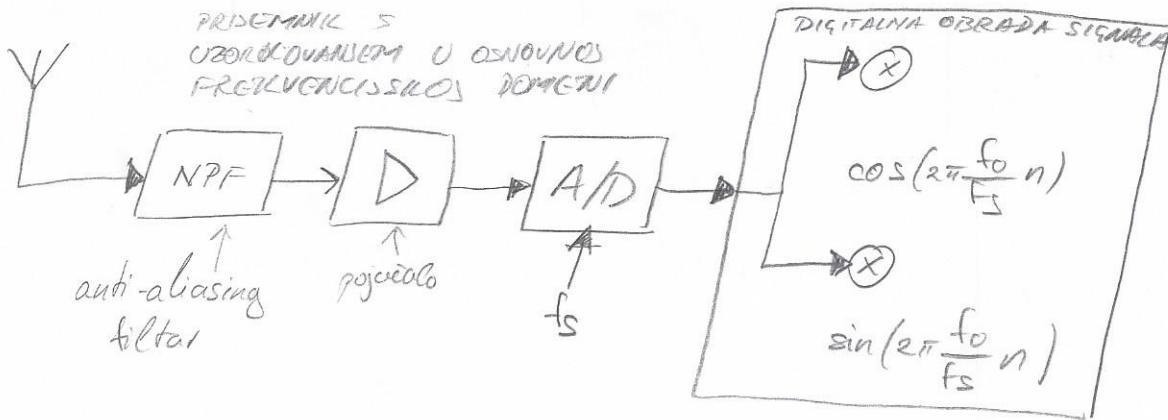


10. IZVEDBE PROGRAMSKI DEFINIRANOG PRIJEMNIKA

(56)

Nacrtati blokovsku shemu programski definiranog prijemnika s uzorkovanjem u osnovnom frekvencijskom području. U kojem dijelu lanca za obradu se dobiva kompleksna ovojnica? Kako se odnose frekvencija uzorkovanja i granična frekvencija filtra u slučaju kad se frekvencijsko područje od interesa poklapa s područjem propuštanja filtra?

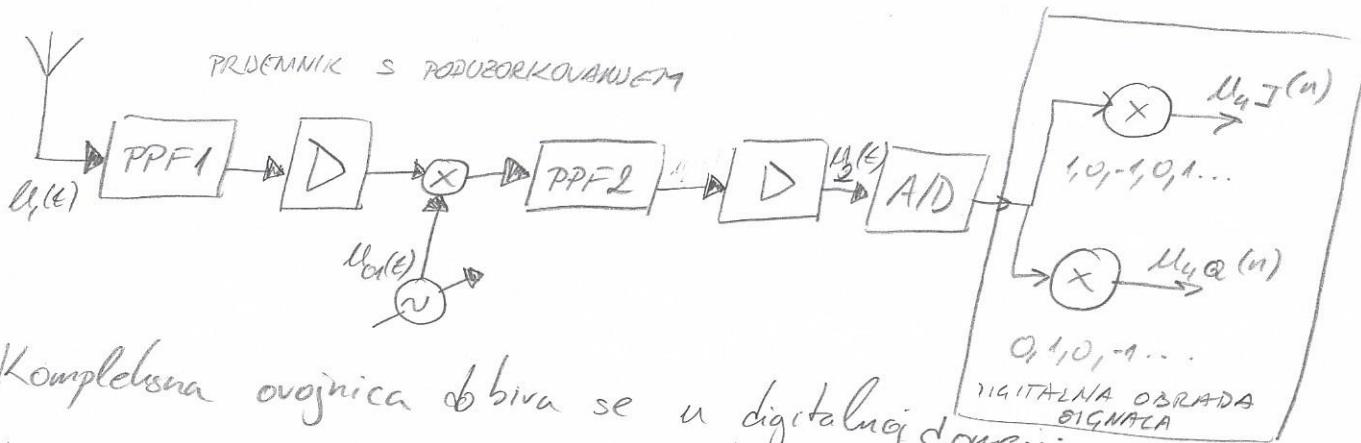


Kompleksna ovojnica dobiva se u digitalnoj domeni

Kada je željeno frekvencijsko područje na području propuštanja NPF filtra: $f_s > f_0$

(57)

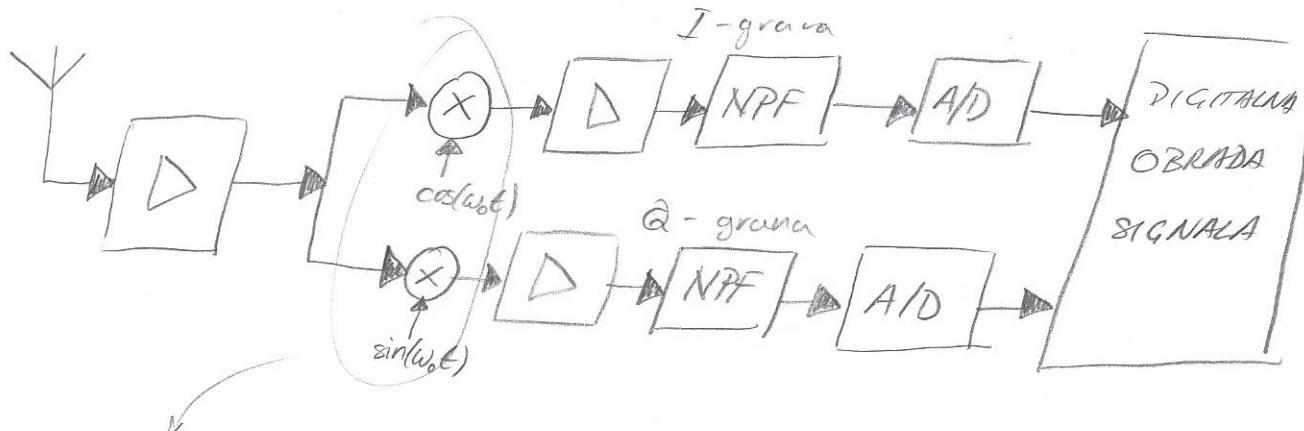
Nacrtati blokovsku shemu programski definiranog prijemnika s poduzorkovanjem. U kojem dijelu lanca za obradu se dobiva kompleksna ovojnica? Opisati i objasniti oblik signala lokalnog oscilatora u sklopu za dobivanje kompleksne ovojnice.



Kompleksna ovojnica dobiva se u digitalnoj domeni

OSCILATOR? $\pi/2$? str. 234

Nacrtati blokovsku shemu programski definiranog prijemnika s uzorkovanjem kvadraturnih signala. U kojem dijelu lanca za obradu se dobiva kompleksna ovojnica? Koji problemi kod ovakvog prijamnika su posljedica arhitekture, a koji proizlaze iz korištenja nulte međufrekvencije. Objasniti razliku između prijamnika s nultom međufrekvencijom i prijamnika s niskom međufrekvencijom.



Kompleksna ovojnica dobiva se u analognoj domeni.
Problemi koji proizlaze iz arhitekture:

- I i Q grana moraju se što manje razlikovati
- izvor sinusa i kosinusa moraju imati točne amplitude i fazni pomak

Problemi koji proizlaze iz nulte međufrekvencije

- signali iz oscilatora prelazeju se na drugi ulaz mjesala, zbog čega se na izlazu mjesala pojavljuje DC (istosmjerna) komponenta, koja može biti višestruko veća od željenog signala. Kompleksna ovojnica željenog kanala se transformira na frekvenciju $\omega = 0$.

Doh prijemnik s nultom međufrekvencijom može generirati neželjene komponente na izlazu ($\cos(\omega_0 t)$, $k \cos(\omega_0 t) = \frac{1}{2} k + \frac{1}{2} k \cos(2\omega_0 t)$), prijemnik s

niskom međufrekvencijom će izbjegći takve probleme jer se neželjena komponenta neće pojaviti u željenom kanalu ni nakon transpozicije.

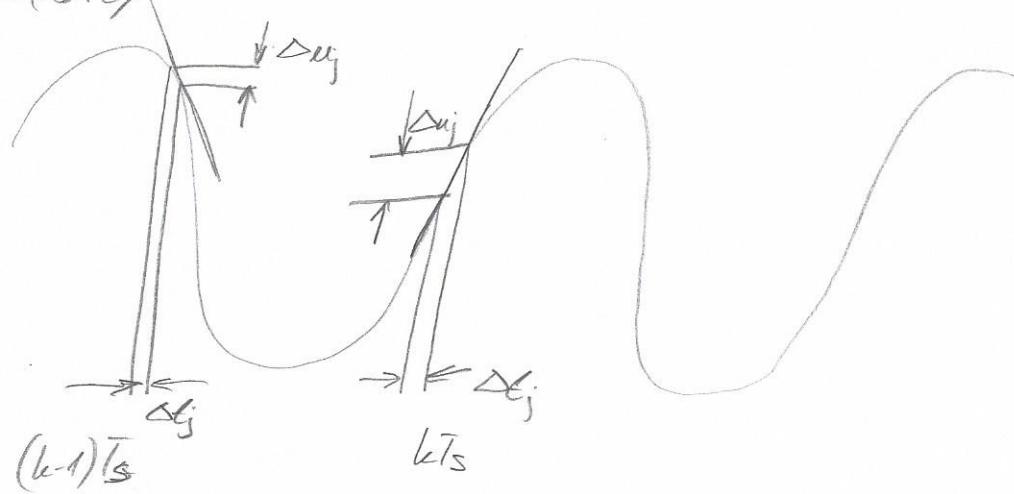
$$\omega_0 = \omega_{0ul} + k_B / k_f$$

(59)

Kakav utjecaj na uzorkovanje ima podrhtavanje brida takta uzorkovanja?
Na primjeru sinusnog signala izvesti izraz za omjer signala i šuma koji je posljedica podrhtavanja brida takta uzorkovanja. Kako se ovaj omjer računa kad postoji više sklopova koji unose podrhtavanje.

