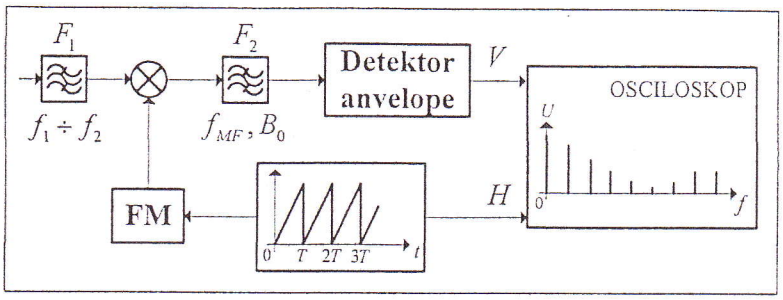
TELEKOMUNIKACIJE 1 27. avgust, 2011.

Zadaci

1. Na slici je prikazana blok šema spektralnog analizatora koji radi u opsegu učestanosti od f_1 do f_2. Ove učestanosti su promenljive tako da f_1 odgovara minimalnoj a f_2 maksimalnoj učestanosti u spektru signala koji se analizira. Rezolucija analizatora određena je širinom propusnog opsega filtra F_2, pri čemu njegova centralna učestanost iznosi f_{MF}=1MHz. Na izlazu iz FM modulatora dobija se signal čija se učestanost nosioca linearno menja u opsegu od ($f_{MF}+f_1$) do ($f_{MF}+f_2$). Perioda testerastog modulišućeg signala iznosi T≤196ms. Na ulaz u prikazani analizator dovodi se FM signal. Modulacija je izvršena sinusoidalnim modulišućim signalom učestanosti f_m. Učestanost nosioca je f_0=90MHz, a maksimalna devijacija učestanosti je Δf_0=24kHz. Izračunati minimalnu vrednost učestanosti modulišućeg signala i odgovarajuće granične učestanosti filtra F_1, da bi se na izlazu iz spektralnog analizatora videle značajne spektralne komponente analiziranog FM signala.



2. Dvadeset pet nezavisnih telefonskih signala, čije su maksimalne učestanosti u spektru 3.3kHz, odabiraju se učestanošću 8kHz a zatim vremenski multipleksiraju.

Izračunati **minimalno** potrebnu širinu propusnog opsega sistema za prenos u OOU, ako se prenos obavlja na sledeći način:

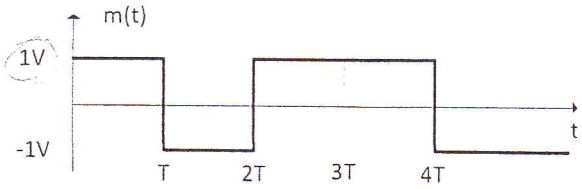
a) Koristi se PAM. *(2 poena)*

b) Koristi se PPM pri čemu rezolucija (mogući vremenski pomeraj impulsa) iznosi 5% maksimalno mogućeg trajanja impulsa. *(3 poena)*

c) Koristi se PCM pri čemu rezolucija po amplitudi iznosi bar 0.5%. *(5 poena)*

Pitanja

3. Modulišući signal čiji je talasni oblik prikazan na slici, prenosi se postupkom FM ili postupkom PM. Učestanost nosioca je 100MHz. Ukoliko su konstante modulatora jednake $k_{FM} = 10^5\ Hz/V$, $k_{PM} = \pi/2\ rad/V$, skicirati talasne oblike FM i PM signala!



4. Signal govora, čija je maksimalna učestanost u spektru f_m=4kHz, prenosi se postupkom PCM u OOU. Primenjena je ravnomerna kvantizacija.

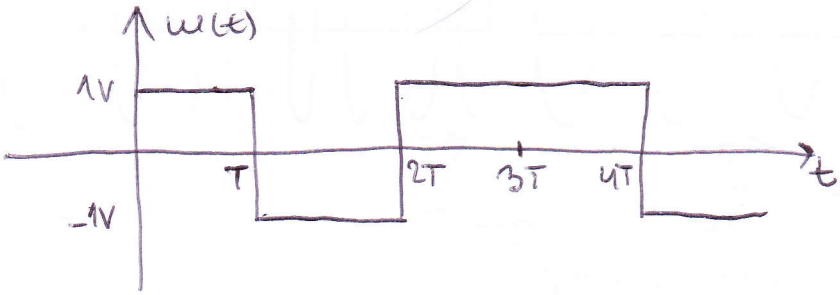
a) Izvesti izraz za odnos S/N na izlazu iz prijemnika, ako je verovatnoća greške P_e. *(5 poena)*

b) Objasniti mehanizam nastanka praga prijema kod PCM. Kako se definiše prag prijema? *(5 poena)*

5. Dokazati Parsevalovu teoremu za signal $g(t) = \exp(-at)x_H(t)$, $a > 0$, gde je $x_H(t)$ Haevisideova funkcija!

P3 $k_{FM} = 10^5\,Hz/V$ $\quad k_{PM} = \frac{\pi}{2}\,rad/s$ $\quad \omega_0 = 100\,MHz$ $\quad T = \frac{2\pi}{\omega_0}$ $\quad$ 27.8.2011.

FM u PM



$\boxed{PM}$ $\quad k_{PM} = U_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\phi_0 \cdot u(t))$

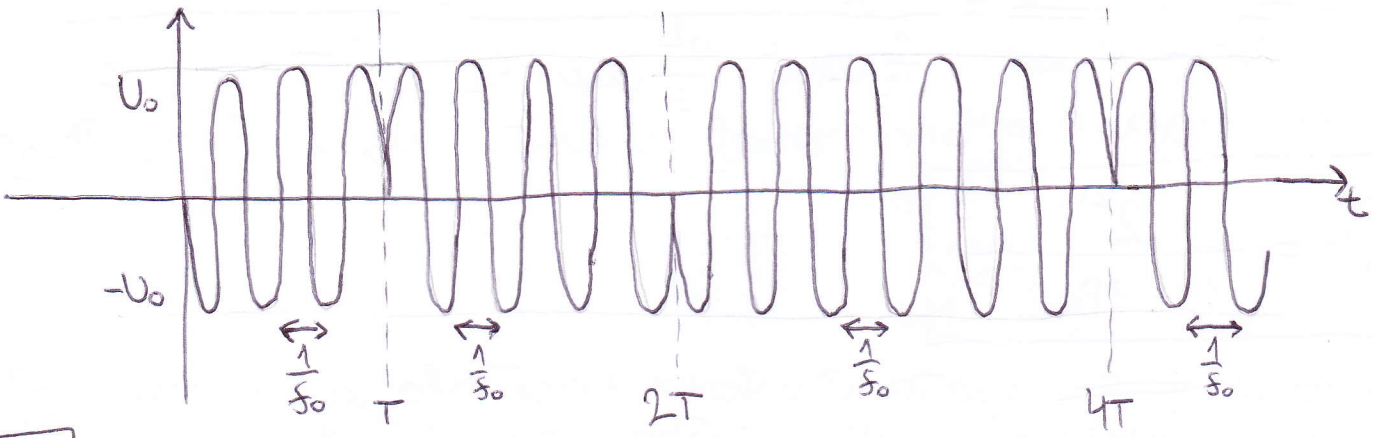
$$\Delta\phi_0 = k_{PM} U_m$$

$0 \le t \le T \Rightarrow U_0 \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}) = -U_0 \sin(\omega_0 t)$

