UNIVERZA V LJUBLJANI
Fakulteta za elektrotehniko

UČINKOVITI POSTOPKI KANALSKEGA KODIRANJA IN MODULACIJE

Seminar

Pripravila: Maruša BERGEL
Mentor: Dr. Sašo TOMAŽIČ

Oktober, 2001

KAZALO

1. UVOD

Ljudje v medsebojnih komunikacijah uporabljamo različne komunikacijske sisteme. To so npr. optični sistemi, satelitske zveze, mobilne zveze, radijske zveze,…. Z razvojem tehnologije se razvijajo različni novi sistemi, že obstoječi pa se izpopolnjujejo. Cilj vsakega komunikacijskega sistema je prenos informacije od izvora do porabnika. Razvoj napreduje v smeri, da bi bil ta prenos čim bolj učinkovit, prenesena informacija pa s čim manj napakami. Za to je potrebno informacijo in informacijski vir prilagoditi danemu prenosnemu kanalu. V ta namen izvajamo različne postopke kanalskega kodiranja in modulacij. V tej nalogi so zajeti nekateri izmed njih.

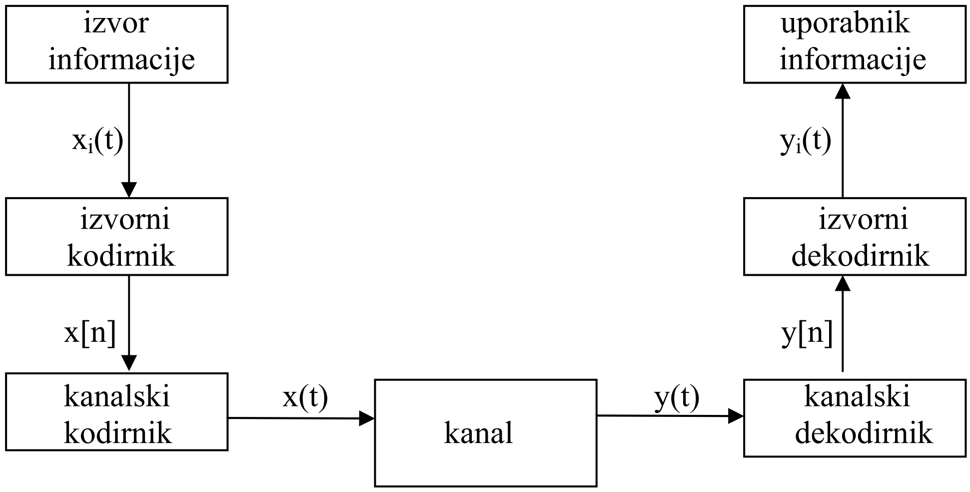
2. KANALSKO KODIRANJE

Pod izrazom kanalsko kodiranje razumemo postopke, ki pripravljajo informacijo na prenos po kanalu. Pri načrtovanju komunikacijske zveze moramo upoštevati parametre in zahteve, ki jim mora zveza ustrezati, da bi bil prenos informacije čimbolj kvaliteten. Med parametre zveze sodijo pasovna širina, razmerje signal šum, moč signala in kompleksnost zveze. Tako na samo kvaliteto signala lahko vplivamo s spreminjanjem moči signala, s povečanjem pasovne širine in ustreznim kodiranjem, ki omogoča odkrivanje in odpravljanje napak.
Zahtevi, ki jima mora ustrezati digitalna zveza, sta na primer bitna hitrost in njena kvaliteta, ki se običajno podaja z verjetnostjo ponavljanja napake (BER).
Postopki, s katerimi lahko povečamo kvaliteto zveze in zmanjšamo njen BER, so naslednji:

- povečanje moči
- povečanje pasovne širine z ustrezno modulacijo
- uporaba kodiranja za popravljanje napak

2. 1. Osnovni komunikacijski sistem

Pri vsakem komunikacijskem sistemu gre za prenos informacije od njenega izvora do uporabnika. Sam potek komunikacije razložimo na modelu komunikacijskega sistema, ki ga prikazuje slika 1.



Slika 1: *Osnovni komunikacijski sistem*

Na oddajni strani je najprej izvor informacije $x_i(t)$, ki je lahko analogen ali digitalen. Informacija se najprej obdeluje v izvornem kodirniku, ki informacijo predela v neko standardno obliko sporočil, ki je primerna za nadaljnjo obdelavo. V izvornem kodirniku tako poteka A/D pretvorba, izločanje irelevance in redundance signala. Torej je na izhodu niz simbolov x[n].

Naloga kanalskega kodirnika je preoblikovanje informacije v signal, ki je primeren za prenos preko komunikacijskega kanala. V kanalskem koderju tako poteka preslikava časovno diskretnega niza x[n] v analogni signal x(t), preslikava iz binarnega v M-nivojski signal, dodajanje redundance za odkrivanje in odpravljanje napak, moduliranje v drug frekvenčni pas.

Signal x(t) je speljan v kanal, kjer se signal v splošnem pokvari; spremeni obliko, dodajo se mu motilni signali.

Na sprejemni strani ima komunikacijski sistem ustrezne dekodirnike, ki opravljajo obratne naloge, kot kodirniki. Tako kanalski dekodirnik pretvori signal y(t) v standardno obliko sporočila, izvorni dekodirnik pa ga predela v obliko, primerno za uporabnika informacije. Uporabnik informacije tako na koncu sprejme signal $y_i(t)$, ki se nekoliko razlikuje od oddanega signala $x_i(t)$.

Vpliv škodljivih pojavov v zvezi lahko zmanjšamo na več načinov. Eden izmed učinkovitih načinov, s katerim lahko na oddajni strani vplivamo na zanesljivost zveze, je kodiranje za odkrivanje in uporabljanje napak. Z uporabo le – tega lahko precej zmanjšamo potrebno razmerje signal šum za isti BER kot pri nekodiranem prenosu.

2. 2. Osnove teorije informacij

Osnova kodiranja za vnaprejšnje popravljanje napak izhaja iz teorije informacije.
V teoriji informacije je informacija dogodka A, ki se zgodi z verjetnostjo P(A), naslednja:

$$I(A) = \log_2 \frac{1}{P(A)} = -\log_2 P(A) \qquad [1.]$$

Osnova logaritma predstavlja izbiro enote. Če je osnova 2, je enota Shannon ali bit. En bit je enota za množino informacije in predstavlja informacijo dogodka z dvema enako verjetnima možnostma.
Več kot informacija enega dogodka, nam pove povprečna informacija simbolov, ki jih izvor tvori. Povprečno informacijo posameznega simbola imenujemo entropija.
Recimo, da je X diskretna naključna spremenljivka, ki lahko zavzame L vrednosti x_i z verjetnostmi p_i, za vse i med 1 in L. Entropija spremenljivke X je definirana kot povprečje informacij za vsak dogodek, ki se lahko zgodi (da x zavzame eno od možnih vrednosti x_i):

$$H(X) = E[I(x_i)] = \sum_{i=1}^{L} p_i I(x_i) = \sum_{i=1}^{L} p_i \log_2 \frac{1}{p_i} \qquad [2.]$$

Entropija niza Y_X, sestavljenega iz N statistično neodvisnih naključnih spremenljivk X z enako verjetnostno porazdelitvijo, je enaka:

$$H(Y_X) = N\, H(X) \qquad [3.]$$

Entropija naključne spremenljivke X in s tem tudi časovno nespremenljivega in statistično neodvisnega niza Y_X, je največja , če so vse možne vrednosti, ki jih X lahko zavzame, enako verjetne. Torej ima niz največjo entropijo, kadar je porazdelitev verjetnosti enakomerna.
Večja kot je entropija, več informacije na posamezen simbol lahko prenesemo. Torej, z naraščanjem entropije niza simbolov, se manjša število simbolov, ki jih potrebujemo za prenos množine informacije.
Informacijo, ki smo jo prenesli preko informacijskega kanala brez spomina s prenosom posameznega simbola, imenujemo prenesena informacija. Pri preneseni informaciji nas zanima informacija, ki jo v povprečju prenese simbol prenašanega niza. Ta je enaka povprečni vzajemni informaciji oziroma vzajemni entropiji H(X;Y).
Maksimalna vzajemna entropija je enaka kapaciteti kanala:

$$C = \max_{p_i} H(X;Y) \qquad [4.]$$

Kapaciteta kanala je torej definirana kot maksimalna povprečna prenesena informacija preko istega kanala. Maksimum v definicijski enačbi se išče preko vseh možnih verjetnosti porazdelitev, ki jih ima lahko vhodni niz v kanal. Količina C je odvisna le od kanala in je neodvisna od porazdelitve nizov.
Pri kodiranju za vnaprejšnje popravljanje napak sta pomembna teorema o izvornem in kanalskem kodiranju.
Teorem o izvornem kodiranju pravi, da lahko vsak niz x[n] z entropijo H_x, ki je manjša od maksimalne entropije H_{max}, preslikamo v niz y[n] z maksimalno entropijo $H_y = H_{max}$.
H_{max} je entropija tistega niza, pri katerem so vsi nivoji enako verjetni.
Ta teorem je osnova za brezizgubno kodiranje oziroma brezizgubno kompresijo. Vsako zaporedje simbolov je mogoče pretvoriti (kodirati) v zaporedje med seboj neodvisnih

simbolov z enakomerno porazdelitvijo tako, da gre redundanca proti nič, ko gre število simbolov proti neskončno. Torej gre pri tem za izločanje redundance, ki je definirana kot razmerje odvečnih bitov z entropijo niza (entropijsko kodiranje):