Podrhtavanje brida takta uzorkovanja (jitter) utječe pogresku u amplitudi pogreška je proporcionalna derivaciji signala

$$u(t) = U_m \sin(2\pi f t)$$



POGRESKA

$$\hookrightarrow \Delta u_j = \frac{du(t)}{dt} \Delta t_j = \frac{d(U_m \sin(2\pi f t))}{dt} \Delta t_j = U_m \cdot 2\pi f \cdot \cos(2\pi f t) \cdot \Delta t_j$$

najgori slučaj $\cos = 1$ $\Delta u_{j,\max}(t) = U_m 2\pi f \Delta t_j$

$t_{j,\text{rms}}$ - poznata srednja vrijednost podrhtavanja brida takta

$$U_{j,\text{rms,max}} = U_m 2\pi f t_{j,\text{rms}}$$

$$\text{SNR} = 20 \log_{10} \frac{\frac{U_m}{\sqrt{2}}}{U_m 2\pi f t_{j,\text{rms}}} = -20 \log_{10} (2\sqrt{2} \pi f t_{j,\text{rms}}), \text{ pri čemu je } f \text{ frekvencija}$$

Kada postoji više sklopova koji unose podrhtavanje, omjer se zbrojava

60.

Zašto je kod analogno-digitalnih pretvornika namijenjenih obradi signal u komunikacijama granična frekvencija ulaznog analognog podsustava višestruko veća od Nyquistove frekvencije? Kakve su posljedice takve granične frekvencije na šumna svojstva pretvarača?

6

Uzorkovanje je de se sum svih obiecta preljeptiti u željenu frekvenciju

2 asto je circ?

1

61

Na primjeru sinusnog signala izvesti izraz za omjer signala i šuma koji je posljedica nelinearnosti analogno-digitalnog pretvarača.

$$\Delta U_{NL} = U_{LSB} + \underbrace{U_{DNL}}_{\epsilon} \quad \begin{aligned} &\text{diferencijalna ne-linearnost} \\ &\rightarrow \text{razlika između stvarne i} \\ &\text{idealne naponašbe rezive LSB-a} \end{aligned}$$

$$\epsilon = \frac{U_{DNL}}{U_{LSB}} \quad [LSB]$$

$$\sigma_q^2 = \frac{(V_{LSB} + V_{noise})^2}{12} = \frac{V_{LSB}^2 (1+\epsilon)^2}{12}$$

$$U_{LSB} = \frac{O_m}{2^{N-1}}$$

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{\frac{U_m^2}{2}}{\frac{\sigma^2}{\alpha}} = 10 \log_{10} \frac{\frac{U_m^2}{2}}{\frac{U_{CSB}^2 (HE)^2}{12}}$$

$$\frac{\frac{U_m}{2}}{\frac{(U_m)}{(2^{N-1})} (1+\varepsilon)^2} = \frac{3 \cdot 2}{(1+\varepsilon)^2} \frac{2^{2N-2}}{2}$$

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{3}{2} \cdot 2^N \cdot \frac{1}{(1+\epsilon)^2} \right)$$

$$SNR = 1,76 + 6,02N - 20 \log_{10}(1+\varepsilon) \quad [dB]$$

(62)

Dati izraz i opisati izvore pogrešaka kod AD pretvarača pod pretpostavkom da se koristi sinusni model ulaznog signala. Zašto u praksi ne smeta činjenica da je kod brzih pretvarača visoke razlučivosti šum u izlaznom digitalnom signalu značajno veći od šuma kvantizacije.

1) Šum uslijed jittera

$$U_{jitter, max}(\epsilon) = U_m \cdot \Delta f \cdot t_{rms}$$

2) Šum neuniformne kvantizacije

$$3) \text{ Šum ulaznog broja } U_{nIN} \quad V_A = \frac{U_{LSB} (1+\epsilon)}{\sqrt{3}} = \frac{U_m}{2^{N-1}} \cdot \frac{(1+\epsilon)}{\sqrt{3}} = \frac{U_m}{2^N \sqrt{3}} (1+\epsilon)$$

$$u(t) = U_m \sin(2\pi f t), \quad U_{rms, sin} = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$$

Vrhuna efektivna vrijednost signala suma

$$U_{nAD} = \sqrt{(U_{jitter, rms})^2 + \left(\frac{U_m}{2^N \sqrt{3}} (1+\epsilon)\right)^2 + U_{nIN}^2}$$

$$\text{SNR}_{sin} = -20 \log_{10} \frac{U_{nAD}}{U_{rms, sin}} = -20 \log_{10} \frac{\sqrt{(U_{jitter, rms})^2 + \left(\frac{U_m}{2^N \sqrt{3}} (1+\epsilon)\right)^2 + U_{nIN}^2}}{\frac{U_m}{\sqrt{2}}} \\ = -20 \log_{10} \sqrt{\left(2\sqrt{2} \cdot \Delta f \cdot t_{rms}\right)^2 \left(\frac{\sqrt{2}(1+\epsilon)}{2^N \sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{2} U_{nIN}}{U_m}\right)^2}$$

ako je U_{nIN} normiran

$$U_{nIN, LSB} = \frac{U_{nIN}}{U_m} 2^N \Rightarrow U_{nIN} = \frac{U_{nIN, LSB} \cdot U_m}{2^N}$$

$$\text{SNR}_{sin} = -20 \log_{10} \sqrt{\left(2\sqrt{2} \cdot \Delta f \cdot t_{rms}\right)^2 \left(\frac{\sqrt{2}(1+\epsilon)}{2^N \sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{2} U_{nIN, LSB}}{2^N}\right)^2}$$

(63)

Na primjeru binarnih brojeva širine 3 bita, opisati binarni zapis s pomakom, zapis u dvojnom komplementu, te opisati međusobnu pretvorbu ovih zapisa. Opisati cjelobrojnu i frakcionalnu interpretaciju binarnih brojeva. Koju najmanje odnosno najveću vrijednosti može poprimiti N-bitni podatak oblika 1.(N-1)?

BINARNI S POMAKOM (SOB)	DVOJNI KOMPLEMENT (TC)
0 0 0	0
0 0 1	1
0 1 0	2
0 1 1	3
1 0 0	4
1 0 1	5
1 1 0	6
1 1 1	7
	-1
	-2
	-3
	-4
	-5
	-6
	-7

PRETVORBA SOB \rightarrow TC

$$TC = \overline{SOB} + 1$$

npr

SOB	\overline{SOB}	TC
010	101	110

CJELOBROJNA INTERPRETACIJA

- decimalna točka podrazumijeva se iza zadaje znamenuće

FRAKCIONALNA INTERPRETACIJA

format: broj-cjelobrojnih_bitova.broj_bitova_fračije

najčešće se koristi format kod kojega je točka odneta iz predznaka

$$0,111 = 7/2^3 = 0,875$$

$$0,110 = 3/2^2 = 0,75$$

$$1,001 = -7/2^3 = -0,875$$

$$1,000 = -8/2^0 = -8$$

Za N bitova dvojni komplement prikazuje se u zapisu $[1.(N-1)]$,

a brojevi su u intervalu $[-1, 1-2^{N-1}]$

(64) Koliko bitova sa izlaza digitalnog množila je potrebno uzeti za daljnju obradu? Koji su to bitovi? Posebno objasniti odabir gornjih bitova izlazne riječi (podešavanje položaja frakcije) te odabir donjih bitova (odsijecanje rezultata). Kako se ovaj odabir izvodi na procesorima za obradu signala?

Množenje daje rijeci dužine N daje rijec dužine LN SX. xxx...xxx
Bitovi lijevo od decimalne točke su proširenje predznaka
 $S=X \Rightarrow$ možemo zanemariti MSB na izlazu je množila
 b_{MSB}

Nakon množenja SNR je poviši za $3dB$, odsijecanje na sirinu ulazne riječi smanjuje SNR za barem još $3dB$. Zbog toga

st. 261

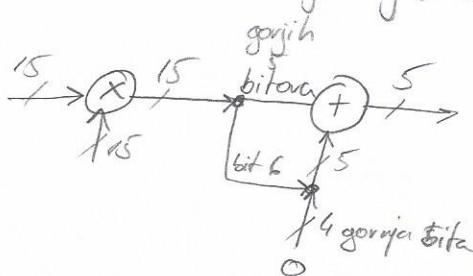
se u praksi na izlazu množila uzima rijec koja je dva do tri bita sira od već od duju ulaznih rijeci

(65) Objasniti prednost zaokruživanja pred odsijecanjem u sklopovima za digitalnu obradu signala. Nacrtati shemu i objasniti rad množila koje na izlazu daje rezultat zaokružen na 5 bitova. Kako se zaokruživanje nakon množenja izvodi na procesorima za obradu signala?

Odsijecanje dvojnog komplementa predstavlja zaokruživanje prema dolje
Srednja vrijednost pogreške koja time nosiže imenovani po polu LSB-a i pojavljuje se DC komponenta (DC offset). Zaokruživanje i dolje ima DC vrijednost jer 0.5 unutar zaokružuje prema gore, ali je ona mala i u praksi uglavnom zanemariva

S. ABCDEFG ako je $EFG < 0.5$ prema dolje } smjer ovisi samo o
ako je $EFG \geq 0.5$ prema gore } bitu E

SKLOPOVSKI - nakon odsijecanja S.ABCD pribrojiti 0.000E



(66)

Na primjeru sinusnog signala pokazati koliko je pojačanje sklopa za transpoziciju frekvencije. Pretpostaviti realan signal lokalnog oscilatora.

