

STROMAR⁵

LABORATORIJ ZA KOMUNIKACIJSKE NAPRAVE

Digitalne komunikacije

Študijsko gradivo in navodila za laboratorijske
vaje

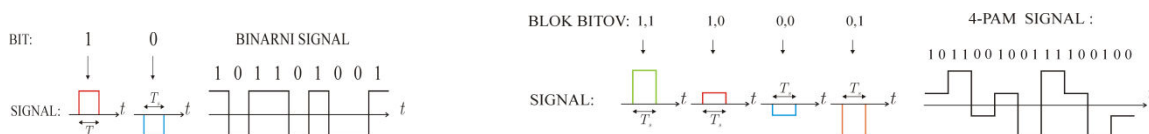
ANTON UMEK

Ljubljana, 2012

I. DIGITALNI PRENOS V OSNOVNEM PASU

Osnovni frekvenčni pas in spekter PAM signala

Najbolj pogosta oblika digitalnega signala je binarni signal. Informacija je kodirana kot zaporedje impulzov različnih amplitud (unipolarno) ali pa različnih polaritet (bipolarno). Spodnja slika levo ponazarja primer binarnega signala, kjer sta signalni obliki pravokotna impulza nasprotnih polaritet.

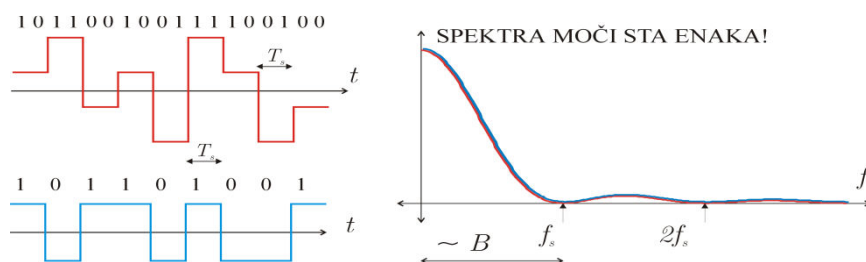


Impulzna komunikacija lahko poteka tudi z večjim številom znakov M-PAM (angl: Pulse Amplitude Modulation), kot ponazarja desna stran slike.

Potek močnostnega spektra M-PAM signala je odvisen od oblike impulzov $p(t)$ in od trajanja impulzov T_s , ni pa odvisen od števila znakov M. Potek gostote močnostnega spektra PAM signala podaja enačba:

$$S(\omega) = \frac{\sigma_x^2}{T_s} \cdot |P(\omega)|^2$$

Spodnji graf podaja potek gostote močnostnega spektra PAM-2 in PAM-4 signala, ki imata enako moč. S povečanjem števila nivojev moramo zmanjšati distanco med nivoji, s tem pa se poveča verjetnost napak zaradi šuma.

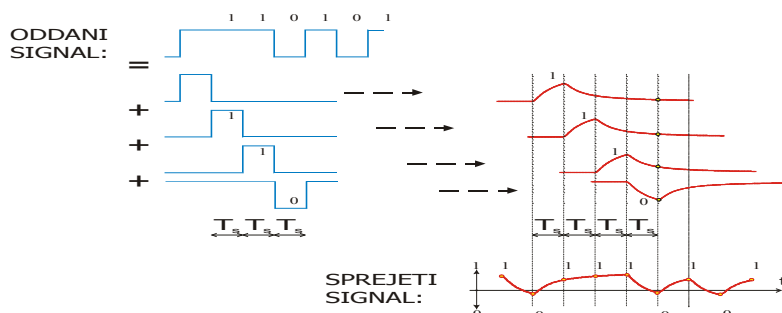


Moč signala ponazarja ploščina med krivuljo in frekvenčno osjo, pretežni delež moči pa se nahaja v frekvenčnem območju od $f=0$ do znakovne frekvence f_s . Navzgor omejeno frekvenčno območje imenujemo **osnovni pas digitalnega signala** (ang.: **baseband**).

Disperzija in intersimbolna interferenca

Signal oddajnika je nosilec informacije v obliki zaporedja časovno omejenih impulzov. Po prenosu po komunikacijskem kanalu se signalne oblike popačijo, poleg **slabljenja** impulzov nastopi tudi razpršitev v času ali **disperzija**. Disperzija moti pravilno prepoznavo simbolov v sprejemniku, saj se odzivi na

oddano zaporedje impulzov med seboj prekrivajo v času. Tako nastalo motnjo imenujemo **intersimbolna interferenca**. Učinek disperzije impulzov ponazarja slika:



Učinek disperzije je dobro viden po zaporedju treh impulzov z enako polariteto, ki mu sledi nasprotni simbol. Interferenca med simboli povzroči napako pri detekciji simbola kadar je vsota vzorcev motilnih signalov preteklih in prihodnih simbolov večja od vzorca signala detektiranega simbola.

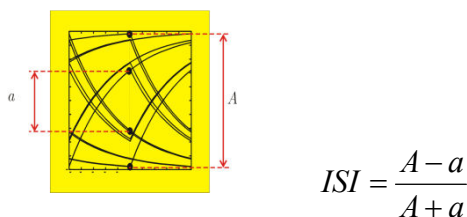
Velikost intersimbolne interference lahko pri bipolarni kodi ocenimo direktno iz časovnega poteka odziva kanala na en simbol, kot ponazarja spodnja slika:



Detekcija sprejetega simbola temelji na oceni polaritete enega vzorca sprejetega signala, smiselno je, da impulz vzorčimo ob nastopu maksimalne vrednosti $y[0]=y(t_0)$. Predhodni vzorci signala $y[-n]$ in vzorci ki sledijo $y[n]$ motijo detekcijo preteklih in naslednjih simbolov. Za oceno velikosti maksimalne intersimbolne interference uporabimo skalarno mero ISI:

$$ISI = \frac{\sum_{n \neq 0} |y(t_0 + nT)|}{|y(t_0)|}$$

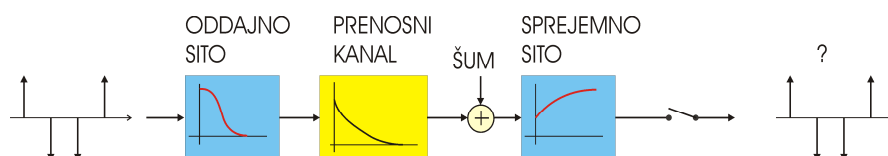
Kritična mejna vrednost parametra ISI je 1. Pri vrednosti $ISI > 1$ nastopijo napake v detekciji znakov zaradi intersimbolne interference. Tudi nižja vrednost vpliva na povečanje števila napak na šumnem kanalu. Intersimbolno interferenco je mogoče izmeriti na osciloskopu. Na vhod priključimo signal pred vzorčevalnikom in za proženje časovne baze uporabimo signal takta simbolne frekvence. Na ekranu osciloskopa se prikaže periodični vzorec, ki po obliki spominja na oko, zato ga imenujemo tudi **diagram odprtine očesa** ali očesni diagram. Število period omejimo s primerno nastavitvijo časovne baze in iz diagrama lahko odčitamo notranjo in zunanjo odprtino očesa in izračunamo ISI, kot prikazuje spodnja slika:



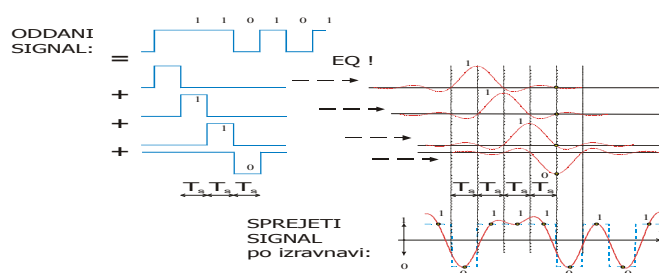
Iz diagrama odprtine očesa lahko odčitamo vrednosti ISI med 0 in 1.

Prenos brez ISI, Nyquistov kriterij

Intersimbolno interferenco lahko odpravimo s primerno izbiro sita v oddajniku in sita v sprejemniku. Model prenosnega sistema podaja spodnja slika: oddajno sito določa obliko impulzov, ki potujejo po prenosnem komunikacijskem kanalu. Sito v sprejemniku omejuje šum in hkrati tudi vpliva na obliko impulzov pred vzorčenjem. Sprejemno sito mora v svoji optimalni nastavitvi minimizirati moč šuma in intersimbolno interferenco.