$$R_x = 1 - \frac{H_x}{H_{max}} = 1 - \frac{H_x}{\log_2 L} \qquad [5.]$$

Teorem o kanalskem kodiranju se glasi: če želimo prenesti niz simbolov z entropijo H preko kanala s kapaciteto C, lahko to storimo s poljubno majhno verjetnostjo napake, če je H manjša od C.Verjetnost napake gre proti nič, če gre dolžina prenašanega niza proti neskončno. Verjetnost napake je dana z enačbo:

$$P(e) \leq 2^{-nK(H)}, \qquad [6.]$$

Kjer je n dolžina prenašanega niza in K(H) pozitivna funkcija entropije za $H<C$.
Torej lahko s povečevanjem dolžine niza n , ki ima $H<C$, dosežemo poljubno majhno napako.
Teorem kot C podaja zgornjo mejo za prenos informacije na simbol preko kanala. Hkrati teorem tudi zagotavlja eksistenco kod, s katerimi lahko dosežemo eksponentno mejo, podano z enačbo [6.] in s katerimi se da doseči poljubno majhno verjetnost napake v sporočilu.
Teorem lahko uporabimo tudi drugače. S primerno kodo ob enaki moči signala lahko zmanjšamo pogostost napak v zvezi, lahko pa tudi s primerno kodo ob konstantni pogostosti napak zmanjšamo potrebno moč. S tem s kodiranjem privarčujemo moč ob nespremenjeni kvaliteti zveze. Ob tem moramo povečati pasovno širino B, da zagotovimo enako zmogljivost R. Razmerje R/B se imenuje spektralna učinkovitost – večji kot je parameter R/B, več pasovne širine zveza prihrani. Najmanjšo potrebno moč za enako zmogljivost R dosežemo ob uporabi neskončno velike pasovne širine.
Iz teorema o kanalskem kodiranju lahko sklepamo, da se z neskončno pasovno širino B in uporabo primernega kodiranja doseže majhno napako, če je razmerje signal šum (S/N) v zvezi tako, da je presežena t.i. Shannonova meja – 1,6 dB. Če Shannonova meja ni presežena, potem pogostost napak v zvezi zavzame vrednost ½.
Shannonova meja je teoretična, a zelo pomembna, saj je merilo za učinkovitost kodiranja. S kodiranjem se želimo tej meji čim bolj približati.
Za ocenjevanje učinkovitosti kodiranja je pomembna tudi primerjava zveze, ki uporablja kodiranje in zveze brez kodiranja.
Uporaba kodiranja lahko spremeni verjetnost ponavljanja napake (BER) celotnega sistema na tri načine:

- odstranijo se napake v sporočilu, ki jih kode lahko popravijo
- razširijo se vzorci napak, ki jih kode ne morejo popraviti
- poveča šum zaradi večje pasovne širine, ki je posledica višje simbolne hitrosti

2. 3. Kode za popravljanje napak

2. 3. 1. Linearne blokovne kode

Sporočilo razdelimo v bloke po k simbolov. Po kodirnem pravilu iz informacijskih bitov izračunamo n – k paritetnih bitov. Rezultat je blok (kodna beseda) n bitov, v katerem se nahaja n – k paritetnih bitov. Paritetni biti znotraj enega bloka so odvisni le od informacijskih bitov v istem bloku in neodvisni od bitov vseh ostalih blokov. Če so kode linearne, to pomeni, da je vsota dveh kodirnih besed, ki pripadata neki blokovni kodi, kodirna beseda iste blokovne kode. Bite kodne besede določimo po naslednjem pravilu:

$$c_i = \begin{cases} b_i, i = 0,1,...,n-k-1 \\ m_{i+k-n}; i = n-k, n-k+1,...,n \end{cases}, \qquad [7.]$$

Pri čemer z m_i, i gre od 0 do k-1, označimo informacijske bite, s c_i, i gre od 0 do n-k, bite kodne besede in z b_i, i gre od 0 do n-k-1, paritetne bite.
Paritetni biti so linearne vsote po modulu 2 informacijskih bitov:

$$b_i = p_{0,i}m_0 + p_{1,i}m_1 + \ldots + p_{k-1,i}m_{k-1} \qquad [8.]$$

Kjer za koeficiente $p_{i,j}$ velja:

$$p_{i,j} = \begin{cases} 0, \text{če je } b_i \text{ odvisen od } m_j \\ 0, \text{če } b_i \text{ ni odvisen od } m_j \end{cases} \qquad [9.]$$

Kodna beseda linearne blokovne kode je na sliki 2.

$b_0, b_1, \ldots, b_{n-k-1}$	$m_0, m_1, \ldots, m_{k-1}$
paritetni biti	informacijski biti

Slika 2: *Struktura kodne besede linearne blokovne kode*

Ob tem se nam ponuja vektorski zapis. Z vektorjem $\vec{c}$ zapišemo bite kodne besede, z vektorjem $\vec{p}$ paritetne bite in z vektorjem $\vec{m}$ informacijske bite. Vektorji $\vec{c}$, $\vec{p}$ in $\vec{m}$ so vrstični vektorji. S tem lahko linearne blokovne kode pišemo v matrični obliki. Tako paritetne bite določimo z enačbo:

$$\vec{b} = \vec{m}P, \qquad [10.]$$

kjer je P matrika koeficientov $p_{i,j}$, velikosti k × (n-k).
Kodno besedo izrazimo z enačbo:

$$\vec{c} = [\vec{b}, \vec{m}]. \qquad [11.]$$

Iz matričnih enačb [10.] in [11.] pridemo do naslednje enačbe, ki povezuje kodno besedo z informacijskimi biti:

$$\vec{c} = \vec{m}[P, I_k], \qquad [12.]$$

kjer je I_k enotska matrika dimenzije k × k.

Če matriko $[P,I_k]$ označimo z G, enačbo [12.] lahko zapišemo kot:

$$\bar{c} = \bar{m}G. \qquad [13.]$$

Matrika G je izvorna matrika z dimenzijo $k \times n$ in vsebuje k med seboj linearno neodvisnih vrstic. Enačba [13.] pove, da lahko vse kodne besede neke kode sestavimo s seštevanjem teh k linearno odvisnih vrstic.
Celotni nabor 2^k kodnih besed se imenuje koda.
Med biti kodne besede $\bar{c}$ in paritetnimi biti obstaja še sledeča povezava:

$$\bar{c}H^T = 0, \qquad [14.]$$

kjer matrika je matrika H matrika za preverjanje paritete in je enaka:

$$H = [I_{n-k},P^T]. \qquad [15.]$$

Matrika H je pomembna za dekodiranje v sprejemniku, medtem, ko je matrika G pomembna za kodiranje v oddajniku.
Sposobnost kode pri detektiranju in odpravljanju napak določa minimalna distanca d linearne blokovne kode.
Minimalna distanca d linearne blokovne kode je definirana kot najmanjša Hammingova distanca med katerim koli parom različnih kodnih besed v kodi. Hammingova distanca med dvema vektorjema (kodnima besedama) je definirana kot število mest, v katerih se vektorja razlikujeta.
Koda je sposobna popraviti t napak v sprejeti kodni besedi, če je izpolnjen pogoj:

$$d_{min} \geq 2t + 1. \qquad [16.]$$

Sprejeto kodno besedo dolžine n označimo z vektorjem $\bar{r}$, ki ga lahko zapišemo kot:

$$\bar{r} = \bar{c} + \bar{e}, \qquad [17.]$$

kjer je $\bar{e}$ vektor napak, ki vsebuje podatke o napakah, ki so se zgodile med prenosom.
Naloga sprejemnika je, da dekodira kodni vektor $\bar{c}$ iz sprejetega vektorja $\bar{r}$. Običajno poteka postopek preko izračuna novega vektorja z dimenzijo n – k, ki se imenuje sindrom in se izračuna po naslednji enačbi:

$$\bar{s} = \bar{r}\ H^T. \qquad [18.]$$

Sindromsko dekodiranje je sestavljeno iz treh korakov:
- iz prejetega vektorja $\bar{r}$ se izračuna sindrom po enačbi [18.]
- izmed vseh vektorjev napak z istim sindromom se določi vektor napake, katerega verjetnost ponavljanja je največja ($\bar{e}_0$)
- kodni vektor se določi kot $\bar{c} = \bar{r} + \bar{e}_0$.

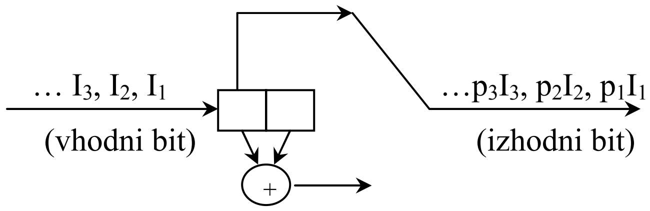
Poseben primer linearnih blokovnih kod so ciklične kode. Pri tem velja, da je binarna koda ciklična, če zadošča dvema osnovnima lastnostima:
- linearnost: vsota dveh kodnih besed je prav tako kodna beseda iste kode.
- cikličnost: vsak ciklični zamik v kodni besedi ustvari novo kodno besedo, ki je še vedno kodna beseda iste kode.

