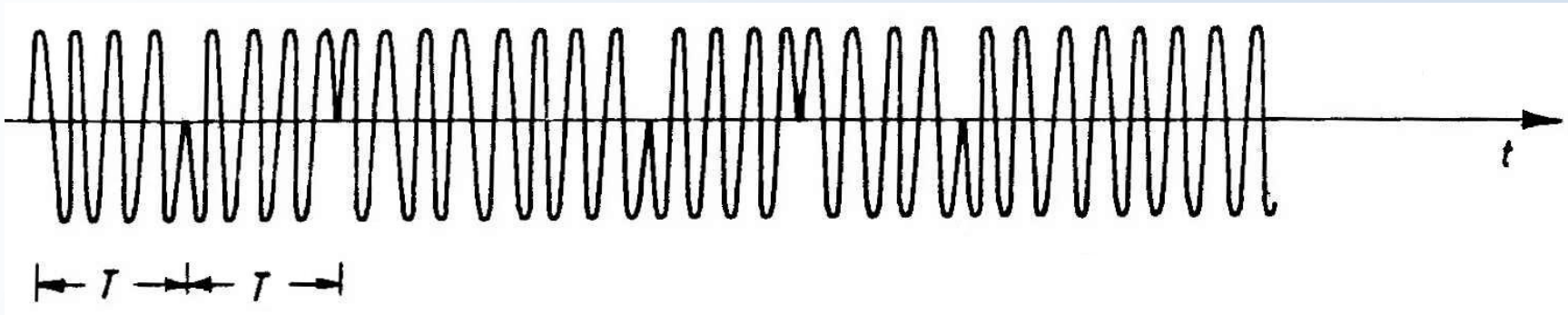


# SISTEMI PRENOSA SA PSK

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.

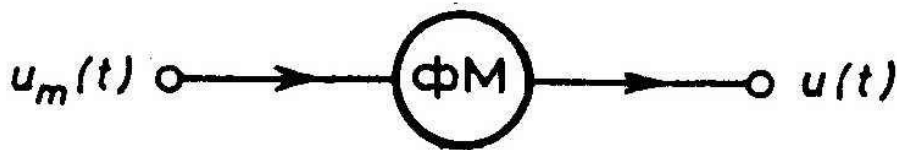
Pretpostavimo da je digitalni signal u osnovnom opsegu učestanosti koji treba prenijeti opisan izrazom:

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

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

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

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  $\varphi_k$  je nosilac poruke i u  $k$ -tom signalizacionom intervalu ima jednu od diskretnih vrijednosti:

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

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

$c_\varphi$  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:

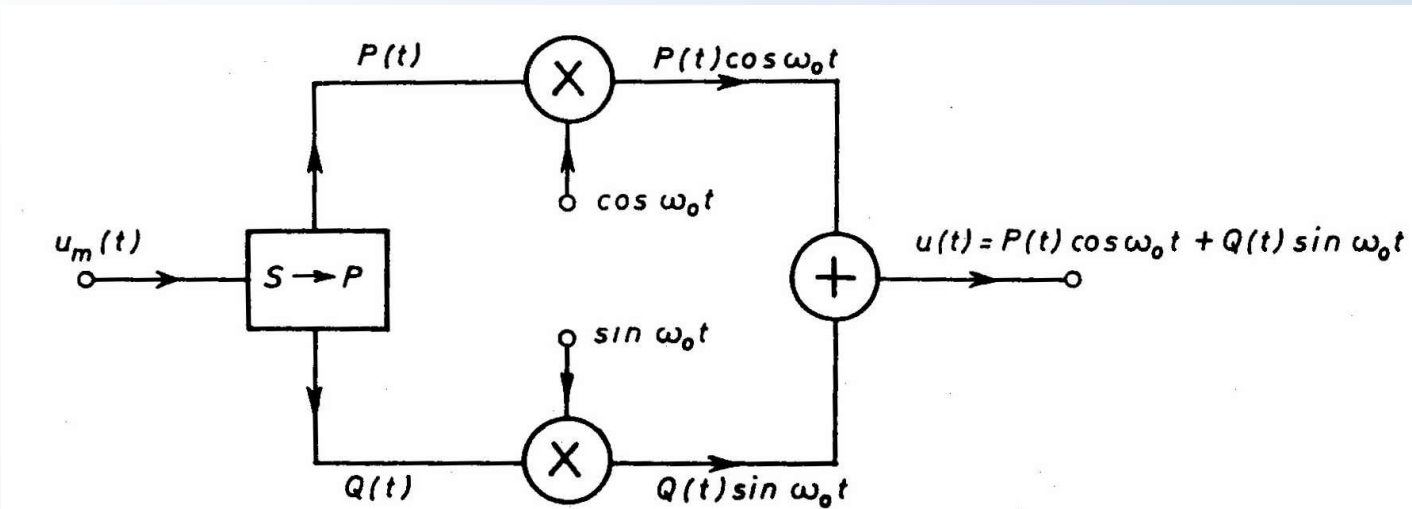
$$u_D(t) = U_0 \sum_{k=-N}^N a_k \Pi(t - kT)$$