LOKALNI OSCILATOR

$$x_o(t) = \cos(2\pi f_o t) \quad t = nT_s = n \frac{1}{f_s}$$

$$x_o[n] = \cos\left(2\pi \frac{f_o}{f_s} n\right) = \cos(\omega_o n)$$

ULAZNI SIGNAL

$$x_{ul}[n] = \cos(\omega_{ul} n)$$

IZLAZ IZ MJEŠALA

$$y[n] = \cos(\omega_o n) \cdot \cos(\omega_{ul} n) = \frac{1}{2} \left\{ \cos[(\omega_o - \omega_{ul})n] + \cos[(\omega_o + \omega_{ul})n] \right\}$$

- filtriramo komponentu (npr gornju)

$$y[n] = \left(\frac{1}{2} \right) \cos[(\omega_o - \omega_{ul})n]$$

↳ pojačanje amplitud mješala

(67)

Što je višetaktna obrada signala i zašto se ona koristi u programski definiranim prijemnicima. Koji problemi se susreću u dizajnu decimatorea visokog reda i kako ih rješava upotreba CIC decimatorea?

Obrada prije nego se provodi decimacija signala, kako bi se smanjila frekvencija očitavanja (time i kompleksnost pojedinih filtera) naziva se VIŠETAKTNA OBRADA SIGNALA

Problemi u dizajnu decimatorea:

CIC-decimator rješuje

gusenje filtra u području gusenja mora biti
jako veliko

za veliki R područje propuštanja
filtra je jako usko

jogodan za veliki R

Zahtijeva visoki red filtra

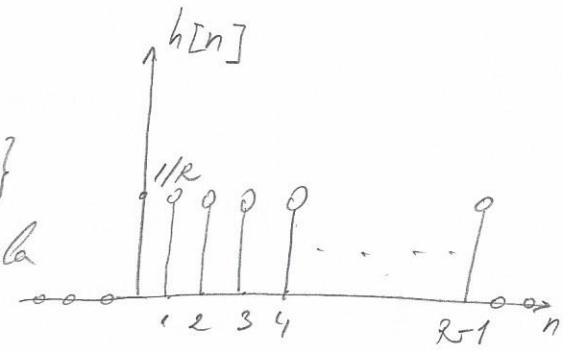
↳ mnogo množenja po uzorku

ne sadrži množila

(68.) Izvesti prijenosnu funkciju CIC decimatora prvog reda u rekurzivnom obliku te nacrtati njenu realizaciju. Napisati izraz koji opisuje prijenosnu funkciju CIC decimatora N-tog reda te nacrtati njenu realizaciju.

$$h[n] = \frac{1}{R} \{ \delta[n] + \delta[n-1] + \delta[n-2] + \dots + \delta[n-R+1] \}$$

→ takođe filter osredjjava R uzorka ulaznog signala



$$y[n] = x[n] * h[n] = \sum_{k=0}^{+\infty} x[k] h[n-k] = \frac{1}{R} \{ x[n] + x[n-1] + \dots + x[n-R+1] \}$$

$$H(z) = Z\{h[n]\} = \frac{1}{R} \left[1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-R+1} \right] = \frac{1}{R} \sum_{k=0}^{R-1} z^{-k} \rightarrow \text{geometrijski niz } \sum_{n=0}^{N-1} q^n = \frac{1-q^N}{1-q}$$

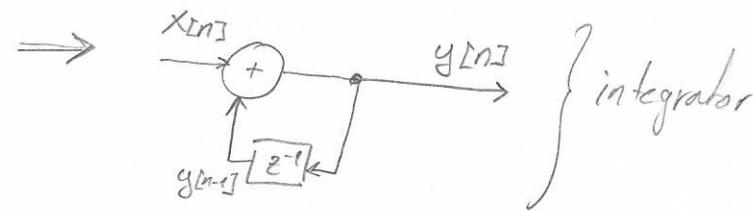
$$H(z) = \frac{1}{R} \frac{1-z^{-R}}{1-z^{-1}} = \frac{1}{R} \frac{1}{1-z^{-1}} (1-z^{-R}) \Rightarrow$$

$\boxed{\frac{1}{1-z^{-1}}} \quad \boxed{1-z^{-R}} \rightarrow \boxed{\sqrt{R}}$

$Y(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} X(z) \Rightarrow Y(z) - z^{-1} Y(z) = X(z)$ → poznata verzija

REKURZIVNI DIO

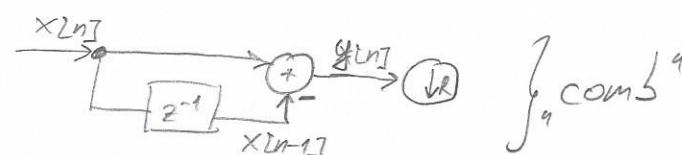
$$Y(z) = X(z) + z^{-1} Y(z)$$



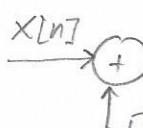
$$Y(z) = (1-z^{-R}) X(z) = X(z) - z^{-R} X(z)$$

NEREKURZIVNI DIO

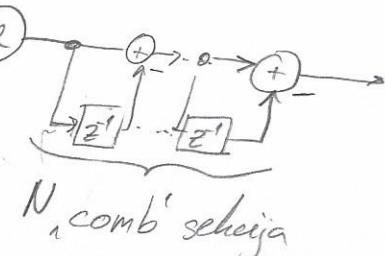
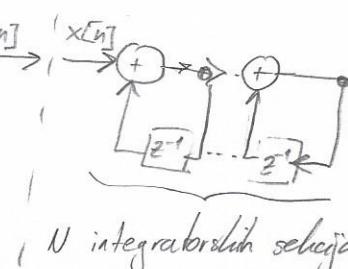
$$y[n] = x[n] - x[n-R]$$



CIC DECIMATOR PRVOG REDA



$$\text{N-TOG REDA} \quad H(z) = \left(\frac{1}{R} \frac{1-z^{-R}}{1-z^{-1}} \right)^N$$



(69.)

Izvesti izraz za širinu registara CIC decimatora N-tog reda, faktora decimacije R. Prepostaviti da nema odsijecanja bitova u pojedinim stupnjevima.

$$H(z) = \left(\frac{1}{MR} \sum_{k=0}^{MR-1} z^{-k} \right)^N, \text{ ulazna riječ širine } B_{in} \text{ bitova}$$

faktor M se može staviti za dodatnu ušćecaj shališrava

najveći broj na izlazu filtra (ne računajući $1/(RM)$) $| -2^{B_{in}-1} \cdot (RM)^N |$
po modulu

Za takav broj potreban je registar širine $B_{out,max} = \lceil \log_2 (2^{B_{in}-1} (RM)^N) + 1 \rceil$

najveći broj (pridružak)

$$B_{out,max} = \lceil \log_2 (2^{B_{in}-1}) + \log_2 (RM)^N + 1 \rceil = \lceil N \log_2 RM + B_{in} \rceil$$

(70.)

Izvesti izraz za spektar signala na izlazu analogno-digitalnog pretvornika koji koristi interpolaciju nultog reda. Na temelju dobivenog rezultata opisati pogreške koje su posljedica ovakvog načina interpolacije.

Konvolucija impulsa i provolnihniha daje kontinuirani kvadratizirani signal

$$u_{DA}(t) = u_s(t) * g(t) = \underbrace{\sum_{k=-\infty}^{\infty} u_c(kT_s) \delta(t-kT_s)}_{\text{discreet signal}} \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} u_s(\tau) g(t-\tau) d\tau}_{\text{rect}} = u_s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u_c(kT_s) \delta(t-kT_s)$$

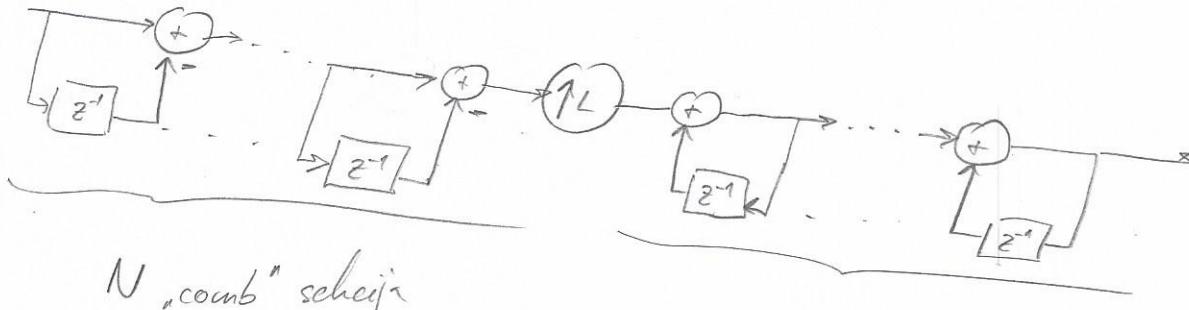
$$u_{DA} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u_c(kT_s) \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-kT_s) g(t-\tau) d\tau}_{g(t-kT_s)} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u_c(kT_s) g(t-kT_s)$$

$$\mathcal{F}\{u_{DA}(t)\} = \mathcal{F}\{u_s(t)\} \mathcal{F}\{g(t)\} \Rightarrow |G(f)| = \left| T_s \operatorname{sinc}\left(\frac{f}{f_s}\right) \right|$$

