2007.10.29. hétfő   VI. Gyakorlat (8. hét)

EA!! nov. 8.   KA51 / pótzh dec 6 EA-n Σ: 40%, kell meglenni a két ZH-nak

Amplitúdó-modulációk

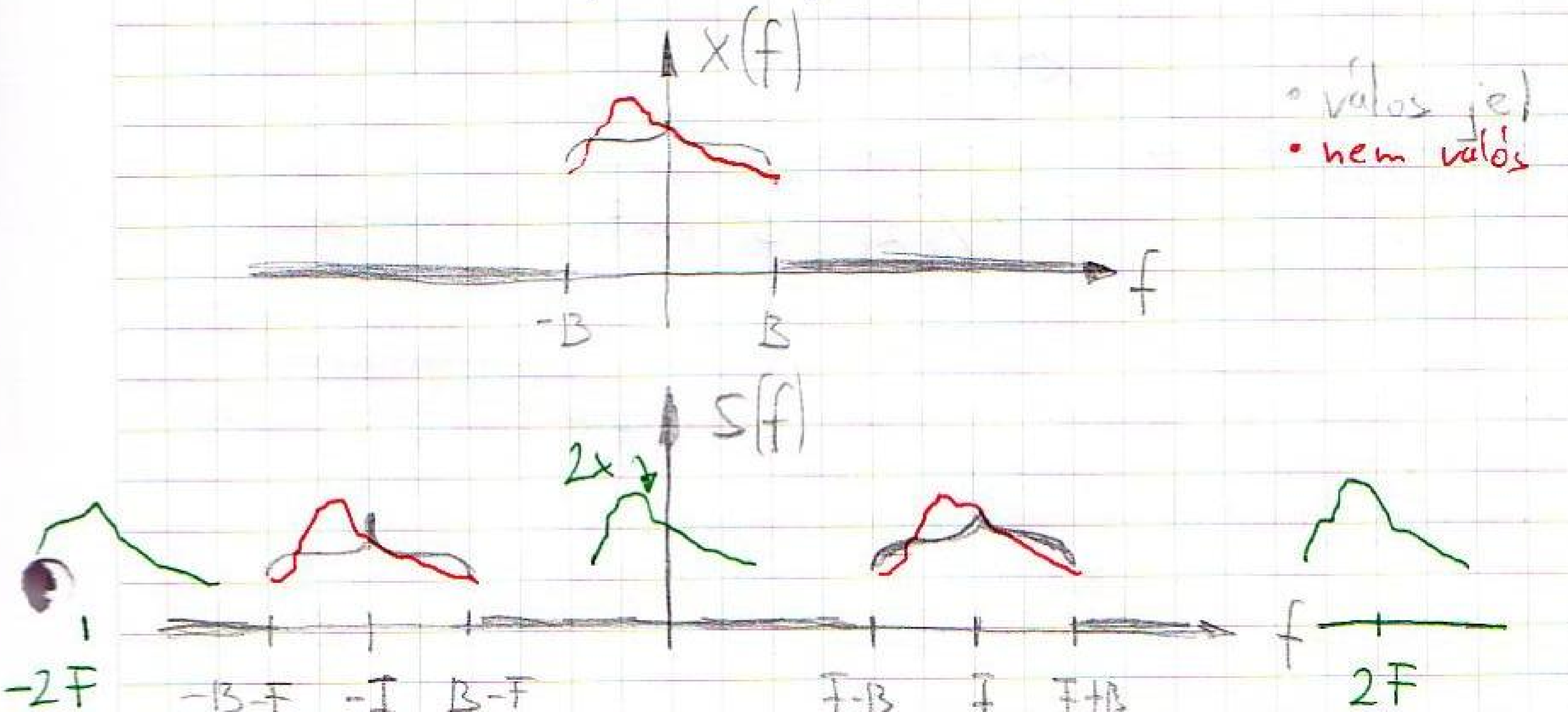
kétoldalsávos AM-jel előállítása és demodulációja (AM-DSB)

AMDSB : $s_1(t) = \left(u + x(t)\right) \cdot \cos\left(2\pi F t + \Phi\right)$

AMDSB/SC $s_2(t) = x(t) \cdot \cos\left(2\pi F t + \Phi\right)$

$$S_2(f) = \frac{1}{2} e^{j\Phi} X(f-F) + \frac{1}{2} e^{-j\Phi} X(f+F)$$

Ha $F > B$ (moduláló jel sávszélessége)



NEM TÜKRÖZÜNK, HANEM ELTOLUNK!!!

demoduláció :

időben $2 s(t) \cdot \cos\left(2\pi F t + \Psi\right) = x(t) \cos(\Psi - \Phi) + x(t) \cos\left(2\pi 2F t + \Psi + \Phi\right)$

frekvenciában $e^{j\Psi} S_2(f-F) + e^{-j\Psi} S_2(f+F) =$

$$\frac{1}{2} e^{j(\Psi+\Phi)} X(f-2F) + \frac{1}{2} e^{j(\Psi-\Phi)} \cdot X(f-F+F) +$$

$$+ \frac{1}{2} e^{-j(\Psi-\Phi)} X(f-F+F) + \frac{1}{2} e^{-j(\Psi+\Phi)} X(f+2F)$$

Demoduláció burkoló detektorral:

$$s(t) = \left(U + x(t)\right) \cdot \cos\left(2\pi F t + \Phi\right)$$

csúcsegyenirányítóval a lokális maximumokat mérjük

tehát a demodulátor kimenetén a következő jelünk lesz:

$$\hat{x}(t) = \left|U + x(t)\right| \neq U + x(t)$$

kivéve ha $U > |x(t)| \quad \forall t \in (-\infty, \infty)$

[el olcsó, egyszerű, koherensen demodulálható]

modulációs index: $m = \dfrac{\max |x(t)|}{U} = \dfrac{X}{U}$

$$\frac{\text{Hasznos teljesítmény}}{\text{Összes teljesítmény}} = \frac{X^2/c^2}{U^2 + X^2/c^2} = \frac{m^2}{c^2 + m^2}$$

, ahol c a modulációs jel ~~[illegible]~~ csúcstényezője

(szinusz: $c = \sqrt{2}$

négyszög $c = 1$

háromszög $c = \sqrt{3}$)

ha $m > 1 \Rightarrow$ burkoló detektor nem jó (mert túlmodulál)

$\Rightarrow$ szorzódemodulátor viszont alkalmazható példa (1) Tfh. szinuszos moduláló jel,