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 FAZNOM 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 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:

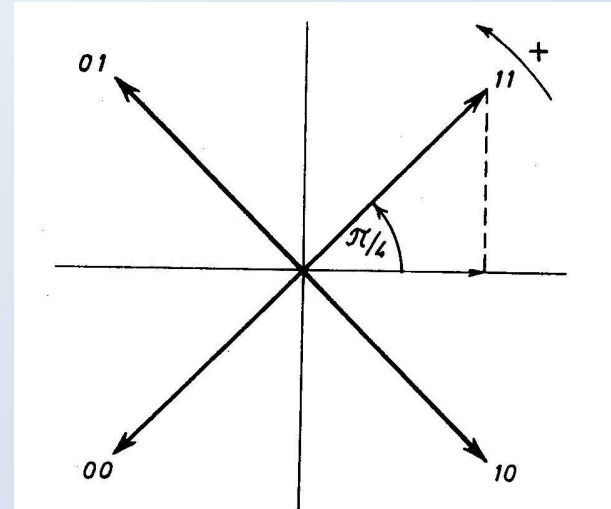
1. Povorka  $P(t)$  se obrazuje od neparnih bita iz povorke  $u_m(t)$  i ona predstavlja polarni binarni signal čije je trajanje signalizacionog intervala dva puta duže od trajanja signalizacionog intervala  $T$  u povorci  $u_m(t)$ .
2. Povorka  $Q(t)$  se obrazuje od parnih bita povorke  $u_m(t)$ 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

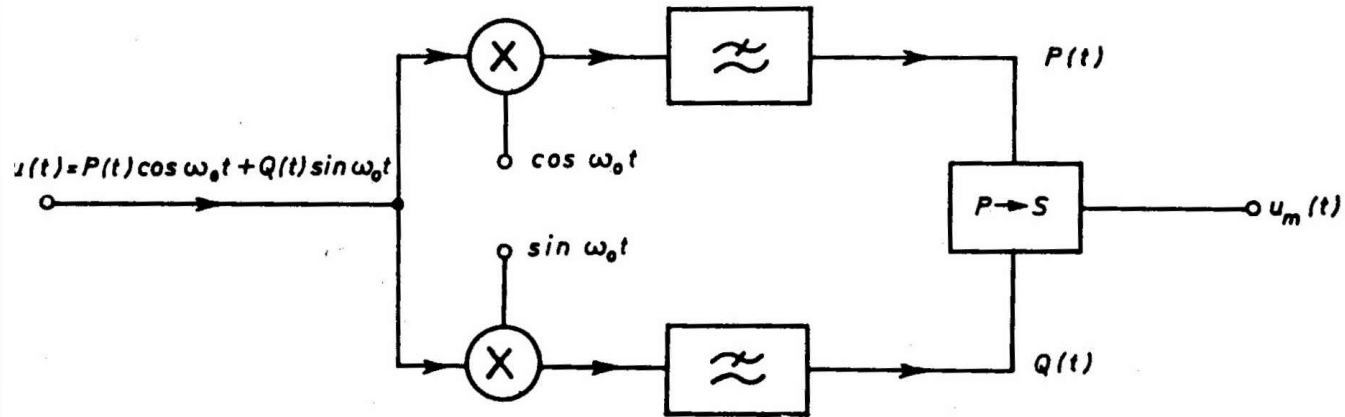
$P(t)$	$Q(t)$	Binarna kombinacija
$U_0$	$U_0$	1 1
$U_0$	$-U_0$	1 -1
$-U_0$	$U_0$	-1 1
$-U_0$	$-U_0$	-1 -1



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 poslati 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  $\Phi=0$ , a binarnoj brojci 0 faza  $\Phi=\pi$ .