2. 3. 2. Konvolucijske kode

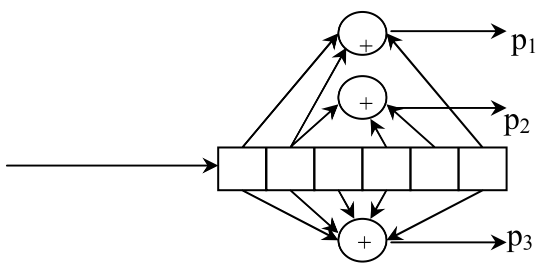
Konvolucijske kode so definirane kot podnizi poljubno dolgih nizov simbolov, določenih z linearnim kodirnim pravilom. Kodirnik deluje nad osnovnim informacijskim nizom tako, da generira zvezen niz zakodiranih simbolov. Vsak informacijski bit na izhodu kodirnika povzroči končno število zaporednih bitov v izhodnem nizu.Konvolucijske kode se uporabljajo za detekcijo in odkrivanje napak ter njihovo popravljanje.
Poznamo več vrst kodirnikov za konvolucijske kode. Vsi imajo dokaj enostavno zgradbo. Zgrajeni so iz pomikalnega registra in seštevalnikov, ki seštevajo predhodne informacijske bite. Tako je funkcija y(t), na izhodu iz kodirnika, funkcija stanja v času t in vhoda x(t). stanje v naslednjem trenutku S(t + 1) pa je v splošnem funkcija trenutnega stanja S(t) in trenutnega vhoda x(t).
Kodirniki se med seboj razlikujejo predvsem po tem ali so konvolucijske kode v sistematični ali nesistematični obliki. Pri sistematični obliki so vhodni informacijski biti neposredno vsebovani tudi v izhodnem nizu poleg paritetnih bitov. Pri nesistematični obliki pa izhodni niz neposredno ne vsebuje vhodnega niza.
Poleg pojmov linearnost, sindrom, minimalna distanca idr. Se pri konvolucijskem kodiranju pojavita še stopnja ali hitrost kodirnika r in omejitvena dolžina k.
Stopnja ali hitrost kodirnika je določena kot:

$$r = \frac{b}{V}, \qquad [19.]$$

kjer je b število bitov na vhodu in V število bitov na izhodu iz kodirnika.
Omejitvena dolžina k pomeni število zakasnjenih simbolov v kodirniku, ki se porabljajo za izračun izhodnega niza simbolov. Pomikalni register kodirnika za konvolucijsko kodo stopnje r in omejitvene dolžine k mora shranjevati b × k stanj.
Na sliki 3 sta predstavljena dva primera konvolucijskega kodirnika.



a) Sistematični kodirnik



b) Nesistematični kodirnik

***Slika 3:** Konvolucijska kodirnika*

Kodirnik na sliki 3a je sistematični kodirnik, katerega omejitvena dolžina je 2, saj se paritetni biti računajo iz dveh informacijskih bitov – trenutnega na vhodu in prejšnjega na vhodu kodirnika. Izhodi iz konvolucijskega kodirnika so linearne kombinacije zadnjih k informacijskih bitov na vhodu v kodirnik. Izhoda kodirnika določata enačbi:

$$p_{1,j} = i_j \qquad [20.]$$

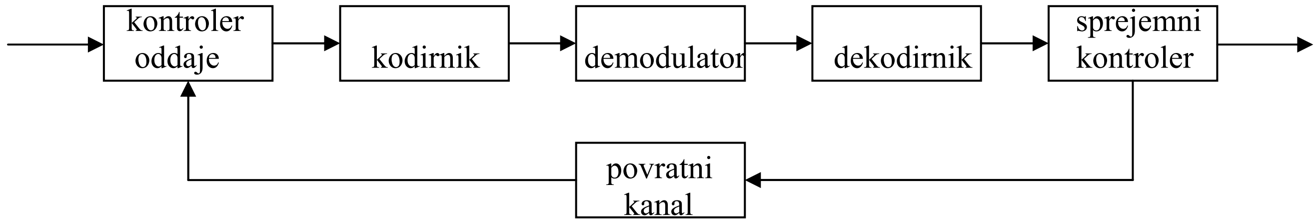
$$p_{2,j} = \sum_{l=0}^{k-1} G_{2,l}\, i_{j-l},\ j = 1,2,3,\ldots \qquad [21.]$$

Na sliki 3b je kodirnik v nesistematični obliki. Ker so izhodi izračunani iz šestih bitov, je k = 6.

Konvolucijske kode lahko predstavimo kot drevesni diagram, mrežni diagram ali diagram stanj. Hkrati obstaja več načinov dekodiranja konvolucijskih kod – npr. dekodiranje s povratno vezavo, sindromsko kodiranje s povratno vezavo, dekodiranje na osnovi največje verjetnosti.

2. 3. 3. Kodiranje za kanale s sestavljenimi napakami - ARQ in metoda z ločevanjem simbolov

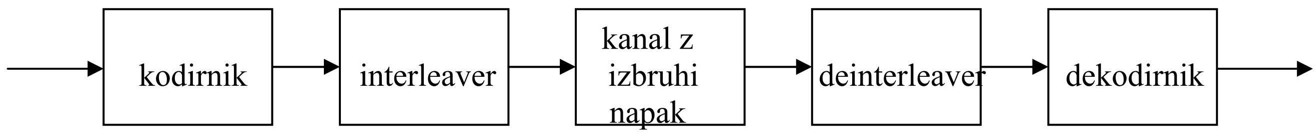
ARQ (automatic repeat request) je najpogosteje uporabljena tehnika obvladovanja napak v podatkovnih komunikacijskih sistemih. Učinkovita je za popravljanje napak v kanalih s sestavljenimi napakami, torej v kanalih, kjer so napake mešanica med seboj neodvisnih napak in strnjenih večkratnih napak – gruč, izbruhov.
Princip delovanja ARQ je prikazan na sliki 4.



***Slika 4:** ARQ način popravljanja napak*

Vidimo, da je v sistem vključen t.i. povratni kanal, ki je brez napak in služi za povratno informacijo o pravilnosti sprejema prejšnjega bloka podatkov ali zahtevo po ponovnem pošiljanju.

Z metodo z ločevanjem simbolov v sporočilu se kanal z izbruhi napak preoblikuje v kanal z neodvisnimi napakami, za katerega se lahko uporabijo klasične metode odpravljanja napak. Princip delovanja je predstavljen na sliki 5.



***Slika 5:** Metoda z ločevanjem simbolov*

Naloga interleaverja v oddajniku je, da vse bite v sporočilu loči med seboj na čim večjo razdaljo, v sprejemniku deinterleaver vse bite postavi nazaj na pravo mesto. Na kanalu se zgodijo izbruhi napak, ki se potem pretvorijo v posamične napake.

Pri uporabi kod za popravljanje napak pogosto pride do napak pri samem dekodiranju. Te napake imajo značaj izbruhov. Zato uporabljamo kode, ki so sestavljene iz dveh zaporednih kod – sestavljene kode. Namen druge kode je, da popravi napake, ki so nastale po prvem dekodiranju.

2. 4. Učinkovitost kodnih tehnik

Glede na učinkovitost kodne tehnike delimo v tri skupine:

- zelo učinkovite kodne tehnike
- srednje učinkovite kodne tehnike
- manj učinkovite kodne tehnike

Med zelo učinkovite tehnike sodijo tiste, katerih dobitek je več kot 8 dB. Med te tehnike sodijo sestavljene blokovne kode z blokovnimi kodami, sestavljene blokovne kode s konvolucijskimi kodami in konvolucijske kode z visoko omejitveno dolžino.
Srednje učinkovite tehnike imajo kodni dobitek med 4 in 7 dB. To so na primer ciklične kode in konvolucijske kode s kratkimi omejitvinimi dolžinami.
V kategorijo manj učinkovitih tehnik sodi veliko konvolucijskih in blokovnih kod, saj postopki kodiranja in dekodiranja niso zahtevni.

3. MODULACIJE

Informacije prenašajo signali. Če prenašamo osnovni signal po kanalu, ki prepušča frekvenčni spekter tega signala, obravnavamo prenašanje znotraj tega prepustnega pasu. Pogosto pa se zgodi, da signal ni prilagojen na komunikacijski kanal. Problem prilagojenosti na komunikacijski kanal obstaja pri vseh vrstah komunikacij. Če želimo na primer hitrejši prenos od danega, moramo informacijski vir prilagoditi danemu kanalu. V ta namen moramo izvesti postopek, ki ga imenujemo modulacija. Pri tem uporabljamo nosilnik (nosilni signal), ki je prilagojen prevajalnemu kanalu. Ta nosilnik je lahko sinusni val (nosilni val) ali kakršnokoli zaporedje impulzov. Da lahko prenašamo informacijo po kanalu, spreminjamo enega parametrov nosilnega signala. V primeru sinusnega nosilnega vala lahko spreminjamo amplitudo, frekvenco ali fazo. Glede na to, katere parametre spreminjamo, ločimo naslednje modulacije:

- linearna (amplitudna) modulacija
- fazna modulacija
- frekvenčna modulacija
- impulzno širinska modulacija
- impulzna modulacija lege (položajna impulzna modulacija)
- impulzna frekvenčna modulacija
- kodne impulzne modulacije

3. 1. Linearna (amplitudna) modulacija

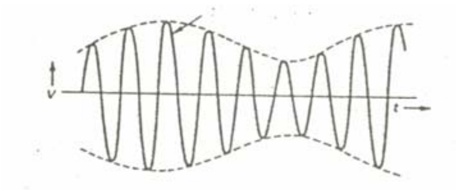
Pri amplitudni modulaciji gre za spreminjanje amplitude danega zaporedja impulzov. Kot nosilnik ali nosilni val uporabimo cosinusni signal:

$x(t) = A \cos (\omega_0 t + \phi_0)$. [22.]