Pogoj za prenos brez intersimbolne interference definira skupni potek sistemske funkcije oddajnega sita, kanala in sprejemnega sita: $h(t) = h_{os}(t) h_k(t) h_{ss}(t)$. Primer skupne sistemske funkcije $h(t)$, ki ne povzroči intersimbolne interferenice podaja spodnja slika:



Oddani signal podaja leva stran slike: naključno zaporedje simbolov je superpozicija različno uteženih in zakasnenih impulzov, ki jim oddajno sito definira obliko in s tem tudi spekter signala. Oddani impulzi niso nujno pravokotne oblike, kot v danem primeru. Sprejemno sito je prilagojeno kanalu in oddajnemu situ tako, da imajo sprejeti impulzi pred vzorčevalnikom časovni potek $h(t)$, kot ga ponazarja desna stran slike. Če signal v sprejemniku vzorčimo s pravilno fazo, so vzorci sprejetega signala brez interferenice. Impulzne oblike, ki ne povzročajo intersimbolne interferenice imenujemo **Nyquistovi impulzi**:

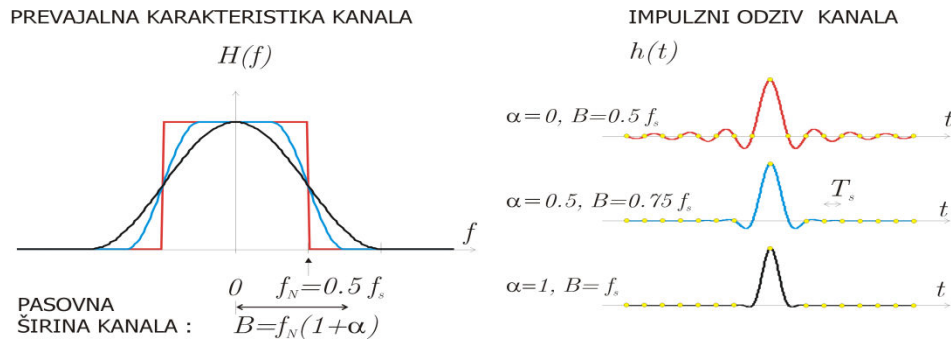
$$h(t_0 + n \cdot T_s) = \begin{cases} A, & \text{za } n = 0 \\ 0, & \text{za } n \neq 0 \end{cases}$$

Pogoj imenujemo tudi Nyquistov kriterij za prenos brez intersimbolne interferenice. Pogoj lahko izrazimo tudi v frekvenčnem prostoru. Skupna prevajalna funkcija oddajnega sita, prenosnega kanala in sprejemnega sita $H(\omega) = H_{os}(\omega) H_k(\omega) H_{ss}(\omega)$ mora po vzorčenju izpolnjevati pogoj:

$$\frac{1}{T_s} \sum_k H(\omega - k \cdot \omega_s) = A$$

V načrtovanju sistemov za prenos brez ISI se pogosto uporablja družino funkcij dvignjenega kosinusa (angl: RC = Raised Cosine). Frekvenčni potek iz prepusta v zaporo ima obliko kosinusne funkcije, kot ponazarja leva slika za različne vrednosti parametra α :

Navodila za laboratorijske vaje pri predmetu Digitalne komunikacije



Najožji frekvenčni pas zavzema rdeče obarvani potek za vrednost $\alpha=1$, kar je karakteristika idealnega nizkega sita z značilno mejno frekvenco $f_{zg}=0.5 f_s$. Najožji frekvenčni pas po katerem lahko prenašamo f_s znakov v sekundi brez intersimbolne interference imenujemo **Nyquistova frekvenca**:

$$f_N = \frac{f_s}{2}$$

Primer:

- Za prenos $f_s=10^6$ znakov v sekundi potrebujemo najmanj $B=2\text{MHz}$ širok frekvenčni pas.
- Po frekvenčno omejenem kanalu z mejno frekvenco 100kHz lahko prenašamo brez ISI največ 200.000 znakov v sekundi.

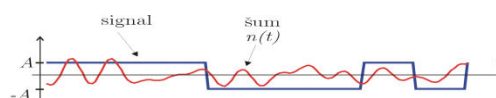
Šum na kanalu

V model prenosnega kanala je potrebno vključiti tudi motilne izvore, ki povzročajo šum. V naravi je šum mnogokrat vsota množice statistično neodvisnih signalov. Pri velikem številu nekoreliranih izvorov šuma ima **amplitudna verjetnostna porazdelitev šuma** $p_n(n)$ Gaussov potek s srednjo vrednostjo nič in varianco σ_n^2 , zato takšen signal imenujemo Gaussov šum:

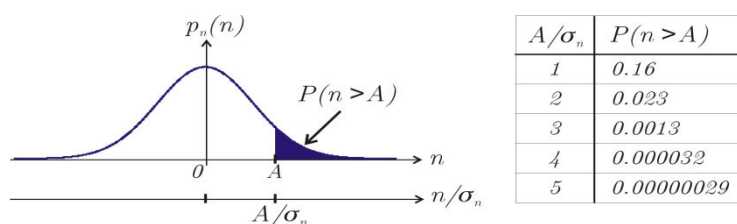
$$p_n(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \cdot e^{-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}}$$

Frekvenčni spekter šuma je podan s potekom gostote močnostnega spektra $N(\omega)$. Beli Gaussov šum ima raven potek gostote spektra $N(\omega)=N_0$. Poleg belega šuma poznamo tudi različne modele obarvanega šuma z različno definiranimi poteki spektralne gostote $N(\omega)$.

Vpliv šuma na pogostost napak



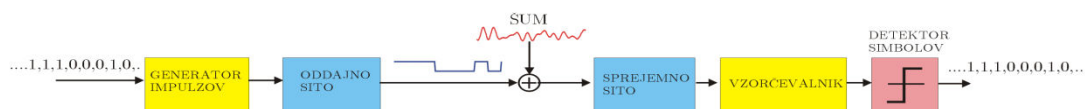
Napaka nastopi, če je vzorec šuma večji od vzorca signala. Če ima šum Gaussovo verjetnostno porazdelitev, lahko verjetnost dogodka $P(n>A)$ izrazimo s pomočjo verjetnostnega integrala, katere vrednost predstavlja potemnjena ploščina pod krivuljo:



Verjetnosti dogodka, da je vzorec šuma večji od pragovne vrednosti A je odvisna od moči šuma $P_n = \sigma_n^2$. Tabela na desni strani podaja nekaj orientacijskih vrednosti za različna razmerja A/σ_n .

Eksploimentalni model prenosnega sistema

V laboratoriju sestavimo model prenosnega sistema, kot ponazarja slika:



Podatkovni signal (0,1) vodimo na generator impulzov (+A, -A) in oddajno sito, ki oddaja zaporedje pravokotnih impulzov z amplitudo +A in -A in širino trajanja T_s . Uporabimo model kanala z belim Gausovim šumom AWGN (angl. Additive White Gaussian Noise). Sprejemno sito omejuje moč šuma pred vzorčenjem z znakovno frekvenco f_s .

V laboratorijskem eksperimentu uporabimo za sprejemno sito kar nizko sito z nastavljivo mejno frekvenco f_{zg} . Z nastavitvijo mejne frekvence različno vplivamo na moč šuma in na velikost ISI:

- moč šuma linearno narašča z mejno frekvenco sita,
- velikost ISI začne ob strmo naraščati ob zmanjšanju mejne frekvence sita v območju med $f_{zg} = f_s$ in $f_{zg} = 0.5 f_s$,

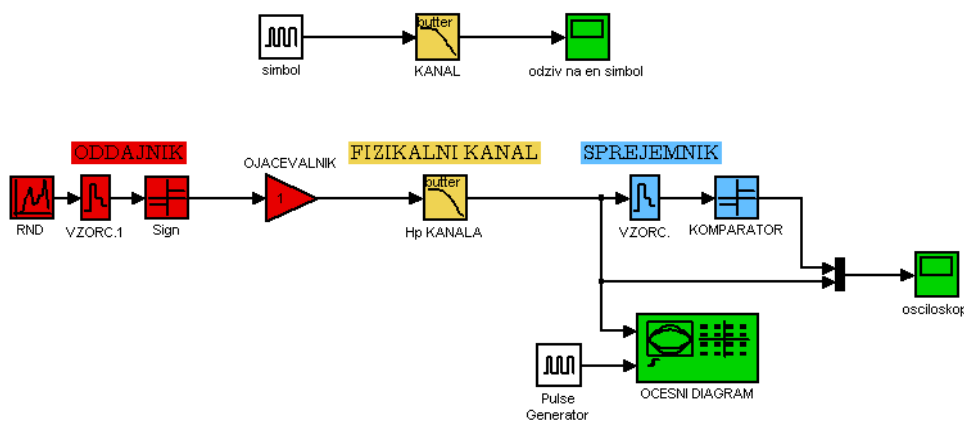
Če izberemo previsoko mejno frekvenco sita v sprejemniku, bodo nastopale napake zaradi šuma, pri prenizki mejni frekvenci sita pa bodo napake predvsem posledica intersimbolne interference. Učinek povečane moči šuma in intersimbolne interference merimo s štejetjem napačno detektiranih simbolov v sprejemniku. Optimalno nastavitvev mejne frekvence lahko ugotovimo eksperimentalno. Poskus ponovimo za različne vrednosti gostote šuma na kanalu N_0 .