Ilustrujmo ovo na sledeci način:

Originalna povorka

Diferencijalno kodirana povorka

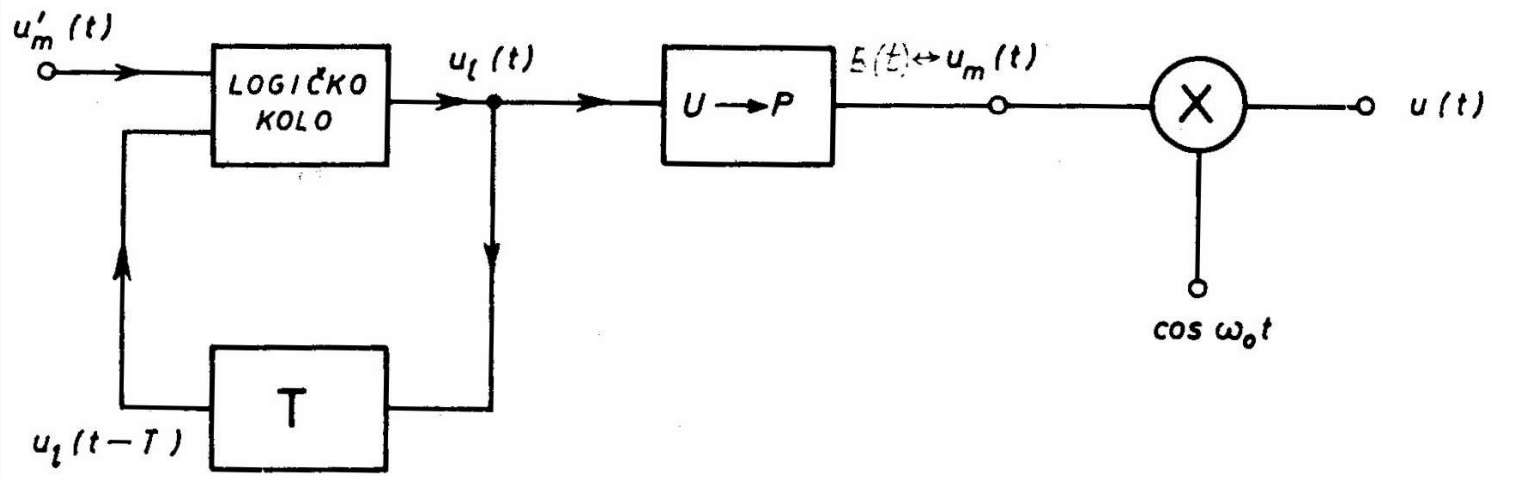
Faza DPSK signala

Promjena faze

Primljena poruka

0	1	0	1	0	0	1	1	0
1	0	0	1	1	0	1	1	1
0	$\pi$	$\pi$	0	0	$\pi$	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:

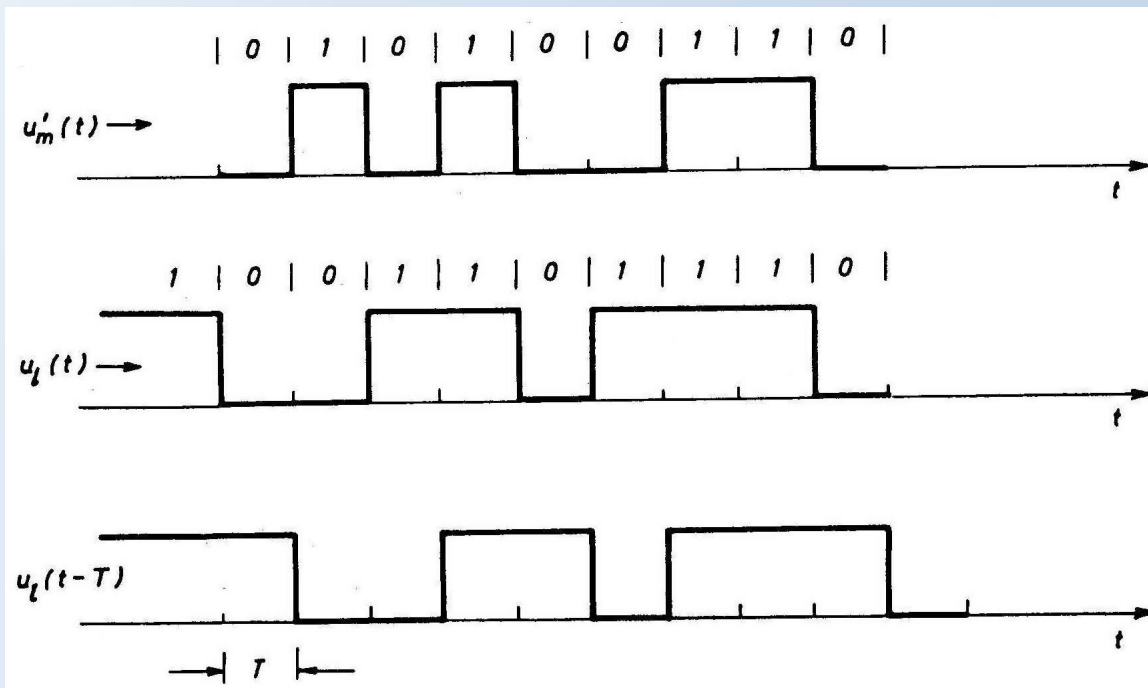


Ovaj sklop radi na sledeći način: ako signal  $u'_m(t)$  koji se direktno dovodi na logičko kolo i signal  $u_l(t-T)$  koji dolazi na logičko kolo preko kola za kašnjenje  $T$  (kašnjenje  $T$  je ravno trajanju jednog signalizacionog intervala) predstavljaju istu binarnu cifru u posmatranom signalizacionom 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:

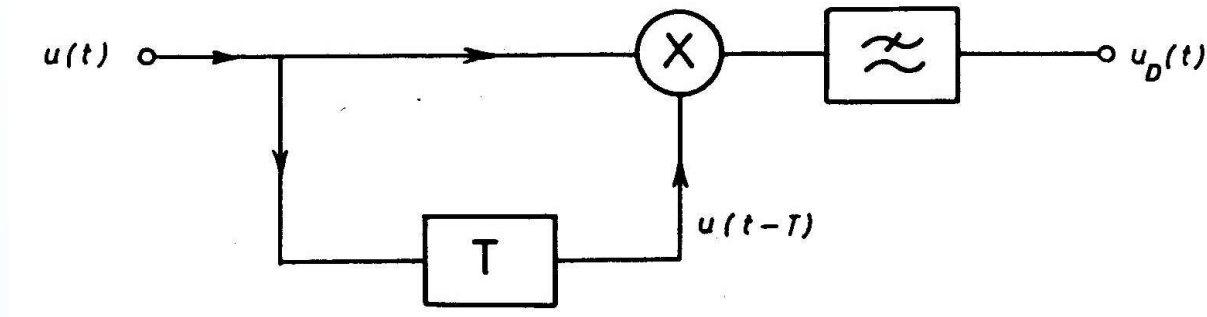
$$u_{DPSK}(t) = u(t) = \frac{u_m(t)}{U} U_0 \cos \omega_0 t, \quad U = const.$$

$u_m(t)$  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  $\omega_0$  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:

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

$\varphi_i$  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 Gaussov šum čija je srednja vrijednost 0 i varijansa  $\sigma^2$ . 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:

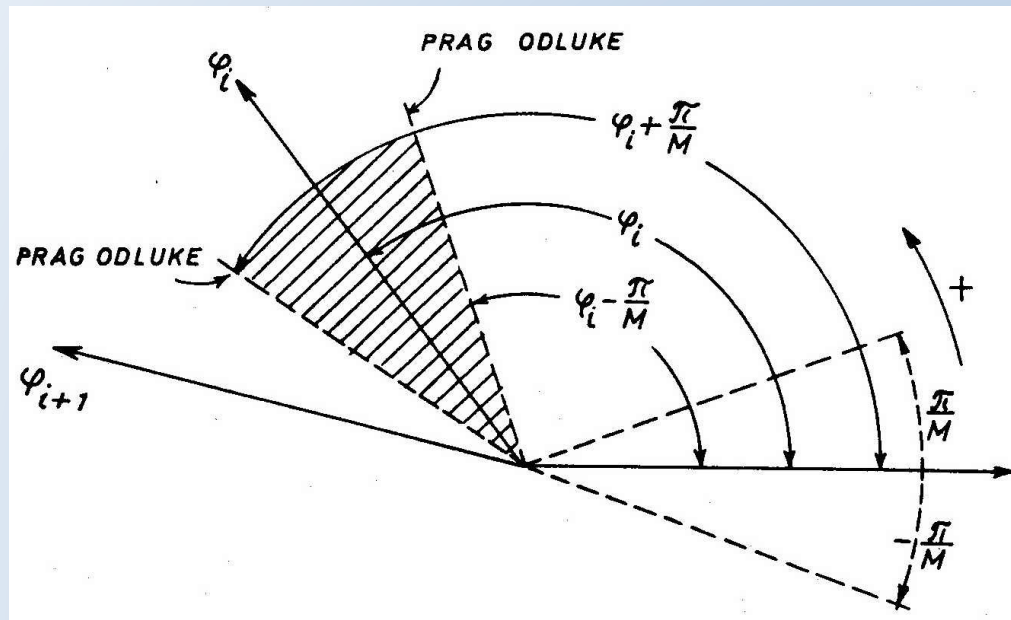
$$\alpha(t) = \varphi_i + \operatorname{arctg} \frac{n_s(t)}{U_0 + n_c(t)} = \varphi_i + \theta(t), \quad 0 \leq t \leq T$$