$T \le t \le 2T \Rightarrow U_0 \cos(\omega_0 t - \frac{\pi}{2}) = U_0 \sin(\omega_0 t)$

$2T \le t \le 4T \Rightarrow U_0 \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{4}) = -U_0 \sin(\omega_0 t)$

$t \ge 4T \Rightarrow U_0 \cos(\omega_0 t - \frac{\pi}{2}) = U_0 \sin(\omega_0 t)$



$\boxed{FM}$ $\quad U_{FM} = U_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\omega_0 \int u(t)dt)$ $\qquad u = \frac{\Delta f_0}{f_m} = \frac{k_{FM} \cdot U_m}{f_m}$

$0 \le t \le T \quad U_0 \cos(\omega_0 t + 2\pi k_{FM} U_m t) = U_0 \cos((\omega_0 + 10^5 \cdot 2\pi) t)$

$T \le t \le 2T \quad U_0 \cos(\omega_0 t - 2\pi k_{FM} U_m t) = U_0 \cos((\omega_0 - 10^5 \cdot 2\pi) t)$

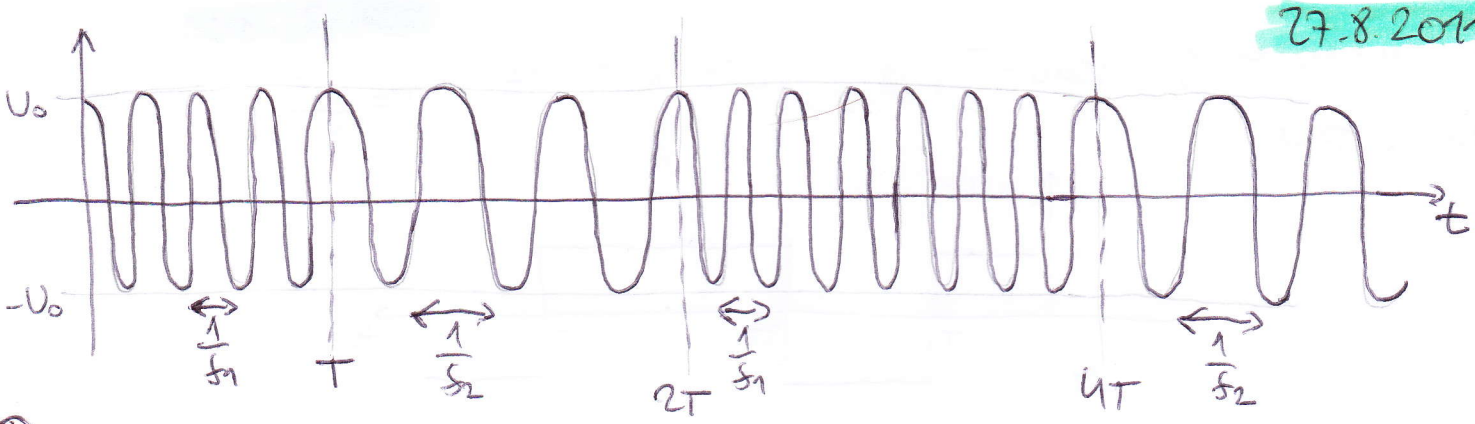
$2T \le t \le 4T \quad U_0 \cos((\omega_0 + 10^5 2\pi) t)$

$t \ge 4T \quad U_0 \cos((\omega_0 - 10^5 \cdot 2\pi) t)$

$f = \frac{\omega}{2\pi}$ $\qquad f_1 = \frac{\omega_0}{2\pi} + 10^5 = \frac{100 \cdot 10^6}{2\pi} + 10^5 = 109{,}2 \cdot 10^5\,Hz$

$f_2 = \frac{\omega_0}{2\pi} - 10^5 = \frac{100 \cdot 10^6}{2\pi} - 10^5 = 158{,}2 \cdot 10^5\,Hz$ $\quad , f_1 > f_2$

27.8.2011.



(19) $f_m = 4\,kHz$ PCM у ООУ

а) $\left(\frac{S}{N}\right)_i = ?$

$E\{u^2(t)\} = \overline{u^2(t)} = \frac{1}{12} q^2 (\Delta u)^2 \rightarrow$ сигнал

$E\{e_q^2\} = \overline{e_q^2(t)} = \frac{1}{12} (\Delta u)^2 \rightarrow$ грешка квантизације

$E\{e_{ABGŠ}^2\} = \frac{q^2}{3} (\Delta u)^2 \cdot P_e \rightarrow$ шум

$$\left(\frac{S}{N}\right)_i = \frac{\overline{u^2(t)}}{\overline{e_q^2} + \overline{e_{ABGŠ}}} = \frac{\frac{1}{12} q^2 (\Delta u)^2}{\frac{1}{12}(\Delta u)^2 + \frac{q^2}{3}(\Delta u)^2 P_e} = \frac{q^2}{1 + 4q^2 \cdot P_e}$$

Ако се ради о равномерној квантизацији биће $q = 2^n$

$$\boxed{\left(\frac{S}{N}\right)_i = \frac{2^{2n}}{1 + 4P_e 2^{2n}}}$$

б) Ефекат ~~спада~~ прага пријема настаје када однос $\left(\frac{S}{N}\right)$ на улазу у пријемник падне испод неке одређене вредности. Праг пријема се дефинише као она вредност $\left(\frac{S}{N}\right)$ на улазу у пријемник за коју је вредност $\left(\frac{S}{N}\right)$ на излазу из пријемника за 1dB мања од односа $\left(\frac{S}{N}\right)$ квантизације.

$$10\log\left(\frac{S}{N}\right)_q - 10\log\left(\frac{S}{N}\right)_{PCM} = 1dB$$

$$10\log\left[\frac{(S/N)_q}{(S/N)_{PCM}}\right] = 10\log\left[\frac{2^{2n}}{\frac{2^{2n}}{1+4P_e 2^{2n}}}\right] = 10\log(1+4P_e 2^{2n}) = 1dB$$

TELEKOMUNIKACIJE 1 — 17. septembar, 2011.

