

1.ciklus

ELEKTRONIČKE KOMUNIKACIJE

Sadržaj

1.	PREDVANJE	1
1.1.	KOMUNIKACIJA, DIGITALNI PODATCI	1
1.1.1.	DIGITALNI SIGNALI	2
1.2.	PRIJENOS DIGITALNOG SIGNALA	4
1.2.1.	FILTRIRANJE DIGITALNOG SIGNALA	4
1.2.2.	IDEALNI FILTAR	4
1.2.3.	FILTAR S KOSINUSNIM ZAOBLJENJEM	5
1.2.4.	GAUSSOV FILTAR	5
1.2.5.	DIJAGRAM OKA	5
1.2.6.	SMETNJE I ŠUM	6
1.2.7.	KAPACITET KANALA, USPOREDBA ANALOGNOG I DIGITALNOG PRIJENOSA	6
1.3.	PRIJENSONI MEDIJI	7
1.3.1.	UPLETENA PARICA	7
1.3.2.	KOAKSIJALNI KABEL	7
1.3.3.	SVJETLOVOD	7
1.3.4.	RADIJSKI PRIJENOS	7
2.	PREDAVANJE	9
2.1.	MODULACIJSKI POSTUPCI	9
2.2.	AMPLITUDNA MODULACIJA (AM)	9
2.3.	FAZNA MODULACIJA (PM)	11
2.4.	FREKVENCIJSKA MODULACIJA (FM)	12
3.	PREDAVANJE	13
3.1.	DISKRETNi MODULACIJSKI POSTUPCI	13
3.2.	ASK (AMPLITUDE - SHIFT KEYING)	13
3.3.	FREQUENCY-SHIFT KEYING (FSK)	14
3.3.1.	BFSK I GFSK (BINARY I GAUSS FSK)	14
3.3.2.	M-FSK	14
3.4.	PHASE-SHIFT KEYING (PSK)	15
3.4.1.	BINARY PSK (BPSK)	15
3.4.2.	QUATERNARY PSK (QPSK)	15
3.4.3.	OFFSET QPSK (OQPSK)	16
3.4.4.	$\pi/4$ -QPSK	16
3.4.5.	8-PSK	16
3.4.6.	KONSTANTO I DIFERENCIJALNO KODIRANI PSK	16
3.4.7.	DIJAGRAM ŠUMA NA PSK SIGNALU	17
3.5.	MINIMUM-SHIFT KEYING (MSK)	17
3.6.	QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION (QAM)	18

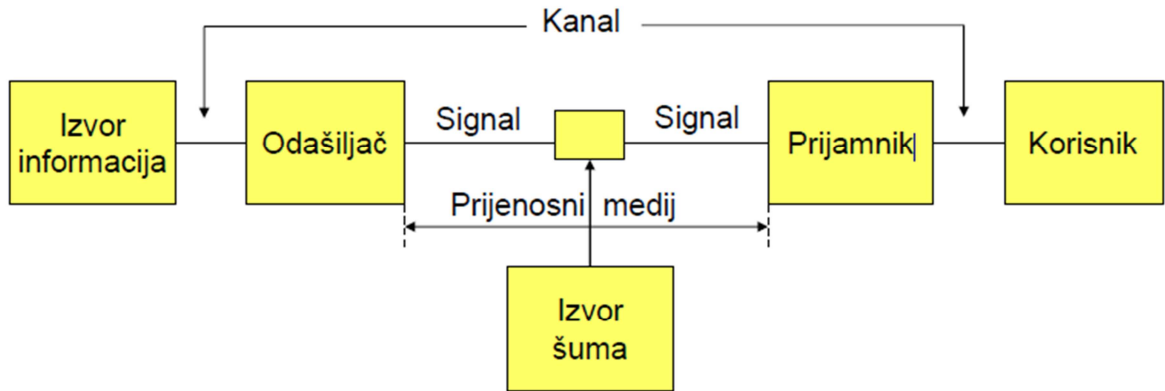
3.7.	USPOREDBA I KVALITETA DISKRETNIH POSTUPAKA.....	18
3.8.	SINKRONIZACIJA	18

1. PREDVANJE

1.1. KOMUNIKACIJA, DIGITALNI PODATCI

KOMUNIKACIJA je **prijenos informacije** (podatka) od izvora preko uređaja za slanje (odašiljača) te prijenosnog medija do prijamnika (uređaja za primanje) i korisnika.

Pri tom je u bilo kojem dijelu moguća greška, no uzima se da šum (nepredvidivi) djeluje kod prijenosnog medija i označava utjecaj okoline (pa je stoga i stohastičan).



Slika 1.1. Opći model komunikacijskog sustava

Decibeli (dB) –omjer napona, snaga (najčešće) ili nekih drugih veličina kako bi se one lakše prikazivale i sl.

$$\frac{P_2}{P_1} [\text{dB}] = 10 \log \frac{P_2 [\text{W}]}{P_1 [\text{W}]}; P [\text{dBW}] = 10 \log \frac{P [\text{W}]}{1 \text{ W}}; P [\text{dBm}] = 10 \log \frac{P [\text{mW}]}{1 \text{ mW}}.$$

- množenje snaga se svodi na zbrajanje decibela, a dijeljenje na oduzimanje.

$$3 \text{ dB} = 2x; -3 \text{ dB} = \frac{1}{2} x$$

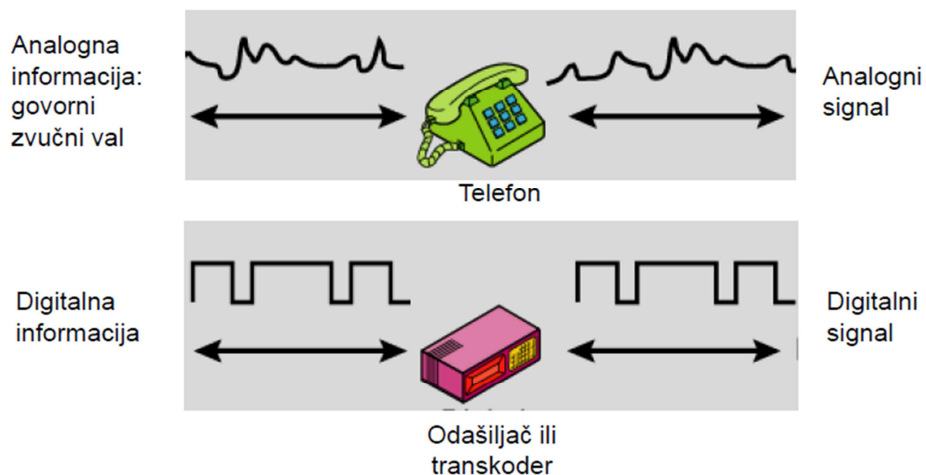
- ako se radi o omjeru napona formula je:

$$\frac{P_2}{P_1} [\text{dB}] = 10 \log \left[\frac{\frac{U_2^2}{R}}{\frac{U_1^2}{R}} \right] = 10 \log \left[\frac{U_2^2}{U_1^2} \right] = 20 \log \left[\frac{U_2}{U_1} \right];$$

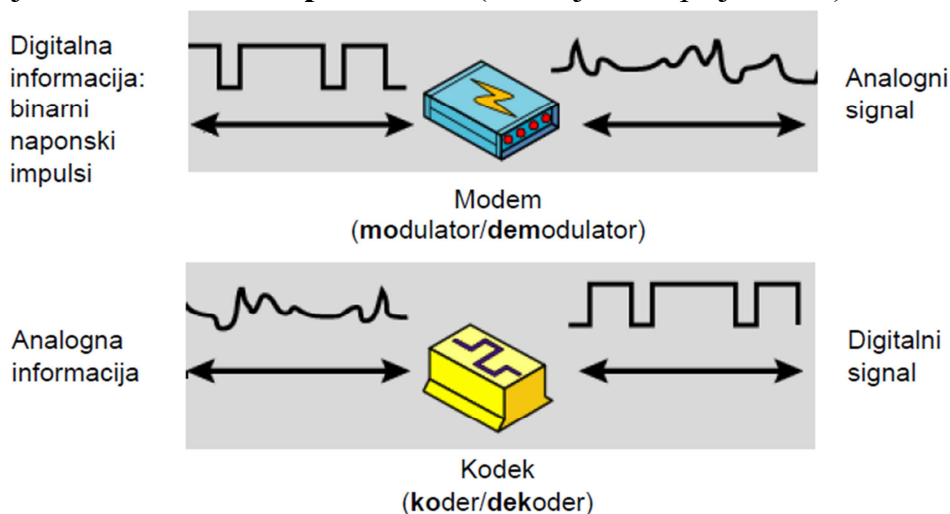
Signal koji se šalje komunikacijskim kanalom (prijenosnim medijem) može biti **analogan** ili **digitalan** (moguće su A/D i D/A konverzije).

