iz poruke se produžava dva puta i usmjerava u gornju granu (dobija se signal $P(t)$)
- Trajanje svakog parnog simbola iz poruke se produžava dva puta i usmjerava u donju granu (dobija se signal $Q(t)$)



Izlazni signal se može napisati kao:

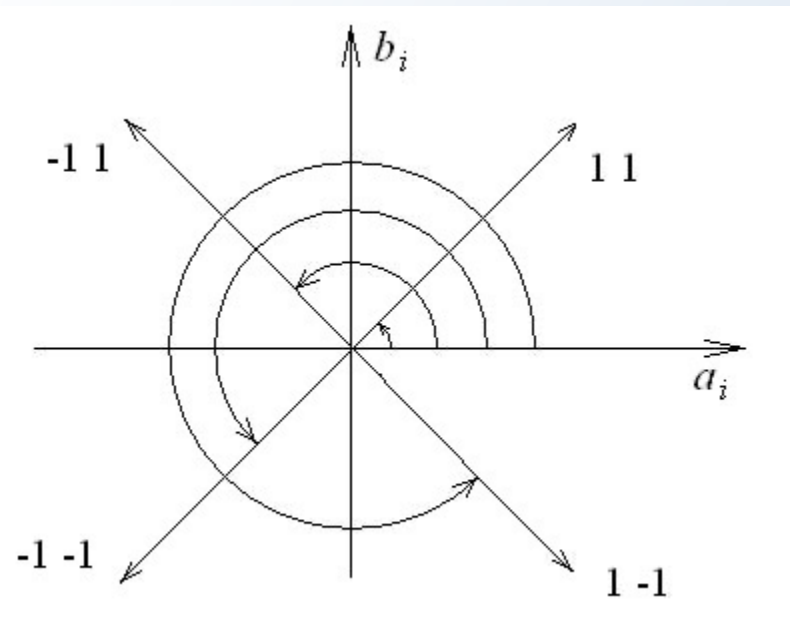
$$u_{\text{QAM}}(t) = V_i \cos(\omega_0 t + Q_i)$$

odakle je očigledno da QAM u stvari predstavlja hibridni postupak modulacije koji uključuje kako promjene amplitude, tako i promjene faze upotrijebljenih nosilaca.

Neka su $P(t)$ i $Q(t)$ povorke polarnih binarnih signala, tada postoje 4 moguće kombinacije vrijednosti njihovih značajnih parametara a_i i b_i , koje određuju 4 stanja (simbola) QAM signala:

a_i	b_i
1	1
1	-1
-1	1
-1	-1

Kod višenivooskih postupaka modulacija uobičajeno je vektorsko predstavljanje signala, čime se odbijaju tzv. konstelacioni dijagrami. Za osnovni QAM signal taj dijagram je:



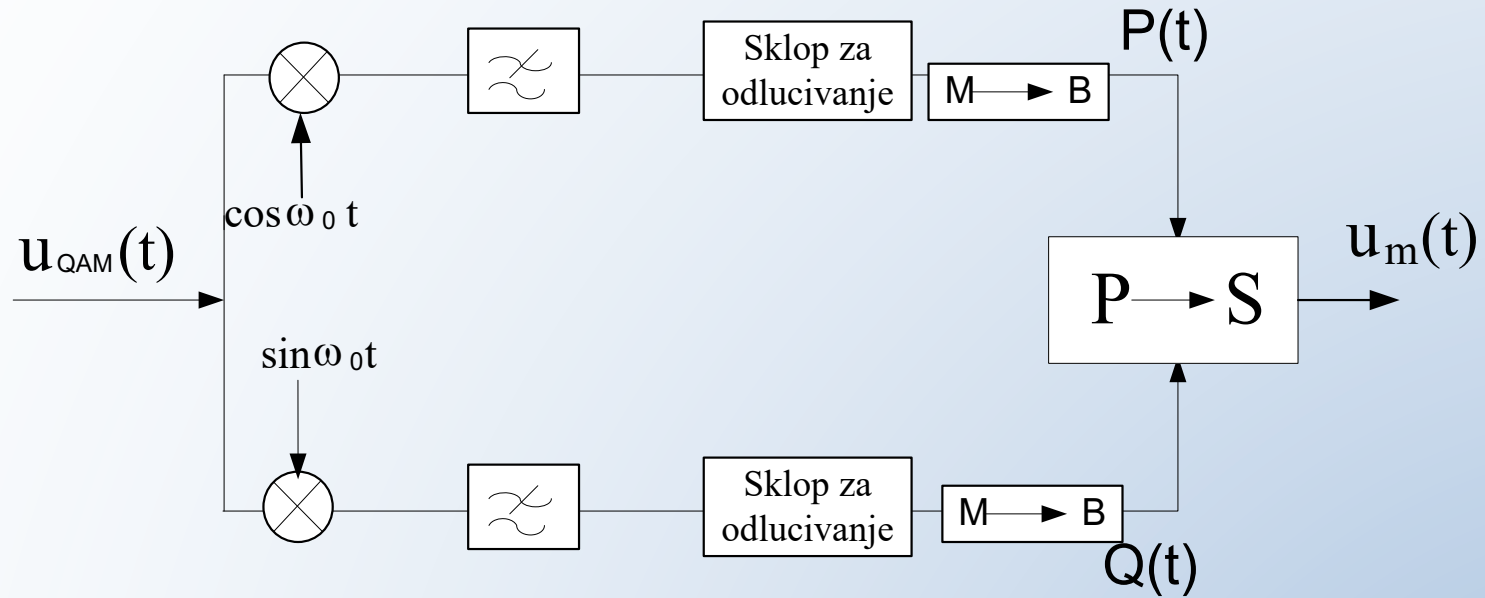
Intenziteti vektora kod osnovne QAM za svaki od 4 simbola su isti i iznose:

$$V_i = \sqrt{a_i^2 + b_i^2} = U_0 \sqrt{2}$$

a faze vektora su:

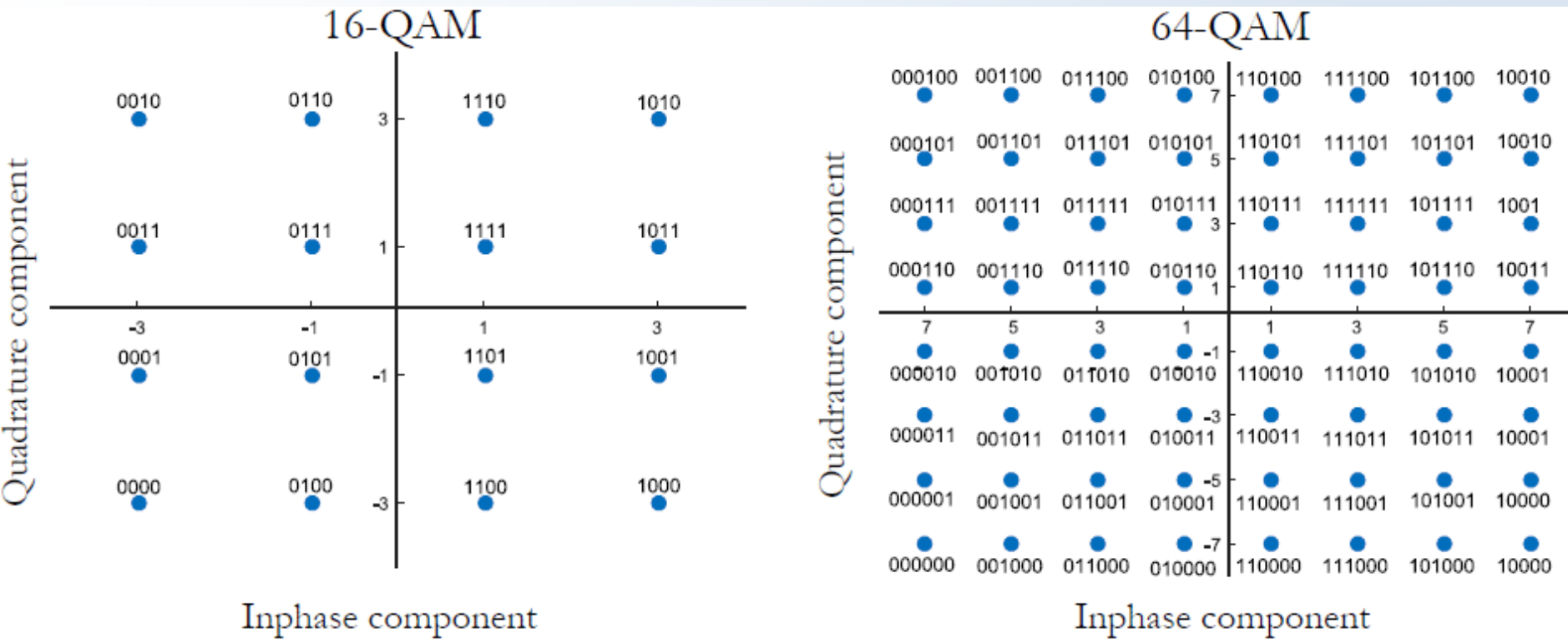
$$\theta_i = \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4} \right\}$$

Odgovarajući demodulator QAM signala je dat na slici. Sklop označen sa $P \rightarrow S$ je komplementaran sklopu $S \rightarrow P$.