(71)

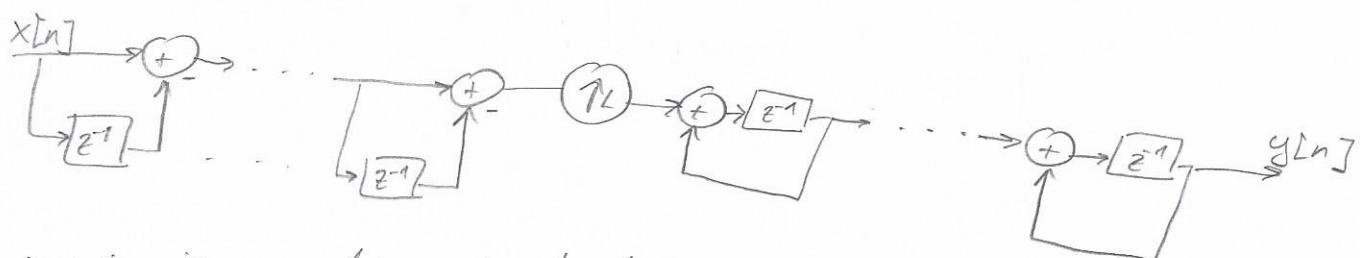
Napisati izraz koji opisuje prijenosnu funkciju CIC interpolatora N-tog reda te nacrtati njenu realizaciju. Opisati problem koji ograničava frekvenciju takta ovog sklopa, te nacrtati realizaciju koja rješava ovaj problem.

$$H_F(z) = \left(\frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} z^{-k} \right)^N = \left(\frac{1}{L} \cdot \frac{1-z^{-L}}{1-z^{-1}} \right)^N$$



- korištenje se implementiraju pomoći registara
- u integratorskoj sekviji signal propagira s N zbrajala
 ⇒ s poređanjem N pada uobičajena frekvencija takta na kojem CIC integrator može raditi

Uobičajena frekvencija takta postiže se ako se signal iz svakog stupnja vodi sa izlaza registra



→ ovim je u svakoj integratorskoj sekviji dodano korišćenje sa lutorak, a prijenosna funkcija ima u kar snicaj oblik

$$H(z) = z^{-N} \left(\frac{1}{L} \frac{1-z^{-L}}{1-z^{-1}} \right)^N$$

(72)

Što je "dobitak u pojačanju uslijed obrade" (processing gain). Izvesti izraz za dobitak uslijed obrade na primjeru u kojem se iz signala na izlazu analogno-digitalnog pretvarača izdvaja frekvencijsko područje širine B. Izraziti dobitak u dB.

(72)

Processing gain je omjer snage sume na ulazu i na izlazu filtra

snaga sume na ulazu

$$P_{nAD} = \frac{N}{2} \cdot 2 \cdot \frac{f_s}{2} = N \frac{f_s}{2}$$

spektralna gustoća
snage na ulazu

$\left[-\frac{f_s}{2}, \frac{f_s}{2} \right]$

snaga sume na izlazu (u području širine B)

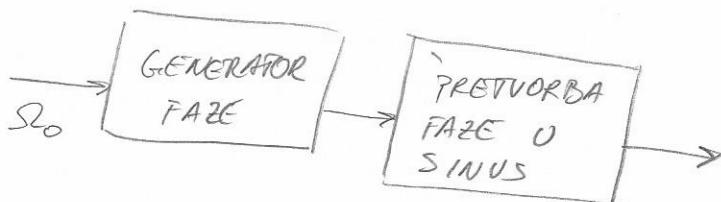
$$P_{nF} = \frac{N}{2} \cdot 2 \cdot B = NB$$

omjer

$$PG = \frac{P_{nAD}}{P_{nF}} = \frac{N \frac{f_s}{2}}{NB} = \frac{f_s}{2B} \Rightarrow PG = 10 \log_{10} \left(\frac{f_s}{2B} \right) [dB]$$

(73)

Nacrtati blokovsku shemu direktnog digitalnog sintezatora frekvencije, napisati izraz za korak koji je potrebno dovesti na ulaz generatora faze, te izraz za izlaznu frekvenciju sintezatora. Izvesti izraz za razlučivost frekvencije?

KORAK Δ

$$\Delta = S_0 \frac{2^N}{2\pi} \quad ; \quad S_0 = 2\pi \frac{f_0}{f_s} = 2\pi \frac{\omega_0}{\omega_c}$$

$$\Delta = \frac{\omega_0}{\omega_c} 2^N$$

IZLAZNA FREKVENCija

$$\rightarrow u \text{ praktički} \rightarrow \Delta = \left\lfloor \frac{f_0}{f_s} 2^N + 0,5 \right\rfloor$$

RAZLUČIVOST FREKVENCije

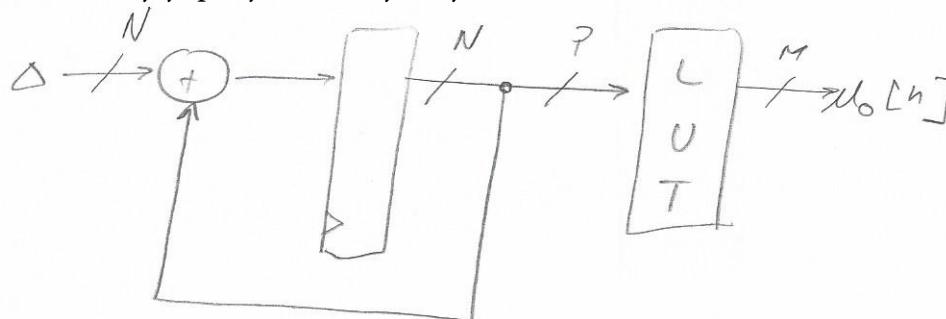
$$f_0 = f_s \Delta = f_s \frac{\Delta}{2^N}$$

$$\Delta f_{\min} = f_s (\Delta + 1) - f_s (\Delta)$$

$$\Delta f_{\min} = f_s \frac{\Delta + 1}{2^N} - f_s \frac{\Delta}{2^N}$$

$$\boxed{\Delta f_{\min} = \frac{f_s}{2^N}}$$

(74) Nacrtati blokovsku shemu i objasniti principa rada direktnog digitalnog sintezatora frekvencije koji koristi odsijecanje faze. Objasniti pojavu diskretnih frekvencijskih komponenata u spektru izlaznog signala koji su posljedica odsijecanja faze. Napisati izraz kojim se može procijeniti SFDR koji je posljedica odsijecanja faze.



S obzirom da LUT adresa je adresom ora od 18 bitova nije praktičan, a rezolucija bilo od 191 Hz je rijetko potreban, za adresiranje LUT-a neef. čemo samo gornji dio faze

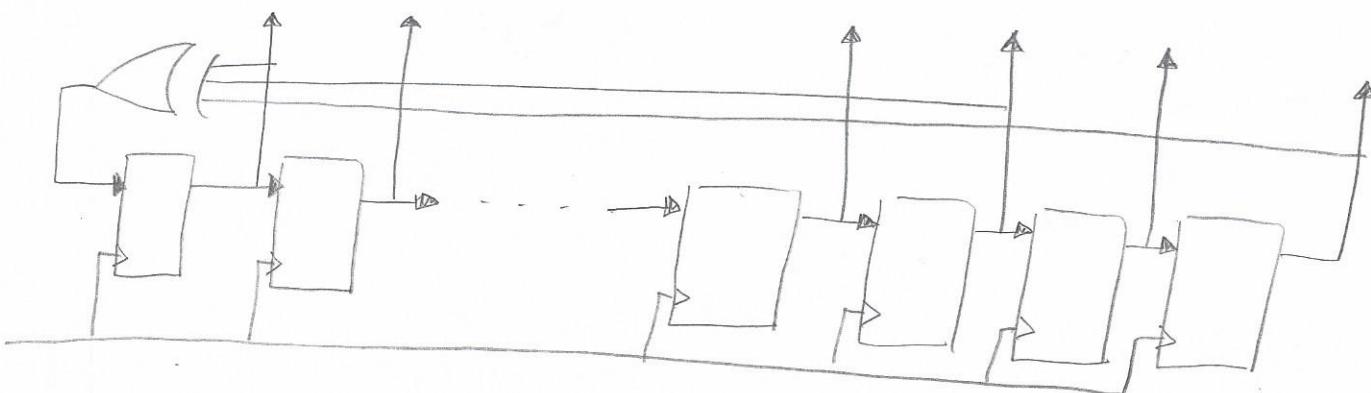
Zbog odsijecanja faze presjek bili linearni, dolazi do kavne modulacije, a s obzirom da je pogreska periodična u spektru se očišćuju diskretnе neželjene komponente

$$SFDR = 6,02P - 3,92 \text{ dB}$$

→ strina faze nakon odsijecanja

(75) Opisati primjenu ditheringa u direktnoj digitalnoj sintezi frekvencije. Na koji način dithering povećava SFRD izlaznog signala. Nacrtati realizaciju generatora šuma koja koristi posmačni registar s povratnom vezom.

Diskretnе komponente u spektru signala neće postojati ako fazna pogreška nemor diskretnih komponenta (ako nije periodična). Zbog toga u fazu pogrešku ubacujemo sum (DITHERING) te očlanjanjem diskretnih komponenti povećavamo SFDR



(76)

Opisati pogreške kod direktne sinteze frekvencije koje su posljedica kvantizacije amplitude. Objasniti pojavu diskretnih frekvencijskih komponenata u spektru izlaznog signala koji su posljedica kvantizacije amplitute. Napisati izraz kojim se može procijeniti SFDR koji je posljedica ove kvantizacije.