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  $2\pi$  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  $\varphi_i$  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  $\varphi_i$ .



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.



# 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 .

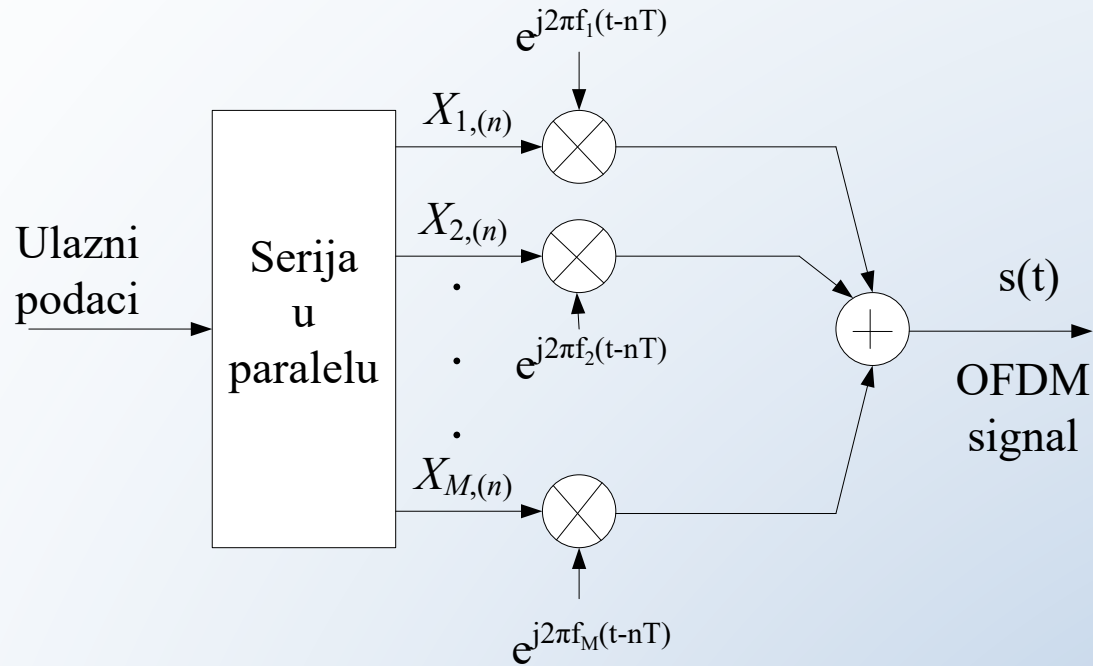
Osnovni princip OFDM modulacione tehnike predstavlja paralelni prenos podataka međusobno ortogonalnim podnosiocima.

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:

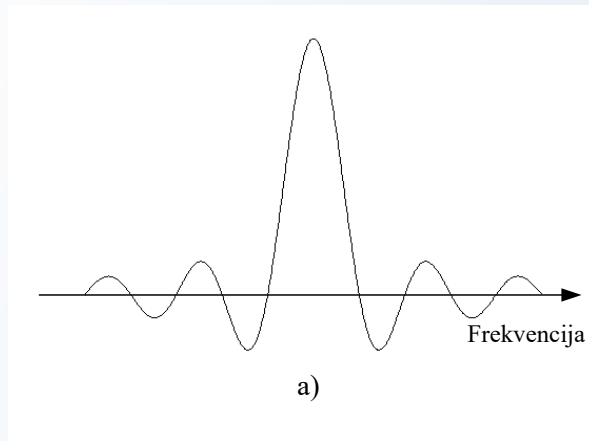
$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^M X_{i,(n)} e^{j2\pi f_i(t-nT)} w(t-nT)$$