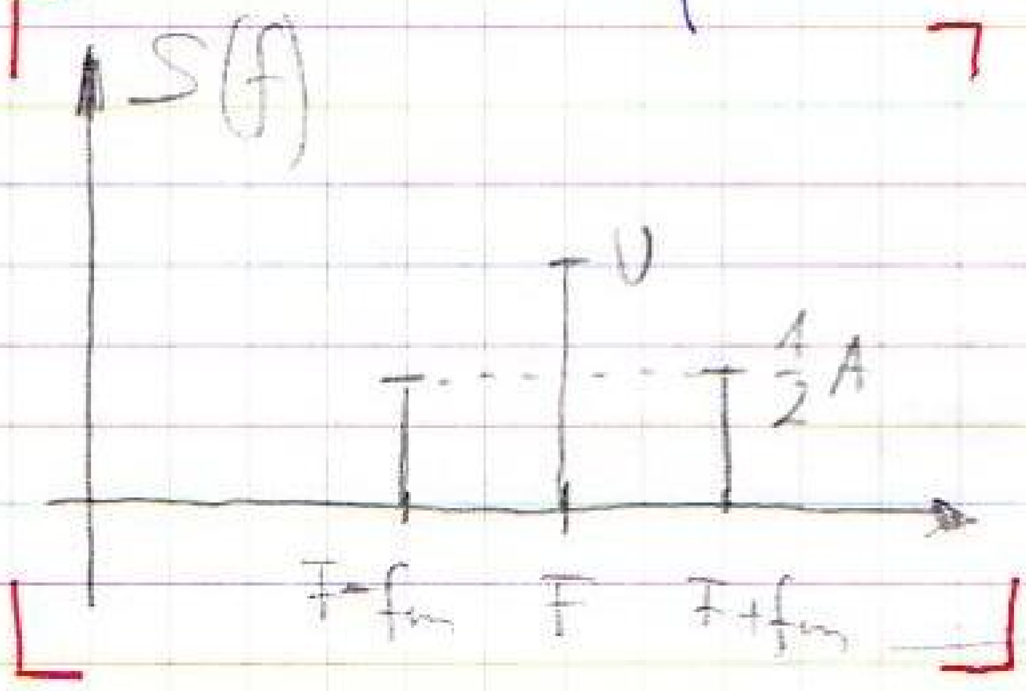
a) $m = 50\%$

b) $m = 150\%$

mi történik ha burkolódetektort használunk? Mekkora a hasznos/összes teljesítménye? Mi változik ha háromszögjelet használunk moduláló jelként?

$$s(t) = \big[\underbrace{U + A\cdot\cos(2\pi f_m\cdot t + \alpha)}_{\text{moduláló jel}}\big]\underbrace{\cos(2\pi F t + \Phi)}_{\text{vivő jel}}$$

$$(*)\quad s(t) = U\cdot\cos(2\pi F t + \Phi) + \frac{1}{2}A\cos\big(2\pi(F-f_m)t + \Phi - \alpha\big) + \frac{1}{2}A\cdot\cos\big(2\pi(F+f_m)t + \Phi + \alpha\big)$$

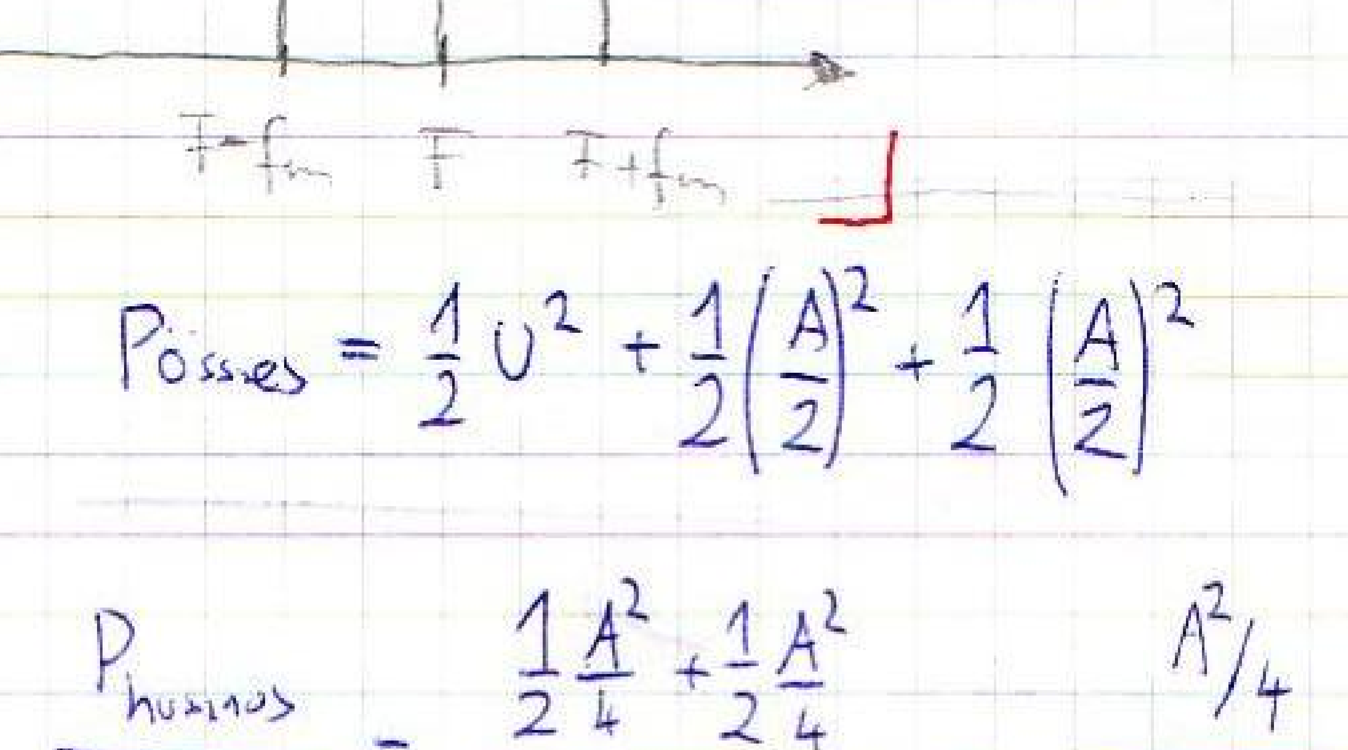


$$P_{\text{összes}} = \frac{1}{2}U^2 + \frac{1}{2}\left(\frac{A}{2}\right)^2 + \frac{1}{2}\left(\frac{A}{2}\right)^2$$

$$\frac{P_{\text{hasznos}}}{P_{\text{összes}}} = \frac{\frac{1}{2}\frac{A^2}{4} + \frac{1}{2}\frac{A^2}{4}}{\frac{1}{2}U^2 + \frac{1}{2}\frac{A^2}{4} + \frac{1}{2}\frac{A^2}{4}} = \frac{A^2/4}{\frac{1}{2}U^2 + A^2/4} = \frac{m^2}{2+m^2}$$

($\uparrow c^2$ szinusz (F))

$$\sim\quad \left.\frac{P_h}{P_ö}\right|_{m=50\%} = \frac{0{,}5^2}{2+0{,}5^2} = \frac{1}{9} \qquad \left.\frac{P_h}{P_ö}\right|_{m=150\%} = \frac{1{,}5^2}{2+1{,}5^2} = \frac{9}{17}$$



Tfh.: $f_v = 5 f_m$

b) $\wedge\!\!\wedge\!\!\wedge$ -jel esetén

$$c = \sqrt{3} \Rightarrow c^2 = 3$$

$$\left.\frac{P_h}{P_ö}\right|_{m=50\%} = \frac{1}{13} \qquad \left.\frac{P_h}{P_ö}\right|_{150\%} = \frac{3}{7}$$

$\Rightarrow$ csökken a hatásfok! hsz. jel esetén!

$$F \pm (2k+1)\cdot f_m$$

példa (2)