Zadaci

1. Amplitudska karakteristika funkcije prenosa filtra na ulazu u prijemnik u kome se obavlja sinhrona demodulacija AM signala data je izrazom,

$$|H(jf)|^2 = \frac{1}{1+\left[(f-f_0)/5\cdot 10^3\right]^2} + \frac{1}{1+\left[(f+f_0)/5\cdot 10^3\right]^2}.$$

a) Nacrtati blok šemu prijemnika; *(2 poena)*

b) Odrediti srednju snagu signala na izlazu iz prijemnika ako je na njegovom ulazu prisutan signal $u(t) = U_0 \cdot [1+0.5\cos(2\pi\cdot 1000t)]\cdot\cos(2\pi f_0 t)$, gde su U_0 i $f_0 >> 1000Hz$ amplituda i učestanost nosioca; *(3 poena)*

c) Odrediti srednju snagu signala na izlazu iz prijemnika ako je na njegovom ulazu prisutan signal $u(t) = U_0[1+m(t)]\cos(2\pi f_0 t)$, gde je $m(t)$ slučajan modulišući signal čija je maksimalna učestanost u spektru $f_m = 5kHz$, a SGSS je jednaka $p_m = 5\cdot 10^{-6}\,[W/Hz]$. *(5 poena)*

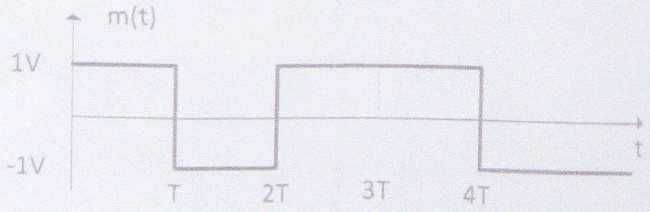
2. $N = 120$ nezavisnih telefonskih signala prenose se postupkom FDM i dvostruke FM. Multipleksni FM-FDM signal koji se dobija nakon prve frekvencijske modulacije, ima maksimalnu učestanost u spektru 3.06MHz. Učestanost nosioca drugog frekvencijskog modulatora i njegova maksimalna devijacija su 7.1GHz i 3.44MHz, respektivno.

Ako nivo srednje snage signala na ulazu u prijemnik na pragu prijema ne treba da bude manji od $-116.6\,dBW$, izračunati maksimalnu vrednost faktora šuma prijemnika.

Prag prijema nastupa kada vršna vrednost napona šuma na ulazu u prijemnik dostigne vrednost napona nosioca, pri čemu procenat vremena u kome ta vrednost može da bude prevazidjena iznosi $\varepsilon = 0.0001\%$ nekog dovoljno dugog posmatranog vremenskog intervala.

Pitanja

3. Modulišući signal čiji je talasni oblik prikazan na slici, prenosi se postupkom FM ili postupkom PM. Učestanost nosioca je 100MHz. Ukoliko su konstante modulatora jednake $k_{FM} = 10^5\ Hz/V$, $k_{PM} = \pi/2\ rad/V$, skicirati talasne oblike FM i PM signala!



4. Uporediti SGSS ABGŠ na izlazima iz prijemnika za FM i PM. Objasniti njihov uticaj na odnos S/N na izlazu iz prijemnika.

5. Objasniti pojam **"Ekvivalentni opseg šuma"**! Ako je poznata funkcija prenosa sistema $H(jf) = \frac{10}{(j2\pi f+1)(j2\pi f+20)}$, odrediti ekvivalentni opseg šuma!

17.9.2011.

Z2 Проценати времена у коме врхна вредност наизна шума U_n^E на улазу у пријемник превазилази вредност наизна носиоца је

$$\varepsilon = 0{,}0001\% = \int_{U_n}^{+\infty} \frac{U_n}{\sigma_n^2} e^{-\frac{U_n^2}{2\sigma_n^2}} dU_n = e^{-\frac{U_n^2}{2\sigma_n^2}} = e^{-P_{PP}/\sigma_n^2}$$

где је $P_{PP} = \frac{U_0^2}{2}$ средња снага FM сигнала на улазу у пријемник на прагу пријема, и $\sigma_n^2 = FkTB_0$ средња квадратна вредност шума на улазу у пријемник, при чему је

$$B_0 = 2(\Delta f_0 + f_{max}) = 13\,MHz$$

$$\Rightarrow F = \frac{P_{PP}}{kTB_0 \ln(1/\varepsilon)} \leq 3$$, где је $P_{PP} = 2{,}187\,pW$ и $T_0 = 290K$

P3 рађена у претходном року!

17.9.2011.

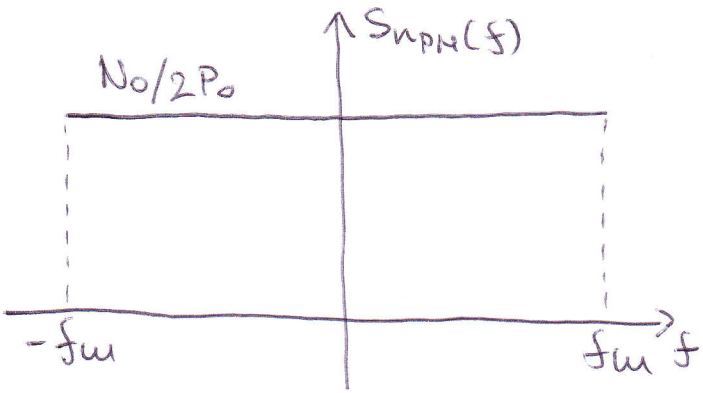
Д4 У случају фазне модулације SGSS шума на излазу из пријемника је

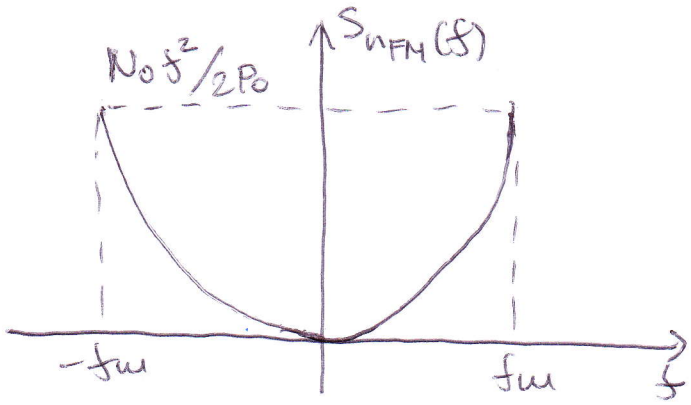
$$S_{nPM}(f) = SGSS\left[\frac{n_s(t)}{U_0}\right] = \frac{N_0}{2P_0}$$

док је код фреквенцијске модулације SGSS шума на излазу из пријемника једнака

$$S_{nFM}(f) = SGSS\left[\frac{n_s(t)}{2\pi U_0}\right] = \frac{N_0 f^2}{2P_0} \qquad (*)$$

SGSS шума на излазу из пријемника PM и FM сигнала приказане су на слици





P4 НАСТАВАК 17.9.2011.

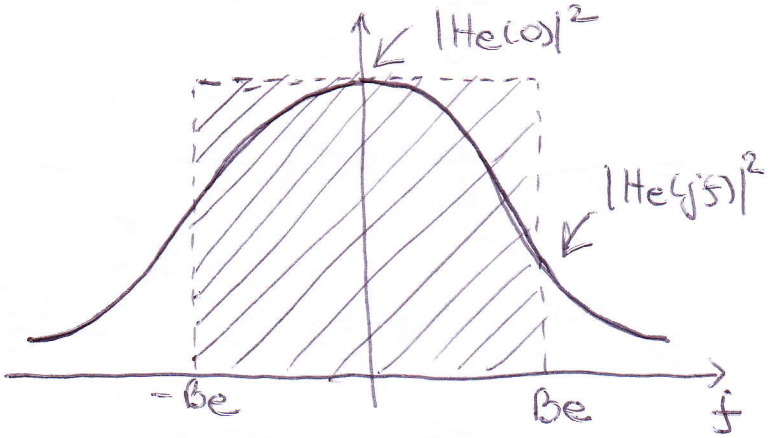
На основу анализе израза (*) за однос $\frac{S}{N}$ на излазу из пријемника FM сигнала, уочава се да се повећањем максималне девијације учестаности носиоца повећава однос $\left(\frac{S}{N}\right)$, при чему се истовремено повећава и ширина пропусног опсега система, сагласно Карсоновом обрасцу. На тај начин на рачун пропусног опсега, постиже се побољшање квалитета преноса, али уз извесна ограничења. ~~Наме~~ Наиме, ширењем пропусног опсега система на рачун повећања максималне девијације, повећава се средња снага шума на улазу у пријемник. Како средња снага корисног сигнала на улазу у пријемник остаје непромењена јасно је да ће се ширењем опсега доћи у ситуацију када снага шума постаје једнака снази носиоца и уколико се и даље повећава девијација, снага шума постаће већа од снаге сигнала.