(14)

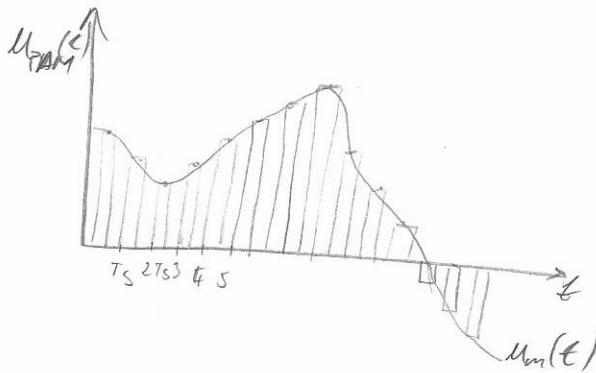
LUT ima končnu vrijednost njezine vrijednosti te time dođe do pogrešaka uslijed **KVANTIZACIJE AMPLITUDE**: broj bitova na izlazu čita se-a

- 1) kvantizacijski sum $SNR = (6,02m + 1,76) \text{ dB}$
- 2) pogrešken kvantizator nije jednolik
- 3) kvantizacijski sum nije bijel
- 4) pogorljaju se diskretne komponente u spektru

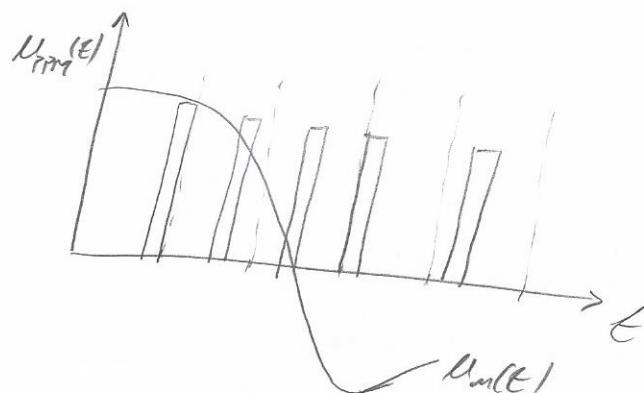
(77)

Nacrtati valni oblik modulacijskog signala, nosioca i moduliranog signala za pulsno amplitudnu, pulsno širinsku i pulsno položajnu modulaciju. Pretpostaviti da je modulacijski signal sinusnog valnog oblika, a frekvencija uzorkovanja otprilike 10 puta veća od frekvencije modulacijskog signala.

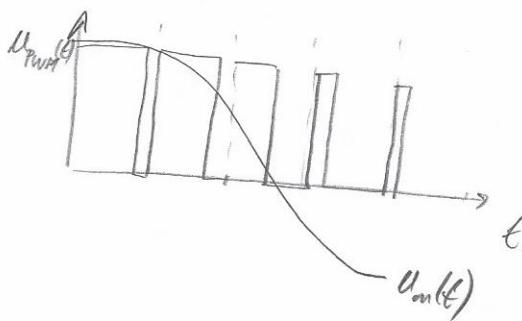
PAM - pulsno amplitudna modulacija



PPM



PWM - pulsno širinska modulacija

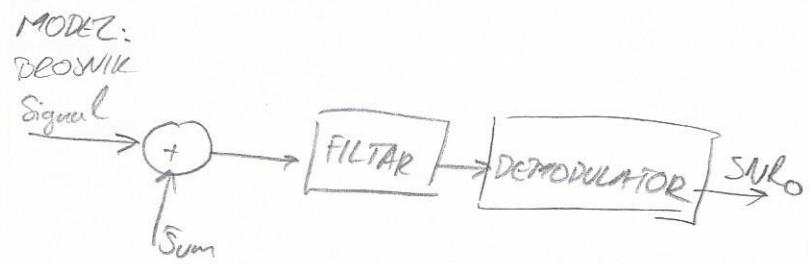


78.

Definirati mjeru kvalitete prijenosa obzirom na šum. Nacrtati i opisati modele prijenosnih sustava na kojima se temelji ova mjera. Objasniti na koji način se postiže da mjera ne ovisi o snazi signala.

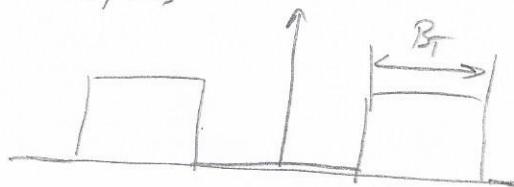
$$M = \frac{SNR_o}{SNR_c} = \frac{SNR \text{ na izlazu}}{SNR \text{ u kanalu poruke}}$$

(channel)

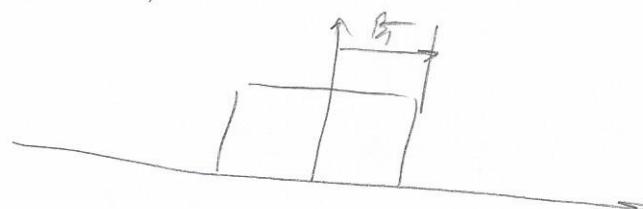


Amp. karakteristika

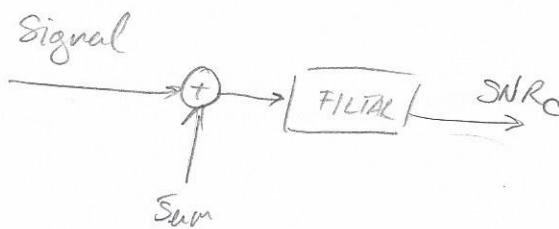
Band pass



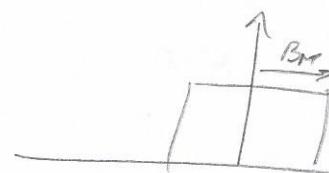
Lowpass



NAZIVNIK:



Amp. karakteristika



$$M = \frac{SNR_o}{SNR_c} = \frac{\text{srednja snaga signala na izlazu iz prijamnika}}{\text{srednja snaga sumer na izlazu iz prijamnika}}$$

(reduju snagu signala poruke)

(smanjuje snagu sume sa kanale poruke)

PREPOSTAVKA: srednja snaga moduliranog signala = srednja snaga signala poruke

$\exists b$ je M veci, sastav je bolji

$M=1 \neq$ sastav ima isti SNR kao i originalni kanal "baseband"

(29)

Za primjer PPM prijenosnog sustava koji koristi kosinusne pulseve izvesti mjeru za kvalitetu prijenosa obzirom na šum. Pretpostaviti AWGN kanal.

(16)

$$M = \frac{\frac{P_{SO}}{P_{NO}}}{\frac{P_S}{P_{NC}}} \quad \text{signal na izlazu je prijenosni } P_{SO}$$

$$U_{S,PP} = KT_s \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \quad U_{S,rms} = \frac{KT_s}{2\sqrt{2}} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \quad P_{SO} = \frac{KT_s^2}{8}$$

Šum na izlazu je prijenosni P_{NO}

$$U_{N,PP} = K \tilde{C} \quad \text{zrak u vremenu}, \quad \tilde{C} = \frac{2U_h}{A \pi B_T}$$

$$U_{N,PP} = \frac{2KU_h}{A \pi B_T} \quad U_{N,rms}^2 = \frac{4K^2}{A^2 \pi^2 B_T^2} E[U_n^2] \rightarrow \frac{N_0}{2} \cdot 2B_T = N_0 B_T$$

$$U_{N,rms}^2 = \frac{4K^2 N_0}{A^2 \pi^2 B_T} \Rightarrow P_{NO} = \frac{U_{N,rms}^2}{12} = \frac{4K^2 N_0}{A^2 \pi^2 B_T}$$

srednja snaga moduliranog signala P_S

$$P_S = \frac{1}{T} \int_{-T}^T g^2(t) dt = \frac{3A^2}{4\pi B_T} \quad g(t) = \frac{A}{2} [1 + \cos(\omega t)], \quad -T \leq t \leq T$$

srednja snaga sume u kanalu P_{NC}

$$P_{NC} = \frac{N_0}{2} \cdot 2B_M = N_0 B_M$$

$$\frac{KT_s^2}{8}$$

$$\frac{4K^2 N_0}{A^2 \pi^2 B_T}$$

$$\frac{3A^2}{4\pi B_T}$$

$$\frac{N_0 B_M}{N_0 B_M}$$

$$M = \frac{\frac{KT_s^2}{8}}{\frac{4K^2 N_0}{A^2 \pi^2 B_T} \cdot \frac{3A^2}{4\pi B_T}} = \frac{\pi^2}{24} B_T^2 T_S^3 B_M, \quad f_S = 2B_M \Rightarrow T_S = \frac{1}{f} = \frac{1}{2B_M}$$

$$M = \frac{\pi^2}{192} \left(\frac{B_T}{B_M} \right)^2$$

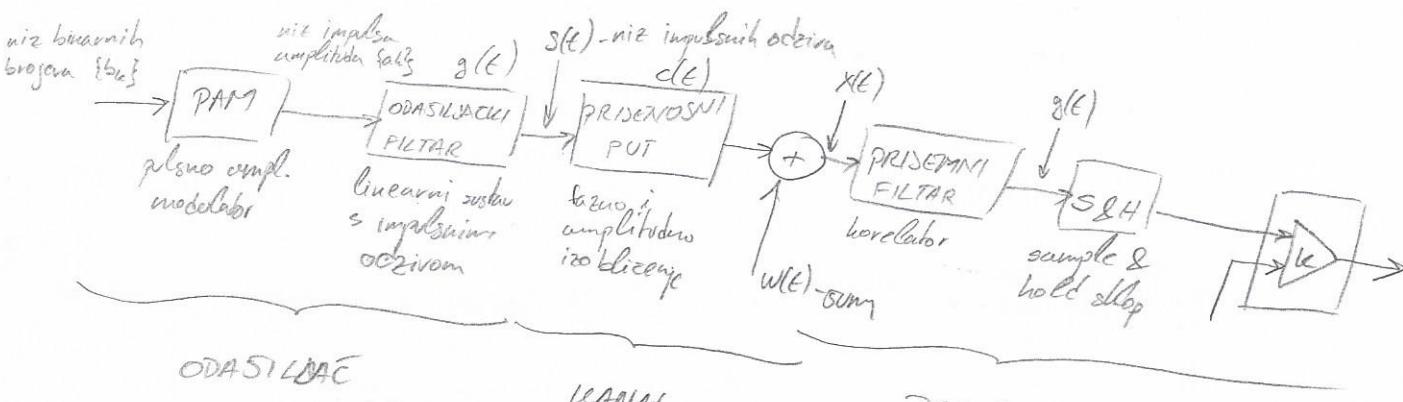
(80)