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)

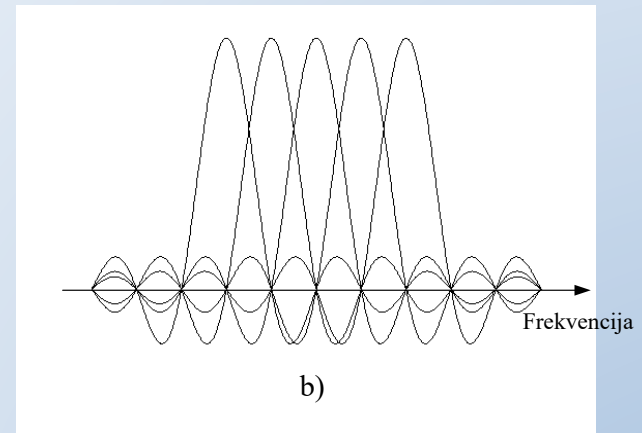
Učestanost nosilaca, kao i rastojanje među podnosiocima ( $F$ ), dati su sledećim izrazima:

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

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:

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

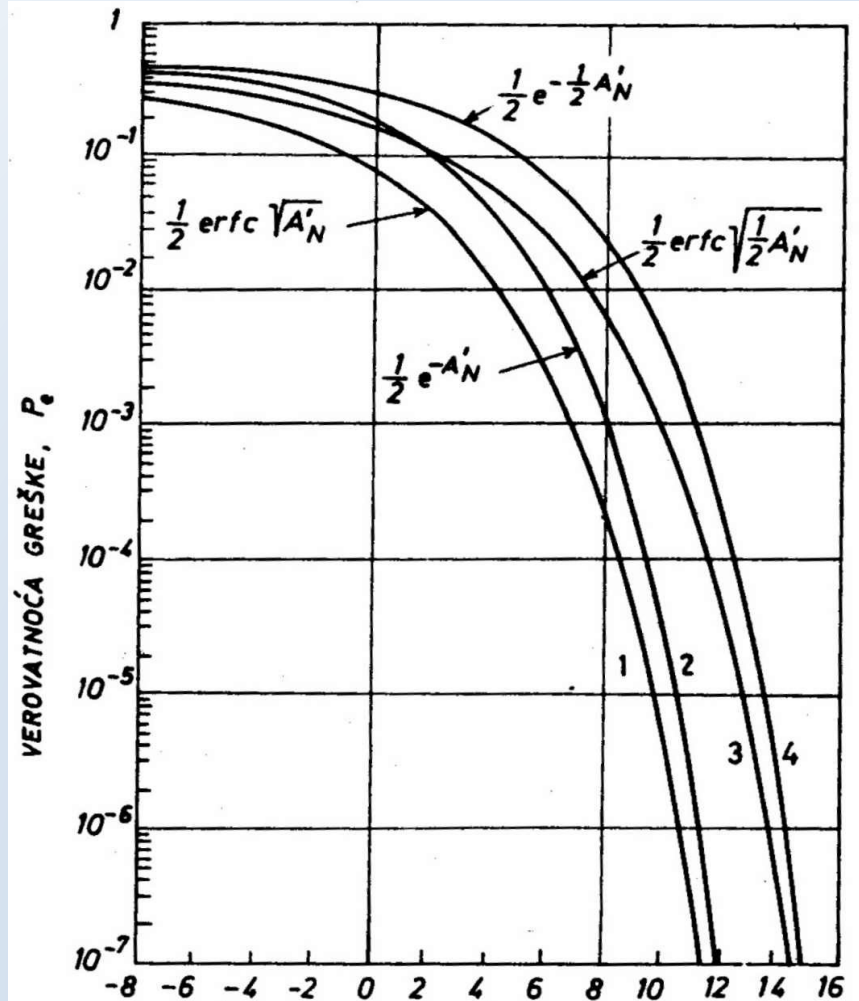
U ovom izrazu  $P_S'$  je srednja snaga signala,  $N_0'$  je spektralna gustina srednje snage slučajnog šuma definisana za pozitivne učestanosti, a  $B_T$  predstavlja ekvivalentni binarni protok izražen u bitima u sekundi.