Simulink

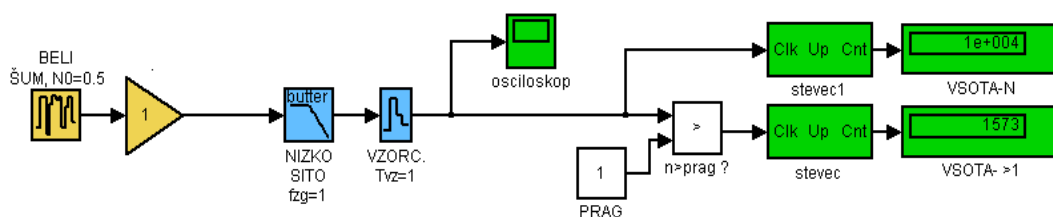
S-1) Disperzija impulzov in ISI

Ocenite velikost intersimbolne interference pri prenosu pravokotnih impulzov!

- za model kanala izberemo najprej nizko sito prvega reda z mejno frekvenco $f_{zg}=f_s$ in preverite rezultate modeliranja s teoretičnim modelom !
- na osnovi opazovanja odprtine očesa določite potek ISI(f_{zg}) za primer, če je kanal "ostro" nizko sito (izberite visok red Butterworthovega sita) !



S-2) Vpliv šuma na število napak



Preverite lastnosti šumnega izvora:

- nastavite gostoto šuma N_0 tako, da bo efektivna vrednost šuma v frekvenčnem pasu ($-f_{zg}, f_{zg}$) enaka 1 ! $n_{eff}=2 f_{zg} N_0$
- izmerite relativno frekvenco dogodka $n(k T_{vz}) > 1, 2, 3..$
- postopek ponovite pri polovični mejni frekvenci sita f_{zg} !

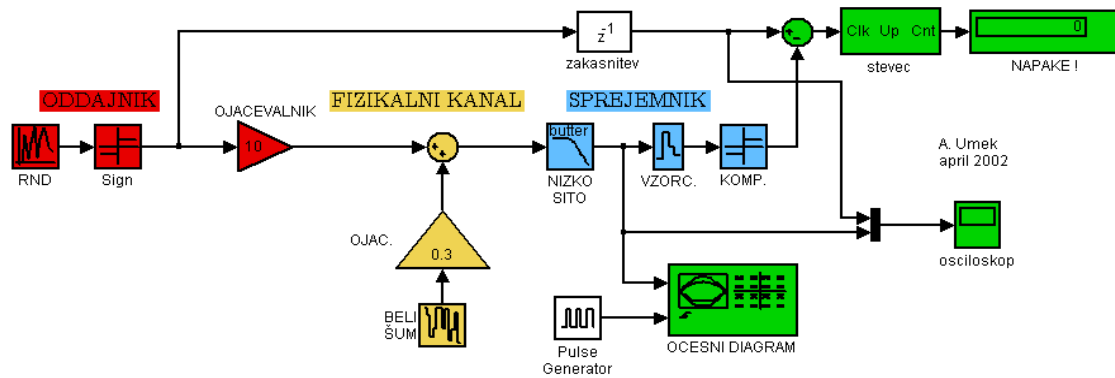
Preverite rezultate modeliranja s teoretičnim modelom !

S-3) PAM oddajnik in sprejemnik

Sestavite PAM oddajnik in sprejemnik in nastavite parametre:

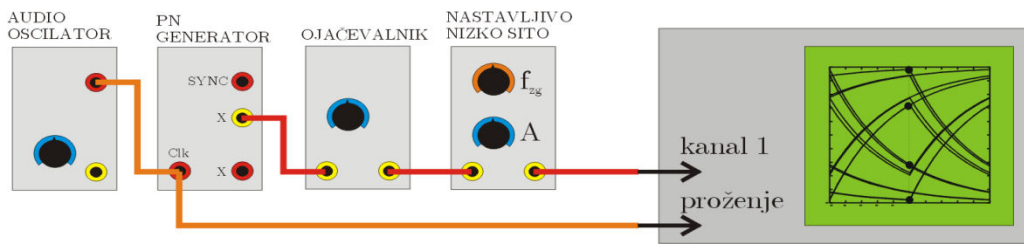
- amplituda signala $V=1$, simbolna hitrost $f_s=1$
- efektivna vrednost šuma v frekvenčnem pasu $(0, f_s)$ $n_{eff}=(1, 1/2, 1/3)$
- mejna frekvenca nizkega sita v sprejemniku: $f_{zg}=(2f_s, f_s, 0.5 f_s)$

Rezultate vpišite v tabelo BER(f_{zg} , n_{eff})



TIMS

T-1) Meritev očesnega diagrama

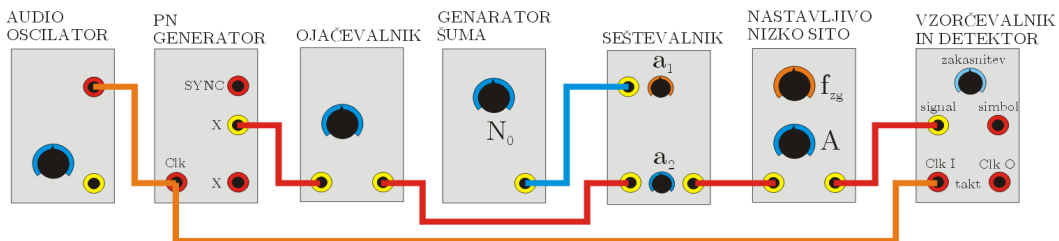


Sestavite PAM-2 oddajnik in nastavite parametre:

- simbolna hitrost $f_s=2000$ Hz
- amplituda signala $X=2V$
- mejna frekvenca nizkega sita $f_{zg}=(4000\text{Hz}, 2000\text{Hz}, 1000\text{Hz}, 500\text{Hz} \dots)$

Izmerite očesni diagram za različne nastavitve f_{zg} in izračunajte ISI !

T-2) PAM-2 prenosni sistem



Sestavite oddajnik in sprejemnik in nastavite parametre:

- simbolna hitrost f_s
- amplituda signala X
- gostota moči šumnega izvora N_0
- mejna frekvenca nizkega sita v sprejemniku f_{zg}

Preverite časovni potek in spekter signala v vseh točkah.

izmerite pogostost napak BER za različne nastavitve N_0 in f_{zg} !

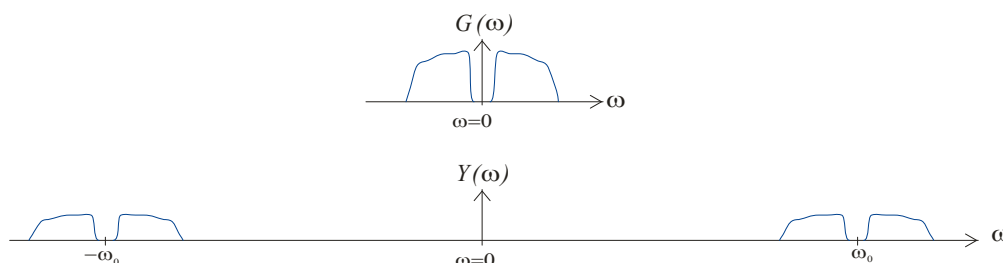
II. AMPLITUDNA MODULACIJA

Modulacija je postopek pri katerem z vhodnim modulacijskim signalom spreminjamo parametre pomožnega harmoničnega signala $A \cos(\omega t + \phi)$, ki ga imenujemo **nosilec**. Moduliramo lahko amplitudo, fazo ali frekvenco. Pri amplitudni modulaciji **AM** je amplituda nosilca sorazmerna vhodnemu modulacijskemu signalu $g(t)$:

$$y(t) = g(t) \cdot \cos(\omega_0 t)$$

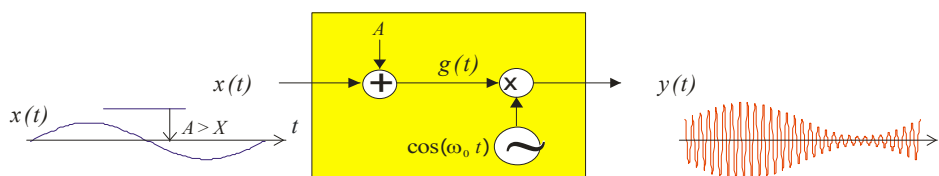
Ločimo več vrst amplitudno moduliranih signalov, ki se razlikujejo v spektru in v postopkih modulacije in demodulacije: dvobočno amplitudno modulirani signal s poudarjenim nosilcem v spektru (AM-DSB-LC), dvobočno amplitudno modulirani signal brez nosilca v spektru (AM-DSB-SC) in enobočno amplitudno modulirani signal (AM-SSB).