AM modulátor kimenő jele:

$$s_{AM}(t) = 3\cdot\cos(1800\pi t) + 10\cos(2000\pi t) + 3\cos(2200\pi t)$$

a) Milyen típusú AM?

b) $s_m(t)$ (modulálójel) = ?

c) f_v = ?

d) $s_{AM}(t)$ maximuma és minimuma

e) modulációs mélység? $\Rightarrow$ a) AM-DSB

f) hasznos / összes telj-ek aránya

ha feltételezzük, hogy csak egy szinuszos komponense van az $s_m(t)$-nek $\Rightarrow$ kapunk egy lehetséges megoldást

c) $f_v = 1000$ egység

$f_m = 100$ egység

(*) $\Rightarrow$ b) $s_m(t) = 6\cos(200\pi t)$

$$\Rightarrow s_{AM}(t) = [10 + 6\cos(200\pi t)]\cos(2000\pi t)$$

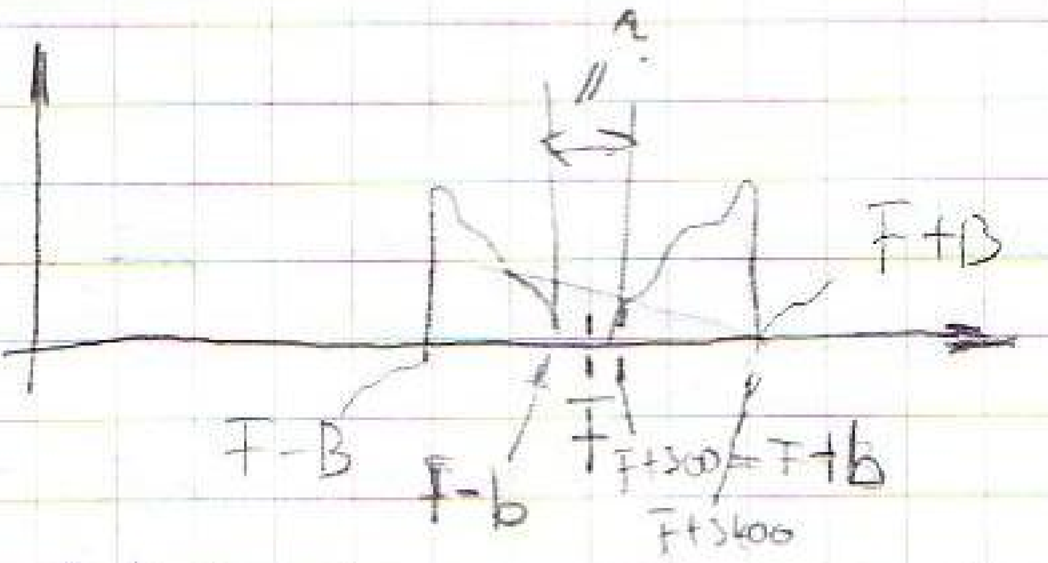
d) max = 16 egység $(10+6)$

min = −16 egység $-(10+6)$

e) $\Rightarrow$ $m = \frac{6}{10} = 60\%$

f) $$\frac{P_h}{P_o} = \frac{m^2}{c^2+m^2} = \frac{0{,}6^2}{2+0{,}6^2} \cong 0{,}15$$

Egyoldalsávos AM



AM-DSB/SC

$\Downarrow$ szűréssel

AM-SSB/SC

Beszédátviteli rendszerekben 30 dB-es zárósávi csillapítás elegendő

A szűrő ára
- zárósávi csill.
- meredekség

Milyen meredekség kell, ha

$$f_v = 20 \mid 50 \mid 100 \text{ kHz}$$

és $f_m \in (300, 3400 \text{ kHz})$

$$\text{meredekség} = \frac{30\,dB}{\log_2\left[(F+b)(F-b)\right]} = \frac{30\,dB \ln 2}{\ln\left[(F+b)(F-b)\right]} =$$

$$= \frac{21}{2b/F} = 10{,}5 \cdot \frac{F}{b} \frac{dB}{\text{oktáv}}$$

700 | 1750 | 3500 $\frac{dB}{\text{oktáv}}$

- 700 → ált. szűrő RLC
- 1750 → piezo + mech. rezonátor
- 3500 → analóggal nem oldható meg

(ált. kétlépésben szűrünk és az alacsonyabbik befolyásol

2007.11.05 hétfő

VII. Gyakorlat (9. hét)

$\frac{d}{dt} m(t)$

sávszélesség: B $[-B; B]$

$x(t) \quad t \in (-\infty, \infty)$

modulaló jel

FM $\quad x(t) \sim m'(t)$

$\downarrow$ (invertálható, lin. trafó)

PM $\quad x(t) \sim m(t)$

$m(t)$ modulációs tartalom

$$s(t) = U \cdot \cos\left(2\pi F t + m(t) + \varphi\right) \quad \text{modulaló jel}$$

$$f_p = F + \frac{1}{2\pi} m'(t)$$

Fázislöket: $\phi = \max_t \{|m(t)|\}$

Frekv. löket: $f_D = \frac{1}{2\pi} \max_t \{|m'(t)|\}$

Kvadratúra:

$$s(t) = U\cos\left(m(t)\right) \cdot \cos\left(2\pi F t + \varphi\right) - U \cdot \sin\left(m(t)\right) \cdot \sin\left(2\pi F t + \varphi\right)$$

Kislöketű jel ($\phi \leqq 0{,}1$) esetén!

$$s(t) \cong \underbrace{U\cos\left(2\pi F t + \varphi\right)}_{90^\circ\text{-kal eltolt vivő}} - \underbrace{U \cdot m(t) \cdot \sin\left(2\pi F t + \varphi\right)}_{\text{AM-DSB/SC}}$$

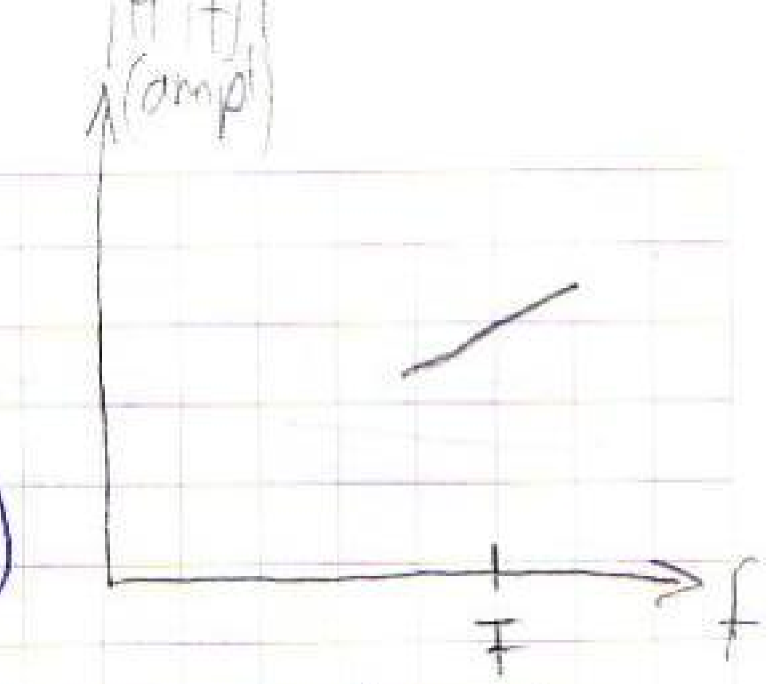
„sávszélesség megegyezik az eredeti jelével”