Objasniti vezu između širine frekvencijskog područja potrebnog za prijenos PCM signala i omjera signala i sume koji se za tu širinu može postići.

FR

14 PRJENOS IMPULSA U PCM SUSTAVIMA

- (81) Nacrtati i opisati model sustava za prijenos impulsa u osnovnom frekvencijskom području. Koje vrste pogrešaka nalazimo kod prijenosa impulsa i čime su one uzrokovane. Što je prilagođeni filter i kako se određuje njegova prijenosna funkcija?



Prilagođeni filter umaksimizira omjer vršne snage signala i srednje snage sume

$$\max \left\{ \frac{|g_0(T_b)|^2}{E[n^2(t)]} \right\}$$

$$h_{opt}(t) = K \cdot g(T_b - t)$$

/ $\underbrace{\text{signal ercaljan}}_{\text{u vremenu}}$

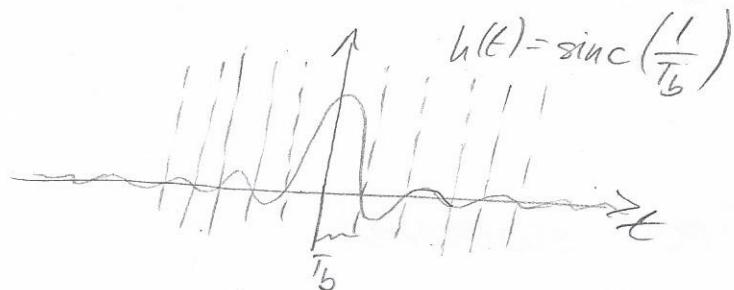
proizvoljna konstancija

$$H(\omega) = F[h_{opt}(t)]$$

82

Što je preslušavanje između simbola? Čime je uzrokovano? Izvesti Nyquistov kriterij za prijenos bez preslušavanja između simbola. Skicirati valni oblik signala koji odgovara jednom simbolu za slučaj kad se prijenosni sustav ponaša kao idealni niskopropusni filter.

Inter Symbol Interference je preslušavanje spektra između susjednih simbola uzrokovano istidavanjem frekvencijskog odziva te mu je vrijednost razlicita od nule a trenutno ocitavaju amplitudu odziva sljedećeg prethodnog simbola

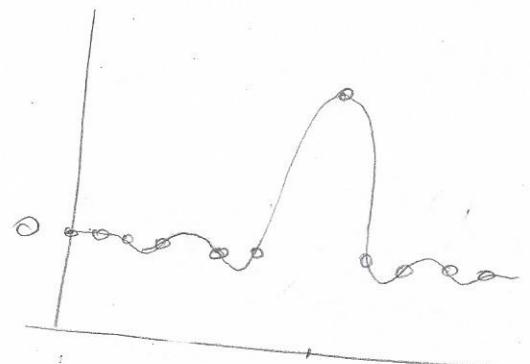
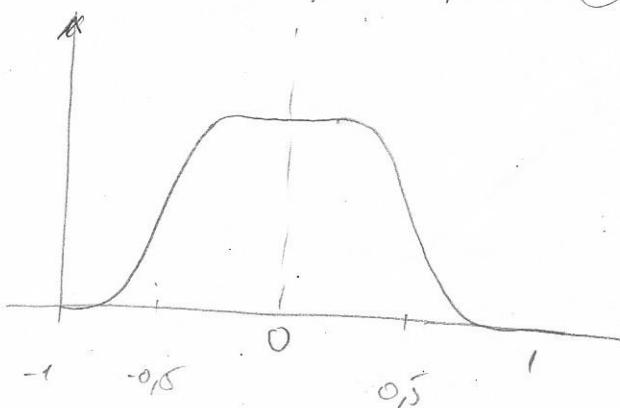


83

Što je Raised Cosine Filter i kako se on koristi u prijenosnim sustavima. Skicirati amplitudnu karakteristiku i impulsni odziv ovog filtra. Usporediti njegova svojstva sa svojstvima idealnog niskopropusnog filtra. Što Root Raised Cosine Filter i kako se on koristi prijenosnim sustavima?

Raised Cosine Filter je filter koji projelaceno područje ima konacnu drinu

β -faktor prematnja $\beta = 2T_b/\Delta f$ \rightarrow koliko rep kosinusa prelazi Nyquistov frekvenciju



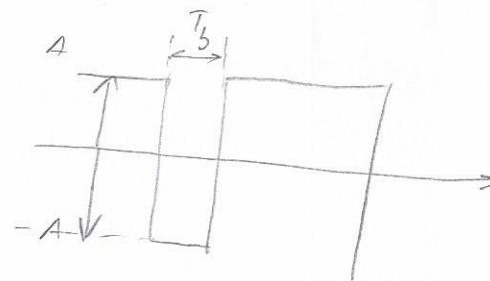
Za $\Delta f = 0$ postoji se kao "brick wall" filter

Root Raised Cosine Filter - postoji akupna karakteristika kao RC filter
- napraviti jednake odstojanja i prijamni filter

(84) Za prijenos podataka pomoću NRZ signala izvesti izraz za vjerojatnost pogreške prijenosa bita. Prepostaviti AWGN kanal. Skicirati oblik pogreške u ovisnosti o omjeru energije po bitu i spektralne gustoće snage šuma.

(85)

NRZ signal



$$x(\epsilon) = \begin{cases} A + w(\epsilon) & \Rightarrow 1 \\ -A + w(\epsilon) & \Rightarrow 0 \end{cases}$$

poslana je 0 $x(\epsilon) = -A + w(\epsilon)$

izlaz prilagođenog filtra u trenutku uzorkovanja

$$y(T_b) = K \int_0^{T_b} x(\epsilon) d\epsilon = -KA T_b + K \int_0^{T_b} w(\epsilon) d\epsilon$$

$$K = \frac{1}{T_b}$$

$$y(T_b) = -A + \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} w(\epsilon) d\epsilon$$

$$\sigma_y^2 = E[(y - A)^2]$$

$$\sigma_y^2 = E \left[\frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} w(\epsilon) d\epsilon \cdot \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} w(u) du \right] = E \left[\frac{1}{T_b^2} \int_0^{T_b} \int_0^{T_b} w(\epsilon) w(u) d\epsilon du \right] = \frac{1}{T_b^2} \int_0^{T_b} \int_0^{T_b} E[w(\epsilon) w(u)] d\epsilon du$$

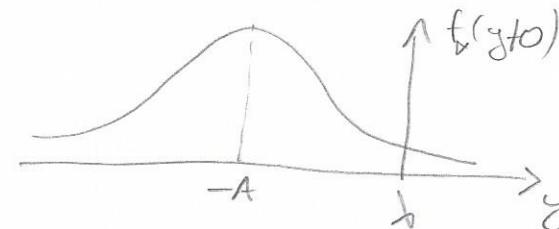
$$E[w(\epsilon) w(u)] = R_w(\epsilon, u) = \frac{N_0}{2} \delta(\epsilon - u) \Rightarrow \text{AUTOKOREZALIZA}$$

$$\sigma_y^2 = \frac{1}{T_b^2} \int_0^{T_b} \int_0^{T_b} \frac{N_0}{2} \delta(\epsilon - u) d\epsilon du = \frac{N_0}{2T_b}$$

FUNKCJA GUSTOĆE VEROJATNOSTI UZ OVJEZET DA SE STAVNO SAVJE "0"

$$f_y(y|0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} \exp \left[-\frac{(y+A)^2}{2\sigma_y^2} \right] = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sqrt{N_0/(2T_b)}} \exp \left[-\frac{(y+A)^2}{2N_0/(2T_b)} \right]$$

$$f_y(y|0) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp \left[-\frac{(y+A)^2}{N_0/T_b} \right]$$



vjerojatnost pogresne detekcije ako je poslana "0"

$$P_{eo} = \int_{-\infty}^{\infty} f_y(y|0) dy = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0/T_b}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(y+A)^2}{N_0/T_b}\right] dy, \quad A=0$$

nove granice

$$y=0 \Rightarrow z = \frac{A}{\sqrt{N_0/T_b}} = \sqrt{\frac{A^2 T_b}{N_0}} = \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} - \text{energija koja odgovara jednom bitu}$$

$$y=\infty \Rightarrow z=\infty$$

$$P_{eo} = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0/T_b}} \int_{\sqrt{E_b/N_0}}^{\infty} \exp(-z^2) \sqrt{N_0/T_b} dz \Rightarrow P_{eo} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\sqrt{E_b/N_0}}^{\infty} \exp(-z^2) dz$$

$$\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^{\infty} \exp(-z^2) dz = \operatorname{erfc}(u)$$

$$P_{eo} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) - \text{vjerojatnost da posljemo } 0, \text{ a dobijemo } 1$$