Spekter dvobočno moduliranega AM signala sestavljata dve premaknjeni komponenti spektra nizkofrekvenčnega signala $g(t)$: $Y(\omega) = \frac{1}{2} \cdot G(\omega + \omega_0) + \frac{1}{2} \cdot G(\omega - \omega_0)$



Amplitudni modulator AM-DSB-LC: modulacijskemu signalu se dodaja enosmerna komponenta, kar zagotovi konstantno polariteto signala $g(t)$ pred množenjem z nosilcem:

$$y(t) = g(t) \cdot \cos(\omega_0 t) = x(t) \cdot \cos(\omega_0 t) + A \cdot \cos(\omega_0 t)$$



Ker se faza nosilca po množenju s signalom $g(t)$ ne spreminja, lahko modulacijski signal razberemo direktno iz ovojnice moduliranega signala. **Stopnja modulacije m** je definirana kot razmerje med maksimalno vrednostjo vhodnega signala X in dodano enosmerno komponento A :

$$m = \frac{X}{A}$$

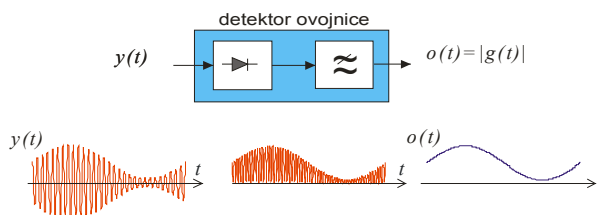
Normirani vhodni signal ima maksimalno vrednost 1:

$$x_1(t) = \frac{1}{X} \cdot x(t)$$

Amplitudno modulirani signal s poudarjenim nosilcem lahko izrazimo s stopnjo modulacije in z normiranim vhodnim signalom $x_1(t)$:

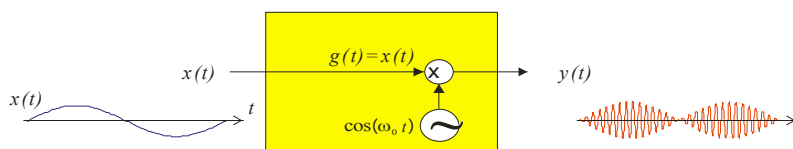
$$y(t) = A \cdot (1 + m \cdot x_1(t)) \cdot \cos(\omega_0 t)$$

Detektor ovojnice sestavljata usmernik in nizko sito:



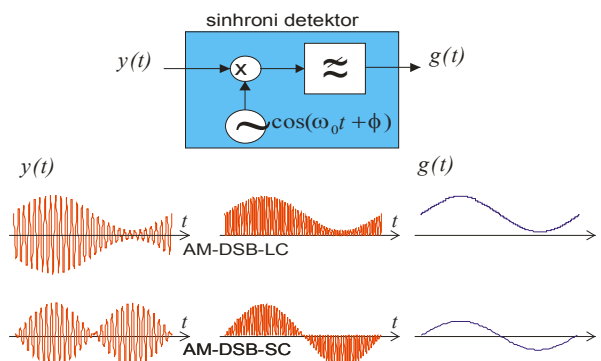
Detektor ovojnice zaznava absolutno vrednost signala $g(t)$. Ovojnica vsebuje vso informacijo o signalu $g(t)$ le v primeru, če pri modulaciji z dodajanja enosmerne komponente zadostimo pogoju $g(t) > 0$ ali $g(t) < 0$.

Amplitudni modulator AM-DSB-SC sestavljata generator harmoničnega signala in množilnik. Modulacijski signal $x(t)$ direktno množimo z nosilcem. Ker se polariteta modulacijskega signala spreminja (+/-), se spreminjala tudi faza moduliranega signala ($0^0, 180^0$).



Iz ovojnice moduliranega signala ne moremo razločiti faze nosilca: $o(t) = |g(t)|$. Detektor ovojnice zato ni primeren za demodulacijo AM-DSB-SC signala.

Za demodulacijo **AM-DSB-SC** signala potrebujemo **sinhroni detektor**:



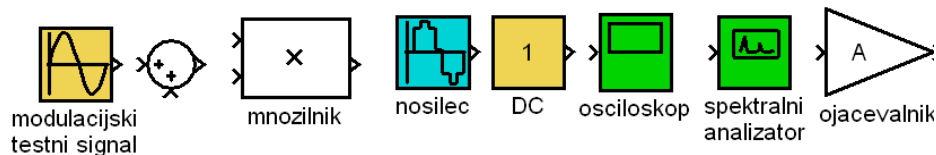
V sinhronem detektorju AM signal ponovno množimo s pomožnim signalom, ki mora biti po frekvenci in fazi enak nosilcu = **koherenten**. Po množenju AM signala s pomožnim nosilcem dobimo dve komponenti v spektru: signal $g(t)$ in amplitudno modulirani signal z dvojno frekvenco nosilca:

$$y(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \phi) = g(t) \cdot \cos(\omega_0 t) \cdot \cos(\omega_0 t + \phi) = \frac{1}{2} \cdot g(t) \cdot \cos(\phi) + \frac{1}{2} \cdot g(t) \cdot \cos(2 \cdot \omega_0 t + \phi)$$

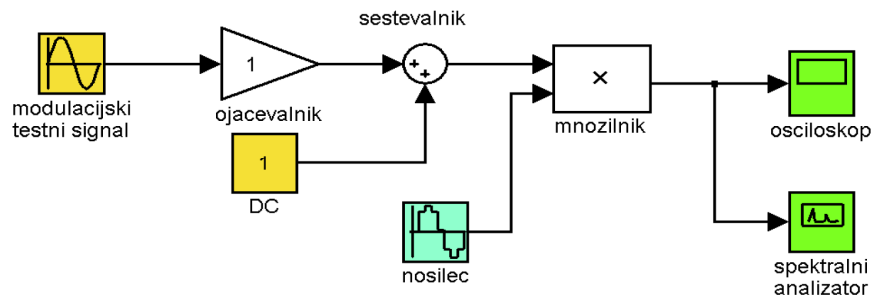
Signal na izhodu nizkega sita je sorazmeren modulacijskemu signalu $g(t)$. Demodulator je primeren tudi za detekcijo AM-DSB-LC signala, vendar je zaradi potrebe po koherentnem izvoru tehnično bolj zahteven od detektorja ovojnice.

1. Modeliranje postopkov modulacije in demodulacije v Simulinku

Uporabite osnovne gradnike knjižnice v Simulinku, ki omogočajo modeliranje postopkov amplitudne modulacije in amplitudne demodulacije:



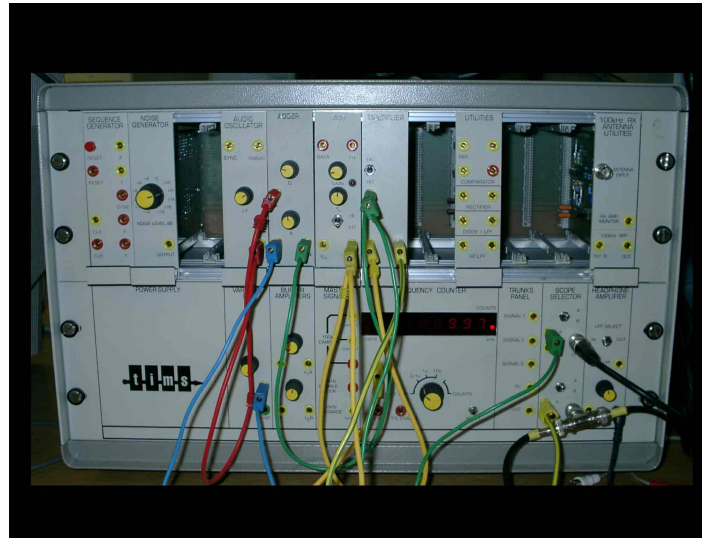
Zgled: AM-DSB-LC modulator v Simulinku:



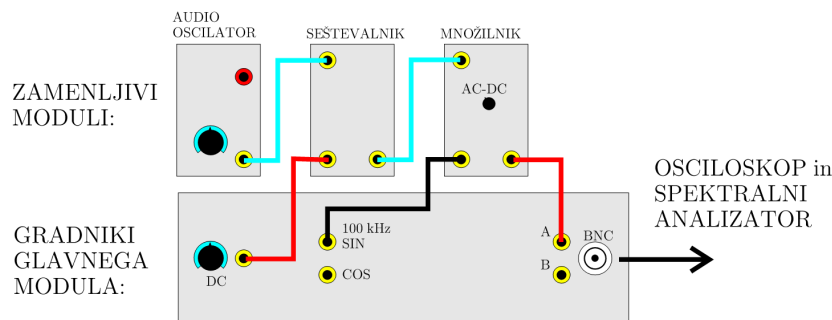
NALOGE:

1. V Simulinku sestavite in preverite delovanje modulatorja AM-DSB-LC in AM-DSB-SC signala:
 - testni modulacijski signal ima frekvenco 1Hz,
 - nosilec ima frekvenco 10Hz.
 - stopnja modulacije: $m=0.75$.
2. Preverite časovne poteke in spektre signalov v vseh točkah povezav.
3. Sestavite demodulator z detektorjem ovojnice. Na vhod modulatorja pripeljite obe vrsti AM signala in preverite delovanje v vseh točkah povezav.
4. Sestavite demodulator s sinhronim detektorjem. Pomožni signal generirajte z različnim faznim zasukom in preverite vpliv na amplitudo demoduliranega signala!

2. Sestavljanje naprav z moduli TIMS



Zgled : AM-DSB-LC modulator z moduli TIMS



NALOGE:

1. Z moduli TIMS sestavite in preverite delovanje modulatorja AM-DSB-LC in AM-DSB-SC signala:
 - testni modulacijski signal ima frekvenco 1000Hz, modul: **audio oscilator**
 - nosilec ima frekvenco 10kHz, modul: **VCO**Narišite vezalni načrt. Izmerite časovni potek in spektre signalov v vseh točkah!
2. Nastavite različne stopnje modulacije: $m=0.5$ in $m=1$. Skicirajte časovni potek AM signala in potek spektra AM signala!
3. Sestavite demodulator z detektorjem ovojnice. Na vhod modulatorja pripeljite obe vrsti AM signala in preverite delovanje v vseh točkah povezav.
4. Sestavite demodulator s sinhronim detektorjem. Pomožni signal nosilca vodite iz generatorja nosilca v modulatorju preko faznega sukalnika. Preverite vpliv zasuca faze na amplitudo demoduliranega signala!
5. Obe skupini na modulih TIMS skupaj sestavita par AM oddajnik in AM sprejemnik:
 - Radijsko komunikacijo vzpostavite preko para anten.
 - Skupina na levi strani sestavlja oddajnik. Za nosilec uporabite 100kHz signal, vir je na panelu TIMS. Za testni signal uporabite audio oscilator s frekvenco 1kHz. Generirajte AM-DSB-LC signal s stopnjo modulacije 100% !
 - Skupina na desni strani sestavlja sprejemnik. Uporabite antenski sprejemni ojačevalnik. Sprejeti signal demodulirajte z detektorjem ovojnice.

III. FREKVENČNA MODULACIJA

Pri frekvenčni modулaciji **FM** je trenutna frekvenca nosilca sorazmerna vhodnemu modулacijskemu signalu. **Trenutna frekvenca** se spreminja okrog centralne frekvence nosilca f_0 , maksimalni odmik frekvence imenujemo **frekvenčna deviacija** Δf :

$$f(t) = f_0 + \frac{\Delta f}{X} \cdot x(t) = f_0 + \Delta f \cdot x_1(t)$$

Trenutna faza frekvenčno modулiranega signala ni več preprosto produkt frekvence in časa, pač pa integral frekvence po času:

$$\phi(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau = \omega_0 \cdot t + \Delta\omega \cdot \int_0^t x_1(\tau) d\tau$$

Frekvenčno modулirani signal $y_{FM}(t)$ ni linearna funkcija vhodnega signala $x(t)$:

$$y_{FM}(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \Delta\omega \cdot \int_0^t x_1(\tau) d\tau)$$

Za poseben primer harmoničnega modулacijskega signala $x_1(t) = \cos(\omega_m t)$, se izraz za časovni potek malo poenostavi:

$$y_{FM}(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \cdot \sin(\omega_m t))$$

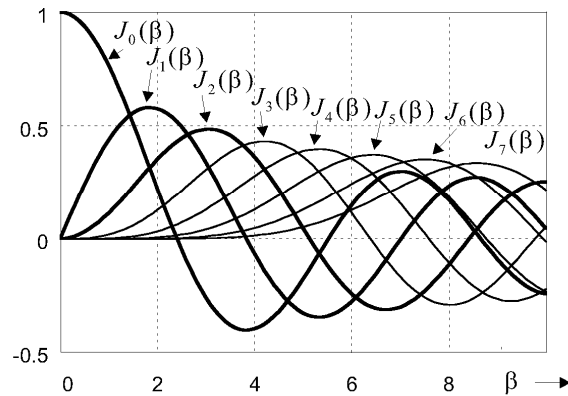
Frekvenčno modулiran signal je v tem primeru mogoče izraziti z vsoto množice harmonskih komponent s frekvencami $\omega = \omega_0 \pm n \omega_m$

$$y_{FM}(t) = A \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cdot \cos((\omega_0 + n \cdot \omega_m)t)$$

Razmerje med frekvenčno deviacijo in frekvenco testnega modулacijskega signala imenujemo **modулacijski indeks** β :

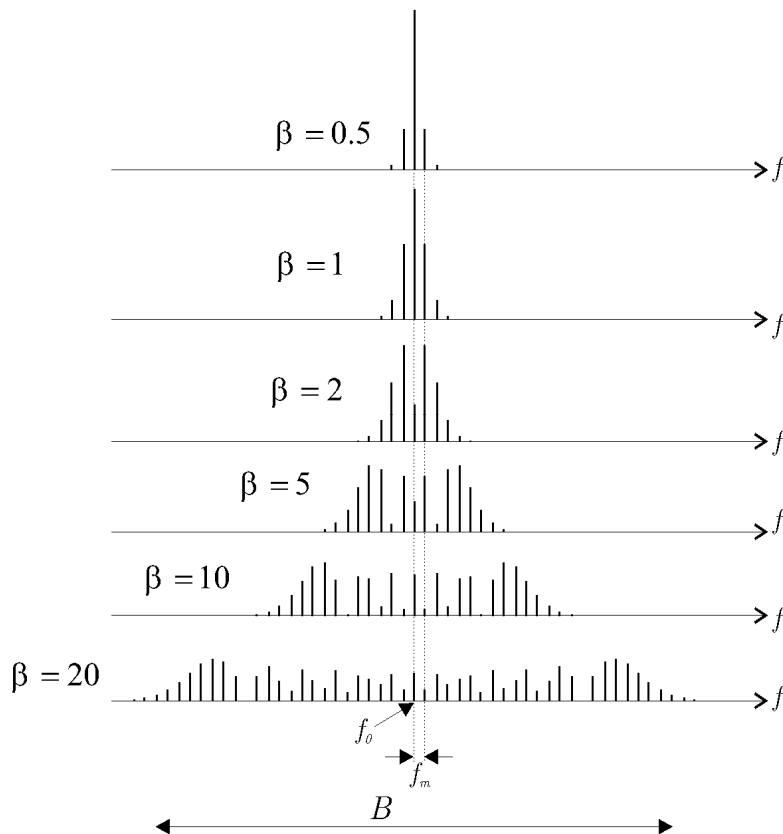
$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$$

Vrednost modificirane Besselove funkcije $J_n(\beta)$ določa amplitudo spektralne komponente s frekvenco $\omega = \omega_0 + n \omega_m$.



Besselove funkcije

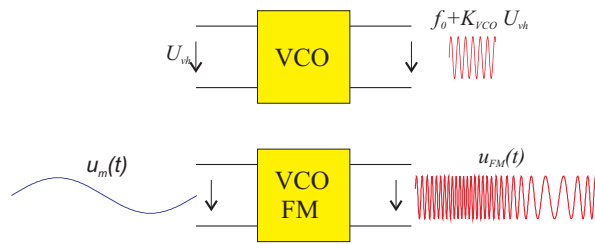
Širina spektra FM signala je odvisna od vrednosti modulacijskega indeksa:



Amplitudni spekter FM signala za različne modulacijske indekse

Pri podani frekvenci modulacijskega signala lahko izbiramo veliko ali pa majhno frekvenčno deviacijo Δf in s tem posredno velik ali pa majhen modulacijski indeks β . V tem smislu ločimo širokopasovno FM in ozkopasovno FM. Pri zelo ozkopasovnem FM je širina spektra B približno $2f_m$, širokopasovni FM signal ima širino spektra B približno $2\Delta f = 2\beta f_m$.