Ha a löket nem kicsi $(B_v = 2B)$

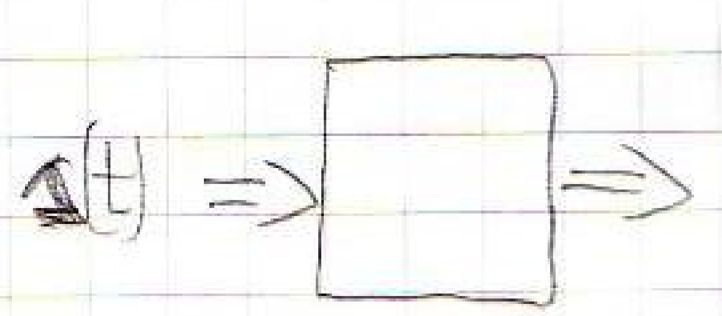
hagyságyel egyezés
$$\begin{cases} B_v \cong 2B\left(1 + \phi\right) \\ B_v = 2\left(f_D + B\right) \end{cases}$$

Demodulálás (szögdemoduláció)

állandó amplitudójú, ingadozó frekvenciájú jel : $s(t)$



Az amplitudóra visszük át a frekvencia változását



az amplitudókarakterisztika a vivő környékén a frekv-val arányosan változik.

Legyen a deriválás $(j2\pi f) \Rightarrow s'(t) = -U\left(2\pi F + m'(t)\right)\sin\left(2\pi Ft + m(t) + \varphi\right)$

(AM + FM jel)

Ha FM $\Rightarrow$ moduláló jelet kapjuk, Ha PM $\Rightarrow$ integrálni kell $(m'(t)$-t$)$

Tfh nemlin torzítás lép fel:

$$\hat{s}(t) = s^3(t) = U^3 \cdot \cos^3\left(2\pi Ft + m(t) + \varphi\right) =$$
$$= \frac{3}{4}U^3\cos\left(2\pi Ft + m(t) + \varphi\right) + \frac{1}{4}U^3\cos\left(2\pi 3Ft + 3m(t) + 3\varphi\right)$$

Szögmodulált jelek sávszélessége

példa(1) FM jel : $f_v = 10\,MHz$

moduláló jel : $f_m = 20\,kHz$ frekv. (sin)

fázislöket : 3,4

$$B_r = 2 \cdot B\,(1 + \phi)$$

$$B_r = 2 \cdot f_m\,(1 + 3{,}4) = 2 \cdot 20\,kHz \cdot 4{,}4 \cong 176\,kHz$$

példa (2) $F = 450\,MHz$ szögmodulált rendszert

A fázismodulátort 1V ampl., 1kHz-es frekv. mérőjellel vizsgáljuk

A mérőjel hatására a fázislöket 5 rad

A modulált jelet FM demodulátorral demoduláljuk

$\Rightarrow$ 0,5 V ampl. szinusz lesz.

a) Mekkora az f_D frekv. löket?

FM mod $\Rightarrow m(t) = k \cdot x(t)$

$$\max_t \{|x(t)|\} = 1V$$

$$\phi = \max_t \{|m(t)|\} = 5 \text{ radián}$$

$$\Downarrow$$

$$k = 5 \frac{rad}{V}$$

Szinuszos mod jel esetén (ampl. X, frekv f_0)

$$\max_t \{|m'(t)|\} = 2\pi f_D = k \cdot 2\pi f_0 X$$

$$\underline{\underline{f_D}} = k \cdot f_0 \cdot X = 5 \frac{rad}{V} \cdot 1kHz \cdot 1V = \underline{\underline{5\,kHz}}$$

b) adjunk mérőjelként 3V ampl, 8 kHz frekv.-ú szimmetrikus hszög jelet

$\phi_\Delta = ?$, $f_{D\Delta} = ?$

$\phi_\Delta = 15\,rad$ (3·5rad

$$\max_t \{|m'(t)|\} = \underset{\substack{\uparrow \\ \text{frekv löket}}}{2\pi \cdot f_D} = \frac{k \cdot X_{pp}}{T/2} = 2k \cdot X_{pp} \cdot \underset{\substack{\uparrow \\ \Delta \text{ jel f-je}}}{f_\Delta} \sim 76{,}4\,kHz$$

arányossági tényező $C = \dfrac{0{,}5V}{5kHz} = 0{,}1 \dfrac{V}{kHz}$

$\Rightarrow \sqcap\!\sqcup$-jel $\Rightarrow A = 7{,}64\,V$

Példa (3) kislöketű fázis moduláció nemlin. torzítása

$$s(t) \cong U \cos\left(2\pi F t + \varphi\right) - U \cdot m(t) \cdot \sin\left(2\pi F t + \varphi\right)$$

$$s(t) = U \cdot \sqrt{(1 + m^2(t))} \cdot \cos\left[2\pi F t + \operatorname{arctg}(m(t))\right]$$

- járulékos AM
- nemlin. torzítás a modulációs tartalomban

példa (4) Szögmodulált jel demodulálása fázistolós szorzóval

$\Rightarrow$ szögmodulált jelet összeszorozzuk a T-vel késleltetett származékával. Utána ez aluláteresztővel szűrjük

$$U \cdot \cos\left(2\pi F t + m(t)\right) \cdot U \cdot \cos\left(2\pi F t - \varphi + m(t - T)\right) =$$

$$\frac{U^2}{2} \cos\left(\varphi + m(t) - m(t - T)\right) + \cancel{\frac{U^2}{2} \cos\left(2\pi 2 F t - \varphi + m(t) + m(t - T)\right)}$$

LPF.

ha pl $\varphi = 270°$

$$\frac{U^2}{2} \sin\left[m(t) - m(t - T)\right] \approx T \cdot \frac{U^2}{2} \cdot \frac{m(t) - m(t - T)}{T}$$

A MODULÁCIÓS TARTALOM DIFFERENCIA HÁNYADOSA

$\sim m'(t)$

„csalás":

$$\varphi = \varphi' - 2\pi F T$$

2007.11.12 hétfő

+ csekkok aneten

VIII. Gyakorlat (10. hét)

Digitális alapsávi átvitel

PAM (pulse. ampl. mod) -jel spektrális viselkedése:

$$\boxed{s_{PAM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k \cdot h(t-kT)}$$