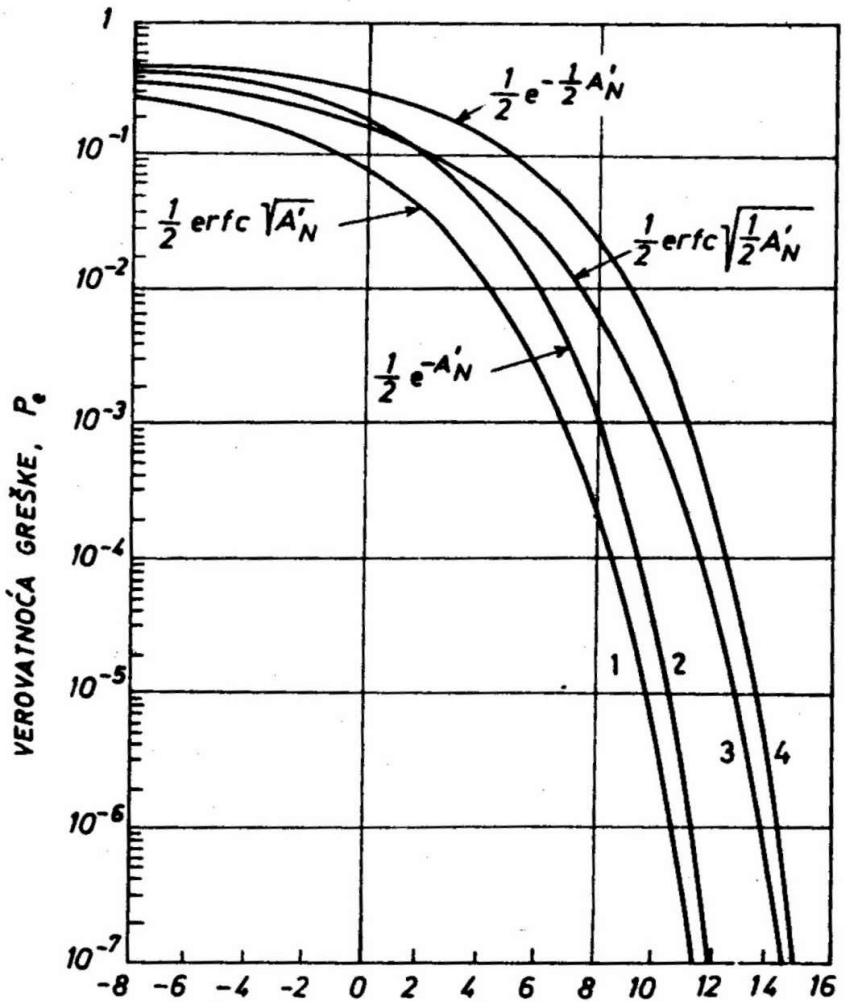
Svi obrasci za izračunavanje vjerovatnoće greške  $P_e$  koji su izvedeni mogu se pod određenim uslovima izraziti u funkciji odnosa  $A_N'$ . Ti uslovi su sledeći:

1. Smatraće se da sve greške potiču isključivo uslijed prisustva aditivnog, bijelog Gaussovog 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.