P5 Еквивалентни опсег шума једног филтра $2B_e$, чији нискофреквентни еквивалент има фазу преноса $H_e(jf)$, одређује се из услова да је средња снага белог шума на излазу из идеалног LPF, чија је гранична учестаност B_e, и чија амплитудска карактеристика има вредност $|H_e(0)|$:

$$P_{ni} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{N_0}{2} |H_e(jf)|^2 df = \frac{N_0}{2} 2 \cdot B_e H^2(0)$$

одакле се добија

$$2B_e = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |H_e(jf)|^2}{H_e^2(0)}$$



$$H(jf) = \frac{10}{(1+j2\pi f)(20+j2\pi f)} \qquad H_e^2(0) = \left(\frac{10}{20}\right)^2 = \frac{1}{4}$$

17.9.2011

$$\frac{10}{(1+j2\pi f)(20+j2\pi f)} \cdot \frac{(1-j2\pi f)(20-2j\pi f)}{(1-j2\pi f)(20-j2\pi f)} = \frac{10(1-j2\pi f)(20-j2\pi f)}{(1+4\pi^2 f^2)(400+4\pi^2 f^2)} =$$

$$= \frac{5(10-2\pi^2 f^2)}{100+401\pi^2 f^2+4\pi^4 f^4} - j\frac{5\cdot 21\pi f}{100+401\pi^2 f^2+4\pi^4 f^4}$$

$$|H(jf)|^2 = \left(\sqrt{Re^2+Im^2}\right)^2 = Re^2+Im^2 \Rightarrow \frac{25\left((10-2\pi^2 f^2)^2+(-21\pi f)^2\right)}{(100+401\pi^2 f^2+4\pi^4 f^4)^2} =$$

$$= \frac{25(100+\cancel{401\pi^2 f^2}+4\pi^4 f^4)}{(100+401\pi^2 f^2+4\pi^4 f^4)^{\cancel{2}}} = \frac{25}{4\pi^4 f^4+401\pi^2 f^2+100}$$

$$2B_e = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty}|H(jf)|^2}{\frac{1}{4}} \Rightarrow B_e = 2\int_{-\infty}^{+\infty}|H(jf)|^2 df = 4\int_0^{+\infty}|H(jf)|^2 df$$

$$\int \frac{25\,df}{4\pi^4 f^4+401\pi^2 f^2+100} = \int \frac{25\,df}{(4\pi^2 f^2+1)(\pi^2 f^2+100)}$$

$$\frac{25}{(4\pi^2 f^2+1)(\pi^2 f^2+100)} = \frac{A}{(4\pi^2 f^2+1)} + \frac{B}{(\pi^2 f^2+100)} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow (\pi^2 f^2+100)\cdot A + B(4\pi^2 f^2+1) = 25 \Rightarrow \begin{array}{l} 100A+B=25 \\ A+4B=0 \end{array}$$

$$\Rightarrow A = \frac{100}{399}, \quad B = -\frac{25}{399}$$

$$\Rightarrow B_e = \int_0^{+\infty} \frac{\frac{100}{399}}{f^2+\left(\frac{1}{\pi}\right)^2} df - \int_0^{+\infty} \frac{\frac{25}{399}}{f^2+\left(\frac{10}{\pi}\right)^2} df =$$

$$= \frac{100}{399}\,\frac{1}{\frac{1}{\pi}}\,\mathrm{arctg}\,\frac{\frac{1}{\pi}}{f}\Big|_0^{+\infty} - \frac{25}{399}\,\frac{1}{\frac{10}{\pi}}\,\mathrm{arctg}\,\frac{\frac{10}{\pi}}{f}\Big|_0^{+\infty} =$$

$$= \frac{100}{399}\,\pi\cdot\mathrm{arctg}\,\frac{1}{\pi f}\Big|_0^{+\infty} - \frac{25}{399}\,\frac{\pi}{10}\,\mathrm{arctg}\,\frac{10}{\pi f}\Big|_0^{+\infty} =$$

$$= -\frac{100\cdot\pi^2}{2\cdot 399} + \frac{25\pi^2}{2\cdot 399} = \frac{-75\pi^2}{2\cdot 399} = -\frac{25\pi^2}{266} \;?$$

P5 Наставак

17.9.2011.

$$B_e = \int_0^{+\infty} \frac{\frac{100}{399}}{f^2 + \left(\frac{1}{\pi}\right)^2} df - \int_0^{+\infty} \frac{\frac{25}{399}}{f^2 + \left(\frac{10}{\pi}\right)^2} df =$$

$$= \frac{100}{399} \cancel{\frac{1}{\pi}} \frac{1}{\frac{1}{\pi}} \operatorname{arctg} \frac{f}{\frac{1}{\pi}} \Bigg|_0^{+\infty} - \frac{25}{399} \cdot \frac{1}{\frac{10}{\pi}} \operatorname{arctg} \frac{f}{\frac{10}{\pi}} \Bigg|_0^{+\infty} =$$

$$= \frac{100}{399} \pi \cdot \frac{\pi}{2} - \frac{25}{399} \frac{\pi}{10} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{100\pi^2}{2 \cdot 399} - \frac{25\pi^2}{10 \cdot 2 \cdot 399} =$$

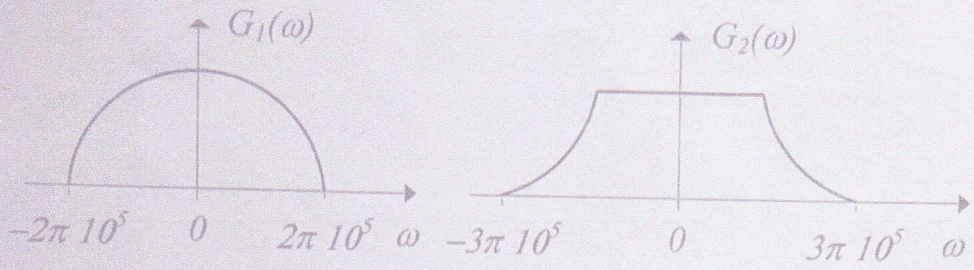
$$= \frac{100\pi^2 - 25\pi^2}{10 \cdot 2 \cdot 399} = \frac{975\,\pi^2}{10 \cdot 2 \cdot 399} = \frac{65\pi^2}{532} = 1{,}2 \text{ Hz} \;?$$

TELEKOMUNIKACIJE 1

14. januar, 2012.