Podaci koji se šalju, u odašiljaču se mogu **komprimirati** radi veće brzine prijenosa, čim je veća brzina potrebniji je i širi **frekvencijski spektar** (uz istu kompresiju i ostale parametre).

Uređaji koji ne vrše A/D ili D/A pretvorbu (odašiljači ili prijamnici):

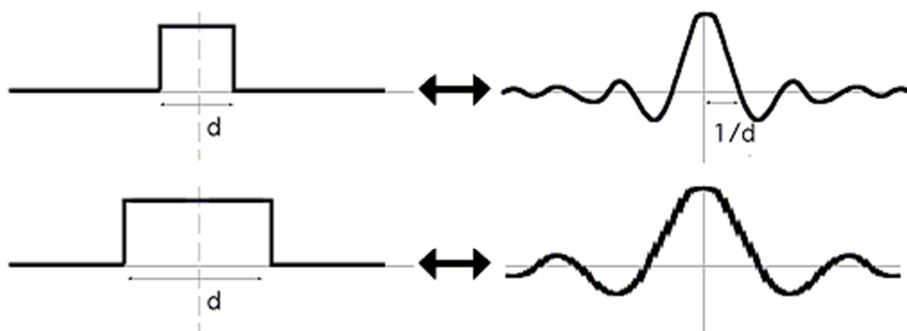


Uređaji koji vrše A/D ili D/A pretvorbu (odašiljači ili prijamnici):



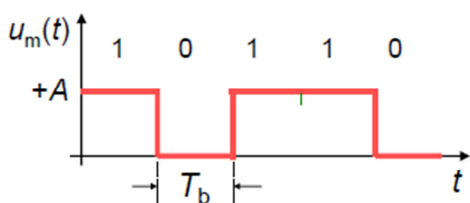
1.1.1.DIGITALNI SIGNALI

- **Digitalni signal** je signal s **diskretnim razinama** signala, pravokutnog oblika, pri čemu je najjednostavniji oblik s dvije (naponske) razine, '0' i '1'.
- **Pravokutni oblik** signala u **vremenskoj domeni** odgovara obliku češlja s **ovojnicom** $\sin(x)/x$ u **frekvencijskoj domeni**, te čim je signal u vremenskoj domeni uži, širi je u frekvencijskoj domeni i obrnuto:

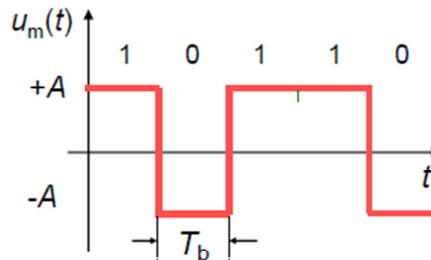


- Prije kompresije, modulacije i konačnog slanja signala kanalom, **podaci se kodiraju** (predočuju s jednim od kodova).
- Svaki kod ima svoju primjenu jer se kodovi međusobno razlikuju po spektralnim obilježjima, srednjoj razini signala i sl.
- Binarni znak može biti pridružen razini električnog signala ili promjeni električnog signala pri čemu je broj različitih znakova (simbola) prirodna potencija broja 2.

NRZ kod (Non Return to Zero) je najjednostavniji, svaki simbol ima svoju razinu.



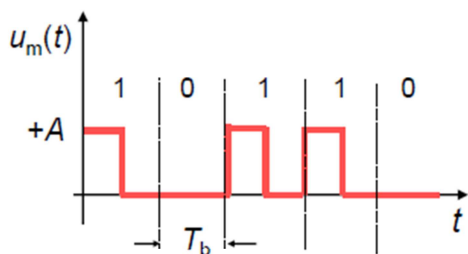
Unipolarni oblik NRZ-koda



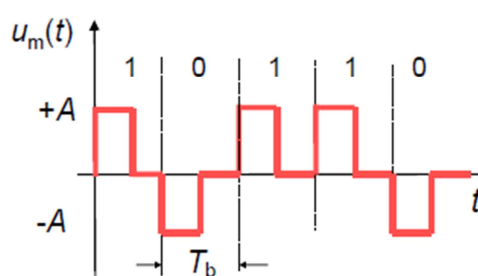
Bipolarni oblik NRZ-koda

- NRZ kod ima istosmjernu komponentu (srednja razina) koja se smanjuje bipolarnim oblikom, no postoji problem u sinkronizaciji takta pri dugom nizu istih simbola (jer se ne zna gdje je kraj, gdje je početak jednog znaka)

RZ kod (Return to Zero) –rješava problem dugih nizova istih simbola kod NRZ koda (pogotovo bipolarna inačica).



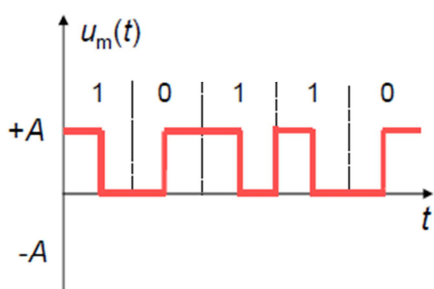
Unipolarni



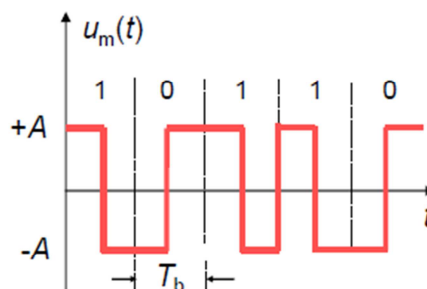
Bipolarni

- Iako se u intervalu trajanja simbola razina vraća na nulu, svejedno postoji istosmjerna komponenta (koja je barem duplo manja od NRZ koda, a i frekvencijski pojas je duplo širi).

Manchester kod nema istosmjernu komponentu, nema problema sa sinkronizacijom takta, frekvencijski pojas mu je širi od NRZ (kao i RZ koda).



Unipolarni



Bipolarni

Diferencijalno kodirani kodovi –promjena simbola pri određenom naponu.

Izvorni niz	1	0	1	1	0	0	0	1	0	0
Niz s diferencijalno kodiranim «1»	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0
Niz s diferencijalno kodiranim «0»	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1

Početni znak

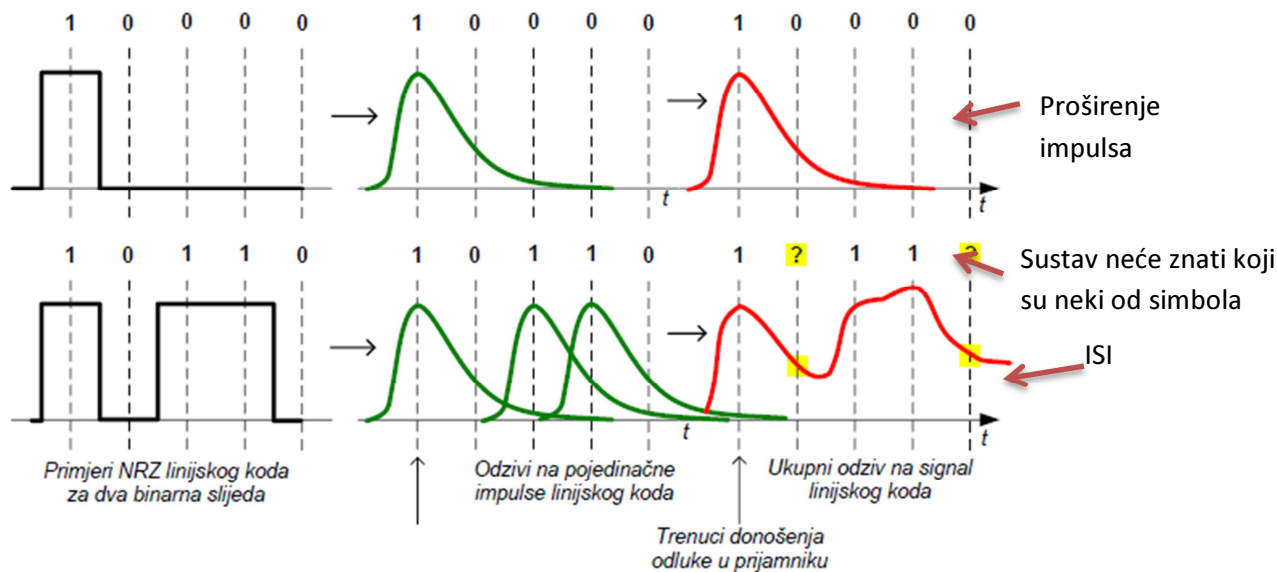
Pri pojavi '1' u izvornom, znak se mijenja