Prednost korišćenja QAM-a je u tome što je to oblik modulacije višeg reda i kao rezultat toga može da prenese više bita informacija po simbolu, čime se i brzina prenosa podataka može povećati.

U opštem slučaju, broj QAM nivoa (stanja) je 2^N i određen je brojem binarnih elemenata (bita) po simbolu modulisanog signala. Tako je 16 QAM sistem ($N = 4$) onaj kod koga je nosilac modulisan u bilo koje od 16 mogućih stanja okarakterisanih različitim vrijednostima njegove amplitude i faze. Nosilac u 64 QAM sistemu ($N = 6$) ima 64 različita stanja u pogledu vrijednosti njegove amplitude i faze.



Korišćenjem modulacija višeg nivoa (sa više tačaka u konstelaciji) omogućava se prenos većeg broja bita po simbolu.

Generalno binarni protok QAM modulisanog signala zavisi od brzine prenosa simbola r na sledeći način:

$$r_b = N r \text{ (b/s)}$$

gdje N predstavlja broj bita u okviru pojedinačnog simbola. Kako je $M = 2^N$, binarni protok je:

$$r_b = r \log_2 M \text{ (b/s)}$$

Jedinica mjere za brzinu prenosa simbola (što se nekad naziva i brzinom modulacije) je baud (broj simbola/sec).

Tabela pokazuje međusobnu vezu brzine prenosa simbola i binarnog protoka.

Broj bita po simbolu (N)	Broj vrijednosti simbola - nivo modulacije (M)	Binarni protok u odnosu na brzinu prenosa simbola
1	2	Identični
2	4	2 x brzina prenosa simbola
3	8	3 x brzina prenosa simbola
4	16	4 x brzina prenosa simbola
5	32	5 x brzina prenosa simbola
.....	
8	256	8 x brzina prenosa simbola

Korišćenjem modulacija višeg reda, tj. sa više tačaka u konstelaciji, moguće je prenijeti veći broj bita po simbolu, što predstavlja značajnu prednost.

Međutim, tada tačke u konstelaciji postaju bliže jedna drugoj, zbog čega sistem postaje podložniji šumu i greškama u prenosu. Kao rezultat te činjenice, verzije QAM- višeg reda se koriste samo kada postoji dovoljno visok odnos signal-šum.

U brojnim digitalnim sistemima omogućena je migracija između QAM modulacija različitih nivoa, u zavisnosti od uslova veze. Ako je odabrana modulaciona šema visokog reda tamo gdje je veza loša, onda je moguće da dođe do većeg broja grešaka koje dovode do povećanja broja ponovnih slanja podataka, čime dolazi nužno do smanjivanja protoka. Vraćanjem na šemu modulacije nižeg reda, veza se može učiniti pouzdanijom sa manje grešaka i sa manje ponovljenih slanja. Na taj način se stvaraju uslovi optimizacije u pogledu ostvarivih brzina prenosa podataka i otpornosti na šum i greške u prenosu.

Upravo je to od ključne važnosti u različitim sistemima bežičnih komunikacija, što je i uslovilo implementaciju QAM u WiFi, WiMax, celularne sisteme... U principu, riječ je o tehnikama dinamičke adaptivne modulacije, gdje se prate uslovi u kanalu i prilagođava im se modulaciona šema, kako bi se omogućila najveća brzina podataka za date uslove.

OFDM modulacija

Tehnika ortogonalnog frekvencijskog multipleksiranja (OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) je relativno nova i predstavlja najčešće primjenjivanu tehniku u savremenim komunikacionim sistemima sa velikim brzinama prenosa podataka .