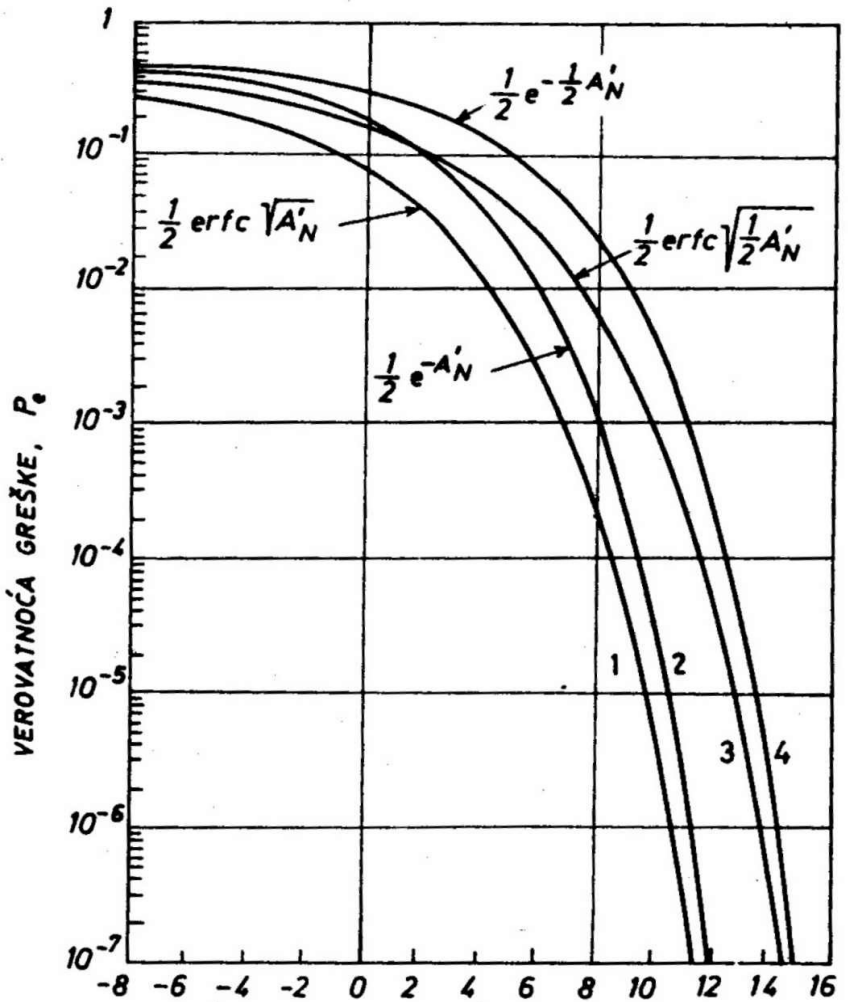


**Kriva 1** predstavlja vjerovatnoću greške koja važi za sledeće slučajeve:

- 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.

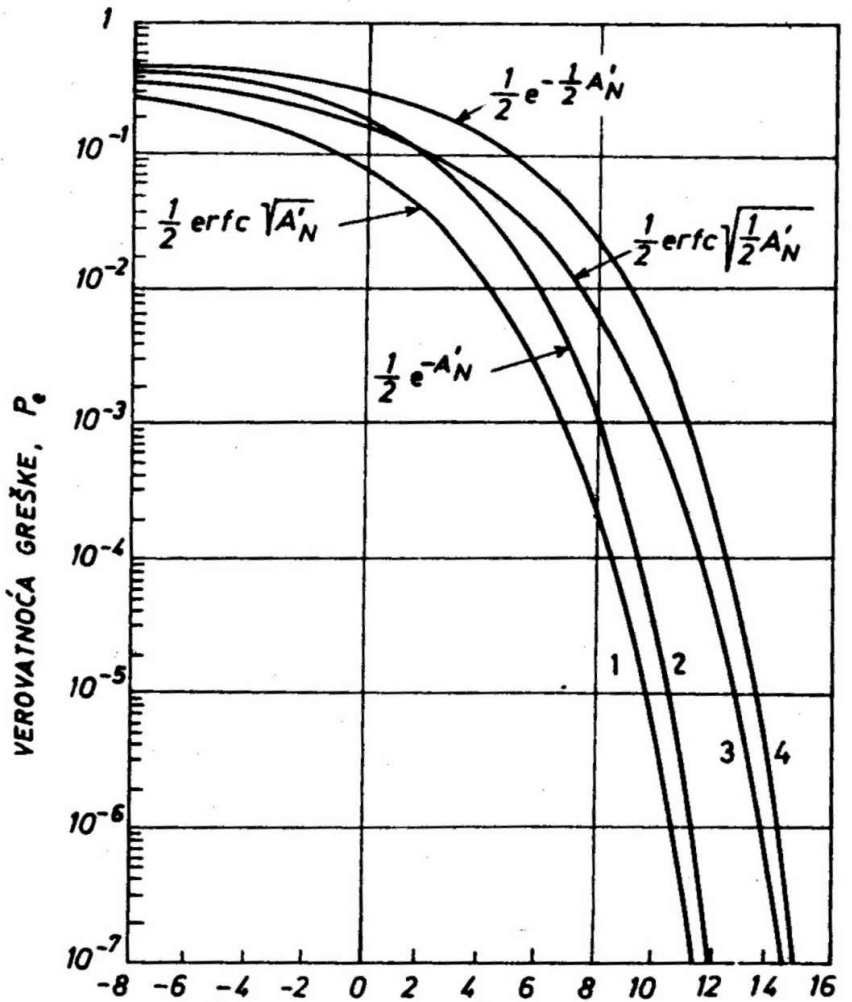


**Kriva 3** predstavlja vjerovatnoću greške u sledećim slučajevima:

- 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.