Pri pojavi '0' u izvornom, znak se mijenja

1.2. PRIJENOS DIGITALNOG SIGNALA

1.2.1. FILTRIRANJE DIGITALNOG SIGNALA

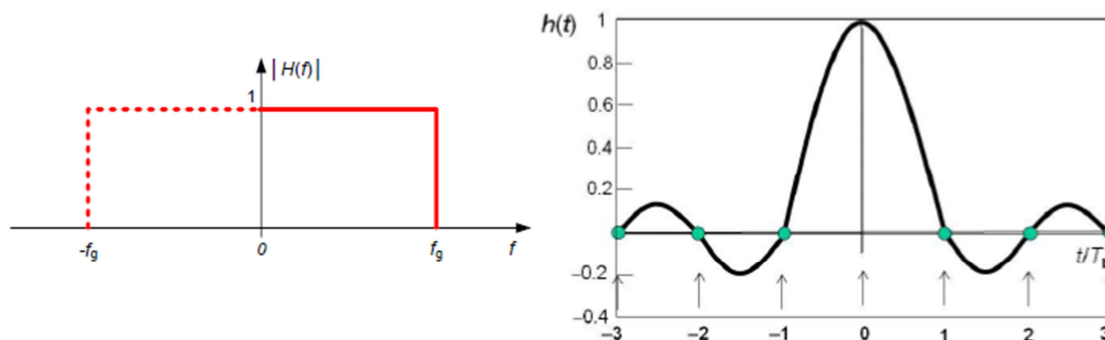
- Signal je prije modulacije u osnovnom pojasu frekvencije, te pravokutni impuls (od kojega se digitalni signali sastoje) zauzima beskonačno široki frekvencijski pojas $\sin(x)/x$.
- Kanal kojim se signali šalju nije beskonačne širine, pa se signali prije slanja filtriraju. To je moguće jer $\sin(x)/x$ praktički ima dovoljno niske razine koje su na velikim frekvencijama.
- Posljedica filtriranja su izobličenja signala (signal se u frekvencijskoj domeni suzuje što znači da se u vremenskoj domeni širi).
- Posljedica proširenja impulsa (signala) je **inter-simbolna-interferencija (ISI)**.



- Kako sustav očitava impulse na polovici njihova trajanja, uz ISI, neki od njih će biti pogrešno određeni.

1.2.2. IDEALNI FILTAR

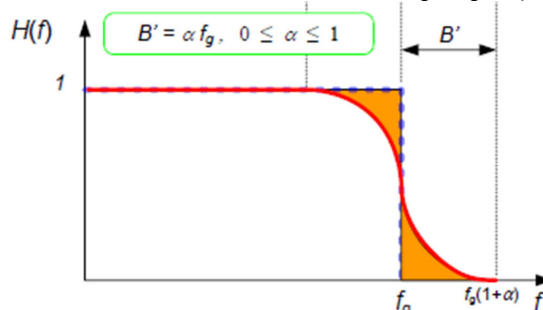
- Ima pravokutnu frekvencijsku karakteristiku, granične frekvencije f_0 , što znači da mu je vremenska karakteristika oblika $\sin(x)/x$ s nultočkama u $k \cdot \frac{1}{2 \cdot f_g} = k \cdot T_b$.
- Kako su nultočke u $k \cdot T_b$, minimalna širina pojasa poslije modulacije, odnosno brzina prijenosa simbola je $R_N = 2 \cdot f_g$ (jer je $T_b = \frac{1}{2 \cdot f_g}$).



- **Spektralna učinkovitost** je omjer prenesenih bitova u sekundi i širine pojasa: $\frac{R_b}{B}$

1.2.3.FILTAR S KOSINUSNIM ZAOBLJENJEM

- Realna konstrukcija idealnog filtra je nemoguća, pa se koriste oni realno izvedivi, poput kosinusnog
- Kosinusni filter se dobije simetričnim proširenjem idealnog, čime iz **Nyquistovog teorema** izlazi da položaj nultochki u vremenskoj domeni ostaje očuvan (dok je frekvencijski pojas širi za $\Delta f = f \cdot \alpha$)
- Kod kosinusnog filtra ostvareni su isti uvjeti za ISI (jer položaj nultochki vremenske funkcije ostaje isti), a α se naziva **faktorom zaobljenja (strmine)**.

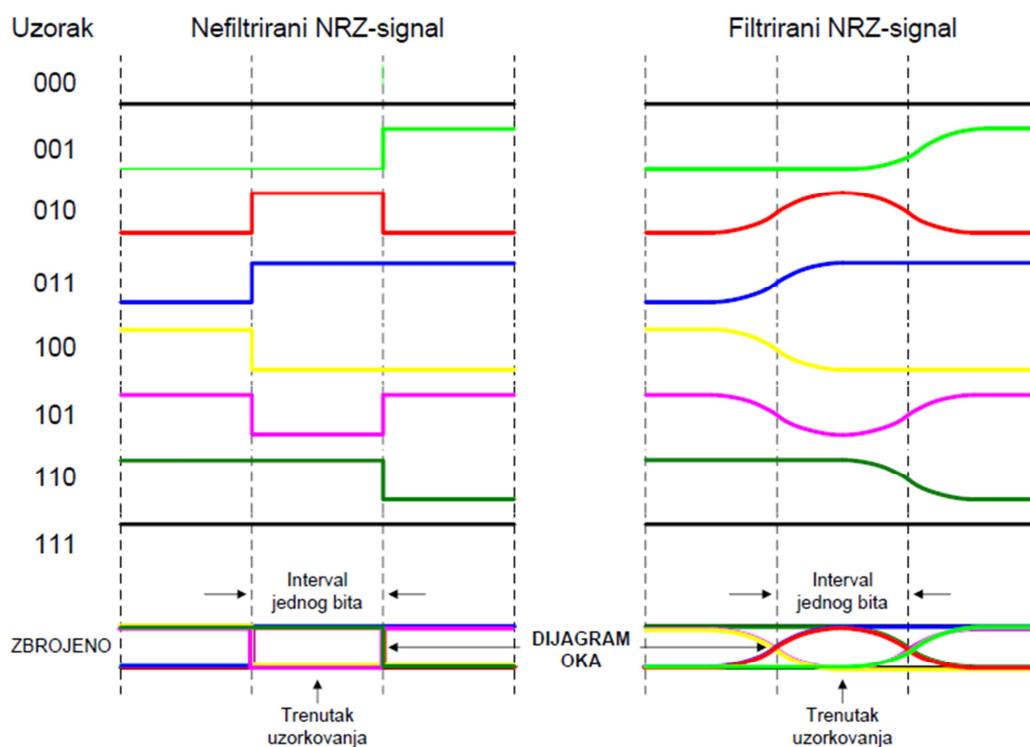


1.2.4.GAUSSOV FILTAR

- Ima oblik gaussovog zvona u vremenskoj karakteristici pri čemu je zvono to uže i više što je veći umnožak parametara $B \cdot T_b$

1.2.5.DIJAGRAM OKA

- Nastaje preklapanjem velikog broja simbola na istom grafu, čime se dobiva oblik oka.
- Pri izobličenju simbola (ISI) otvorenost oka se smanjuje/pomiče što služi za procjenu izobličenja i kvalitete.
- Otvorenost oka je idealno 100%, u realnim situacijama ISI ga smanjuje (zadovoljava $>50\%$)
- Pomak oka uslijed podrhtavanja oka.
- Oko je asimetrično ako je prijenos nelinearan.