Informacijo prenašamo tako, da počasi spreminjamo amplitudo A nosilnika.
Funkcija, ki ponazarja informacijo, ki jo želimo prenašati, je modulacijski signal. Naj bo to:

$s(t) = \cos \Omega t$ [23.]

Predpostavljamo, da ima modulacijski signal s(t) omejen frekvenčni spekter z največjo frekvenco. S signalom s(t) moduliramo nosilni val x(t).
Modulirani signal ima obliko, ki jo prikazuje slika 6.



Slika 6: *Časovna slika amplitudno moduliranega signala.*

Modulirani signal v tem primeru lahko zapišemo kot:

$x(t) = A (1 + m\, s(t)) \cos (\omega_0 t + \phi_0)$. [24.]

Ker v tem izrazu nastopajo med modulacijskim in nosilnim signalom le linearne operacije (množenje in seštevanje), imenujemo amplitudno modulacijo tudi linearna modulacija.
Počasno spreminjanje amplitude dobimo, če je $m\, s(t) < 1$ in $F << f_0$ (frekvenca nosilnika). Če je s(t) sinusoida in če je $\phi_0 = 0$, dobimo:

$x(t) = A (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$. [25.]

Izraz [25.] lahko s pomočjo enačb za produkte trigonometričnih funkcij zapišemo v naslednji obliki:

$x(t) = A \cos \omega_0 t + \frac{Am}{2} \cos (\omega_0 + \Omega)t + \frac{Am}{2} \cos (\omega_0 - \Omega)t$. [26.]

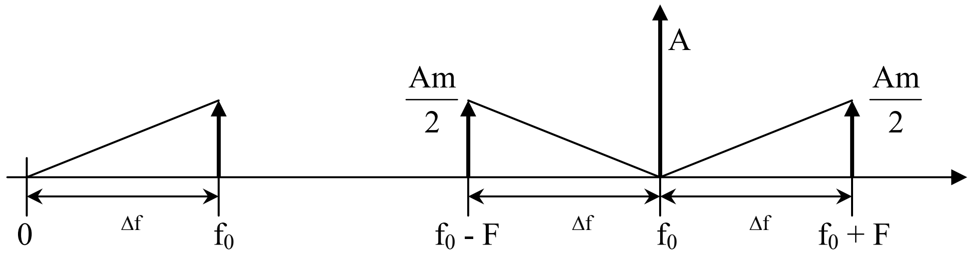
vidimo, da je spekter sestavljen iz treh črt pri frekvencah f_0, $f_0 - F$ in $f_0 + F$ z amplitudami A, $\frac{Am}{2}$ in $\frac{Am}{2}$. Torej amplitudno modulirani signal sestavljajo tri komponente:

- nosilec $A \cos \omega_0 t$
- spodnji bočni signal s frekvenco $f_0 - F$
- zgornji bočni signal s frekvenco $f_0 + F$.

Torej frekvenčno omejen signal širine Δf povzroča frekvenčno omejeni signal širine $2\Delta f$. To je znana lastnost amplitudne modulacije – če je širina nizko frekvenčnega signala enaka B, tedaj dobimo spekter B_f širine 2B:

$B_f = 2B$. [27.]

Frekvenčni spekter amplitudno moduliranega signala predstavlja slika 7.

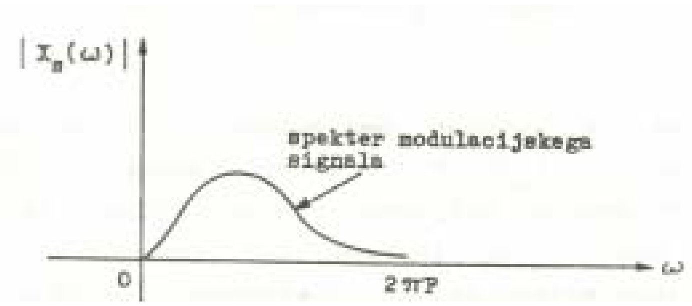


Slika 7: *Frekvenčni spekter amplitudno moduliranega signala*

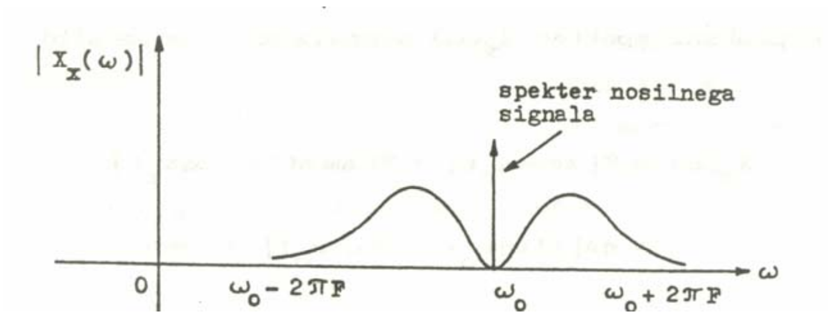
Če je spekter poljuben in je njegov kompleksni spekter enak $x_s(\omega)$ in ima to lastnost, da je zanemarljivo majhen za vse frekvence $f = \frac{\omega}{2\pi}$, ki so večje od neke največje frekvence F ($f > F$), dobimo kompleksni spekter $x_x(\omega)$ signala x(t) po enačbi:

$$x_x(\omega) = \pi A \left[\delta(\omega + \omega_0) + \delta(\omega - \omega_0)\right] + \frac{Am}{2}\left[x_s(\omega + \omega_0) + x_s(\omega - \omega_0)\right]. \qquad [28.]$$

Spekter amplitudne gostote $|x_s(\omega)|$ za pozitivne frekvence ponazarja slika 8 a, ustrezni spekter amplitudne gostote $|x_x(\omega)|$ signala x(t) pa ponazarja slika 8 b.



a) spekter amplitudne gostote modulacijskega signala s(t)



b) spekter amplitudne moduliranega signala x(t)

Slika 8: *Spekter amplitudne gostote modulacijskega in moduliranega signala*

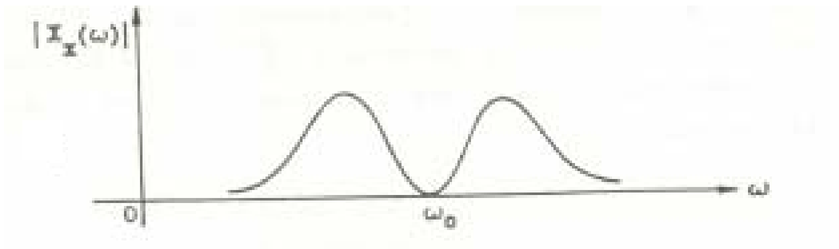
Spekter moduliranega signala ima torej tri komponente:

- zvezni val pri nosilni frekvenci ω_0
- zgornji bočni pas s frekvencami med ω_0 in $\omega_0 + 2\pi F$
- spodnji bočni pas s frekvencami med $\omega_0 - 2\pi F$ in ω_0

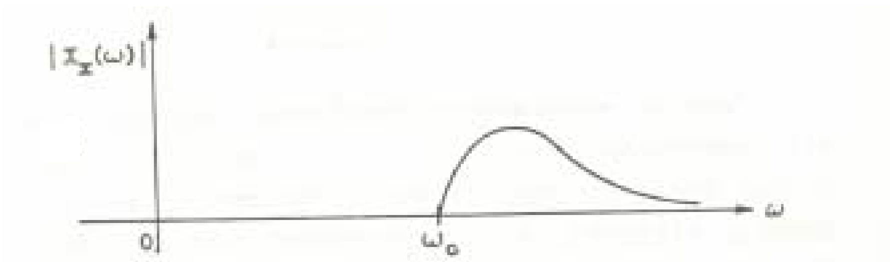
Ugotovimo lahko, da je nosilec cos $\omega_0 t$ v moduliranem signalu statični signal, ki ne vsebuje nobene informacije o modulacijskem signalu, in za prenos informacije sploh ni potreben. Celotna informacija o modulacijskem signalu, o njegovi amplitudi, frekvenci in fazi, je v celoti vsebovana v vsakem od bočnih pasov. Za prenos informacije zadostuje že prenos enega samega bočnega pasu. Tako se v praksi uporabljajo različne variante amplitudnih modulacij:

- DSB – dvobočna amplitudna modulacija; vsebuje nosilec in oba bočna pasova
- DSB – CS – dvobočna amplitudna modulacija z zadušenim nosilcem
- SSB – enobočna amplitudna modulacija
- VSSB – enobočna amplitudna modulacija z zakrnelim nosilcem.