Frekvenčni modulator je lahko realiziran na več načinov kot krmiljeni oscilator. V analognih elektronskih vezjih uporabljamo napetostno krmiljeni oscilator VCO, v digitalni tehniki pa je ekvivalentni modul numerično krmiljeni oscilator NCO.



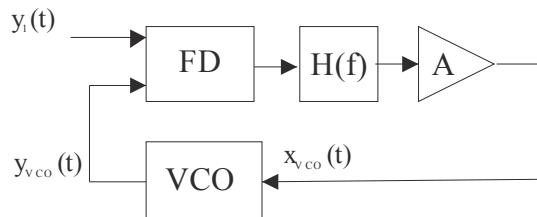
VCO = frekvenčni modulator

Napetostno krmiljeni oscilator generira harmonični signal s konstantno amplitudo, frekvenca pa je linearno odvisna od vhodne napetosti:

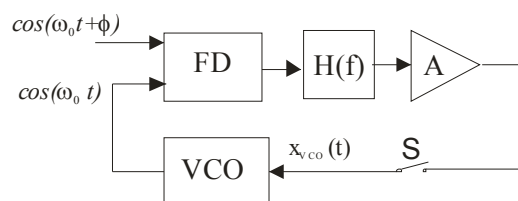
$$f_{VCO} = f_0 + K_{VCO} \cdot U_{vh}$$

Občutljivost na spremembo napetosti določa konstanta K_{VCO} , parameter f_0 pa je frekvenca prosto tekočega oscilatorja pri vhodni napetosti $U_{vh}=0$.

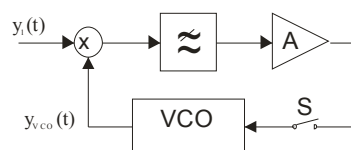
Fazno ujeta zanka PLL je povratni sistem, ki vsebuje poleg krmiljenega oscilatorja še fazni detektor, sito in ojačevalnik:



Po produktu dveh harmoničnih signalov z enako frekvenco in fazno razliko ϕ , je signal na stikalu pred vhodom VCO sorazmeren fazni razliki ϕ :



Preprost **nelinearni fazni detektor** sestavljata množilnik in nizko sito:



Po produktu dveh harmoničnih signalov z enako frekvenco in fazno razliko ϕ , je signal na stikalu pred vhodom VCO sorazmeren kosinusu fazne razlike: $A \cos(\phi)$.

Po preklopu stikala napetost na vhodu VCO povzroči spremembo frekvence, kar vodi k zmanjšanju fazne razlike. Ob sklenitvi zanke nastopi prehodni pojav, oblika impulza na vhodu VCO pa je odvisna od ojačenja v zanki in od frekvenčne karakteristike sita. Po preteku prehodnega pojava je napetost na vhodu VCO enaka 0 kot pred preklopom stikala. Pri večjem ojačenju v zanki ima impulzni odziv na vhodu VCO večjo amplitudo, vendar krajše trajanje.

Podobno lahko ugotovimo za primer, če je signal na vhodu z višjo ali z nižjo frekvenco:

$$\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega$$

V tem primeru se mora izhodni signal VCO uskladiti z vhodnim signalom $y_I(t)$ tudi po frekvenci. Po preteku prehodnega pojava bo zato na vhodu VCO konstantna napetost ΔU , ki bo povzročila na izhodu VCO ustrezen frekvenčni premik za $\Delta\omega$.

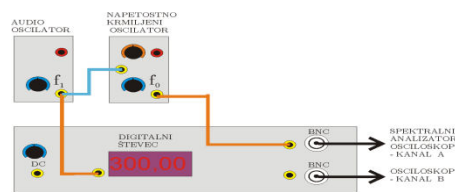
Če na vhodu PLL počasi spreminjamo frekvenco f_I , bo zaradi povratne zanke tudi frekvenca VCO v določenem omejenem območju sledila frekvenci vhodnega signala. To območje imenujemo **sledilno območje** PLL.

Zunaj območja sledenja signal VCO ni sinhroniziran z vhodnim signalom. Če frekvenco vhodnega signala dovolj približamo frekvenci prosto tekočega VCO, se bo zopet vzpostavila sinhronizacija. Poskus lahko ponovimo iz obeh strani proti frekvenci f_0 . Mejni frekvenci, pri katerih se zanka zopet ujame določata **lovilno območje** zanke.

Fazno ujeto zanko lahko uporabimo za **demodulacijo** FM signala. Če VCO v zanki po frekvenci sledi vhodnemu signalu, bo na vhodu VCO enak nizkofrekvenčni signal kot na vhodu FM modulatorja!

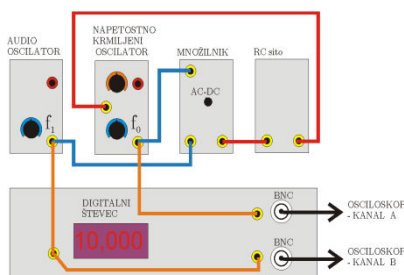
2. Sestavljanje naprav z moduli TIMS

Sestavite frekvenčni modulator FM:



6. Izmerite lastnosti napetostno krmiljenega oscilatorja (VCO).
7. Z napetostno krmiljenim oscilatorjem generirajte FM signal. Nastavite parametre FM signala:
 - frekvenca nosilca $f_0=10\text{kHz}$,
 - frekvenca testnega modulacijskega signala $f_m=300\text{Hz}$,
 - modulacijski indeks $\beta=1$, $\beta=2.4$ in $\beta=10$.
8. Izmerite spekter FM signala in preverite ujemanje rezultatov z izračunanim potekom !

Sestavite fazno ujeta zanko - PLL



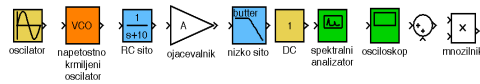
9. Uporabite module VCO, množilnik, in nizko sito.
10. Frekvenco prosto tekočega oscilatorja nastavite na 5 kHz. Nastavite ustrezno ojačanje v zanki tako, da se vzpostavi sinhronizacija za frekvence vhodnega signala od 3 kHz do 7 kHz.
11. Izmerite sledilno območje in lovilno območje fazno ujete zanke!
12. Fazno razliko med signali na vhodu množilnika izmerite na osciloskopu !

FM oddajnik in FM sprejemnik

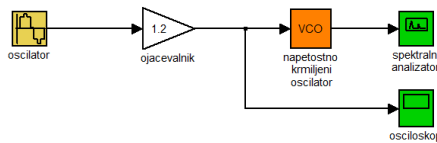
13. Z dvema sistemi TIMS sestavite FM oddajnik in FM sprejemnik in preverite brezžični prenos testnega signala:
 - a. frekvenco nosilca v oddajniku nastavite na 100kHz,
 - b. frekvenčna deviacija naj bo največ 10kHz
 - c. uporabite testni modulacijski signal s frekvenco 500Hz
 - d. modulirani signal vodite preko ojačevalnika na oddajno anteno
 - e. sprejemno anteno priključite na antenski ojačevalnik
 - f. sestavite fazno ujeto zanko, frekvenco prosto tekočega oscilatorja nastavite na 100kHz
 - g. na vhod PLL priključite FM signal iz antenskega ojačevalnika in preverite potek demoduliranega signala na vhodu VCO!

3. Modeliranje postopkov frekvenčne modulacije in demodulacije v Simulinku:

Z elementi knjižnice sestavite najprej frekvenčni modulator z VCO, nato fazno ujeto zanko PLL. Fazno ujeto zanko uporabite za demodulacijo FM signala. Uporabite osnovne gradnike iz knjižnice Simulink.