1.2.6.SMETNJE I ŠUM

- Karakteristika signala se množi s karakteristikom filtra, kanala te karakteristikom prijemnika.
- Frekvencijska karakteristika kanala nije ravna crta, pa su razne frekvencijske komponente signala različito prigušene, imaju različito kašnjenje te im je superponiran stohastički šum.
- **Gušenje signala** raste porastom frekvencije, pa se izražava u decibelima:

$$\text{gušenje: } L = 10 \log \left(\frac{P_{UL}}{P_{IZL}} \right) = 20 \log \left(\frac{U_{UL}}{U_{IZL}} \right) \text{ [dB]}$$

$$\text{pojačanje: } A = 10 \log \left(\frac{P_{IZL}}{P_{UL}} \right) \text{ [dB]}.$$

- **Brzina propagacije** signala je frekvencijski ovisna pa razne frekvencijske komponente imaju različito kašnjenje.
- **Šum** se javlja zbog utjecaja okoline i uređaja, te se dijeli na:
 - **Termički šum** –uzrokovao temperaturom (gibnjem elektrona), iz okoline te samih uređaja za slanje i primanje; ima približno jednoliku raspodjelu duž frekvencijske osi i razina se računa po formuli:

$$N = k \cdot T \cdot B \text{ [W]; } \quad k - \text{Boltzmannova konstanta;}$$

$$T - \text{temperatura u kelvinima;}$$

$$B - \text{širina pojasa u Hz.}$$

- **Intermodulacijski šum** –signali koji se šalju na raznim frekvencijama međusobno si smetaju u istom kanalu.
- **Preslušavanje** –signali koji idu istim prostorom međusobno si smetaju
- **Impulsni šum** –javlja se uslijed jakih impulsa uzrokovanih grmljavinom i sl.
- Za moguću reprodukciju signala, on mora biti veći od šuma, zato se za kvalitetu signala definira odnos signal/šum:

$$\frac{S}{N} \text{ [dB]} = 10 \log_{10} \left(\frac{S[W]}{N[W]} \right) \quad [* \text{ ili } \frac{C}{N}; \frac{E_b}{N_0} *]$$

- Za procjenu kvalitete digitalne informacije koristi se i **BER (Bit Error Rate)** koji je omjer pogrešnih bitova nad odaslanim:

$$BER = \frac{n}{M}; \quad n - \text{pogrešni bitovi, } M - \text{svi odaslati bitovi.}$$

- Kako kanal ima frekvencijski selektivnu karakteristiku na prijemnoj strani pokušava se to kompenzirati filtrima s promjenjivim koeficijentima.

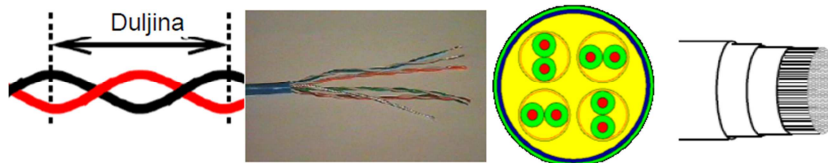
1.2.7.KAPACITET KANALA, USPOREDBA ANALOGNOG I DIGITALNOG PRIJENOSA

- Kanal ima ograničenu maksimalnu brzinu prijenosa podataka (kapacitet), to ovisi o širini frekvencijskog pojasa, razini šuma, broju naponskih razina i minimalnom BER-u.
- Nyquistova formula: $C = 2B \log_2 M$; M – broj naponskih razina
- Shannonova formula: $C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$
- Kod analognih signala kvaliteta ne ovisi o sadržaju, osjetljiv je na šum, nije moguća regeneracija signala (porastom udaljenosti i kvaliteta se nepovratno gubi).
- Kod digitalnih sustava kvaliteta ovisi o sadržaju, ali su signali manje osjetljivi na šum i moguća je regeneracija signala; uređaji su jeftiniji i bolje iskorišten spektar, moguće je šifriranje signala.

1.3. PRIJENSONI MEDIJI

1.3.1. UPLETENA PARICA

- Spiralno upleteni vodič kako bi se smanjili vanjski i međusobni utjecaj
- Jeftina i jednostavna, ali veliko gušenje na velike udaljenosti



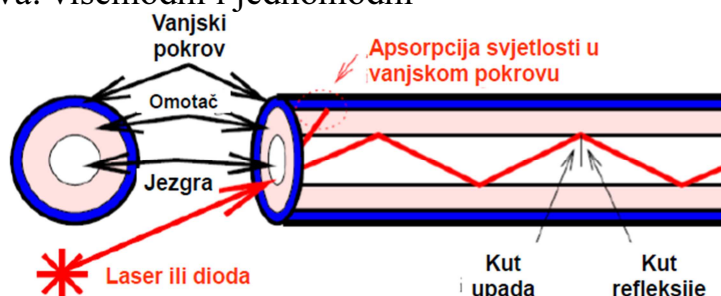
1.3.2. KOAKSIJALNI KABEL

- 2 kabla, tanji unutar većeg, šupljeg; odvojeni izolacijom
- Puno više smanjeni vanjski utjecaji, no kompliciraniji i skuplji



1.3.3. SVJETLOVOD

- Fleksibilan i jeftin, no krajnji uređaji (laseri) su skupi
- Malo gušenje, koristi se na veće udaljenosti, velike brzine
- Dvije vrste pristupnih uređaja: LED (jeftiniji i lošiji) i LASER (bolji i skuplji)
- Dvije vrste vodova: višemodni i jednomodni



1.3.4. RADIJSKI PRIJENOS

- Signal se šalje i prima **antenama elektromagnetskim valom** kroz slobodni prostor
- Prijenos može biti: usmjeren (od točke do točke) ili neusmjeren (primaju svi odašiljači koji mogu)
- Do 30 MHz EMV se reflektira od ionosfere, što se koristi u komunikacijama
- Iznad 30 MHz val prolazi kroz ionosferu
- Pri jako malim frekvencijama val prati zaobljenost zemlje
- Zbog različite gustoće atmosfere val se lomi prema zemlji pa blago prati zaobljenost zemljine površine
- Domet EMV-a (2 antene):
$$d = 3.57(\sqrt{K \cdot h_1} + \sqrt{K \cdot h_2}); \quad K = 1 \text{ za optičku vidljivost,}$$
$$K = 4/3 \text{ za radijski horizont}$$
- Gušenje EMV-a valne duljine λ na udaljenosti d :

$$L = 10 \log \left(\frac{4\pi d^2}{\lambda} \right) [dB]$$

- Gušenje raste s udaljenosti i frekvencijom
- Zbog višestaznog širenja vala, isti val može sam sebi smetati (refleksija)
- Osim antenama, EMV se može slati i **satelitom**:
 - GEO –geostacionarni; najviši i najveće kašnjenje, mali broj satelita
 - MEO –medium; srednji
 - LEO –low; najniži, najmanje kašnjenje, najveći potreban broj satelita
 - Za svaku vezu (downlink ili uplink) i dodjelu veza brine se uređaj transporter
- WLAN –bežični prijenos na malu udaljenost

2. PREDAVANJE

2.1. MODULACIJSKI POSTUPCI

Nakon kodiranja, šifriranja i obrade podataka, signal je prije slanja komunikacijskim kanalom potrebno modulirati i na prijemnoj strani demodulirati.

Modulacija je promjena parametara signala prije slanja (amplitude, fazni odnosi...) čime signal iz osnovnog pojasa (nižih frekvencija od $0 - f_g$) prebacujemo (moduliramo) u viši pojas frekvencija.

Signal (podatak) prije modulacije zovemo **modulacijski signal** i on upravlja promjenama parametara pomoćnog **prijenosnog signala**. Drugim riječima, generatorom signala generiramo prijenosni signal koji u sebi ne nosi korisnu informaciju; zatim mijenjamo parametre prijenosnog signala ovisno o parametrima modulacijskog signala (koji sadrži podatke), rezultatni signal koji šaljemo kanalom naziva se **modulirani signal**.

Uređaj koji vrši (de)modulaciju ove se **(de)modulator**.



- Funkcija preslikavanja ovisi o podacima (modulacijski signal) i modulacijskom postupku.

Demodulacija se dijeli na:

- Koherentnu –prijemnik i odašiljač su sinkronizirani po fazi prijenosnog signala,
- Nekoherentnu –prijemnik i odašiljač nisu sinkronizirani po fazi prijenosnog signala.