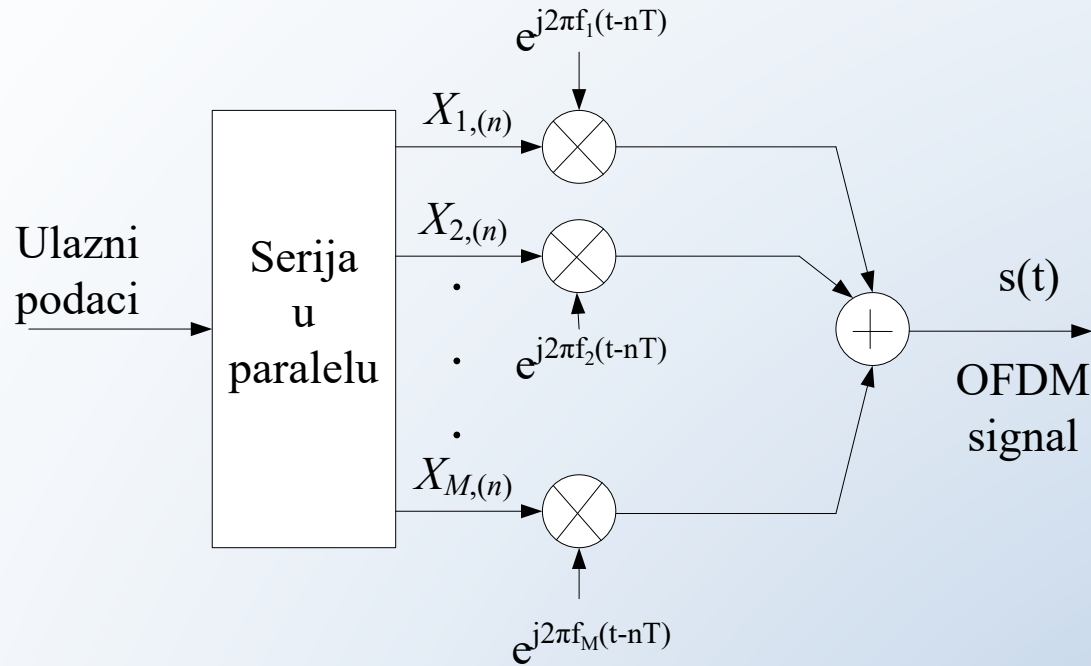
Osnovni princip OFDM modulacione tehnike predstavlja paralelni prenos podataka međusobno ortogonalnim podnosiocima.

Ulazni signal (niz podataka) velikog digitalnog protoka se konverzijom serije u paralelu dijeli na veći broj grana na kojima je smanjen digitalni protok onoliko puta, koliki je broj grana.

Signali u paralelnim granama zatim modulišu međusobno ortogonalne podnosioce i potom se vrši sabiranje signala iz svih grana.

Ortogonalnost podnosilaca podrazumijeva da postoji cio broj perioda svakog od podnosilaca u okviru trajanja simbola u paralelnim granama, odnosno u okviru efektivnog trajanja OFDM simbola. Na ovaj način je i definisan odnos između učestanosti podnosilaca u susjednim paralelnim granama.

Koncept OFDM modulacije je prikazan na slici:



Ukoliko se trajanje simbola u paralelnim granama označi sa T , sa M broj paralelnih grana, onda se signal $s(t)$ na izlazu iz OFDM modulatora može napisati u obliku:

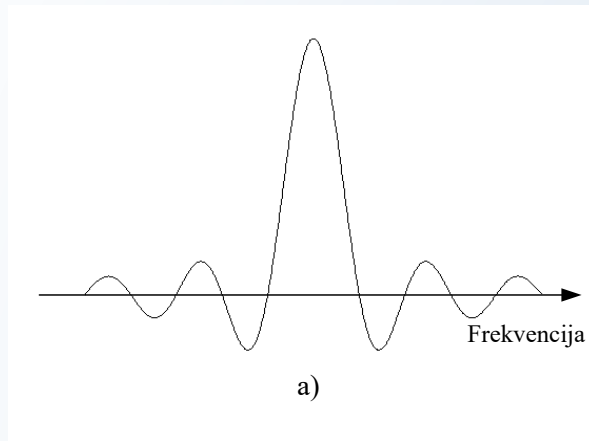
$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^M X_{i,(n)} e^{j2\pi f_i(t-nT)} w(t-nT)$$

gdje je $X_{i,(n)}$ informacioni simbol na i -toj paralelnoj grani, u n -tom signalizacionom intervalu, f_i je učestanost nosioca na i -toj paralelnoj grani, a $w(t)$ predstavlja funkciju za oblikovanje simbola (*window* funkcija)