Zadaci

1. Na slici su prikazani amplitudski spektri signala $g_1(t)$ i $g_2(t)$.



Izračunati minimalne vrednosti učestanosti odabiranja za signala $g_1(t)$, $g_2(t)$, $g_1^2(t)$, $g_2^3(t)$ i $g_1(t)g_2(t)$!

2. Radio antena uperena u nebo ima temperaturu šuma 50K. Signal koji zauzima opseg učestanosti od 10MHz, vodi se iz antene direktno u pretpojačavač čije je pojačanje 35dB a faktor šuma 2dB. Izračunati srednju snagu šuma na izlazu iz pretpojačavača.

Pitanja

3. Dat je izvor $S=\{-5,-3,-1,0,1,3,5\}$ sa odgovarajućim apriori verovatnoćama $P_i=\{0.05,0.1,0.1,0.15,0.05,0.25,0.3\}$.

Ako se kvantizacija članova skupa obavlja na sledeći način,

$q(-5)=q(-3)=-4$

$q(-1)=q(0)=q(1)=0$

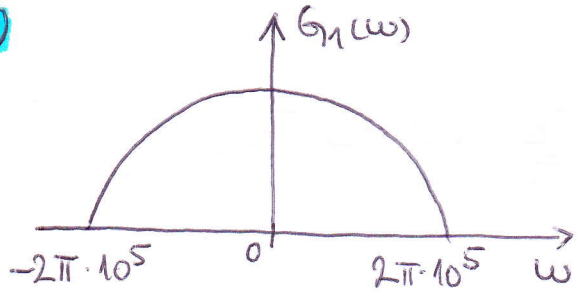
$q(3)=q(5)=4$

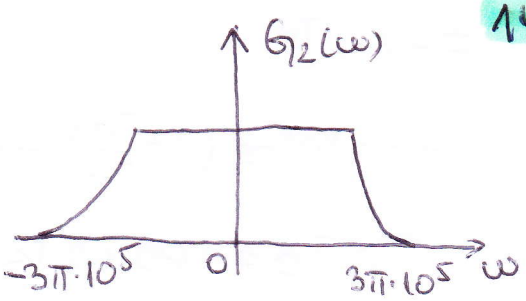
odrediti entropiju kvantiziranog skupa!

4. Da li je iskaz **'Signali koji su vremenski neograničeni imaju ograničen spektar'** tačan? Objasniti i navesti primer. Ukoliko iskaz nije tačan navesti odgovarajući primer!

5. Objasniti princip DPCM!

Z1 14.1.2012





$g_1(t) \Rightarrow f_m = 100\,kHz \Rightarrow \boxed{f_{o\,min} = 2f_m = 200\,kHz}$

$g_2(t) \Rightarrow 3\pi\cdot10^5 = 2\pi f_m \Rightarrow f_m = \frac{3}{2}\cdot10^5 = 150\,kHz \Rightarrow \boxed{f_{o\,min} = 2f_m = 300\,kHz}$

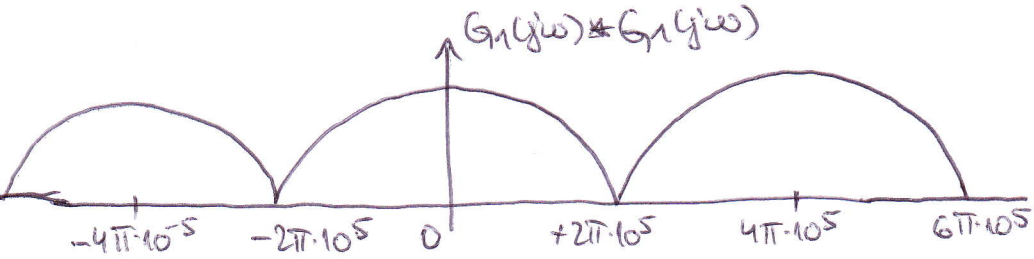
$y = g_1^2(t) \Rightarrow Y(j\omega) = G_1(j\omega) * G_1(j\omega)$