Modulacije se dijele na:

- Kontinuirane (prijenosni sinusni i modulacijski signali su kontinuirani)
- Diskretne (prijenosni signal je sinus, a modulacijski je diskretan)
- Impulsne (prijenosni signal je diskretan, a modulacijski je ili diskretan ili analogni)

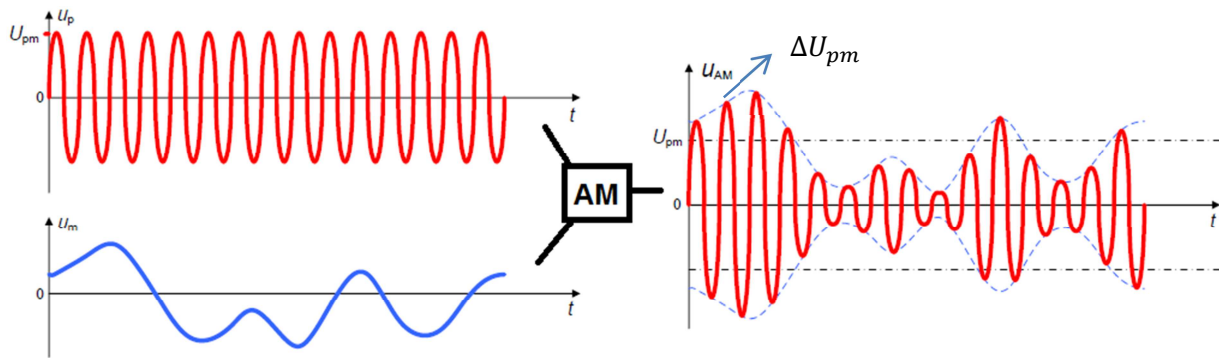
2.2. AMPLITUDNA MODULACIJA (AM)

- Amplituda prijenosnog signala linearna je funkcija modulacijskog signala. Prijenosni signal:

$$u_p(t) = U_{PM} \cos(\omega_p t + \varphi); U_{PM} = f(u_m(t)) = U_{PM} + k_a u_m(t),$$

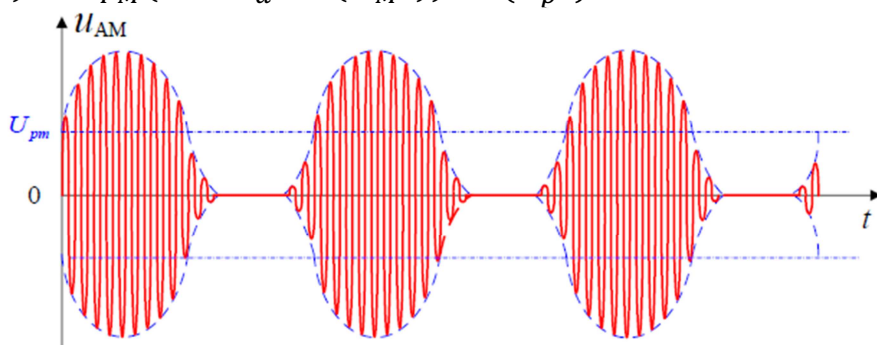
čime se dobiva **amplitudno modulirani signal**.

- Faza je ovdje nebitna, ona se neće modulirati pa možemo pisati $\varphi = 0$; a modulacijski signal fourierovom analizom možemo rastaviti na kosinuse raznih frekvencija (radi jednostavnosti prvo će se uzeti samo jedan od tih kosinusa):
 - AM-signal: $u_{AM}(t) = U_{AM} \cos(\omega_p t) = [U_{PM} + k_a U_{MM} \cos(\omega_M t)] \cos(\omega_p t)$
 - Maksimum i minimum amplitude su za $\cos(\omega_M t) = \pm 1$
 - $u_{AM}(t) = U_{PM} \left(1 + \frac{k_a U_{MM}}{U_{PM}} \cos(\omega_M t) \right) \cos(\omega_p t)$
 - Pri tom je prijenosni signal puno veće frekvencije od modulacijskog kako bi prebacili nemodulirani signal iz osnovnog pojasa u pojas viših frekvencija
$$\omega_p \gg \omega_M$$
 - Rezultat, AM-signal je umnožak prijenosnog signala i linearne funkcije modulacijskog signala.



Indeks modulacije govori o „dubini“ modulacije, kada je $m_a \leq 1$ ovojnica će pratiti (neprekidno) promjenu vremena, pri $m_a > 1$ doći će do premodulacije, tj. ovojnica će se izobličiti jer će biti $\Delta U_{PM} > U_{PM}$ (slika dolje).

- $\Delta U_{PM} = k_a U_{MM}$; $\frac{k_a U_{MM}}{U_{PM}} = \frac{\Delta U_{PM}}{U_{PM}} = m_a$ – **indeks modulacije** AM-signal
- $u_{AM}(t) = U_{PM}(1 + m_a \cos(\omega_M t))\cos(\omega_p t)$



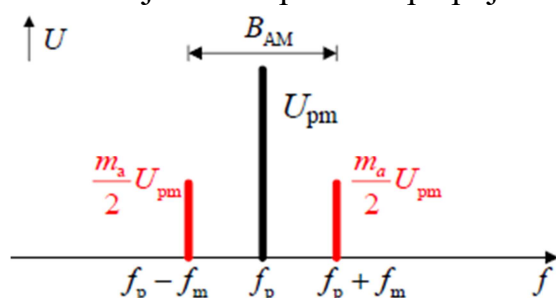
- Korištenjem formule za umnožak kosinusa AM-signal prelazi u:

$$u_{AM}(t) = U_{PM} \left[\cos(\omega_p t) + \frac{m_a}{2} \cos(\omega_p t + \omega_M t) + \frac{m_a}{2} \cos(\omega_p t - \omega_M t) \right]$$

- Prebacili se gornja formula u frekvencijsku domenu vidi se da se AM-signal moduliran kosinusom jedne frekvencije (ω_M) sastoji se od 3 komponente:

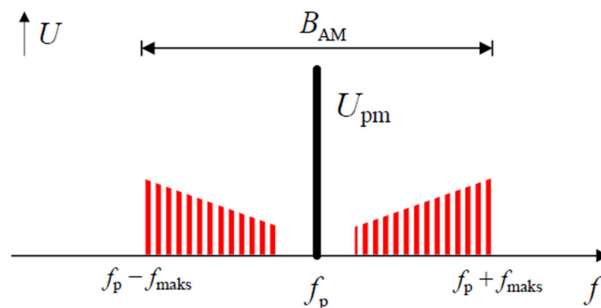
FREKVENCIJA	$\omega_p - \omega_M$	ω_p	$\omega_p + \omega_M$
AMPLITUDA	$U_{PM} \cdot \frac{m_a}{2}$	U_{PM}	$U_{PM} \cdot \frac{m_a}{2}$

- Frekvencijska širina pojasa je: $B = (\omega_p + \omega_M) - (\omega_p - \omega_M) = 2\omega_M$; tj. $2f_M$
- AM je linearni modulacijski postupak jer čuva broj frekvencijskih komponenti, prije i poslije modulacije širina pojasa je ostala ista (prije modulacije nismo brojali i negativne frekvencijske komponente modulacijskog signala koje se poslije AM pomiču na pozitivni dio osi pa onda i njih brojimo), za razliku od PM i FM postupka gdje se pri modulaciji javljaju nove frekvencijske komponente pa pojas bude ∞ .



Spektar AM-signal

- Ako se radi o realnom slučaju, modulacijom kosinusima (više od jedne modulacijske frekvencije), tada je $B_{AM} = 2f_{MAX}$, gdje je f_{MAX} najviša od modulacijskih frekvencija.



- AM-signal se može prikazati i u kompleksnom obliku:

$$u_{AM}(t) = U_{PM} \Re\{e^{j\omega_p t} + \frac{m_a}{2} e^{j(\omega_p + \omega_M)t} + \frac{m_a}{2} e^{j(\omega_p - \omega_M)t}\}$$

- Srednja snaga AM-signala se dobiva integriranjem po periodu:

$$P_{AM} = \frac{U_{PM}^2}{2R} \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right) = P_{P0} \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right); P_{P0} \text{ - snaga prijenosnog (nemoduliranog) signala}$$

- Demodulacija AM-signala na prijemnoj stran radi se na 2 načina:

- Koherentni postupak (rjeđe) – zasniva se na množenju AM-signala s jednim pomoćnim signalom koji treba biti čim sličniji izvornom prijenosnom signalu u modulatoru.
- Nekoherentni postupak – detekcija ovojnice, pri čemu treba biti $f_p \gg f_M$ i $m_a < 1$.