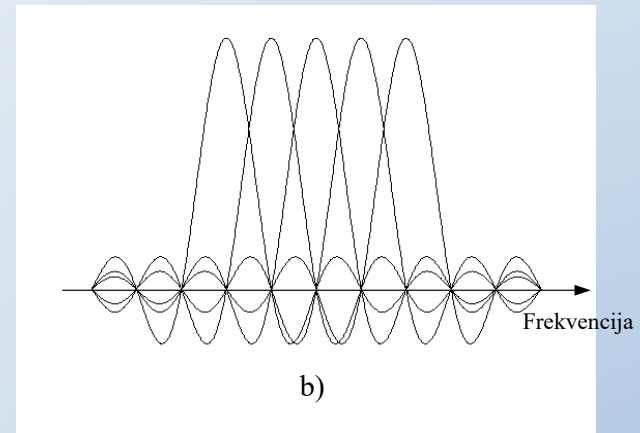
Učestanost nosilaca, kao i rastojanje među podnosiocima (F), dati su sledećim izrazima:

$$f_i = \frac{i-1}{T}, \quad F = \frac{1}{T}$$

Ovakav odnos učestanosti podnosilaca na paralelnim granama OFDM predajnika obezbeđuje njihovu međusobnu ortogonalnost, pa je spektar OFDM signala takav da je onemogućena pojava interferencije među podnosiocima (ICI – *Intercarrier Interference*), pod uslovom da je prijemni oscilator potpuno sinhronizovan sa predajnim oscilatorom.



a) *Spektar signala na jednom podnosiocu.*



b) *Dio spektra OFDM signala*

U prijemniku se obavlja inverzna operacija, koja se svodi na računanje diskretne Fourier-ove transformacije (DFT – *Discrete Fourier Transformation*).

UPOREĐENJE SISTEMA ZA PRENOS DIGITALNIH SIGNALA

Da bi sisteme za prenos digitalnih signala mogli međusobno uporediti potrebno je izabrati kriterijume prema kojima će se vršiti poređenje.

U principu kvalitet prenosa digitalnog signala definišu dva parametra:

- Brzina prenosa
- Vjerovatnoća greške.

Jasno je da će prenos biti utoliko pouzdaniji, ukoliko je broj grešaka manji. Usvojimo da je kriterijum za upoređenje upravo vjerovatnoća greške u prenosu do koje dolazi usled uticaja slučajnog šuma, tj. boljim će se smatrati onaj sistem u kome je za jednake odnose signal/šum na ulazu u prijemnik vjerovatnoća greške manja.

Pod odnosom signal/šum A_N' podrazumijevaće se odnos **srednje snage signala na ulazu u prijemnik** i **srednje snage šuma u toj istoj tački**, a u opsegu učestanosti koji je brojno jednak ekvivalentnom binarnom protoku:

$$A_N' = \frac{P_S'}{N_0' B_T}$$

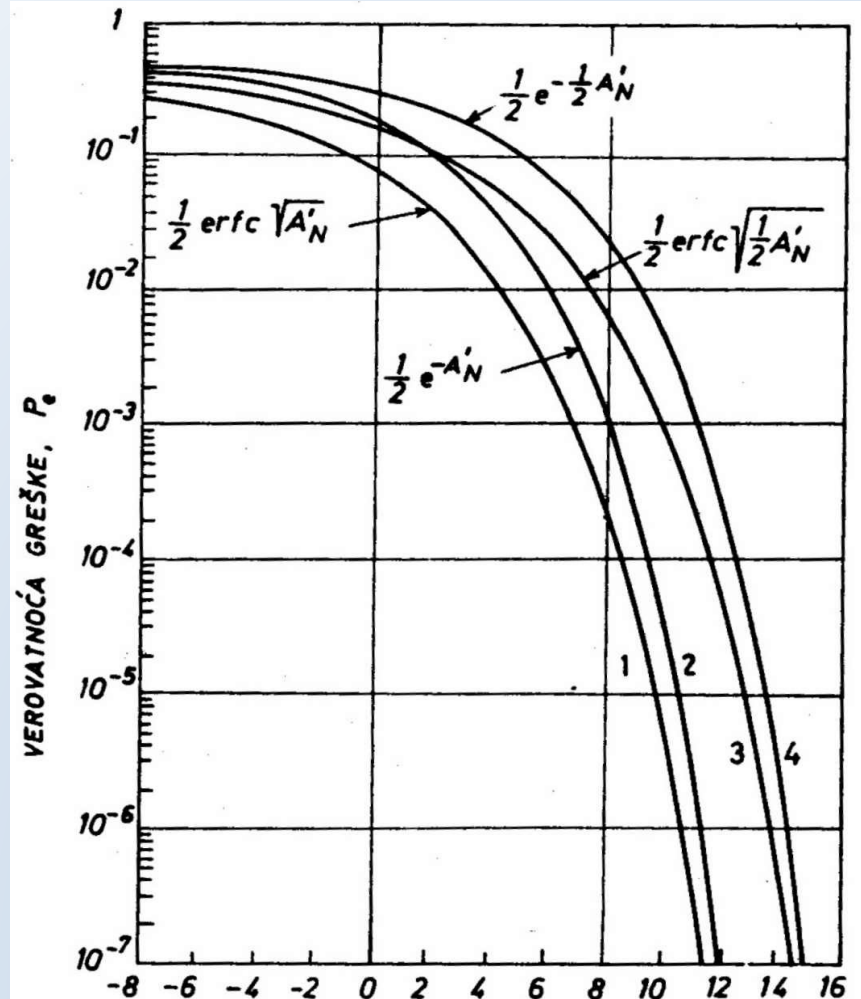
U ovom izrazu P_S' je srednja snaga signala, N_0' je spektralna gustina srednje snage slučajnog šuma definisana za pozitivne učestanosti, a B_T predstavlja ekvivalentni binarni protok izražen u bitima u sekundi.

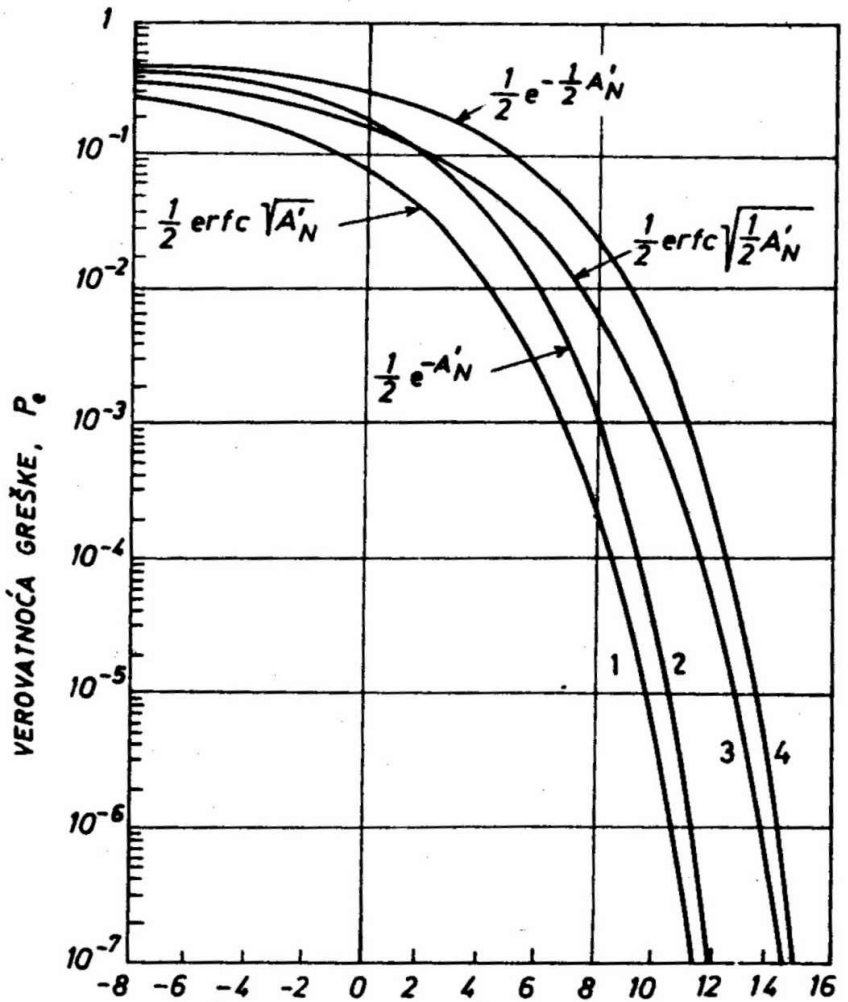
Svi obrasci za izračunavanje vjerovatnoće greške P_e koji su izvedeni mogu se pod određenim uslovima izraziti u funkciji odnosa A_N' . Ti uslovi su sledeći:

1. Smatraće se da sve greške potiču isključivo uslijed prisustva aditivnog, bijelog Gauss-ovog šuma na ulazu u prijemnik,
2. Cijeli sistem je optimalno dimenzionisan u smislu minimizacije vjerovatnoće greške.