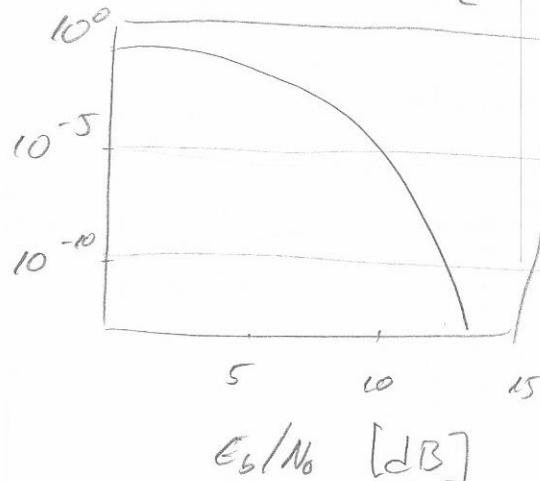
$$P_{e1} = P_{eo}$$

$$P_e = P_0 P_{eo} + p_1 P_{e1}$$

$$P_0 = p_0 = \frac{1}{2}$$

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

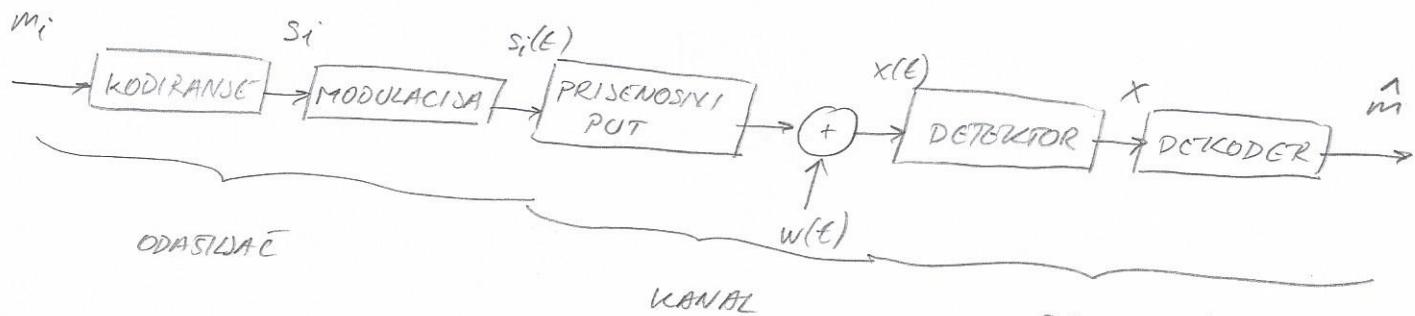
dB



(85)

(21)

Nacrtati i objasniti model sustava za prijenos impulsa u transponiranom frekvencijskom području. Objasniti kako pomoću Gram-Schmidt ortogonalizacije možemo prikazati signale. Pokazati kako se određuju funkcije baze te kako se izvodi modulator i demodulator.



signali $s_i(t)$ mogu se prikazati kao linearne kombinacije funkcija $\phi_j(t)$

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N s_{ij} \phi_j(t), \quad 0 \leq t \leq T_b, \quad \text{- modulator}$$

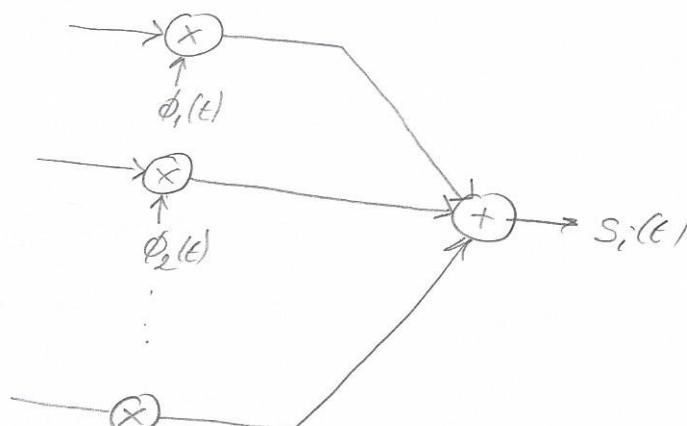
pri čemu

$$\int_0^{T_b} \phi_i(t) \phi_j(t) dt = \begin{cases} 1 & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases}$$

$$s_{ij} = \int_0^{T_b} s_i(t) \phi_j(t) dt \quad \text{demodulator}$$

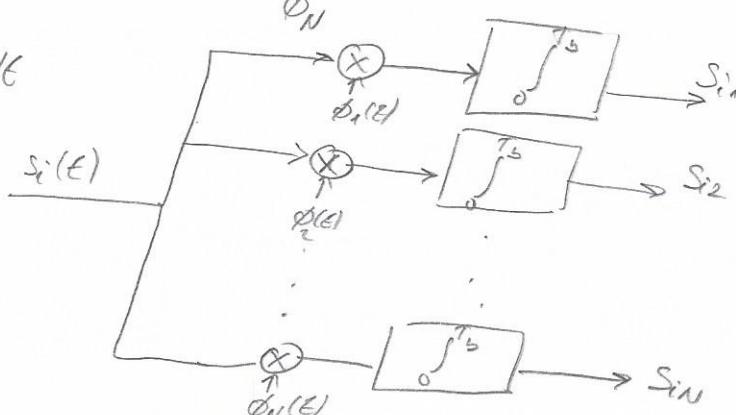
MODULATOR

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N s_{ij} \phi_j(t)$$



DEMODULATOR

$$s_{ij} = \int_0^{T_b} s_i(t) \phi_j(t) dt$$



$$\phi_i(t) = \frac{s_i(t)}{\sqrt{\int_0^{T_b} s_i^2(t) dt}} = \frac{s_i(t)}{\sqrt{E_i}}$$

energija signala $s_i(t)$
djeljeno s tim - normiranje baze

$$s_{ij} = \int_0^{T_b} s_i(t) \phi_j(t) dt \Rightarrow s_{21} = \int_0^{T_b} s_2(t) \phi_1(t) dt$$

$$g_e(t) = s_e(t) - s_{21} \phi_1(t)$$

$$\phi_2(t) = \frac{g_e(t)}{\sqrt{\int_0^{T_b} g_e^2(t) dt}}$$

$\therefore g_i(t) = s_i(t) - \sum_{j=1}^{i-1} s_{ij} \phi_j(t), s_{ij} = \int_0^{T_b} s_i(t) \phi_j(t) dt$

$$\phi_i(t) = \frac{g_i(t)}{\sqrt{\int_0^{T_b} g_i^2(t) dt}}$$

86. Objasniti pojmove: vektor signala, prostor signala, točka poruke i konstelacija. Kvalitativno opisati kako šum utječe na detekciju i dekodiranje signala u prijemniku. Kako se radi procjena koji je simbol poslan? Što je to granica odluke i kako se ona određuje?

VEKTOR SIGNALA

- svaki signal može se opisati vektorm
vektor signala

$$\mathbf{s}_i = \begin{bmatrix} s_{i1} \\ s_{i2} \\ \vdots \\ s_{iN} \end{bmatrix}$$

koji se zove

PROSTOR SIGNALA - N -dimenzionalni prostor u kojem se nalaze vektori signalaTOČKA PORUKE - točka u prostoru koju određuje vektor \mathbf{s}_i

KONSTELACIJA - skup svih točaka u prostoru

$x(t) = s_i(t) + w(t) \Rightarrow x = \mathbf{s}_i + \mathbf{w}$ - vektor \mathbf{s}_i se ponosi za vektor sume
zbog utjecaja sumu novisti se maximum likelihood decoder, kod AWGN
kanalni vektor x se pripisuje onoj točki poruke koja je udaljenost

$$d_M = \|x - s_{rd}\| = \sqrt{\sum_{j=1}^N (x_j - s_{rj})^2}$$

GRANICA ODLUKE - sredina između dve točke poruke

(87)

Opisati princip koherentne binarne PSK modulacije. Dati izraze za signale koji odgovaraju simbolima te funkcije baze koje daje Gram-Schmidt ortogonalizacija primijenjena na te signale. Dati prikaz prostora signala.

PSK - phase shifting keying, $M=2$

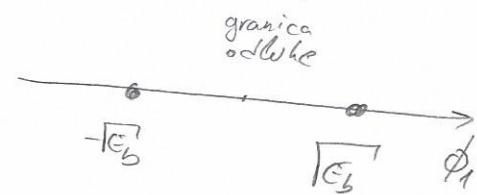
$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_0 t)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_0 t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_0 t)$$

$N=1$ - jedna funkcija baze

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_0 t)$$

PROSTOR SIGNALA (1D)



(88.)

Opisati princip koherentne binarne FSK modulacije. Dati izraze za signale koji odgovaraju simbolima te funkcije baze koje daje Gram-Schmidt ortogonalizacija primijenjena na te signale. Dati prikaz prostora signala.