T: jelzési idő
h(t): elemi jel
d_k: $k = 0, \pm 1, \pm 2, ..$ amplitúdó(sorozat)

h(t) „keskeny" (T-hez képest) => T szélességű d_k magasságú időrések

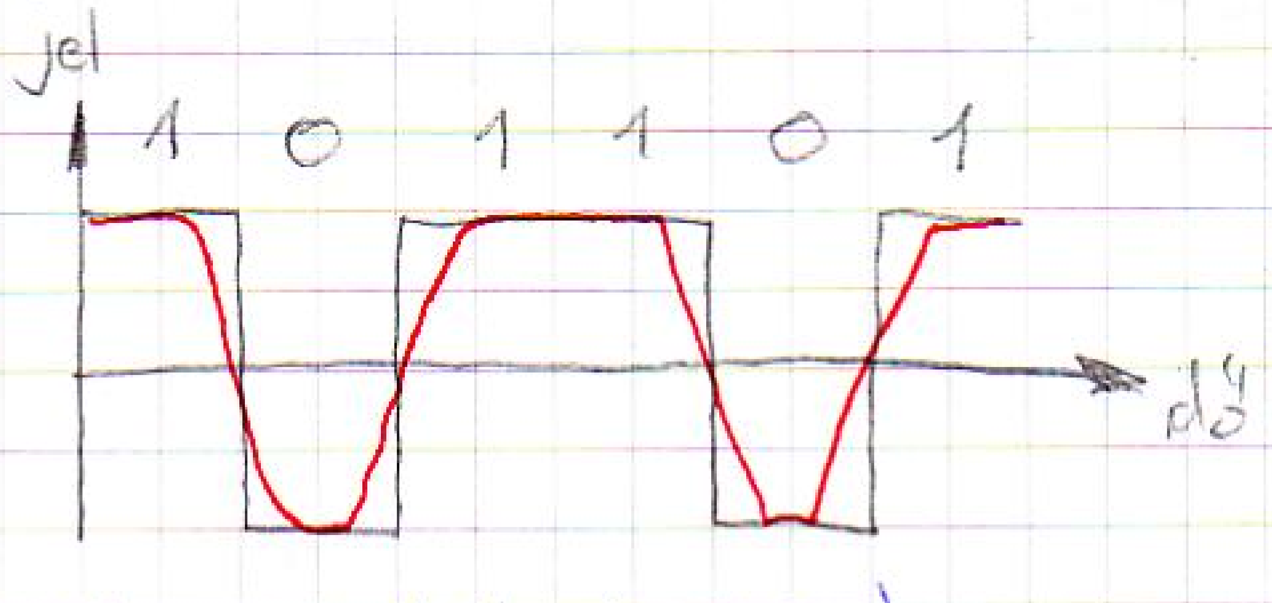
d_k ampl. sorozatra igaz:

- gyakran 0 várható értékű
- számossága 2 valahány hatványa (az értékkészletnek)
- Az értékek: $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7, \ldots$
- értékek függetlenül következnek be egymástól (csak az elemi jeltől függ) => statiszt. leg függetlenek

elemi jel spektruma: $\boxed{H(f) = H_A(f) \cdot H_c(f) \cdot H_v(f)}$ (adó + csatorna + vevőszűrő spektruma)

ISI-mentesség feltétele:

diszperziót szenvedő elemi jel



h(t) spektruma kérdése (szimbólum-közi áthallás elkerülésekor)

↳ h(t) legyen olyan, hogy a szomszédos időrések mintavételi időpontjaiban 0 értékű legyen

=>

szimbólum közi áthallás: szomszédos időrésekben lévő jelek befolyásolják egymást

$$\Rightarrow \quad h(t) = \begin{cases} h_0, & \text{ha } t = t_0 \\ 0, & \text{ha } t = t_0 + kT \quad k \neq 0 \quad k \in \mathbb{Z} \\ \text{tetszőleges}, & \text{egyébként} \end{cases}$$

$h_k = h(t + kT)$ sorozatban csak $h_0 \neq 0$

A mintasorozat spektruma

$$H_S(f) = 0$$

$$H_S(f) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} H(f - k/T) \cdot e^{j2\pi (f - k/T) t_0} = h_0 \quad (\text{konstans}) \Rightarrow \text{Nyquist krit}$$

[hatékonysága: a jelünk szimbólum-közi áthallás-mentes]

Szűrők helyes megválasztása (áthallásmentes, de zaj még befolyásolhat)

A zaj hatása

A jel-zaj viszonyt akarjuk növelni, ennek a monoton csökkenő függvénye a hibavalószínűség

Feltételezzük, hogy szélessávú fehérzaj terheli az átvitelt

c: arányossági tényező
t_0: késleltetés

$$H_v(f) = c \cdot H^*_{A+C}(f)\, e^{-j2\pi f t_0} = c \cdot H^*_A(f) \cdot H^*_C(f) \cdot e^{+j2\pi f t_0}$$

Ekkor a vevőbe bejutott zaj spektrális sűrűsége:

$$S_v(f) = H_v(f) \cdot H_v^*(f) \cdot s_0 = s_0 \cdot c \cdot \underbrace{H_v(f) \cdot H_A(f) \cdot H_C(f)}_{H(f)} \cdot e^{+j2\pi f t_0}$$

$$\sigma^2 = N = \int_{-\infty}^{\infty} S_v(f)\, df = s_0 \cdot c \cdot h_0$$

A zajteljesítmény:

A jel értéke:

$$E=\int_{-\infty}^{\infty}\left|H_A(f)\cdot H_C(f)\right|^2 df=\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{c}\cdot H_V(f)\cdot A_A(f)\cdot H_C(f)\cdot e^{j2\pi}\, df=$$

$$=\frac{1}{c}\int_{-\infty}^{\infty} H(f)\cdot e^{j2\pi f t_0}\, df=\frac{h_0}{c}$$

A jel-zaj viszony: $\left[\frac{h_0^2}{\sigma^2}=\frac{h_0}{s_0\cdot c}=\frac{E}{s_0}\right]$

Példák

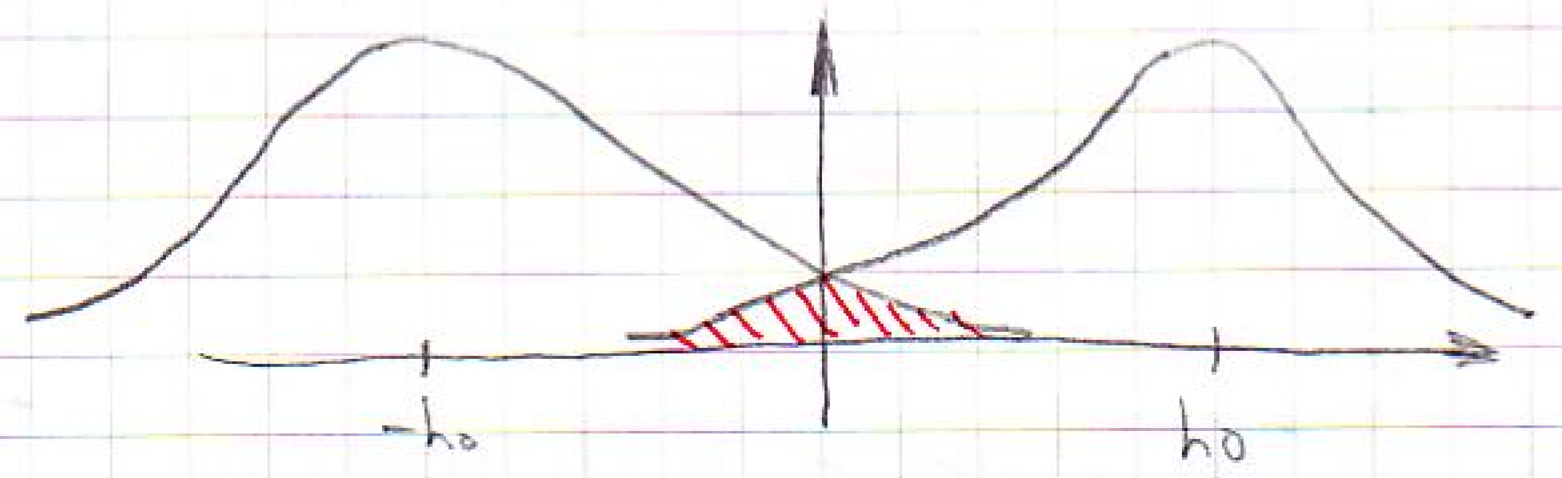
$\boxed{1}$ ISI-mentes PAM jel mintái $\pm 1{,}2V$ értékkel a vevőszűrő után.