U ovim okolnostima vjerovatnoća greške zavisi isključivo od odnosa A_N' , odnosno, od odnosa srednje snage signala na ulazu u prijemnik koja je direktno srazmjerna srednjoj snazi na izlazu iz predajnika i snage šuma u opsegu učestanosti koji je brojno jednak ekvivalentnom binarnom protoku.

Izračunavši na ovaj način vjerovatnoće greške u raznim sistemima prenosa digitalnih signala, na slici su nacrtani odgovarajući dijagrami.



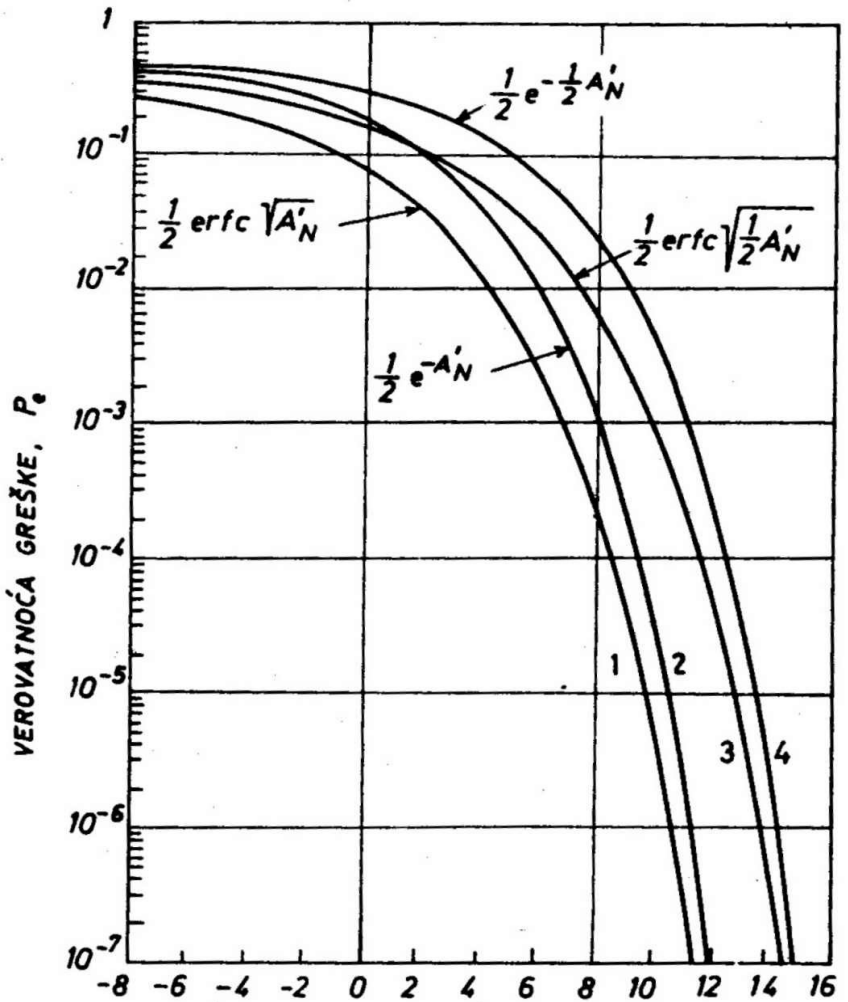


Kriva 1 predstavlja vjerovatnoću greške koja važi za sledeće slučajeve:

- za sistem u kome se prenose binarni polarni signali u osnovnom opsegu učestanosti;
- za sistem prenosa sa ASK i koherentnom demodulacijom u kome je nosilac modulisan binarnim polarnim signalom;
- za sistem prenosa sa binarnom PSK i koherentnom demodulacijom;
- za sistem prenosa sa kvaternarnom PSK i koherentnom demodulacijom.