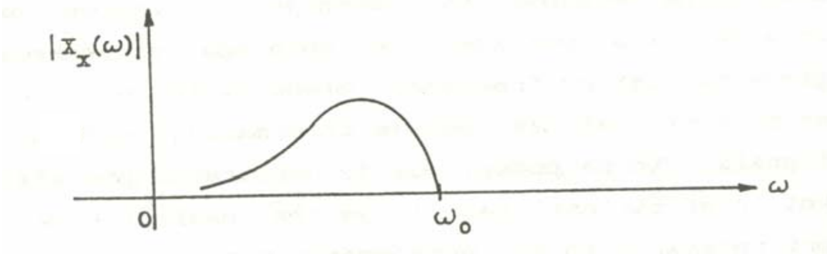
Amplitudne modulacije v splošnem označujemo z AM. Kadar ni posebej poudarjeno, za katero od AM modulacij gre, si pod to oznako predstavljamo DSB.
Na sliki 9 so ponazorjeni spektri posameznih AM.



a) spekter modulacije DSB – CS



b) spekter modulacije SSB z zgornjim bočnim pasom



c) spekter modulacije SSB s spodnjim bočnim pasom

Slika 9: *Spekter amplitudne modulacije*

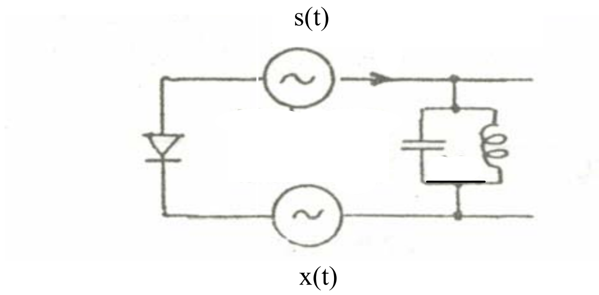
Glede na to, kako dosežemo modulacijo, ločimo:

- multiplikativno modulacijo – spreminjanje ojačanja ojačevalnika, skozi katerega vodimo nosilec v smislu modulacijskega signala
- aditivno modulacijo – z dovajanjem nosilnega in modulacijskega signala na nelinearni element (z množilnikom).

Tvorbo amplitudno moduliranega signala z množilnikom prikazuje slika 10.

Slika 10: *Tvorba amplitudne modulacije z množilnikom*

Enačba [25.] je zmnožek dveh faktorjev. Eden od njiju je odvisen od modulacijskega signala, drugi pa je nosilni val. Na množilnik z dvema vhodoma pripeljemo na vsak vhod en signal, iz njega dobimo odziv, ki je sorazmeren z zmnožkom obeh vhodnih signalov.
Pri aditivni modulaciji kot množilnik uporabimo nelinearni element (slika 11).



Slika 11: *Aditivna modulacija*

Naj bo nosilni signal $x(t) = A \cos \omega_0 t$ in modulacijski signal $s(t) = C \sin \Omega t$. Odvisnost med napetostjo in tokom nelinearnega elementa je:

$$I = I_0 + I_1 u + I_2 u^2 + I_3 u^3 + \dots, \qquad [29.]$$

Pri čemer je

$$u = A \cos \omega_0 t + C \sin \Omega t. \qquad [30.]$$

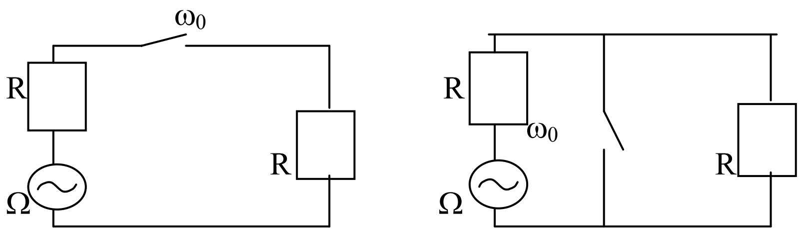
Linearni člen izraza [29.] da nosilec, kvadratni člen $I_2 u^2$ pa obe bočni frekvenci:

$$I_2(A \cos \omega_0 t + C \sin \Omega t)^2 = I_2^2 A^2 \cos^2 \omega_0 t + I_2^2 C^2 \sin^2 \Omega t + 2 I_2 AC \cos \omega_0 t \sin \Omega t \qquad [31.]$$

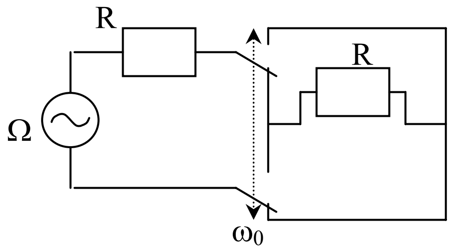
Amplitudno moduliran signal dobimo tako, da te tri komponente izmed drugih izločimo s paralelnim nihajnim krogom, uglašenim na frekvenco nosilca ω_0. Torej je amplitudno moduliran signal enak:

$$x(t) = 2 I_2 AC (\cos (\omega_0 + \Omega)t + \cos (\omega_0 - \Omega)t). \qquad [32.]$$

Pogosto moramo izločiti tudi nosilec. Balančni modulatorji nosilni signal zaradi balansiranja (simetrije) sami izločijo. Razvrstimo jih lahko v dva tipa, katerih poenostavljeno sliko prikazuje slika 12.
Na sliki 13 je predstavljena pripadajoča slika na izhodu iz modulatorja.

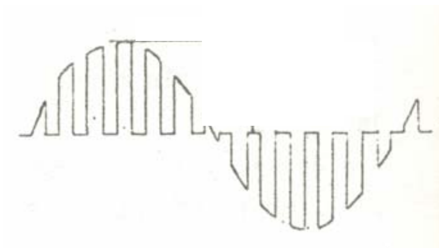


a) Modulator tipa 1.

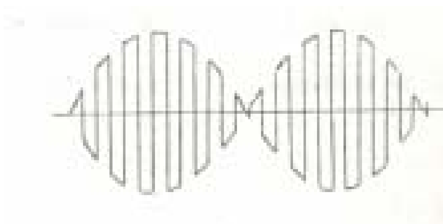


b) Modulator tipa 2.

Slika 12: *Balančni modulator*



a) modulator tipa 1



b) modulator tipa 2

Slika 13: *Časovna slika signala na izhodu iz balančnega modulatorja.*

Pomembni parametri, ki karakterizirajo nek modulator, so naslednji:

- konverzijsko slabljenje a_m – razmerje modulacijskega in bočnega signala
- minimalni potrebni nivo nosilca $n_c = n_{cm}$ – če povečujemo nivo nosilca preko te meje, se konverzijsko slabljenje ne zmanjšuje več, ker smo dosegli idealno delovanje elektronskih stikal
- dinamika modulacijskege signala – dana je z nivojem, pri katerem naraste konverzijsko slabljenje modulatorja za 1 db
- izolacijsko slabljenje – odnos med vhodnim nivojem nosilca in ostankom nosilca na izhodu v moduliranem signalu
- presečna točka.

Balančni modulatorji se uporabljajo:

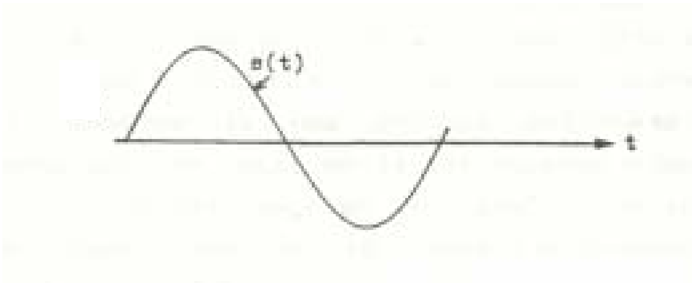
- za frekvenčno prestavitev vhodnega signala
- kot fazni detektorji signala iste frekvence, kot jo ima nosilec
- kot zvezno nastavljivi antenuator, katerega slabljenje je odvisno od enosmernega toka, s katerim krmilimo stikala modulatorja.

Poznamo dva tipa demodulatorjev za demodulacijo AM signala:

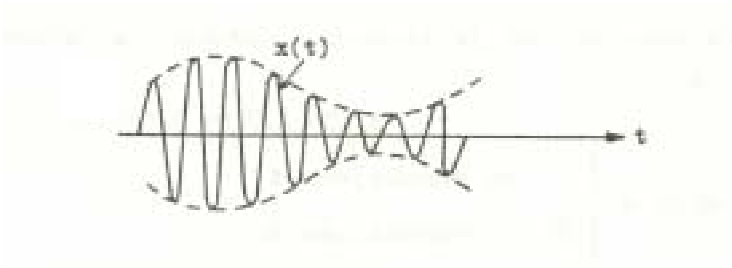
- envelopni – za demodulacijo DSB, DSB – CD (če mu na vhodu dodamo manjkajoči nosilec) in SSB signala (če je amplituda nosilca veliko večja od amplitude signala)
- produktni – za demodulacijo DSB – CS, SSB signala, lahko pa demoduliramo tudi DSB signal

Na sliki 14 je predstavljen princip delovanja moduliranega vala z dvema bočnima pasovoma (odnos moduliranega vala x(t) napram modulacijskemu valu s(t)).
Ločena sta dva primera:
14. b) $m > 1$ ($1 > m\, s(t)$) – envelopa amplitudno moduliranega signala je ves čas slika nizko frekvenčnega modulacijskega vala s(t), kar pomeni, da modulacijski signal s(t) (s slike 14.a) lahko dobimo iz moduliranega signala x(t) (s slike 14.b) z detektorjem, pri katerem je vhodni signal ves čas premo sorazmeren trenutni amplitudi moduliranega nosilca – npr. z envelopnim detektorjem.
14. c) $m < 1$ ($1 < m\, s(t)$) – envelopo tega moduliranega vala kaže slika 14 d), ki je dokaj različna od pravega modulacijskega signala – če uporabimo za izločanje informacije iz amplitudno moduliranega vala, detektor envelope, pride do popačenj.

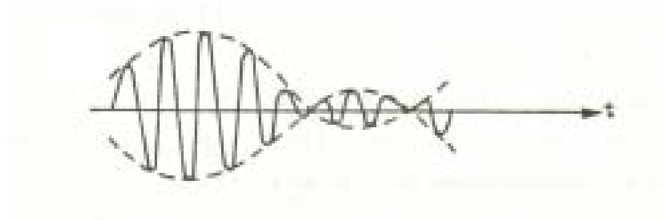
Amplitudna modulacija spremeni osnovni frekvenčni spekter v spekter dvojne širine. Nosilni val, ki ne nosi informacije, porablja energijo. Zato je koristno, da izločimo en stranski pas in da izločimo nosilni val. Zato se danes modulacija z enim bočnim pasom vedno bolj uporablja pri vseh prenosih signalov.