Additív Gauss-zaj a vevő döntő áramkörének bemenetén

0 várható értékű, 0,3V szórású

$\Rightarrow +h_0$ é $-h_0$, n

$$P_e=P(n<-h_0,\ m=h_0)+P(n>h_0,\ m=-h_0)=$$
$$=P(n<-h_0)\cdot P(m=h_0)+P(n>h_0)\cdot P(m=-h_0)=$$



$$P(n<-h_0)=P(n>h_0)$$

$$=P(n<-h_0)\underbrace{\left[P(m=h_0)+P(m=-h_0)\right]}_{1}$$

$$\Phi(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{x}e^{-\xi^2/2}\,d\xi \qquad P(n<-h_0)=\Phi\left(-\frac{h_0}{\sigma}\right)$$

$$\underline{P_e=\Phi\left(\frac{-h_0}{\sigma}\right)=\underline{3{,}2\cdot 10^{-5}}}$$

Többszintű esetben (L a szintek száma)

$$\left[P_e=2\cdot\frac{L-1}{L}\cdot\Phi\left(-\frac{h_0}{\sigma}\right)\right]$$

Hogyan változik a jelteljesítmény?

4-szintű esetben: $\frac{1}{2}\left(1^2+3^2\right) = 5$-szörös ~ 7dB

$\Rightarrow (L^2-1)/3$

8-szintű esetben $\frac{1}{4}\left(1^2+3^2+5^2+7^2\right) = 21$-szeres ~ 13dB

$\boxed{2}$ ISI-mentes rendszer, de a mintavételezés elcsúszik

$\Rightarrow m_0=1$, $m_{\pm1}=0$, $m_{\pm2}=0$ .... helyett

elcsúszás $\Rightarrow m_0=0{,}99$, $m_{-1}=0{,}1$, $m_{+1}=-0{,}1$, $m_{\pm2}=0$ ...

2, 4, 8-szintű rendszereink vannak

±1 $\pm1,\pm3$ $\pm1,\pm3,\pm5,\pm7$ [jelamplitúdók]

A hiba-arányt meghatározó jel-zaj viszony $1/\sigma$

2-szintű esetben

a féltávolság: $0{,}99 - d_{max}(0{,}1+0{,}1) = 0{,}99 - 1(0{,}2) = 0{,}79$

4-szintű esetben

$0{,}99 - d_{max}(0{,}1+0{,}1) = 0{,}99 - 3(0{,}2) = 0{,}39$

8-szintű esetben

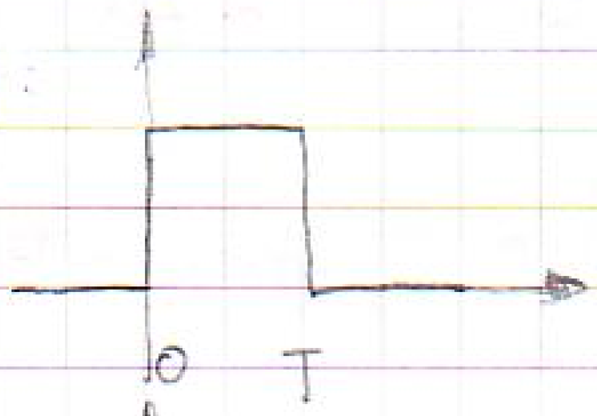
$0{,}99 - d_{max}(0{,}1+0{,}1) = 0{,}99 - 7(0{,}2) < 0$

!!!

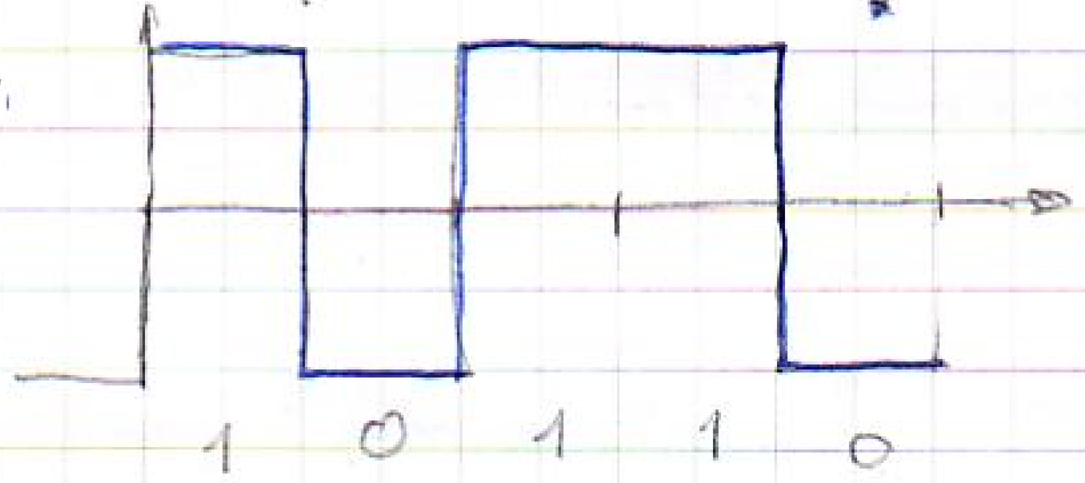
$\Rightarrow$ a féltávolság negatív $\Rightarrow$ hibás döntés zaj nélkül is!!!

$\boxed{3}$ Ideális bináris NRZ-jel alakja, ha az 10110 bitsorozatot kódoljuk:
Rajzoljunk szemábrát is!

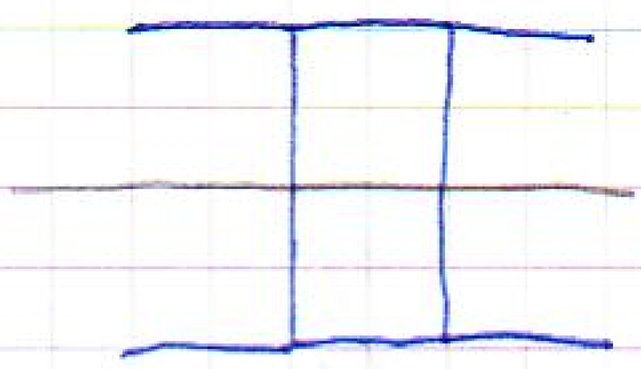
Elemi jel:



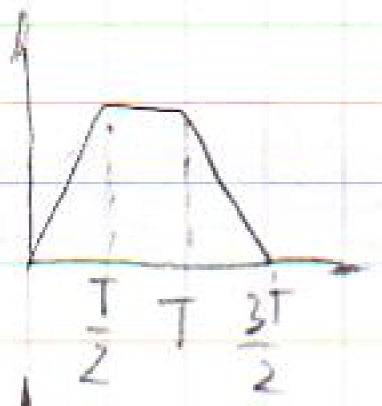
Jelsorozat:

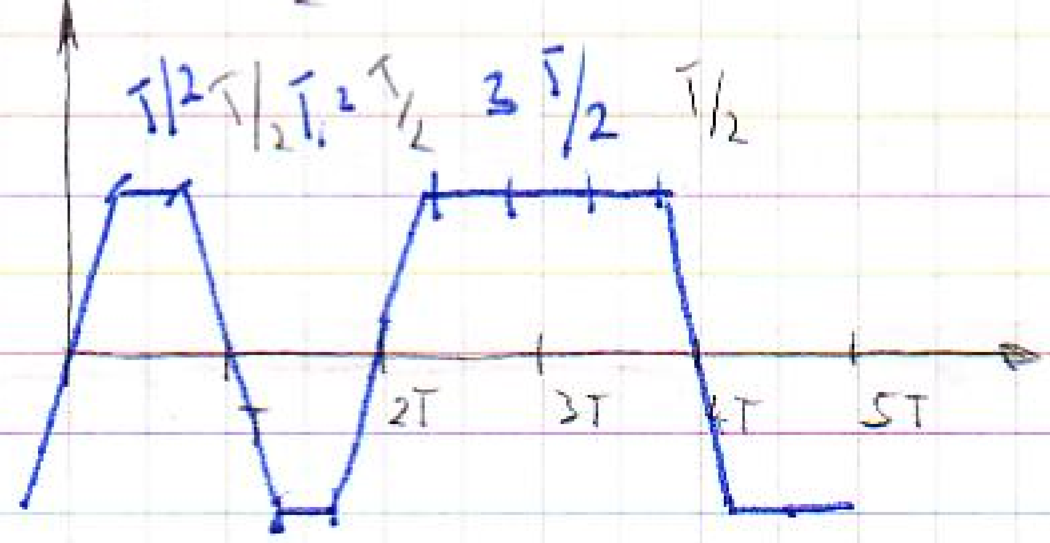


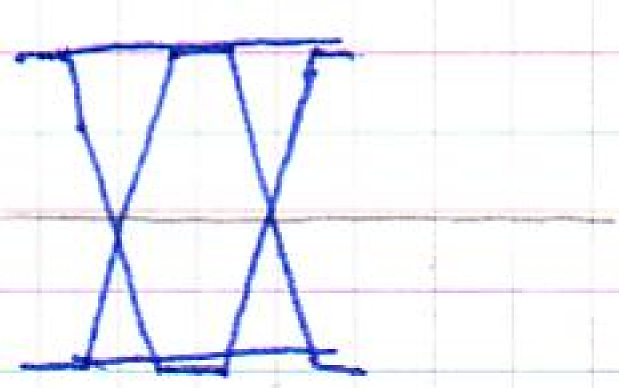
Szemábra



Diszperzió történik: a lefutási és felfutási idő, illetve a csúcson töltött idő $T/2$



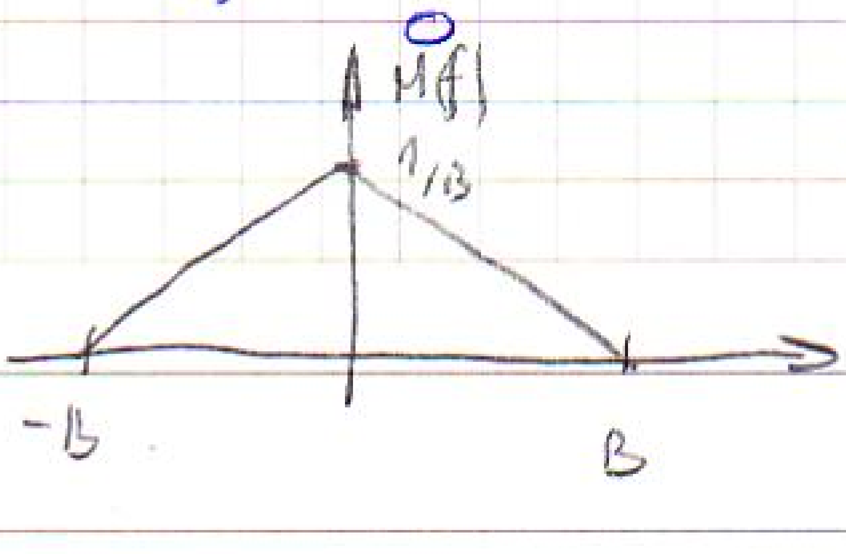




$\boxed{4}$

$$M(f) = \frac{1}{B}\left(1 - \left|\frac{f}{B}\right|\right), \text{ ha } |f| \leq B$$

egyébként 0



$$m(t) = \left(\frac{\sin(\pi B t)}{(\pi B t)}\right)^2$$

2007. 11. 19. hétfő IX. Gyakorlat (11. hét)

Digitális modulációs eljárások

(FSK / ASK / QAM)

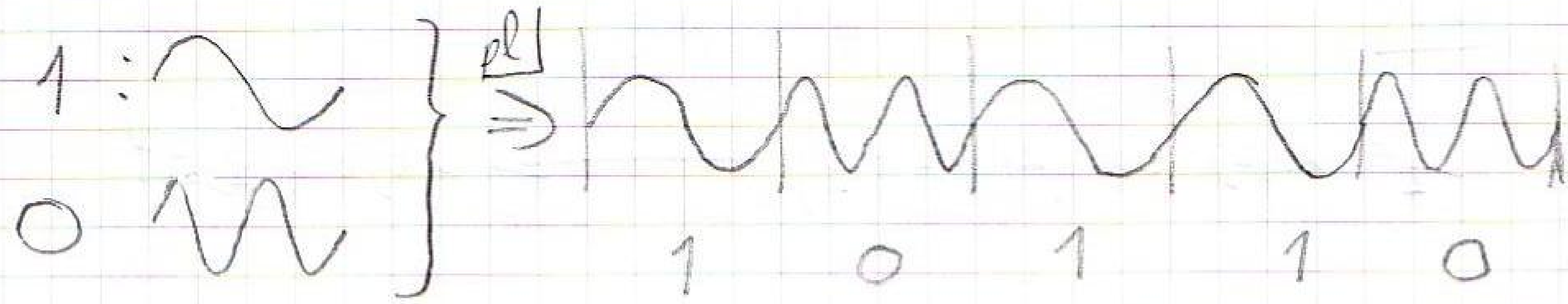
FSK (freq shift keying)

FM, ahol a moduláló jel egy bináris NRZ jel

f_0 és f_1 frekvenciájú szinuszos jelcsomagok egymás után

jell: vivő freq $F = \frac{f_0+f_1}{2}$

freq löket : $f_D = \frac{|f_1-f_0|}{2}$



f_D-nek lehet köze a sávszélességnek

$\boxed{f_D = \frac{1}{4T}}$ MINIMUM SHIFT KEYING (min a sávszélesség)

jelzési idő (T)