$g_1^2(t) \Rightarrow$

$\Rightarrow 4\pi\cdot10^5 = 2\pi f_m$

$\Rightarrow f_m = 2\cdot10^5$

$\Rightarrow \boxed{f_{o,min} = 400\,kHz}$



$y = g_2^2(t) \Rightarrow Y(j\omega) = G_2(j\omega) * G_2(j\omega)$

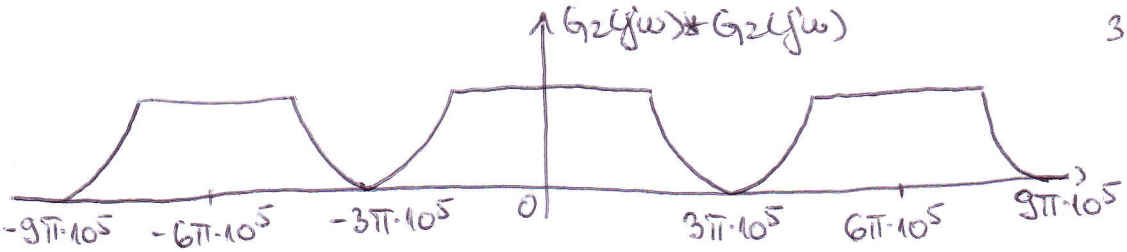
Nie wpisane w zadanie

$g_2^2(t) \Rightarrow$

$3\cdot6\pi\cdot10^5 = 2\pi f_m$

$f_m = 300\,kHz$

$\boxed{f_{o,min} = 600\,kHz}$



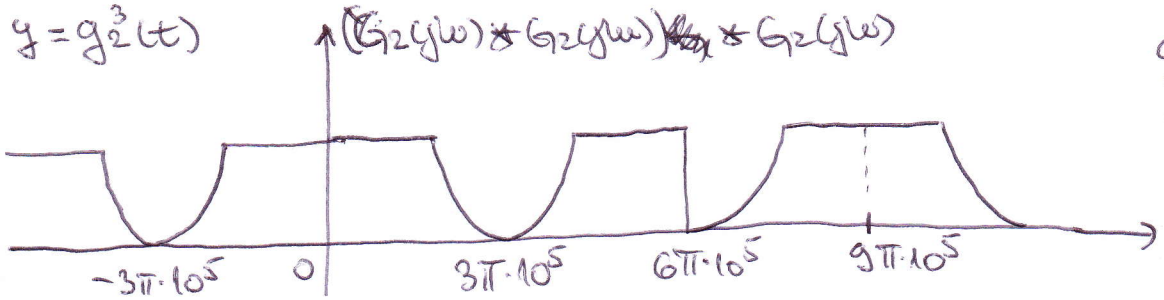
$y = g_2^3(t)$

$g_2^3(t) \Rightarrow$

$9\pi\cdot10^5 = 2\pi f_m$

$\Rightarrow f_m = 450\,kHz$

$\boxed{f_{o,min} = 900\,kHz}$



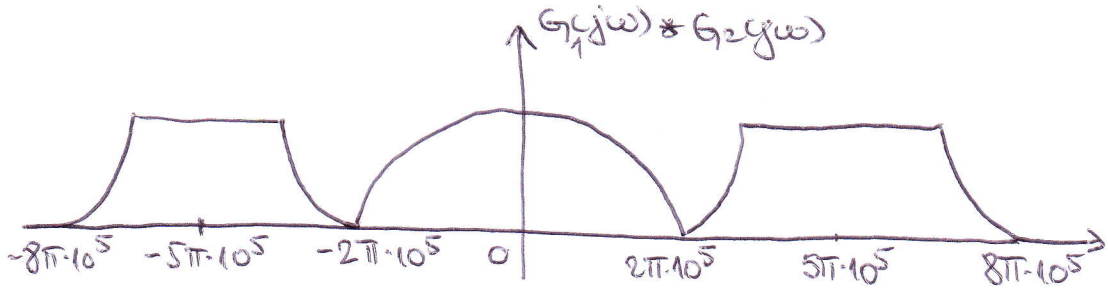
$y(t) = g_1(t)\cdot g_2(t) \Rightarrow Y(j\omega) = G_1(j\omega) * G_2(j\omega)$

$g_1(t)\cdot g_2(t) \Rightarrow$

$5\pi\cdot10^5 = 2\pi f_m$

$\Rightarrow f_m = 250\,kHz$

$\Rightarrow \boxed{f_{o,min} = 500\,kHz}$



22

$T_A = 50K$

$B = 10MHz$

$F = 2dB$

$G = 35dB$

$P_{NI} = ?$

$\boxed{T_0 = 290K}$

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0}$$

$$2dB = 10\log\left(1 + \frac{T_e}{T_0}\right) \Rightarrow 1 + \frac{T_e}{T_0} = 10^{0,2} \Rightarrow \frac{T_e}{T_0} = 0,59$$

$$\Rightarrow T_e = 169,62K$$

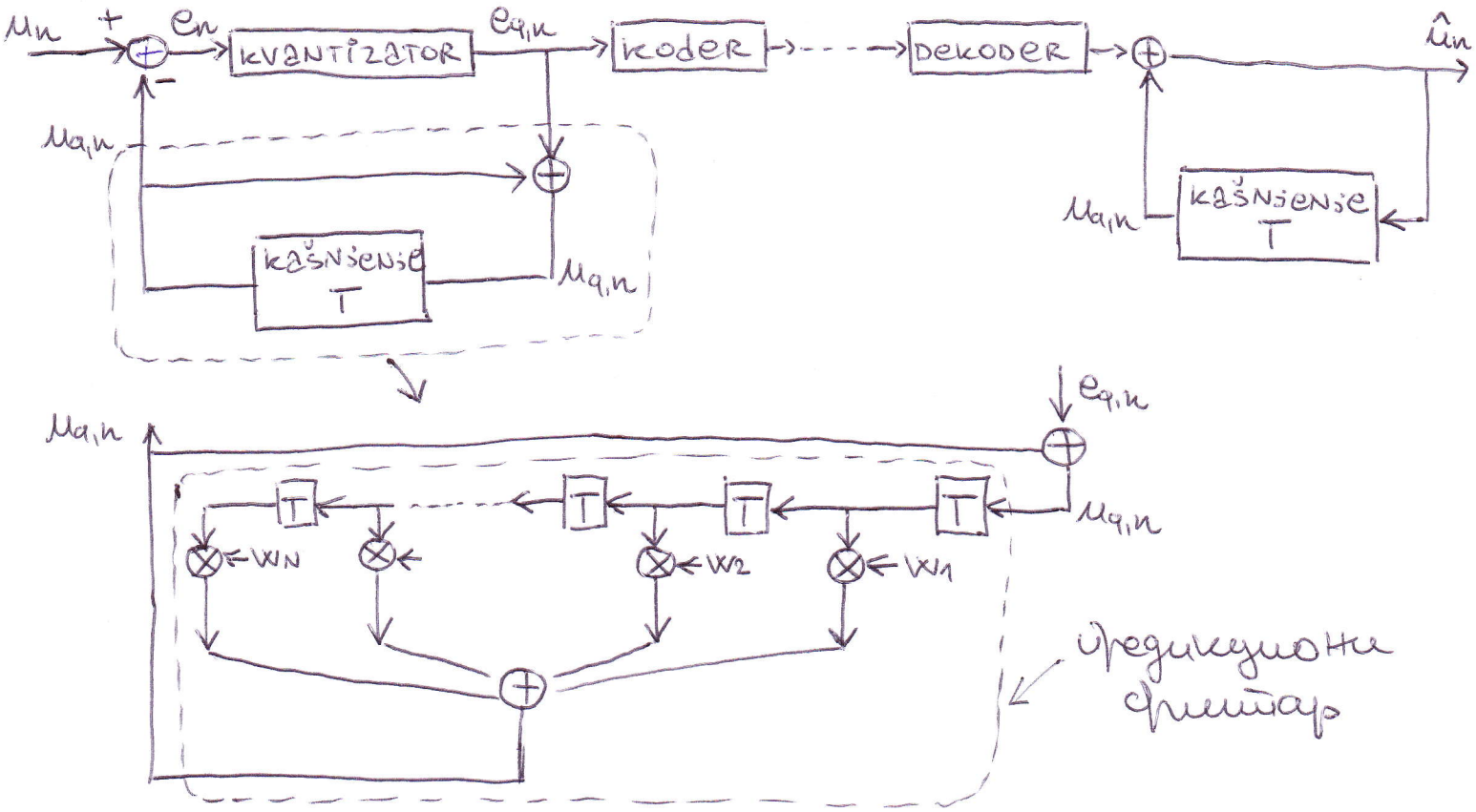
$$T_S = T_A + T_e = 219,62K$$

$$P_{NI} = k \cdot T_S \cdot B \cdot G = 9,58 \cdot 10^{-11} \qquad P_{NI_{dBm}} = -161,6dBm$$

$$G_{dB} = 35dB = 10\log G \Rightarrow G = 10^{3,5} = 3162,27766$$

$$k \cdot T_0 = 4 \cdot 10^{-21} \frac{W}{Hz} \Rightarrow k = \frac{4 \cdot 10^{-21}}{T_0} = 1,38 \cdot 10^{-23}$$

(P5) Објаснити принцип DPCM! 14.1.2012.



Између одбирака преношених реалних сигнала постоји одређена корелација чија величина зависи од статичке природе сигнала и то значи да претходни одбирци носе информацију о будућим и да се та информација може на одговарајући начин искористити за побољшање капацитета система. На пример, ако су познате вредности претходних одбирака, може се са великом вероватноћом претпоставити да се вредност наредног одбирка неће значајно разликовати. На тај начин, значајно се смањује амплитудски опсег сигнала у коме се обавља квантизација и кодирање, што значи да је за преношење информације о разлици вредности узастопних одбирака потребан мањи број бита у односу на број бита потребан за преношење информације о апсолутној вредности одбирка. Основни циљ у дизајну DPCM система је да се разлика e_n сведе на минималну вредност, што зависи од процене апроксимације $u_{q,n}$. У том циљу, узеће се да се помаже само 1 претходни одбирак, посматра се секвенца разлике N одбирака. Најчешће се користи линеарни предиктор.