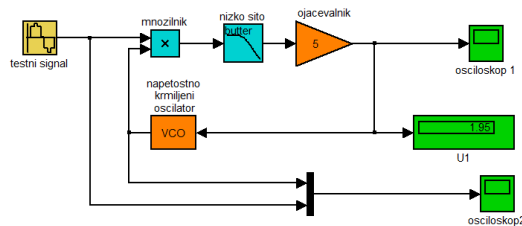


a. Sestavite frekvenčni modulator z VCO:

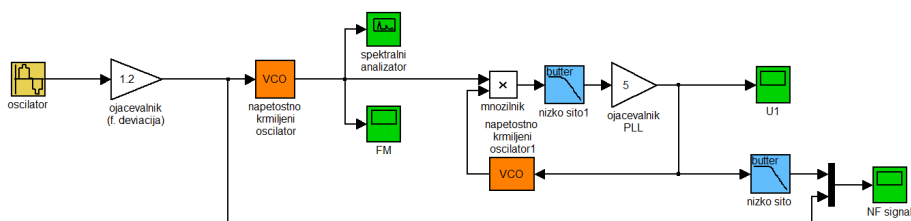


- Frekvenca modulatorskega signala naj bo $f_m = 0.5 \text{ Hz}$. Frekvenco nosilca nastavite na $f_0 = 10 \text{ Hz}$, frekvenčna deviacija na bo $\Delta f = 1.2 \text{ Hz}$. Izmerite spekter FM signala!
- Nastavite modulatorske indekse $\beta = 1, 3.8, 5.1, 5.5$ in skicirajte potek spektra signala!

b. Sestavite fazno ujeto zanko (PLL):

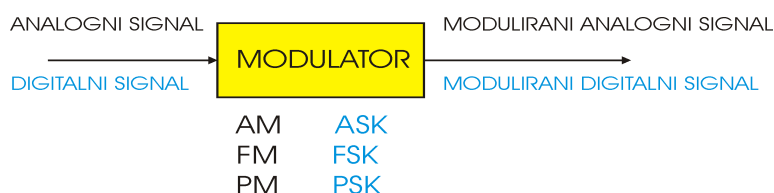


- Frekvenco prosto tekočega oscilatorja nastavite na $f_{VCO} = 10 \text{ Hz}$. Frekvenco testnega signala na vhodu nastavite najprej na $f_i = f_{VCO}$ in preverite potek signala na vhodu VCO za različna ojačenja v zanki!
 - Frekvenco testnega signala na vhodu nastavite malo višje in malo nižje od f_{VCO} in preverite potek signala na vhodu VCO za različna ojačenja v zanki! Če se zanka ne ujame, ustrezno spremenite ojačenje! Izmerite območje frekvenc v katerem VCO sledi vhodu (ang. Lock Range).
- c. Fazno ujeto zanko uporabite za demodulacijo FM signala:
- Primerjajte demodulirani signala z modulatorskim signalom!



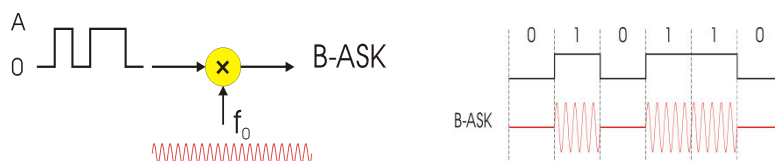
IV. DIGITALNE MODULACIJE

Osnovni binarni digitalni modulacijski postopki so zelo podobni analognim modulacijskim postopkom. Razlika med analogno modulacijo in digitalno modulacijo je v interpretaciji signalov na vhodu in izhodu modulatorja:

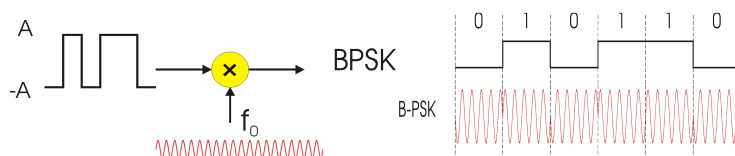


Ker je informacija zapisana v obliki niza končnega števila simbolov, so za digitalno modulirane signale značilne hitre spremembe ali skoki (shift-keying) amplitude (ASK), frekvence (FSK) ali faze (PSK). Binarni digitalni modulacijski postopki BASK, BPSK in BFSK uporabljajo samo par različnih znakov $M=2$.

BASK signal pridobimo preprosto z množenjem unipolarnega binarnega podatkovnega signala in harmoničnega nosilca:

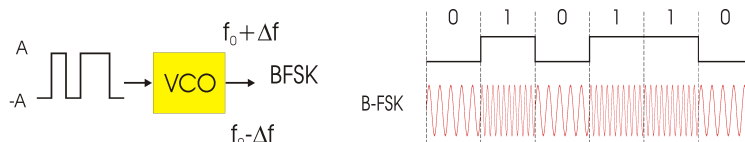


Na zelo podoben način generiramo binarni fazno modulirani signal **BPSK**. Harmonični nosilec v tem primeru množimo z bipolarnim podatkovnim signalom:

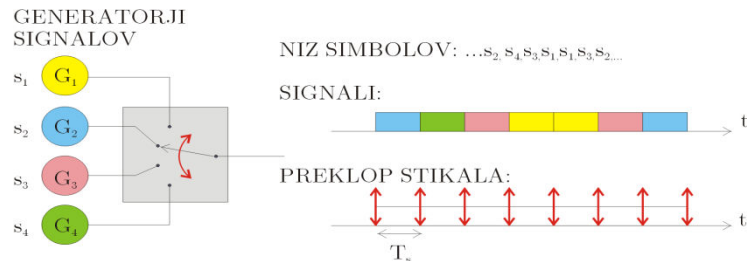


Razlika med BASK in BPSK izhaja samo iz vhodnega signala: unipolarni signal ima informacijo zapisano v amplitudi (0,A), bipolarni signal pa v fazi (+A, -A)!

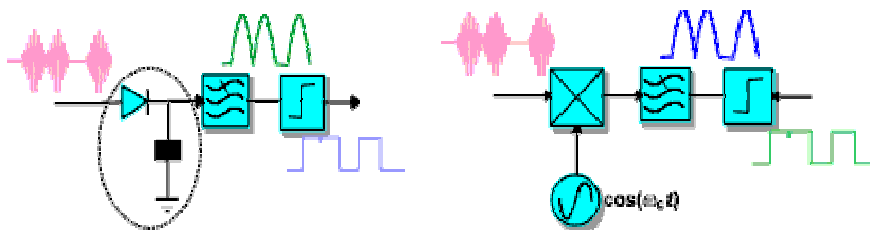
Binarni frekvenčno modulirani signal pridobimo na izhodu krmiljenega oscilatorja (VCO, NCO), ki je že v osnovi frekvenčni modulator. Binarni signal na vhodu je lahko unipolaren ali bipolaren, razlika pa nastopi v nastavitvah frekvenčne deviacije Δf in centralne frekvence f_0 .



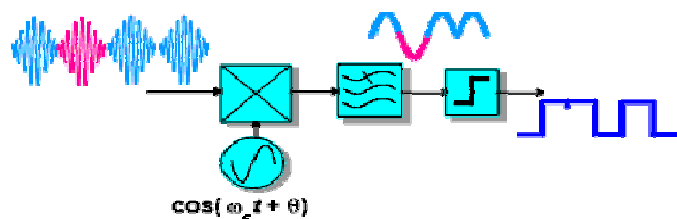
Digitalni modulator lahko ponazorimo z univerzalnim nelinearnim modelom digitalnega oddajnika, kjer s stikalom preklapljamo med M signali različnih generatorjev. Pozicijo stikala upravlja ustrezno kodirani podatkovni signal. Osnovni digitalni modulatorji uporabljajo harmonične signale, ki se razlikujejo v amplitudi, frekvenci ali fazi.



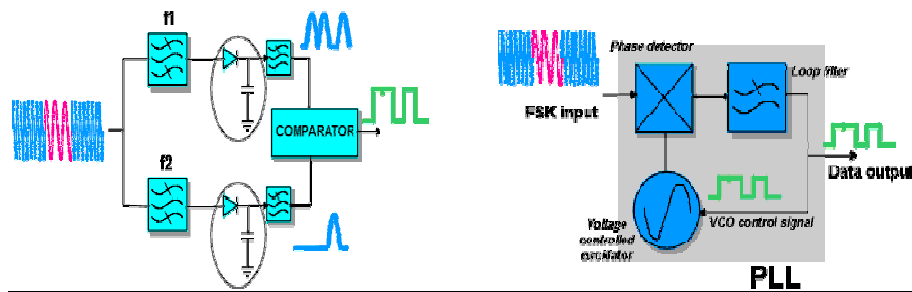
BASK signal lahko demoduliramo z detektorjem ovojnice, ali pa s sinhronim detektorjem. V drugem primeru (slika spodaj, desno) potrebujemo pomožni signal nosilca v sprejemniku.



Za demodulacijo **BPSK** signala potrebujemo koherentni izvor nosilca v sprejemniku, podobno kot za demodulacijo analognega AM signala brez nosilca:



BFSK signal lahko demoduliramo z dvema ASK demodulatorji, ki sta uglašena na različni centralni frekvenci (f_1 , f_2). Uporabimo lahko tudi demodulator s fazno ujeto zanko (slika desno spodaj).