2.3. FAZNA MODULACIJA (PM)

- Faza (relativna) prijenosnog signala je linearna funkcija modulacijskog signala (amplituda se ne mijenja):

$$\varphi(t)_{PM} = \varphi_0 + k_P u_M(t); \quad \varphi_0 = 0 \text{ jer je ionako nebitno}$$

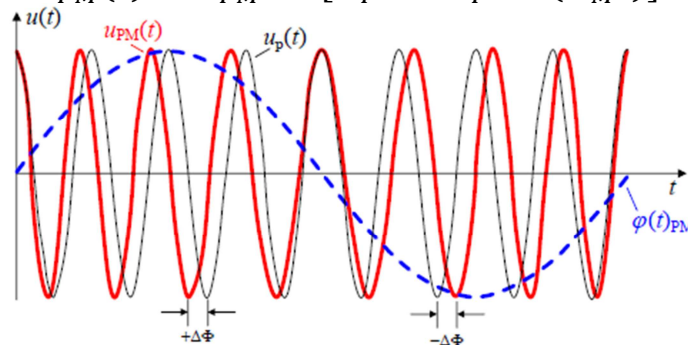
$$u_{PM}(t) = U_{PM} \cos(\omega_p t + k_P u_M(t))$$

- Ako se modulacijski signal sastoji od kosinusa jedne frekvencije, $u_M(t) = U_{MM}$, tada je maksimalna devijacija (odstupanje) faze od prijenosnog signala:

$$\Delta\phi_{PM} = k_P U_{MM} = m_P \dots \text{indeks modulacije PM – signala}$$

$$m_P \in \mathcal{R} \text{ (za razliku od AM – signala)}$$

$$u_{PM}(t) = U_{PM} \cos[\omega_p t + m_P \sin(\omega_M t)]$$



- Modulacijom faze mijenja se i trenutna frekvencija modulacijskog signala (jer je definicija frekvencije derivacija faze):

$$\omega(t)_{PM} = \frac{d\phi(t)_{PM}}{dt} = \omega_p + m_P \omega_M \cos(\omega_M t)$$

$$\Delta\omega_{PM} = m_P \omega_M = \Delta\phi_{PM} \omega_M = k_P U_{MM} \omega_M;$$

- PM i FM postupci su usko povezani, sinusnom promjenom faze frekvencija se mijenja po kosinus.

2.4. FREKVENCIJSKA MODULACIJA (FM)

- Frekvencija prijenosnog signala je linearna funkcija modulacijskog signala:

$$\omega(t)_{FM} = \omega_p + k_F u_M(t).$$

- Kako je frekvencija derivacija faze, tada je faza FM-signala integral faze po vremenu:

$$\phi(t)_{FM} = \int_0^t \omega_{FM}(t) dt = \omega_p t + k_F \int_0^t u_M(t) dt.$$

- Ako je modulacijski signal kosinus jedne frekvencije, tada je jednostavno izračunati potrebne parametre:

$$u_M(t) = U_{MM} \cos(\omega_M t)$$

uz $\Delta\omega_{FM} = k_F U_{MM}$ slijedi $\phi(t)_{FM} = \omega_p t + \frac{k_F}{\omega_M} U_{MM} \sin(\omega_M t) = \omega_p t + \frac{\Delta\omega_{FM}}{\omega_M} \sin(\omega_M t)$

$$\Delta\phi(t)_{FM} = \frac{k_F U_{MM}}{\omega_M} = \frac{\Delta\omega_{FM}}{\omega_M} = m_F \dots \text{indeks modulacije}$$

$$u_{FM}(t) = U_{PM} \cos[\omega_p t + m_F \sin(\omega_M t)]$$

- Modulacijom po kosinusu, faza će se mijenjati po sinus. Oblik moduliranih signala PM i FM je jednak, te im je i spektar isti. Jedina razlika je u definiranim indeksima modulacije i devijacijama faze, odnosno frekvencije.
- Ako je $m < 0.4$ približnim aproksimacijama dobit će se 3 spektralne komponente i kažemo da se radi o uskopojasnoj modulaciji argumenta – PM i FM su jednaki AM

FREKVENCIJA	$f_p - f_M$	f_p	$f_p + f_M$
AMPLITUDA	$U_{PM} \cdot \frac{m}{2}$	U_{PM}	$U_{PM} \cdot \frac{m}{2}$

- Ukoliko se faza mijenja po sinusnom zakonu, $u_{PM/PM} = U_{PM} \cos[\omega_p t + m \sin(\omega_M t)]$, donja bočna komponenta biti će negativna $(-U_{PM} \cdot \frac{m}{2})$, jer je sinus neparna funkcija.
- Pri $m > 0.4$ radi se o širokopojasnoj modulaciji i spektar se ne može aproksimirati s 3 komponente.
- Pri širokopojasnoj modulaciji spektralne komponente se računaju Besselovim funkcijama i Jacobijevim redovima.
- Frekvencijski pojas će pri $m > 0.4$ biti beskonačno širok jer se javlja beskonačno mnogo bočnih spektralnih komponenti oko f_p , pa se PM i FM nazivaju **nelinearnim modulacijama** (za razliku od AM).
- U praksi one udaljene frekvencijske komponente se mogu zanemariti jer imaju male amplitude, pa se koristi empirijska formula za $m > 0.4$, zvana **Carsonovo pravilo**, za određivanje širine pojasa: $m > 0.4 \Rightarrow B_{PM/PM} = 2f_M(m + 1)$.
- Obuhvaćene su spektralne komponente amplitude većih od 10% modulacijskog signala, tj. snaga većih 1% ukupne snage modulacijskog signala.
- Pri $m < 0.4$ širina pojasa je : $m < 0.4 \Rightarrow B_{PM/PM} = 2f_M$.
- Ako se modulacijski signal sastoji od kosinusa s više frekvencija, f_M se u formulama zamjeni s maksimalnom frekvencijom modulacijskog signala f_{MAX} .
- Kako se kod PM i FM ne mijenja amplituda prijenosnog signala, snaga moduliranog i prijenosnog (nemoduliranog) signala jednaka je: $P_{PM/PM} = \frac{U_{PM}^2}{2R} = P_P$.
- PM i FM signali se demoduliraju nekoherentnim postupkom –modifikacija detekcije ovojnice.

3. PREDAVANJE

3.1. DISKRETNİ MODULACIJSKI POSTUPCI

- **Diskretne modulacije** nastaju kada je modulacijski signal diskretan (niz od '1' i '0'), imaju analogan prijenosni signal.
- Ponovno se mijenja jedna od parametara prijenosnog signala (amplituda-ASK, frekvencija-FSK, faza-PSK) ili više parametara odjednom –hibridni postupci (npr. QAM)
- **Brzina prijenosa** bita i simbola (T_S je trajanje simbola):

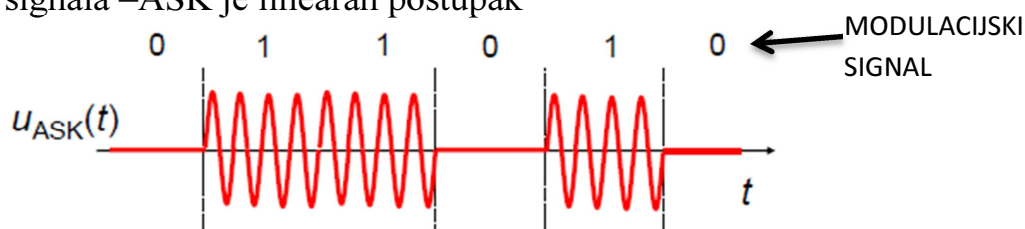
$$R_S = \frac{1}{T_S} \quad [Bd] \quad R_b = R_S \log_2 M \quad [bit/s]$$

- Postupak modulacije se bira s obzirom na kompleksnost potrebnih uređaja, **učinkovitost snage** ili **spektralna učinkovitost** (brzina s obzirom na potrebnu širinu pojasa $\frac{R_b}{B}$ [bit/s/Hz]).
- Pri demodulaciji, demodulator treba odrediti o kojem se znaku radi:
 - **Hard-decision** –samo odluka o kojem se znaku radi
 - **Soft-decision** –uz odluku daje i vjerojatnost točnosti odluke
- U analognim sustavima koristi se odnos signal-šum kao pokazatelj kvalitete, a u digitalnima (diskretnim) sustavima odnos snage prijenosnog signala i šuma u promatranom filtriranom području (C/N –„Carrier/Noise“).
- Osim odnosa C/N, češće se koristi BER kao pokazatelj kvalitete (omjer krivo prenesenih bitova i ukupnog broja bitova)
- Koristi se i odnos energije jednog moduliranog bita i gustoće snage šuma (snaga šuma u frekvencijskoj širini od 1 Hz):

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \cdot \frac{R_b}{B}$$

3.2. ASK (AMPLITUDE - SHIFT KEYING)

- Diskretni modulacijski signal modulira amplitudu analognog prijenosnog signala, što znači da je ovojnica prijenosnog signala pravokutnog oblika s diskretnim stanjima modulacijskog signala –ASK je linearan postupak



- ASK se zove i OOK (On-Off Keying), jer je pri '0' modulacijski signal nula, a pri '1' je amplituda moduliranog signala maksimalna:

$$u_{ASK}(t) = \begin{cases} 0; & \text{modulacijski signal je '0'} \\ U_{PM} \cos(\omega_p t); & \text{modulacijski signal je '1'} \end{cases}$$

- Ovojnica snage u frekvencijskoj domeni oblika je $\frac{\sin^2(x)}{x^2}$ i teorijski je frekvencijski pojas beskonačan (s nultočkom u $\frac{k}{T_b}$)
- U praksi se koristi Nyquistov filtar širine $1.6f_M$ (frekvencije modulacijskog signala), pa je širina frekvencijskog pojasa:

$$B_{ASK} = 2 \cdot 1.6f_M = \frac{1.6}{T_b}$$

$$\text{Spektralna učinkovitost} = \frac{R_b}{B} = \frac{\frac{1}{T_b}}{\frac{1.6}{T_b}} = \frac{1}{1.6} = 0.6 \text{ bits/s /Hz}$$

$$P_{ASK} \approx \frac{P_{PO}}{2} = \frac{U_{PM}^2}{4R}$$

- ASK se demodulira nekoherentno (detekcijom ovojnice) ili koherentno.