Pri ovom, P_e predstavlja vjerovatnoću greške po bitu.

Kriva 2 predstavlja vjerovatnoću greške pri prenosu poruka binarnim diferencijalno fazno modulisanim signalom.

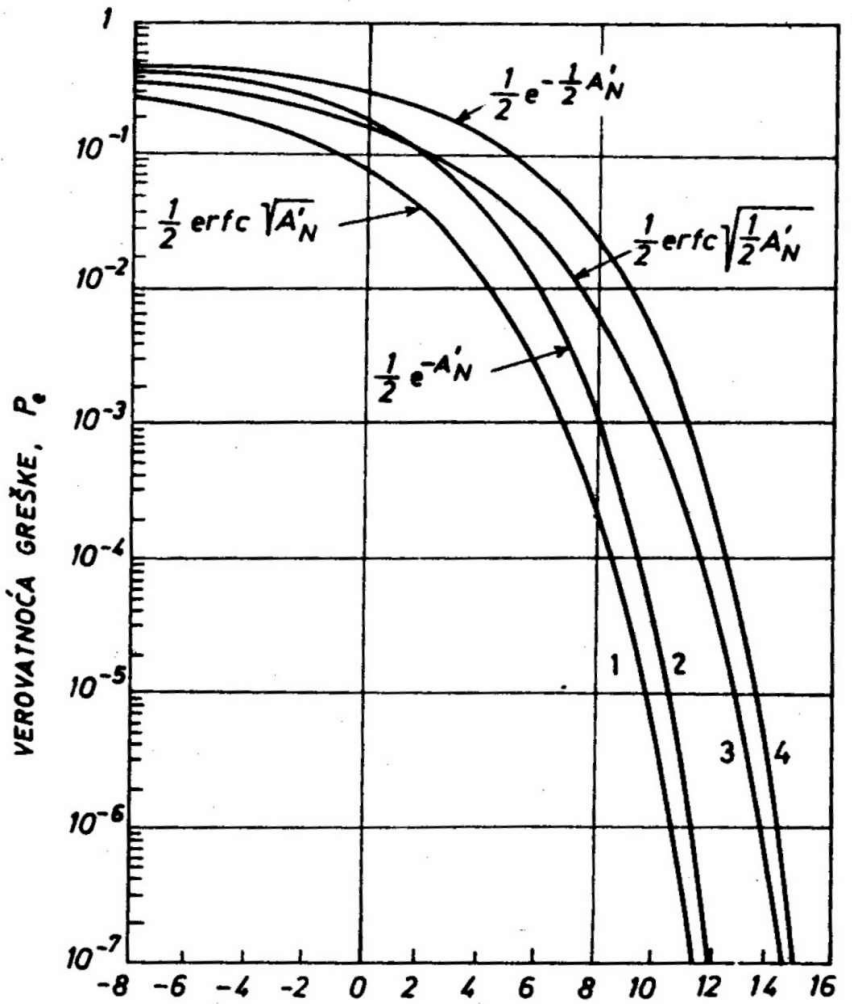


Kriva 3 predstavlja vjerovatnoću greške u sledećim slučajevima:

- u sistemu u kome se prenose binarni unipolarni signali u osnovnom opsegu učestanosti;
- za sistem prenosa sa ASK i koherentnom demodulacijom u kome se prenose binarni signali tipa »sve ili ništa«;
- u sistemu prenosa sa binarnom FSK i koherentnom demodulacijom.

Kriva 4 predstavlja vjerovatnoću greške u dva slučaja:

- u sistemu prenosa sa FSK i nekoherentnom demodulacijom;
- u sistemu prenosa sa ASK i nekoherentnom demodulacijom u kome se prenose signali tipa »sve ili ništa«, ali pod uslovom da je u ovom poslednjem slučaju odnos signal/šum dovoljno velik (veći od 12 dB).



Sa ovih dijagrama vidi se da je u sistemima prenosa kojima odgovara kriva 3 potrebno da snaga signala bude dva puta, odnosno, za 3 dB veća od snage u sistemima kojima odgovara kriva 1, pa da vjerovatnoća greške P_e bude jednaka.

Treba još zapaziti i to da se za vrlo male vrijednosti vjerovatnoće greške, potrebne snage signala u sistemima kojima odgovaraju krive 1 i 2, kao i u sistemima kojima odgovaraju krive 3 i 4, vrlo malo razlikuju.