TELEKOMUNIKACIJE 1 4. februar, 2012.

Zadaci

1. Signal $u(t)$ prenosi se sistemom sa PCM. Kvantizacija odbiraka signala $u(t)$ obavlja se sa 4 kvantizaciona nivoa. Funkcija gustine verovatnoće amplituda signala $u(t)$ data je izrazom

$$p(u)=\begin{cases} ke^{-|u(t)|}, & |u(t)|\le 4V \\ 0, & \text{za ostale vrednosti } u(t) \end{cases}.$$

Odrediti:

a) Korak kvantizacije Δu pri uniformnoj kvantizaciji. *(1 poen)*

b) Srednju kvadratnu vrednost signala $u(t)$. *(3 poena)*

c) Srednju kvadratnu vrednost greške koja se unosi postupkom kvantizacije. *(3 poena)*

d) Odnos (Signal/Šum kvantizacije). *(2 poena)*

e) Odnos (Signal/Šum kvantizacije), ako je fukcija gustine verovatnoće amplituda signala $u(t)$ data izrazom

$$p(u)=\begin{cases} 1/8, & |u(t)|\le 4V \\ 0, & \text{za ostale vrednosti } u(t) \end{cases} \quad \textit{(1 poen)}$$

2. Signal $m(t)$ čija je SGSS uniformna i ograničena učestanošću 4kHz prenosi se postupkom AM-2BO. Učestanost nosioca je 500kHz. Srednja snaga signala na ulazu u prijemnik je $1\mu W$. Pored signala na ulazu u prijemnik prisutan je i šum čija je SGSS data izrazom $S_n(\omega)=\dfrac{1}{\omega^2+(10^6\pi)^2}$. Prijemnik se sastoji od ulaznog filtra propusnika opsega učestanosti, sinhronog demodulatora koji se napaja lokalno generisanim nosiocem $2\cos\omega_0 t$ i izlaznog filtra propusnika niskih učestanost.

Oddrediti odnos S/N na izlazu iz prijemnika.

Pitanja

3. Objasniti princip rada stereo FM sistema!

4. U posmatranom AD konvertoru koristi se PCM sa uniformnom kvantizacijom i 7-mo bitnim kodiranjem. Protok signala na izlazu iz konvertora je 50×10^6Mb/s. Odrediti maksimalnu učestanost u spektru prenošenog signala.

5. Odrediti funkciju gustine verovatnoće anvelope uskopojasnog ABGŠ!

Z1 4.2.2012

$$P(u) = \begin{cases} ke^{-|u|}, & |u(t)| \le 4V \\ 0, & \text{за останале средности } u(t) \end{cases}$$

$q=4$

а) $-4V \le u(t) \le 4V$ $\qquad \Delta u = \dfrac{u(t)_{max} - u(t)_{min}}{q} = \dfrac{8}{4} = 2V$

б) $P = \int_{-4}^{+4} ke^{-|u|}du = 1$

$$P = \int_{-4}^{+4} ke^{-|u|}du = 2\cdot\int_{0}^{+4} ke^{-u}du = -2ke^{-u}\Big|_0^4 = -2k(e^{-4}-e^{0}) = 1{,}96k$$

$\Rightarrow 1{,}96k = 1 \Rightarrow \boxed{k = 0{,}509}$

$$\overline{u^2} = \int_{-4}^{4} u^2 p(u)du = 2\cdot\int_0^4 u^2ke^{-u}du = 2\cdot\int_0^4 t^2ke^{-t}dt = \begin{pmatrix} u=t^2 & du=2tdt \\ dv=e^{-t}dt \Rightarrow v=-e^{-t} \end{pmatrix}$$

$$= 2k\left(-e^{-t}\cdot t^2\Big|_0^4 + \int_0^4 2te^{-t}dt\right) = \begin{Bmatrix} u=t & du=dt \\ dv=e^{-t}dt & v=-e^{-t} \end{Bmatrix} =$$

$$= 2k\left(-e^{-t}\cdot t^2\Big|_0^4 - 2\cdot t\cdot e^{-t}\Big|_0^4 + 2\cdot\int_0^4 e^{-t}dt\right) =$$

$$= 2k\left(-e^{-t}\cdot t^2\Big|_0^4 - 2\cdot t\cdot e^{-t}\Big|_0^4 - 2(e^{-4}-1)\right) = \boxed{1{,}55\,V^2}$$

с) $$\overline{u_N^2} = \int_{-4}^{-2}(u+3)^2\cdot k\cdot e^{u}du + \int_{-2}^{0}(u+1)^2ke^{u}du + \int_0^2(u-1)^2ke^{-u}du +$$

$$+ \int_2^4 (u-3)^2ke^{-u}du = 0{,}022272 + 0{,}16457 + 0{,}022272 + 0{,}16457 \Rightarrow$$

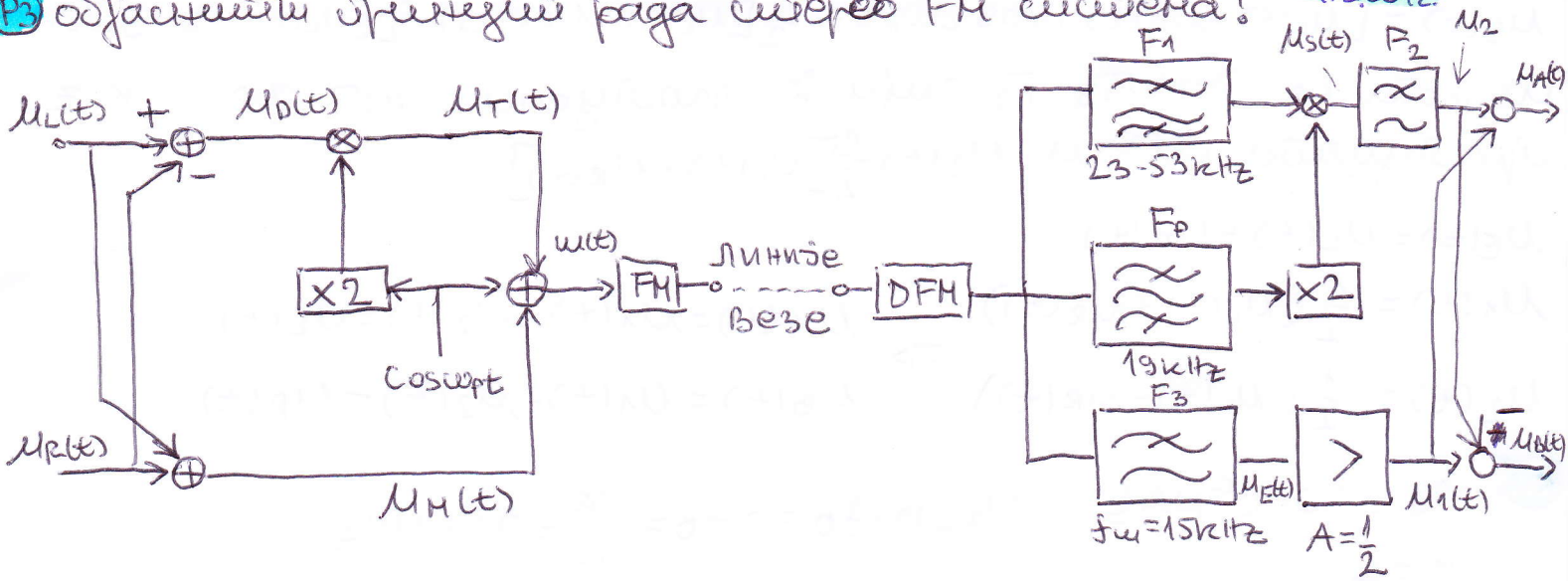
$\Rightarrow \overline{u_N^2} = 0{,}374V^2$