3.3. FREQUENCY-SHIFT KEYING (FSK)

- Pri FSK postupku modulački signal modulira frekvenciju prijenosnog signala, svakoj razini modulačkog signala odgovara određena frekvencija moduliranog signala –FSK je linearan postupak

3.3.1. BFSK I GFSK (BINARY I GAUSS FSK)

- Kod BFSK dva su stanja frekvencije, kod '0' frekvencija prijenosnog signala (f_p) se umanjuje za Δf , a kod '1' f_p se uvećava za Δf :

$$f_{FSK}(t) = \begin{cases} f_p - \Delta f; & \text{modulački signal je '0'} \\ f_p + \Delta f; & \text{modulački signal je '1'} \end{cases}$$

- Indeks modulacije je omjer devijacije frekvencije i maksimalne frekvencije modulačkog signala: $m_{FSK} = \frac{\Delta f}{f_m} = 2\Delta f \cdot T_b$.
- Ukoliko se koriste 2 oscilatorna tada je modulaciju moguće savršeno ostvariti, prekapčanjem s jednog na drugi (i tako mijenjajući frekvenciju), ali tada su mogući diskontinuiteti u fazi pri promjeni simbola modulačkog signala
- Ako se koristi jedan oscilator kojem se mijenja frekvencija, tada su promjene u fazi kontinuirane (nema skokova uslijed prekapčanja) i radi se o CPFSK postupku (Continuous Phase FSK).
- Kontinuiranost faze (CPFSK) je osigurana za cjelobrojne indekse modulacije jer je tada $\Delta f = k \cdot f_m$.
- Unutar intervala jednog bita faza se promjeni za $\pm\pi m_{FSK}$ iz čega se opet vidi uvjet za CPFSK.
- Za određivanje širine pojasa koristi se Carsonovo pravilo (iz FM-postupka):

$$B_{FSK} \approx 2(\Delta f + f_m) = 2\Delta f + \frac{1}{T_b}$$

- CPFSK modulirani signali (binarni) mogu se rastaviti na 2 ASK signala s obrnutim vrijednostima modulačkih signala i s frekvencijama $f_p + \Delta f$ i $f_p - \Delta f$.
- GFSK postupak označava Gaussov filter za oblikovanje modulačkog signala.

3.3.2. M-FSK

- Isto kao i FSK, samo što se koristi 'M' frekvencija, u svakom intervalu trajanja $T_s = T_b \log_2 M$, frekvencija M_FSK signala poprima jednu od M vrijednosti.
- Ako je razmak diskretnih frekvencija $2\Delta f$, onda je indeks modulacije $m_{M-FSK} = 2\Delta f \cdot T_s$
- Ako je $2\Delta f = \frac{1}{T_s}$, tada su simboli M_FSK ortogonalni.
- FSK postupci (BFSK i M-FSK) se demoduliraju koherentno ili nekoherentno.

3.4. PHASE-SHIFT KEYING (PSK)

- Pri diskretnoj modulaciji faze, modulacijski signal diskretno modulira fazu analognog prijenosnog signala i relativna faza moduliranog signala poprima jednu od 'M' vrijednosti (M-PSK):

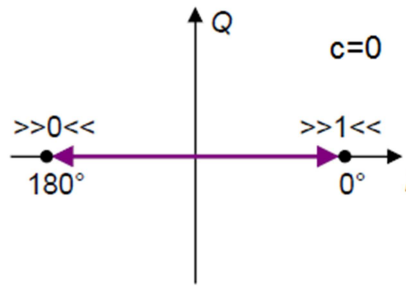
$$\varphi_M = \left\{ \pi \frac{2n + c}{M}; \quad n = 0, 1, 2, \dots, M - 1 \right\},$$

gdje ako je $c=0$ faza ima najnižu vrijednost 0, a za $c=1$ fazi je dodano $\frac{\pi}{M}$, tj. cijeli je koordinatni sustav pomaknut za $\frac{\pi}{M}$.

- PSK je linearni modulacijski postupak.
- Svaki PSK signal može se prikazati kao zbroj 2 ASK signala koji su u kvadraturnom odnosu (zakrenuti u fazi za $\pi/2$), tj. zbrajanjem 2 ASK signala opet se dobiva linearni signal.

3.4.1. BINARY PSK (BPSK)

- $M=2$; $n=0,1$ i $\varphi_{BPSK} = 0$ ili π (za $c=0$), tj. $\pi/2$ i $3\pi/2$ (za $c=1$).
- Faze i amplitude diskretnih postupaka crtaju se u dijagramu stanja, gdje je apscisa In-phase os, a ordinata Quadrature-phase os (I i Q).



- Ovojnica snage u frekvencijskoj domeni ima isti oblik kao i ASK, $\frac{\sin^2(x)}{x^2}$, s nultočkama u $1/T_b$ za BPSK, tj. $\frac{1}{T_s}$ za M-PSK.
- Spektralna učinkovitost PSK postupaka je :

$$\frac{R_b}{B} = \frac{R_s \cdot \log_2 M}{\frac{1}{T_s}} = \frac{\frac{1}{T_s} \log_2 M}{\frac{1}{T_s}} = \log_2 M - (\text{idealno}), \text{ pa je za BPSK onda } 1 \text{ bit/s/Hz}$$

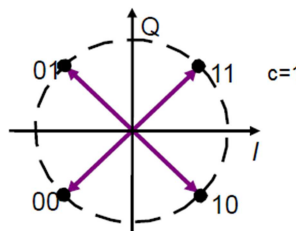
- Samo diferencijalno kodirani PSK postupci se mogu demodulirati nekoherentno (diferencijalno), ostali samo koherentno demodulacijom.

3.4.2. QUATERNARY PSK (QPSK)

- Sastoji se od 4 simbola s 4 diskretne relativne faze:

$$\varphi_M = \left\{ 0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2} \right\} \text{ za } c = 0, \text{ tj. } \varphi_M = \left\{ \pm \frac{\pi}{4}, \pm \frac{3\pi}{4} \right\} \text{ za } c = 1.$$

- Zakon pridruživanja (općenito M-PSK signala) slijedi pravilo Grayeva koda, jer se onda susjedni signali razlikuju samo u 1 znaku, što je bolje pri pojavi grešaka i demodulaciji
- Dijagram stanja je:



- Spektar QPSK je duplo uži u odnosu na BPSK ($B = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{2T_b}$) pa je $\frac{R_b}{B} = 2 \text{ bit/s/Hz}$ (uz manju otpornost na smetnje).
- Kako se PSK signali filtriraju (jer je frekvencijski pojas beskonačan) amplituda prestaje biti konstantna (ovojnica prijenosnog signala), što se vidi pri promjeni simbola.
- Pri promjeni simbola u dijametralno suprotni (npr. 01→10) amplituda signala se drastično mijenja i prolazi i kroz nulu, što je nepovoljno za očuvanje amplitude i (de)modulacijske uređaje –ovo se ispravlja uvođenjem OQPSK i $\frac{\pi}{4}$ -QPSK postupaka.

3.4.3. OFFSET QPSK (OQPSK)

- Kako se QPSK može rastaviti na I i Q komponentu, Q dio se u OQPSK signalu pomiče za $\frac{T_s}{2} = T_b$. Time se postiže da pri promjeni faze za 180° (najnepovoljniji slučaj), signal postepeno prelazi u suprotno stanje (prvo se promjeni I dio pa za $\frac{T_s}{2}$ Q dio), čime se faza mijenja u 2 stupnja (2 puta po 90°)
- Amplituda ima manje oscilacije, a signal ne prolazi kroz ishodište.