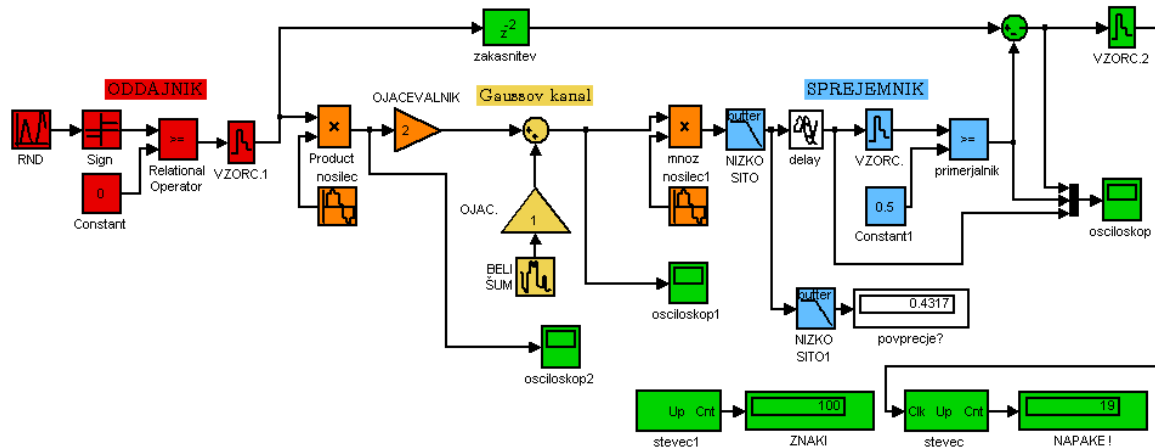


NALOGE:

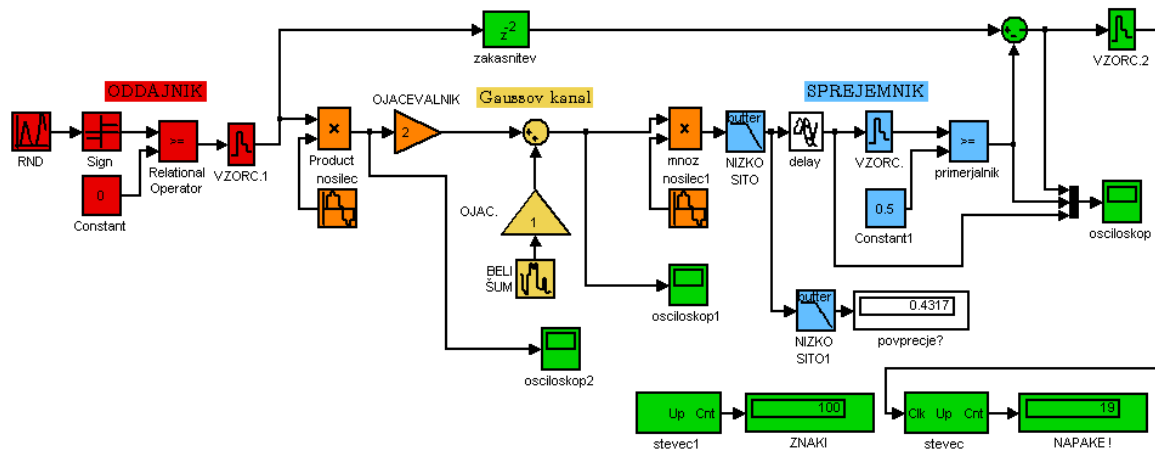
Preverite delovanje prenosnih sistemov, ki uporabljajo binarne modulacije ASK, PSK in FSK. Na kanalu z belim Gaussovim šumom ugotovite, kako je kvaliteta zveze odvisna od razmerja moči signala in moči šuma. Naloge rešite eksperimentalno na simulatorju z elementi knjižnice Simulink in z električnimi eksperimentalnimi moduli sistema TIMS!

A) Z elementi knjižnice Simulink sestavite prenosni sistem:

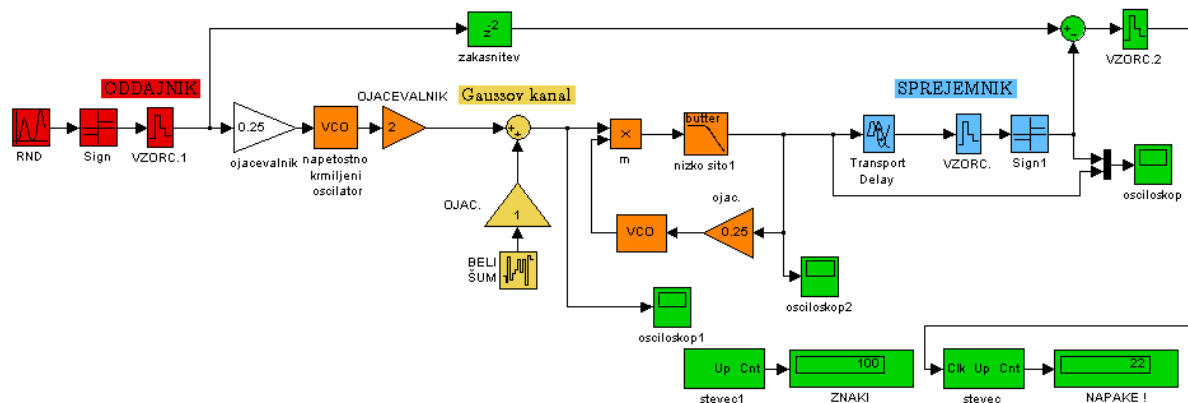
BASK



BPSK



BFSK



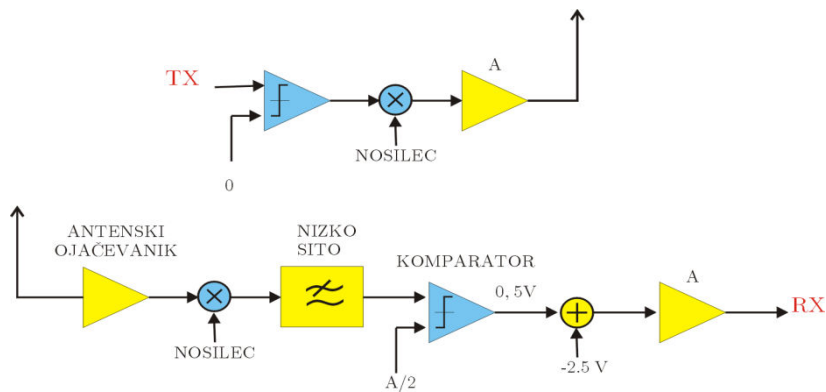
- gostoto šuma nastavite tako, da je efektivna vrednost v pasu $2f_s$ enaka 1.
- v sprejemniku izberite nizko sito z mejno frekvenco $f_{zg}=f_s=1\text{Hz}$.
- signal vzorčite v točkah, kjer je oko najbolj odprto !
- izmerite relativno število napak (BER) v odvisnosti od amplitude signala $A=2, 4 \dots$

Primerjajte potek BER (SNR) za vse tri sisteme: BASK, BPSK in BFSK !

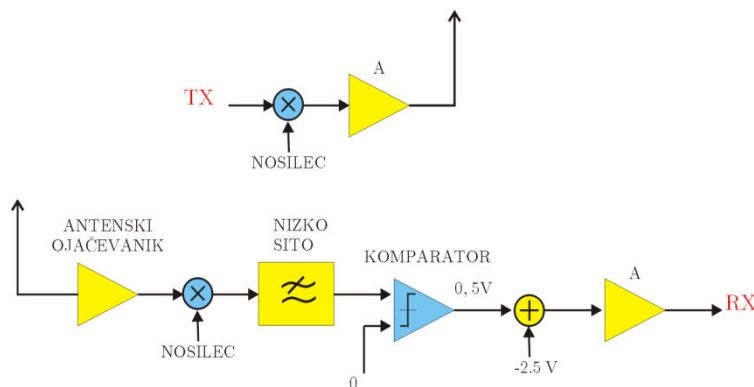
A) Z moduli TIMS sestavite oddajnik in sprejemnik in nastavite parametre:

- simbolna hitrost $f_s=1200, 2400, 4800\text{Hz}$,
- amplituda signala v oddajniku: $X=5V$,
- mejno frekvenco nizkega sita v sprejemniku nastavite na f_s !

BASK: nastavite frekvenco nosilca: $f_0= 100\text{kHz}$



BPSK: nastavite frekvenco nosilca: $f_0= 100\text{kHz}$



BFSK: nastavite frekvenci $f_1= 95\text{kHz}$, $f_2= 105\text{kHz}$