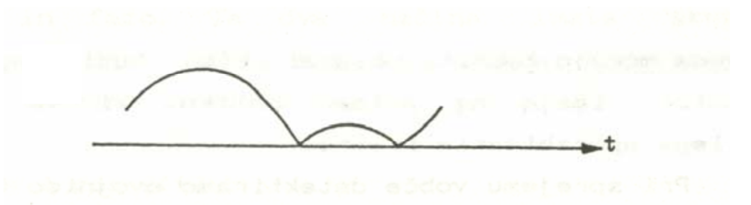
a) modulacijski signal s(t)



b*) modulirani nosilnik, če je m < 1*



c) modulirani nosilnik, če je m > 1



d) ovojnica vala s slike c

Slika 14: *Valovne oblike pri amplitudni modulaciji.*

3. 2. Eksponentna (kotna) modulacija

Pri eksponentni oziroma kotni modulaciji spreminjamo fazni kot nosilca.
Nosilni val lahko pišemo v obliki:

$$x(t) = A \cos \phi(t) = A\, e^{i\phi(t)}. \qquad [33.]$$

Fazni kot lahko spreminjamo tako, da spreminjamo nosilno frekvenco ω_0 ali fazo. Glede na to ločimo dva primera kotne modulacije:

- frekvenčna modulacija (FM)
- fazna modulacija (PM)

Pri fazni modulaciji se kot $\phi(t)$ spreminja sorazmerno z modulacijskim signalom s(t).
Naj bo fazni kot $\phi(t)$ nosilnika enak:

$$\phi(t) = \omega_0 + \theta_0 + k\, s(t). \qquad [34.]$$

Torej je nosilni val:

$$x(t) = A \cos (\omega_0 t + \theta_0 + k\, s(t)). \qquad [35.]$$

Če je modulacijski signal s(t) sinusoida, torej

$$s(t) = s_0 \cos (\Omega t + \theta_s), \qquad [36.]$$

dobimo:

$$x(t) = A \cos (\omega_0 t + \theta_0 + k s_0 \cos (\Omega t + \theta_s)). \qquad [37.]$$

Člen ks_0 je konstanten in ga imenujemo sprehod faze.
Trenutna frekvenca je:

$$f_i = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Phi}{dt} \qquad [38.]$$

$$f_i = \frac{\omega_0}{2\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{ds}{dt}. \qquad [39.]$$

V primeru sinusoide je

$$f_i = \frac{1}{2\pi} (\omega_0 - k s_0\, \Omega \sin (\Omega t + \theta_s)). \qquad [40.]$$

Pri frekvenčni modulaciji sinusnemu nosilnemu valu spreminjamo frekvenco. Trenutna frekvenca se spreminja linearno s signalom:

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Phi}{dt} = k\, s(t) + \omega_0. \qquad [41.]$$

Torej je modulacijski signal:

$$x(t) = A \cos (\omega_0 t + \theta_0 + k \int_{t_0}^{t} s(t)\, dt). \qquad [42.]$$

V primeru sinusnega modulacijskega signala je:

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta_0 + \frac{ks_0}{\Omega} \sin(\Omega t + \theta_s) \text{ in} \quad [43.]$$

$$f_i = \frac{\omega_0}{2\pi} + \frac{ks_0}{2\pi} \cos(\Omega t + \theta_s), \quad [44.]$$

pri čemer člen $\frac{ks_0}{2\pi}$ imenujemo sprehod frekvence, $\frac{ks_0}{\Omega}$ pa je stopnja (indeks) modulacije.

Pri frekvenčni modulaciji je frekvenčni sprehod konstanten, modulacijski indeks pa je obratno sorazmeren modulacijski frekvenci Ω.
V primeru sinusnega modulacijskega signala dobimo pri obeh modulacijah za signal x(t) isto obliko. Razlika je le v tem, da je fazni sprehod pri fazni modulaciji konstanten, pri frekvenčni modulaciji pa je obratno sorazmeren frekvenci modulacijskega signala.

Spekter pri kotni modulaciji dobimo s frekvenčno analizo signala s(t) sinusne oblike:

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta_0 + m \sin(\Omega t + \alpha)). \quad [45.]$$

Pri fazni modulaciji je

$$m = ks \quad [46.]$$

in

$$\alpha = \theta_s + \frac{\pi}{2}, \quad [47.]$$

pri frekvenčni pa

$$m = \frac{ks_0}{\Omega} \quad [48.]$$

in

$$\alpha = \theta_s. \quad [49.]$$

Če v [45.] ne upoštevamo začetnih faz θ_0 in α, dobimo izraz oblike:

$$x(t) = \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t), \quad [50.]$$

kar lahko razvijemo v Besselovo vrsto oblike:

$$\cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m) (\cos \omega_0 + n\Omega) t, \quad [51.]$$

pri čemer so $J_n(m)$ Besselove funkcije n – tega reda z argumentom m.

Vidimo, da spekter FM in PM signala v primerjavi z AM ni omejen z zgornjim in spodnjim bočnim pasom, ampak je neskončen.
Za frekvence, ki so zunaj območja trenutne frekvence (če je n > m), se amplituda $J_n(m)$ hitro bliža proti 0.

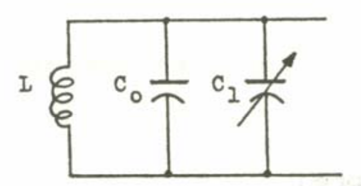
Ločimo dve možnosti:

- če je m velik (če je širina prenosnega pasu večja od širine osnovnega pasu), dobimo spekter širine $\frac{m\Omega}{n} = 2\Delta f$, kjer je Δf frekvenčni sprehod
- če je m majhen, moramo obdržati člena $\omega_0 - \Omega$ in $\omega_0 + \Omega$, saj drugače izgine tudi modulacija in s tem informacija. Za zelo majhne m je spekter 2Ω; torej dobimo podobne rezultate kot pri AM.

Če želimo prenašati signal s(t), s frekvenčnim pasom, ki ga prenašamo polovico levo polovico desno okoli nosilne frekvence s spektrom B, je prenašalni spekter med $f_0 - \Delta f - B$ in $f_0 + \Delta f + B$. Širina spektra je torej:

$$B_f = 2\,(\Delta f + B). \tag{52.}$$

Preprost frekvenčni modulator, ki je prikazan na sliki 15, je zasnovan na spreminjanju resonančne frekvence oscilatorja v ritmu modulacijskega signala s(t).



Slika 15: *Frekvenčni modulator*

Naj bo resonančna frekvenca oscilatorja enaka resonančni frekvenci vzporednega resonančnega kroga. Kapacitivnost tega kroga je sestavljena iz dveh delov. Kondenzator C_0 je stalen, kapacitivnost kondenzatorja C_1 pa se spreminja v skladu z modulacijskim signalom s(t). Torej je:

$$C_1 = a\,s(t), \tag{53.}$$

Kjer je a sorazmernostna konstanta.
Trenutna frekvenca f_i je v tem primeru enaka resonančni frekvenci vzbujenega kroga:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} - \frac{as(t)}{2C_0\sqrt{LC_0}}, \tag{55.}$$

sprehod frekvence pa je:

$$\frac{ks}{2\pi} = -\frac{af_0s}{2C_0}. \tag{56.}$$

Velikost as(t) mora biti mnogo manjša od C_0. Zato mora biti v tem približku majhen tudi frekvenčni sprehod oziroma odklon glede na nosilno frekvenco ω_0. Pri visokih frekvencah in v višjih frekvenčnih pasovih, kjer se ta tehnika uporablja, je ta pogoj vedno izpolnjen.
Frekvenčna modulacija izmed vseh kotnih modulacij najučinkoviteje izrablja razpoložljivi frekvenčni pas, zato je v praksi tudi največkrat uporabljena.

3. 3. Impulzne modulacije

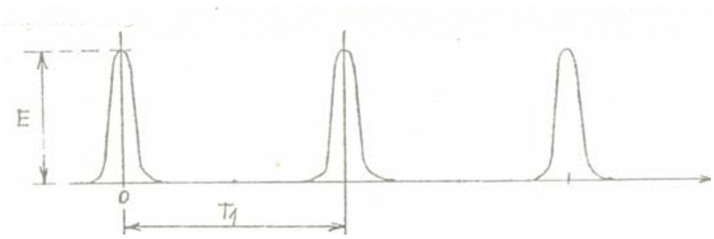
Pri impulznih modulacijah je nosilec modulacijskega signala niz periodičnih impulzov s periodo T_1. Tak niz lahko zapišemo s Fourierjevo vsoto:

$$x_i(t) = \sum_{n=0}^{\infty} (P_n \sin n\omega_1 t + Q_n \cos n\omega_1 t), \qquad [57.]$$

kjer je n = 0, 1, 2, 3, … in

$$\omega_1 = \frac{2\pi}{T_1}. \qquad [58.]$$

Če postavimo trenutek $t = 0$ v sredino impulza, je $P_n = 0$.
Tak niz impulzov je predstavljen na sliki 16.