FSK - frequency shift keying, $M=2$

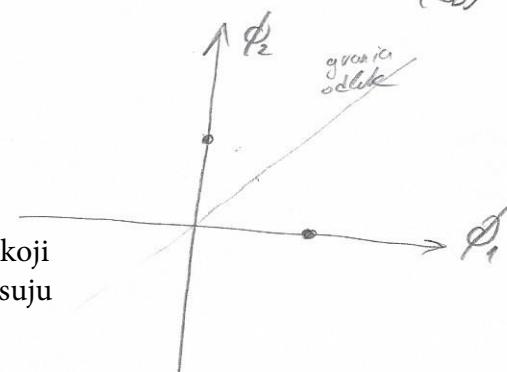
$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_1 t)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_2 t)$$

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_1 t)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_2 t)$$

PROSTOR SIGNALA (2D)



(89.)

Opisati princip koherentne QPSK modulacije. Dati izraze za signale koji odgovaraju simbolima te funkcije baze pomoću kojih se u praksi opisuju ovi signali. Dati prikaz prostora signala. Objasniti kako se simboli dodjeljuju pojedinim točkama konstelacije.

QPSK - quadrature phase shift keying, $M=4$

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{4}) \quad \text{energija simbola}$$

$$T_s = 2T_b, E_s = 2E_b \quad \text{počeci simbola prema dva bita}$$

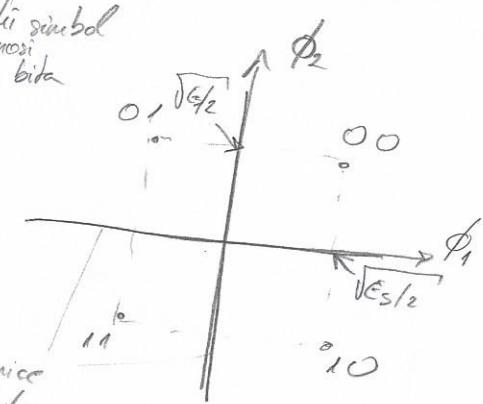
$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_0 t + \frac{3\pi}{4}) \quad \text{trajanje simbola}$$

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_0 t)$$

$$s_3(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_0 t + \frac{5\pi}{4})$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_0 t)$$

$$s_4(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_0 t + \frac{7\pi}{4})$$



simboli su točkovima kostrukcije dodjeljeni po Grayevom kode - susjedni bitovi imaju Hammingovu udaljenost 1

(90) Opisati princip koherentne QPSK modulacije. Dati izraze za signale koji odgovaraju simbolima te funkcije baze pomoću kojih se u praksi opisuju ovi signali. Dati prikaz prostora signala. Objasniti kako se simboli dodjeljuju pojedinim točkama konstelacije.

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N s_{ij} \phi_j(t)$$

$i = 1, 2$

$$s_i(t) = s_{i1} \phi_1(t) + s_{i2} \phi_2(t)$$

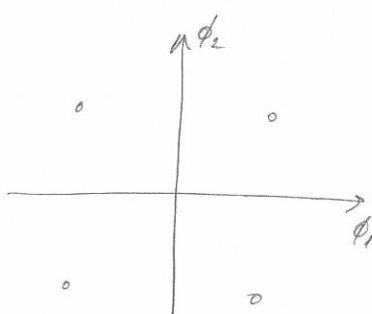
$$s_i(t) = s_{i1} \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) + s_{i2} \sqrt{\frac{2}{T_b}} \sin(2\pi f_c t)$$

$$s_i(t) = A_{mI} \cos(2\pi f_c t) + A_{mQ} \sin(2\pi f_c t)$$

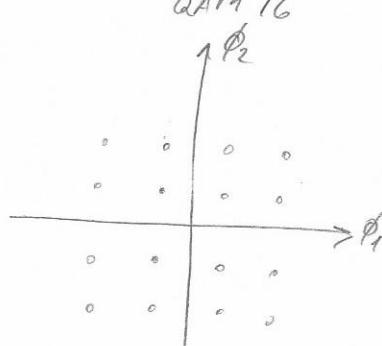
$$s_i(t) = \operatorname{Re} \left[(A_{mI} + A_{mQ}) e^{-j2\pi f_c t} \right]$$

$$s_i(t) = \operatorname{Re} \left[A_c e^{-j2\pi f_c t} \right]$$

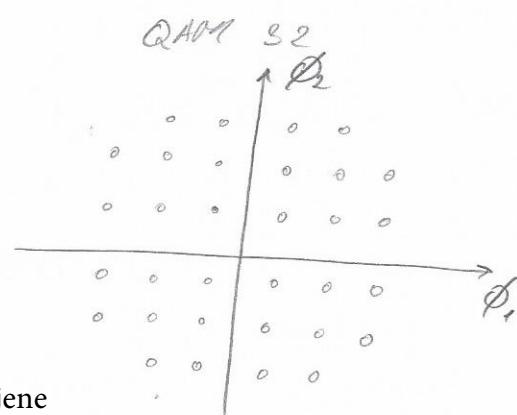
QAM4



QAM16

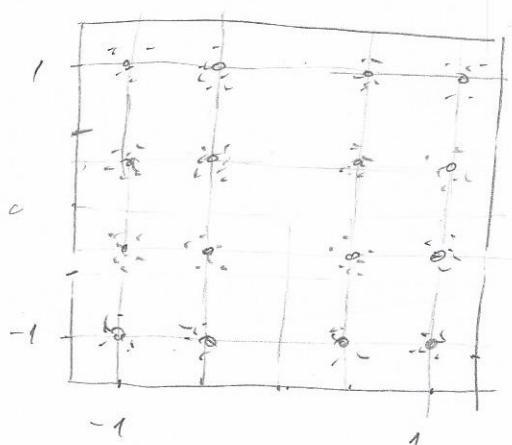


QAM32

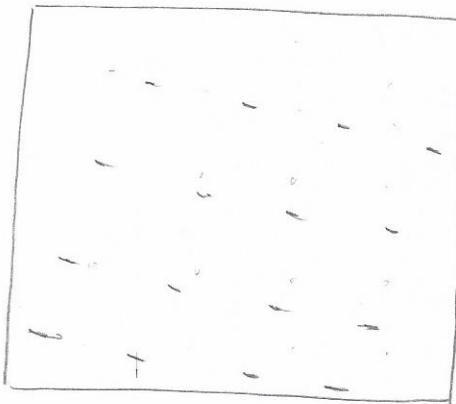


(91) Opisati kako kod kvadraturne amplitudne modulacije na primljene simbole utječe šum, a kako pogreška u sinkronizaciji. Skicirati za ove slučajeve oblik konstelacije u prijemniku za slučaj M = 16.

Šum - uzrokuje raspoređenje točaka prostora u konstelaciji



Pogreška u sinkronizaciji - uzrokuje zadržavanje ravnine konstelacije



(92)

Korištenjem odgovarajućih izraza u MATLAB-u, opisati način dobivanja i demodulacije QAM signala pomoću Fourierove transformacije. Nacrtati i opisati princip OFDM prijenosa koji se temelji na kompleksnim podnosiocima.

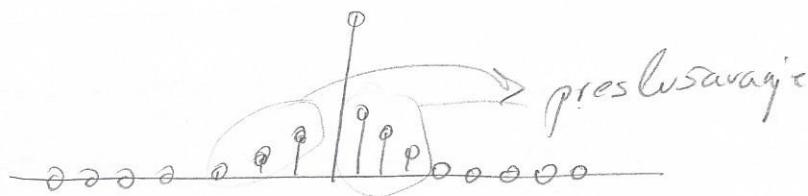
(25)

(93)

Koji uvjet kod OFDM modulacijskog postupka mora zadovoljiti trajanje pojedinih simbola, a koji frekvencije pojedinih nosilaca. Na primjeru simbola koji ne zadovoljava spomenuti uvjet potrebno je nacrtati i objasniti pojavu preslušavanja između nosilaca.

$$T_{symbol} = \frac{1}{f_c}$$

$$f_{cq} = q \cdot f_c$$



(94)

Što je višestazno prostiranje? Napisati izraze i opisati na koji način se ono modelira u prijenosnim sustavima? Kako se na temelju tog modela određuje prijenosna karakteristika kanala.

Višestazno prostiranje je pojava kada se val od oddajnoga do giba preko više staza (putova) različite duljine ebag redlekešija od različitih predmeta : objekata

$$h_{ch} = C_0 \delta(t) + C_1 \delta(t - \tilde{c}_1) + C_2 \delta(t - \tilde{c}_2) + \dots$$

Analizira se bavljenje pojedinih komponenta u odnosu na prvu
kanal modeliramo kao FIR sustav

(95)

Čemu služi zaštitni interval kod OFDM modulacijskog postupka? Opisati zaštitni interval s nulama i zaštitni interval s cikličkim prefiksom? Kako se kod simbola koji sadrže ovakve zaštitne intervale određuje početak simbola? Koja je prednost cikličkog prefiksa pred zaštitnim intervalom s nulama?

Zaštitni interval je razmak od N_g vrednosti koji se ostavlja izmedu simbola

Da ispravnu demodulaciju potrebno je prepozнати početak simbola.
Početak je lako prepoznati ako možemo putem prethode nula

Ciklički prefiks signal dijelom signala s njegovog kraja. Ukoliko dođe do pogreške u određivanju početka simbola, zlogatveog prelaska dogodit će se ponali na periodičnom signalu. Amplitudna karakteristika ostat će nepromijenjiva, a u fazi će se pojaviti ponali koji možemo iskoristiti za određivanje pravog položaja početka simbola.