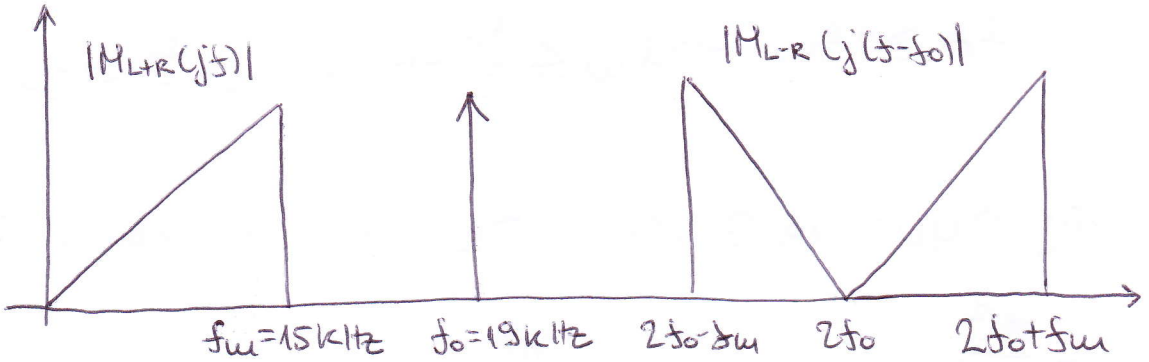
д) $\dfrac{\overline{u^2}}{\overline{u_N^2}} = 4{,}144$

е) $$\rho(u) = \begin{cases} \frac{1}{8}, & |u(t)| \le 4V \\ 0, & \text{за останале средности } u(t) \end{cases}$$

$\dfrac{\overline{u^2}}{\overline{u_N^2}} = 16 = q^2$ - важи само за равномерну и униформну расподелу

P3 Објаснити принцип рада стерео FM система! 4.2.2012.





$u_L(t)$ - сигнал на излазу из левог микрофона

$u_R(t)$ - сигнал на излазу из десног микрофона

$u_M(t) = u_L(t) + u_R(t)$ - монофонски сигнал

$u_D(t) = u_L(t) - u_R(t)$ - разлика сигнала је потребна да бисмо могли да разликујемо леви и десни сигнал

У предајнику се сигнали $u_L(t)$ и $u_R(t)$ комбинују са сигналом $\cos\omega_p t$ из пилот осцилатора где је $f_p = 19$ kHz.

Сложени сигнал $u(t) = u_M(t) + u_p(t) + u_T(t)$ се води на улаз FM модулатора учестаности носиоца f_0.

Како је $u_p(t) = \cos\omega_p t$, продуктни модулатор се у предајнику налаза сигналом учестаности $2\omega_p$, тако да је $u_T(t) = [u_L(t) - u_R(t)]\cos 2\omega_p t$. Сада је сигнал $u(t)$ једнак

$$u(t) = [u_L(t) + u_R(t)] + \cos\omega_p t + [u_L(t) - u_R(t)]\cos 2\omega_p t$$

Филтар F_p је пропусник опсега учестаности око $f_p = 19$kHz

Филтар F_3 изваја монофонски сигнал са $f_m = 15$ kHz

Филтар F_1 је пропусник опсега учестаности $(23 \div 53)$kHz

$$u_S(t) = [u_L(t) - u_R(t)]\overbrace{\cos 2\omega_p t}^{\cos(2\omega_p t)} = \frac{1}{2}[u_L(t) - u_R(t)] + \frac{1}{2}[u_L(t) - u_R(t)]\cos 4\omega_p t$$

Из кола се помоћу F_2 чији је пропусни опсег до 15 kHz пропушта сигнал $u_2(t) = \frac{1}{2}[u_L(t) - u_R(t)]$

$$u_E(t) = u_L(t) + u_R(t)$$

$$u_1(t) = \frac{1}{2}(u_L(t) + u_R(t)) \qquad u_2(t) = \frac{1}{2}(u_L(t) - u_R(t)) \quad \Rightarrow \quad u_A(t) = u_1(t) + u_2(t) = u_L(t), \quad u_B(t) = u_1(t) - u_2(t) = u_R(t)$$

P4) $V_B = 50 \cdot 10^6$ MB/s, $n = 7$

$$V_B = n \cdot f_0 \Rightarrow f_0 = \frac{V_B}{n} \cong 714 \text{ MHz}$$

$$f_0 \geq 2 f_m \Rightarrow f_m \leq \frac{f_0}{2} \Rightarrow f_{m,max} = \frac{f_0}{2} = 357 \text{ MHz}$$

P5) Одредити фју густине вероватноће анвелопе узкопојасног АВGS!

$$p(n_c) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\cdot\sigma} e^{-\frac{n_c^2}{2\sigma^2}}; \quad p(n_s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{n_s^2}{2\sigma^2}}; \quad \sigma^2 = \overline{n^2(t)} = \overline{n_c^2(t)} = \overline{n_s^2(t)}$$

фја тј. заједнице вероватноће:

$$p_{cs}(n_c, n_s) = p(n_c)\cdot p(n_s) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{n_c^2 + n_s^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{U^2}{2\sigma^2}},$$

U је амплитуда анвелопе $u(t)$

$$z(u, \varphi) = p_{cs}(n_c, n_s)\cdot\left|J\left(\frac{n_c, n_s}{u, \varphi}\right)\right|$$

↖ јакобијан

$$\left|J\left(\frac{n_c, n_s}{u, \varphi}\right)\right| = \begin{vmatrix} \frac{dn_c}{du} & \frac{dn_c}{d\varphi} \\ \frac{dn_s}{du} & \frac{dn_s}{d\varphi} \end{vmatrix}_{det} = \begin{vmatrix} \cos\varphi & -u\sin\varphi \\ \sin\varphi & u\cos\varphi \end{vmatrix}_{det} = U, \quad n_c = U\cos\varphi, \quad n_s = U\sin\varphi$$

$$z(u, \varphi) = \begin{cases} \frac{U}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{U^2}{2\sigma^2}}, & U \geq 0, \ 0 \leq \varphi \leq 2\pi \\ 0, & \text{за остале вредности } U \text{ и } \varphi \end{cases}$$

$$\Rightarrow p_u(U) = \int_0^{2\pi} z(u, \varphi)\, d\varphi = \begin{cases} \frac{U}{\sigma^2} e^{-\frac{U^2}{2\sigma^2}}, & U \geq 0 \\ 0, & \text{за } U < 0 \end{cases}$$