Slika 16: *Nosilec kot niz impulzov*

Impulze nosilnega niza lahko moduliramo z modulacijskim signalom na več načinov. Tako ločimo naslednje impulzne modulacije:

- impulzno širinska modulacija (PLM) – spreminjamo širino ali trajanje impulza
- impulzna modulacija lege ali položajna impulzna modulacija (PPM) – spreminjamo lego impulza v času
- impulzna frekvenčna modulacija – spreminjamo frekvenco ponavljanja impulza
- kodne impulzne modulacije (PCM, DM, ADM, delta)
- amplitudna modulacija (PAM)

3. 3. 1. Amplitudna impulzna modulacija (PAM)

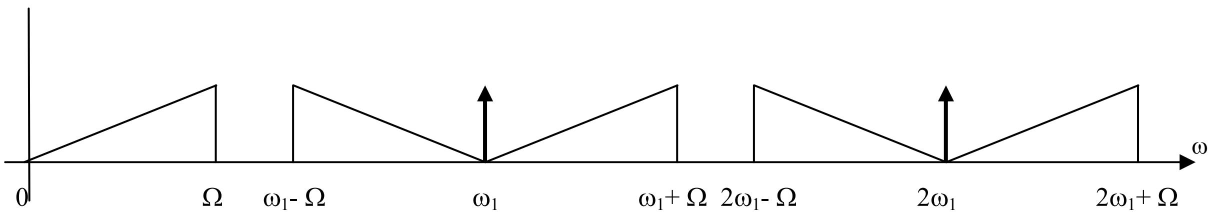
Pri amplitudni impulzni modulaciji množimo niz impulzov $x_i(t)$ s sinusnim modulacijskim signalom s(t) frekvence Ω.

$$x(t) = x_i(t)\,(1 + m \sin \Omega t) \qquad [59.]$$

Dobimo:

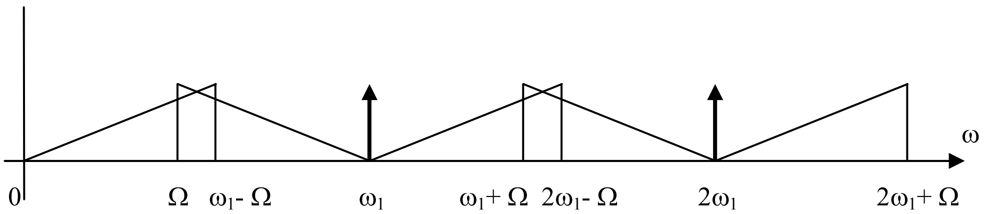
$$x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} (Q_n \cos n\omega_1 t) + mQ_0 \sin \Omega t + \frac{m}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (Q_n \sin (n\omega_1 + \Omega)t + Q_n \sin (n\omega_1 - \Omega)t \qquad [60.]$$

Na sliki 17 so ponazorjene frekvence, ki jih vsebuje spekter tega signala.



Slika 17: *Spekter signala pri amplitudno impulzni modulaciji*

Po teoremu o vzorčenju, lahko signal s frekvenco Ω prenesemo le, če za frekvenco vzorčenja velja $\omega_1 \geq 2\Omega$. V tem primeru lahko vse modulacijske frekvence nižje od Ω izločimo iz tega signala z nizkim sitom z mejno frekvenco Ω. Če pa je $\omega_1 < 2\Omega$, se zmešata osnovni in spodnji bočni pas ob ω_1 in modulacijski signal je popačen. To prikazuje slika 18.



Slika 18: *Spekter popačenega modulacijskega signala*

3. 3. 2. Kodne impulzne modulacije (PCM)

Bistvene prednosti kodnih impulznih modulacij:

- digitalno procesiranje signalov, ki ne zahteva individualnega uravnavanja elementov
- bistveno nižje potrebno razmerje signal/šum na prenosni poti pri prenosu PCM signala v primerjavi s prenosom analognih signalov
- zaradi nelinearnega ojačanja razmerja signal/šum možnost skoraj neomejenega dosega PCM prenosnih sistemov

Pri kodni impulzni modulaciji signal y(t), ki ga želimo prenašati, vzorčimo ob časovnih intervalih $T_1 = 1/2F$. Območje od $-U_0$ do $+U_0$, v katerem se vzorci signala nahajajo, razdelimo na k intervalov; kvantov. Vsakemu od teh kvantov priredimo določeno kodo. Signal y(t) nato zakodiramo tako, da priredimo vsakemu vzorcu kodo kvanta, v katerega pada velikost vzorca. Pri sprejemu vsake kode v sprejemniku generiramo impulz z višino, ki je enaka srednji vrednosti pripadajočega kvanta. S tem vse vzorce, ki se razlikujejo od srednje vrednosti kvantnega intervala, v katerega padejo, popačimo. To popačenje je kvantizacijski šum. Razmerje signal/kvantizacijski šum je enako:

$$\frac{S}{N_k} = 20 \log \frac{2U_0}{2U_0/K} = 20 \log k. \qquad [61.]$$

To razmerje lahko izboljšamo s povečanjem števila kvantizacijskih impulzov (frekvenčna razširitev), v omejenem obsegu pa z uporabo neenakih kvantov pri kodiranju.

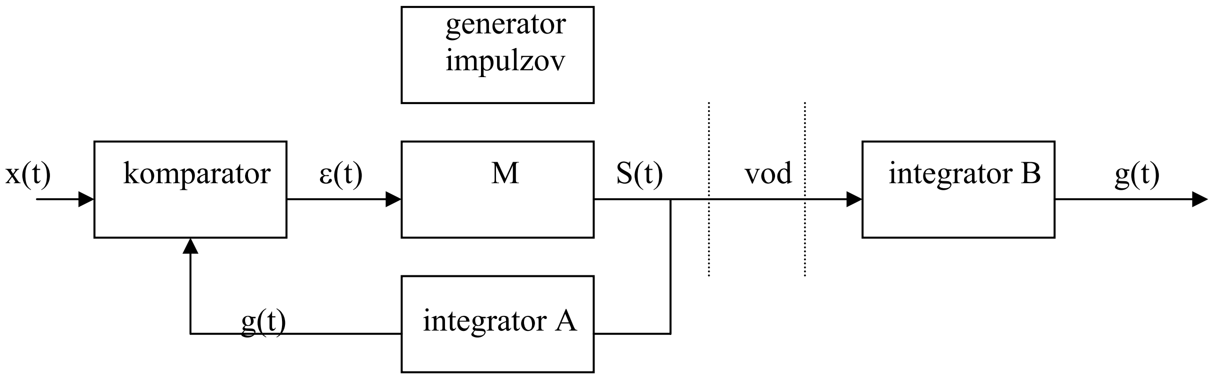
Postopki kodiranja in dekodiranja, ki se uporabljajo pri impulznih modulacijah, so naslednji:

- analogni signal najprej vzorčimo, ugotovimo njegovo polariteto, ga komprimiramo in nato njegovo absolutno vrednost kodiramo z linearnim kvantizerjem (z metodo štetja, po postopni komparaciji ali s trenutno komparacijo)
- vzorce analognega signala kodiramo z nelinearnim kvantizerjem, ki prilagaja kvant velikosti vzorca
- vzorce analognega signala kodiramo z linearnim kvantizerjem s kvantom, ki ustreza najnižjemu signalu

Danes se v praksi največ uporabljata kodirnik s štetjem in kodirnik s postopno komparacijo.

3. 3. 3. Delta modulacija

Poseben primer impulzne kodne modulacije je impulzna modulacija delta (DPCM ali DM). DM sestoji iz prenašanja in seštevanja pozitivnih in negativnih impulzov glede na to, če informacijski signal narašča ali pada. Velikost vzorca je zakodirana z enim samim impulzom. Prednost delta modulacije je v enostavnosti modulacijskega in demodulacijskega vezja (slika 19) in razmeroma majhni občutljivosti na motnje.



Slika 19: *Delta modulacija*

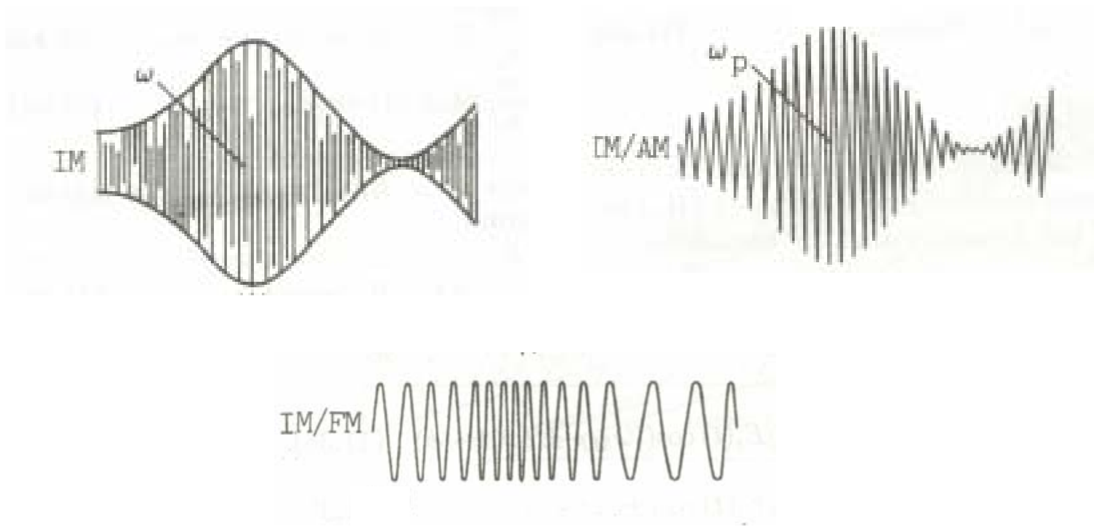
Modulacijski signal x(t) dovajamo v komparator, kjer ga v časovnih intervalih T_s primerjamo z demoduliranim signalom g(t). Na izhodu dobimo napako:

$\varepsilon(t) = g(t) - x(t).$ [62.]