3.4.4. $\pi/4$ -QPSK

- 8 je stanja faze, pri c=0 i c=1 ukomponirano u isti QPSK postupaka
- Ako je trenutni simbol u c=1, sljedeći će biti pri c=0 i obrnuto. Time se onemogućuje promjena faze za $\pm\pi$, maksimalna promjena je tada $\pm \frac{3\pi}{4}$, što znači manje promjene amplitude (od QPSK, ali veće OQPSK)
- $\frac{\pi}{4}$ -QPSK se uvijek diferencijalno kodira

3.4.5. 8-PSK

- Svakom simbolu se pridružuje $\log_2 8 = 3$ bita, 8 je stanja faze u dijagramu stanja
- Spektar je 3 puta uži, pa je $\frac{R_b}{B} = 3 \text{ bit/s/Hz}$

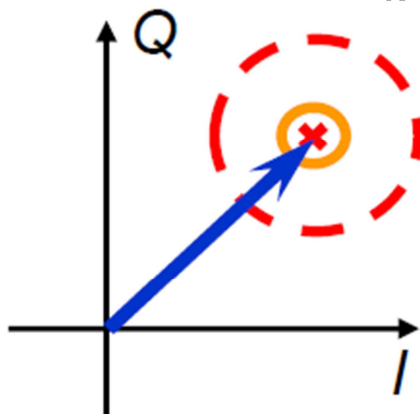
3.4.6. KONSTANTO I DIFERENCIJALNO KODIRANI PSK

- Kod koherentno moduliranih PSK, informacija se nalazi u relativnoj fazi modulacijskog signala, kod diferencijalno moduliranih signala informacija je sadržana u relativnoj promjeni faze.
- Time se uklanja potreba za referentnim bitovima, odnosno signalom s kojim će se relativna faza uspoređivati, ali je veća osjetljivost na šum.
- Diferencijalni PSK se demoduliraju diferencijalno (nekoherentni postupak), što je glavni razlog uvođenja diferencijalnih postupaka.
- Uočiti da je svejedno potrebno slati sinkronizacijski signal koji će odrediti početak kraj pojedinog simbola.
- Kod diferencijalnih postupaka promjene faze pri simbolima jednake su apsolutnim vrijednostima faze kod koherentnih postupaka (npr. DQPSK: 00= π , 01= $\frac{\pi}{2}$, 11=0, 10= $\frac{3\pi}{2}$
➤ Simboli i pripadne promjene faze pri njihovim pojavama)
- Promijene faze kod $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK:

Dibit	Promjena faze $\pi/4$ -DQPSK-signal
00	$\pi/4$
01	$7\pi/4 = -\pi/4$
11	$5\pi/4 = -3\pi/4$
10	$3\pi/4$

3.4.7. DIJAGRAM ŠUMA NA PSK SIGNALU

- Šum mijenja položaj točaka u dijagramu stanja (amplitudu i fazu), čime se kružno širi područje pojedinih stanja (ako je šum nekoreliran).
- Do pogreške neće doći ako je promjena faze manja od $\frac{\pi}{M}$.



- Kod većih M , veća je vjerojatnost pogreške jer su stanja u dijagramu bliža, ali je i veća spektralna učinkovitost.
- Pri većim M potreban je i veći odnos C/N (E_b/N_0).
- Isto vrijedi i za DPSK u odnosu na PSK (jer se pogreškom na jednom simbolu greška javlja i na susjednom simbolu, pa je više greški kod DPSK).

3.5. MINIMUM-SHIFT KEYING (MSK)

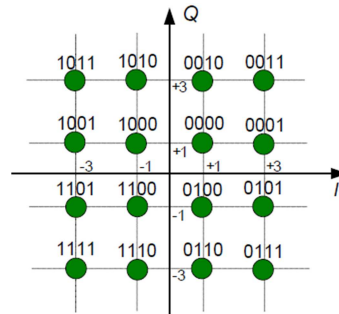
- MSK (označava se i kao FFSK –Fast FSK) je poseban slučaj FSK signala, kada je $m_{FSK} = 0.5$, što znači da je razmak diskretnih frekvencija, $2\Delta f$, jednak maksimalnoj frekvenciji modulacijskog signala f_M .
- Osigurana je kontinuiranost faze jer promjene frekvencije nastupaju u nultočkama modulacijskog signala.
- Faza se u intervalu simbola FSK postupka promjeni za $\pm \pi m_{FSK}$, pa se faza mijenja za $\pm \pi/2$.
- MSK je kosinus zbroja, pa kao se on rastavi dobije se isti oblik kao i QPSK, tj. OQPSK
- OQPSK je zbroj 2 ASK signala kao i bilo koji PSK, dok je MSK zbroj 2 AM signala koji su u kvadraturnom odnosu (pomak od $\pi/2$).
- MSK je poseban slučaj FSK, ali i OQPSK postupka, istovremeno MSK, tj. FFSK je OQPSK moduliran kosinusnim modulacijskim signalom.
- Kako su PSK postupci linearni, tako je i MSK isto linearan postupak.
- I i Q komponenta su pomaknute međusobno za T_b (kao i kod OQPSK).
- Spektralni oblik je isti kao i kod OQPSK, $\frac{R_b}{B}$ je isto 2 bit/s/Hz , ako je prva nultočka ovojnice snage u frekvencijskoj domeni na $\frac{3}{4T_b}$.
- MSK se može demodulirati koherentno ili nekolinearno (diferencijalno, jer se faza mijenja za $\pm \pi$).
- GMSK je MSK uz primjenu Gaussovog filtra s glavnom varijablom normiranom širinom pojasa $B \cdot T_b$.
- GMSK smanjuje širinu pojasa uz malo narušavanje kvalitete, kada je $B \cdot T_b = \infty$ dobiva se obični MSK

3.6. QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION (QAM)

- QAM nastaje istodobnom diskretnom modulacijom amplitude i faze, pa se naziva hibridni modulacijski postupak (moduliraju se dvije karakteristike).
- Nastaje zbrajanjem 2 ASK signala s više amplitudnih razina (2 puta L-ASK) pa je QAM linearni postupak.

$$u_{QAM} = I(t) \cos(\omega_p t) - Q(t) \sin(\omega_p t)$$

- M-QAM ima spektralnu učinkovitost $\log_2 M$ bit/s/Hz
- 4-QAM = QPSK, dok za veće M vrijedi M-QAM \neq M-PSK; $M = 2^n$
- Dijagram stanja 16-QAM:



- Za veće M, stanja QAM signala su jednoliko raspodijeljena na krugu (tj. prostoru), bolje od PSK signala gdje su stanja poredana po kružnici, pa se porastom M stanja više približavaju nego kod QAM.
- Porastom M raste $\frac{R_b}{B}$, ali i osjetljivost na smetnje (potreban veći E_b/N_0).
- Oblikovanjem stanja u heksagonalni oblik (više nalik krugu), osjetljivost na šum se smanjuje u usporedbi s kvadratnim oblikom.
- QAM se može demodulirati samo sinkrono.
- Utjecajem šuma, stanja u dijagramu se kružno šire (kao i PSK), koristi se Grayev kod.

3.7. USPOREDBA I KVALITETA DISKRETNIH POSTUPAKA

- Najveća moguća spektralna učinkovitost (Shannonova granica) je:

$$\frac{R_b}{B} = \log_2 \left(1 + \frac{C}{N} \right);$$

svi diskretni modulacijski postupci imaju manju $\frac{R_b}{B}$ od Shannonove granice.

- Porastom broja simbola (M), $\frac{R_b}{B}$ raste, no raste i osjetljivost na šum (potreban veći C/N, odnosno E_b/N_0).
- Budući da je određivanje BER-a komplicirano, definira se jednostavnija mjera, **veličina verzora pogreške (EVM – Error Vector Magnitude)**
- EVM je jednak modulu razlike idealnog položaja određenog stanja i vektora očitnog stanja.
- Definira se i omjer pogreške modulacije, **MER (Modulation Error Ratio)** koji je vezan uz EVM i omjer je snage idealnog i EMV.

3.8. SINKRONIZACIJA

- Kod nekoherentne modulacije potrebno je obaviti sinkronizaciju simbola –odrediti početak i kraj pojedinog intervala simbola.
- Kod koherentne (de)modulacije potrebno je uz to obaviti i sinkronizaciju nosioca –referentni signal u demodulatoru iste frekvencije i faze kao i prijenosni signal.
- Sinkronizacija se može ostvariti periodičnim slanjem sinkronizirajuće sekvence ili izdvajanjem i usporedbom podataka iz moduliranog signala (sporije).