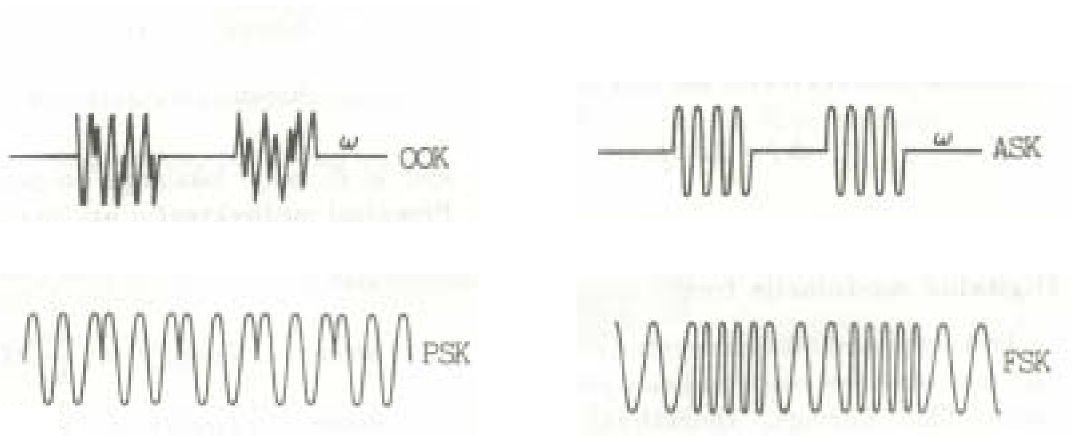
Modulator M na vod odda impulz, ki je ravno nasprotnega predznaka kot napaka.
Demodulator predstavlja integrator, ki iz sprejetih impulzov generira funkcijo g(t).

3. 4. Modulacija v optičnih sistemih

Sistemi optičnih komunikacij danes obsegajo vse vrste komunikacijskih povezav. S tem optične komunikacije obsegajo širok spekter raznih storitev od širokopasovnih integralnih storitev digitalnega omrežja do navadnega govornega prenosa.
Optične zveze uporabljajo analogno in digitalno modulacijo. Ker je frekvenčni pas optičnega sistema veliko širši od frekvenčnih pasov električnih prenosnih sistemov, se vedno bolj uporabljajo digitalne modulacije.
Na sliki 20 so prikazane modulacije, ki se uporabljajo v optičnih sistemih.



a) analogne modulacije



b) digitalne modulacije

Slika 20: *Modulacije v optičnih sistemih*

3. 4. 1. Analogna modulacija

Analogne modulacije so zasnovane na spreminjanju intenzitete optične moči v ritmu modulacijskega signala. Glede na to, kako moduliramo svetlobno moč, ločimo naslednje intenzitetne modulacije:

- intenzitetna modulacija svetlobe v osnovnem pasu (IM)

Za IM modulacijo zadostuje nekoherentna svetloba. Trenutno moč svetlobnega signala P(t) spreminjamo v ritmu modulacijske frekvence Ω po enačbi:

$$P(t) = P\,(1 + m \cos \Omega t), \qquad [63.]$$

Pri tem je $m \leq 1$ stopnja modulacije, P povprečna vrednost, mP pa amplituda časovne spremembe optične moči. Širina prenašanega spektra je enaka širini osnovnega pasu. Na izhodu se v ritmu P(t) spreminjata izhodni tok in izhodna napetost.

- intenzitetna amplitudna modulacija podnosilca (IM/AM)

Amplitudna modulacija nekoherentnega svetlobnega signala ni mogoča, zato AM izvedemo na podnosilcu krožne frekvence ω_p, ki je mnogo višja od modulacijske frekvence in mnogo nižja od frekvence svetlobe, takole:

$$P(t) = P_0 + P\,(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_p t, \qquad [64.]$$

kjer je P_0 osnovna enosmerna komponenta moči. Širina prenašanega spektra je enaka dvakratni širini osnovnega pasu.

- intenzitetna fazna (frekvenčna) modulacija podnosilca (IM/FM)

Frekvenčno ali fazno modulacijo izvedemo na podnosilcu takole:

$$P(t) = P_0 + P \cos (\omega_p t + \beta \sin \Omega t), \qquad [65.]$$

Kjer je β deviacija faze. Spekter prenašanega signala je lahko veliko širši od dvakratne širine osnovnega spektra:

$$\Delta f = 2(\beta + 1)B. \qquad [66.]$$

3. 4. 2. Digitalna modulacija

Digitalne modulacije so zasnovane na spreminjanju moči nekoherentnega svetlobnega signala sli pa na spreminjanju parametrov koherentnega svetlobnega signala v ritmu prekinjanja signala. Koherentne modulacije so veliko zahtevnejše, saj so pogojene s koherentnim sprejemom.
Ločimo naslednje digitalne modulacije:

- direktna digitalna modulacija (OOK)

Pri tej modulaciji optično moč vključujemo in izključujemo v ritmu modulacijskega signala osnovnega pasu:

$$P(t) = (0, 1). \qquad [67.]$$

Širina prenašanega spektra in širina modulacijskega pasu sta enaki.

- digitalna modulacija amplitude (ASK) se uporablja pri modulaciji svetlobe z veliko stopnjo koherence (majhno spektralno širino); amplituda nosilnika se spreminja v ritmu modulacijskega signala na način, ki je opisan pri AM modulaciji.

- digitalna modulacija frekvence (FSK) – frekvenco nosilnika spreminjamo v ritmu modulacijskega signala skokovito za vrednost δf.

- digitalna modulacija faze (PSK) – fazo nosilca koherentne svetlobe skokovito spreminjamo med vrednostima 0 in π. Prenašani pas je dvakrat širši od osnovnega pasu.

3. 5. Modulacija v satelitskih zvezah

Signali, ki se prenašajo med satelitom in zemeljskim omrežjem, so lahko analogni ali digitalni. Največ satelitov oddaja signale z uporabo frekvenčne modulacije, vedno bolj se pa uveljavlja digitalni prenos, saj se s tem izboljšuje zmogljivost satelitov in povezovalnih kanalov. Digitalni prenos omogoča poljubno integracijo informacij. Digitalne zemeljske postaje omogočajo komunikacijo tako z digitalnim kot analognim omrežjem, saj vsak analogni signal lahko vzorčimo in pretvorimo v digitalno obliko, omogočena pa je tudi obratna pretvorba.
V komunikacijskih sistemih se srečujemo s tremi tipi prenosnih sistemov:

- nizkopasovni prepustni prenosni sistemi – prenašajo vse frekvence od enosmerne komponente do mejne frekvence f_m
- visokopasovni prepustni prenosni sistemi – prenašajo vse frekvence od spodnje mejne f_s navzgor
- pasovno prepustni prenosni sistemi – prenašajo frekvence med spodnjo f_s in zgornjo f_z; v prenosnih sistemih največkrat uporabljeni

Modulacije, ki se pri tem uporabljajo:

- AM, FM in PM

Zaradi lažjega prenosa signalov v komunikacijskih sistemih, signal enega frekvenčnega pasu preslikamo v signal drugega frekvenčnega pasu – torej v pas z novima mejnima frekvencama. Pri tem novi signal vsebuje isto informacijo +, kot jo je vseboval prvotni, le v drugi obliki. Za to preslikavo lahko uporabimo frekvenčno, fazno ali amplitudno modulacijo.

- večamplitudna kvadraturna modulacija

Pri prenosu digitalnih signalov pred preslikavo običajno uporabimo še ustrezne metode zgoščevanja digitalnih podatkov. To lahko naredimo z uporabo večamplitudne kvadraturne amplitudne modulacije oziroma z večfazno modulacijsko tehniko ali kombinacijo obeh.

- modulacijo z digitalnim nosilcem uporabimo pri preslikavi digitalnega signala z enega osnovnega pasu na ustrezen višji frekvenčni pas.

- pulzno kodna modulacija je tehnika, ki zahteva tri operacije – vzorčenje, kvantizacijo in kodiranje. Je zelo razširjena in omogoča pretvorbo analognega signala v digitalno obliko. Pri vzorčenju se zvezni signal pretvori v niz impulzov, amplitud, ki predstavljajo trenutne amplitude analognega signala v fazi vzorčenja. Taki vzorci so zvezni po amplitudi. S kvantizacijo vzorce pretvorimo v diskretne vrednodsti ali nivoje, ki jih nato pošljemo v prenosni kanal. Vse te nivoje lahko prej še kodiramo.

- modulacija delta je najpreprostejša oblika diferenčnega kodiranja in omogoča predstavitev analognega signala s stopničastim signalom.

Literatura

[1.] L. Gyergyek, Teorija signalov in obdelava signalov, 2. del, Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo, Ljubljana, 1991
[2.] B. Pehani, Osnove telekomunikacij, Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo, Ljubljana, 1990
[3.] J. Budin, Optične komunikacije, Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo, Ljubljana 1993
[4.] J. Budin idr., Uporaba vesoljskih tehnologij, Didakta, Radovljica, 1996
[5.] S. Tomažič, Osnove telekomunikacij, Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo, Ljubljana, 2000
[6.] S. Vehovc, Kanalsko kodiranje FEC, Strokovni seminar optične komunikacije, Ljubljana, 2000
[7.] S. Vehovc, Kanalsko kodiranje splošno, Strokovni seminar optične komunikacije, Ljubljana, 2000