$\left(\frac{1}{T}\right)$ jelzési sebesség

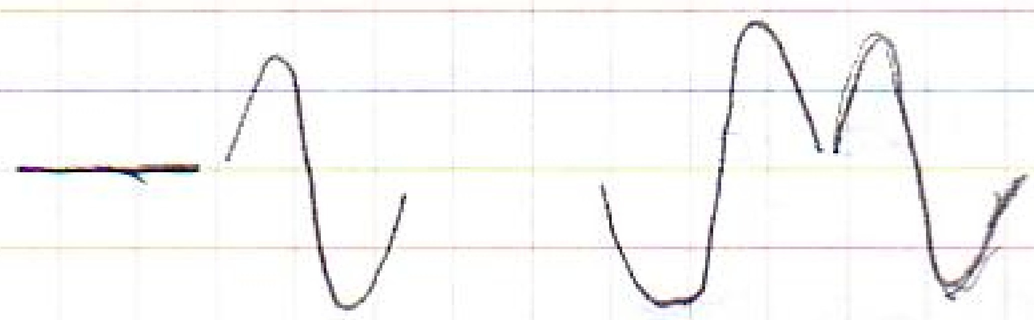
ASK (≈ FM) (kétoldalsávos AM)

OOK (on-off keying)

BPSK (binary phase shift keying)

Az eltérés a dig. sorozat értékkészlete

$\{0,2\}$ $\{-1,1\}$



fázis átmenet
fázist vált

QAM

$$S_I = x(t)\cdot\cos(2\pi F t + \Phi) \xrightarrow[\Psi \text{ fázisú cos-os vivővel}]{\text{demoduláció}} x(t)\cdot\cos(\Phi - \Psi)$$

$$S_Q = y(t)\cdot\sin(2\pi F t + \Phi) =$$

$$= y(t)\cdot\cos\left(2\pi F t + \Phi - \frac{\pi}{2}\right) \xrightarrow{-\|-} y(t)\cos\left(\Phi - \Psi - \frac{\pi}{2}\right) =$$

$$= y(t)\cdot\sin(\Phi - \Psi)$$

$$S_{QAM}(t) = S_I(t) - S_Q(t) = \xrightarrow{-\|-} \boxed{x(t)}\cos(\Phi - \Psi) - y(t)\sin(\Phi - \Psi)$$

$$\xrightarrow[\Psi + \frac{\pi}{2} \text{ fázisú vivővel}]{\text{demoduláljuk}} x(t)\sin(\Phi - \Psi) + \boxed{y(t)}\cos(\Phi - \Psi)$$

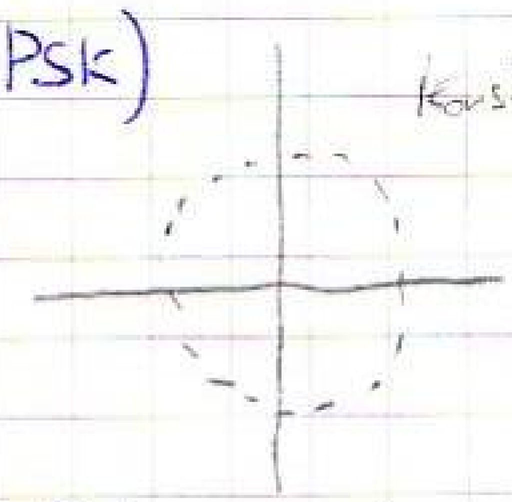
Ha „jók vagyunk", akkor $\Phi = \Psi$

$\Rightarrow$ megkapjuk torzításmentesen

$$s_{QAM}(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \cdot \cos\left(2\pi F t + \Phi + \operatorname{arctg}\frac{y(t)}{x(t)}\right)$$

ha x(t) és y(t) bináris, akkor 4PSK vagy QPSK-nak hívjuk

LPSK (L-fázisú PSK)


konstellációs ábra

$d_k = 2 \cdot \cos \Phi_k$

$c_k = 2 \cdot \sin \Phi_k$

$\Phi_i = i\,\frac{2\pi}{L} \qquad i = 0, 1, \dots, L-1$

napjainkban: egy négyzetrács pontjai szerint => többszintű moduláció

L-szint esetben L^2 pont

Melyek legyenek a jelpontok, ha 5-bites kódszavaink vannak?

pont elhagyásával a legtávolabbiakat kell elhagyni.

pl V92-modem szabv.

Feladatok

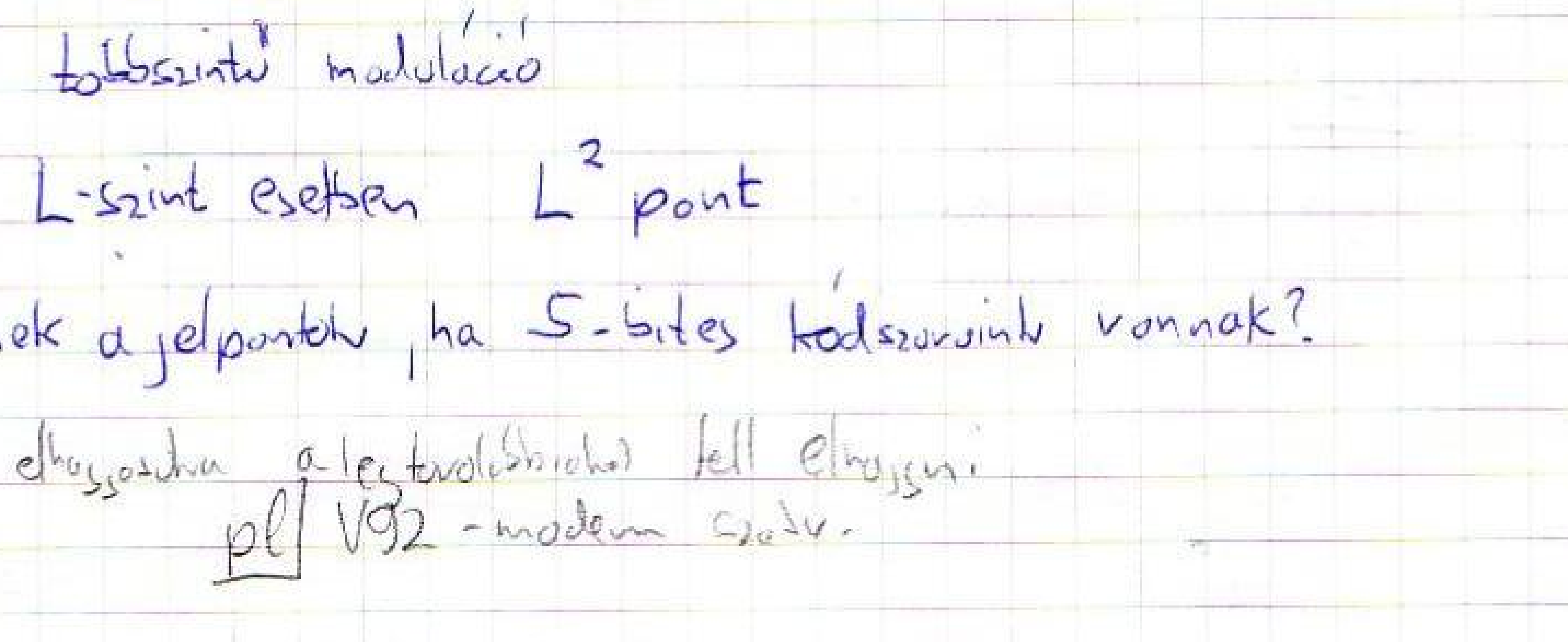
példa (1)

QAM jelek érzékenysége (erősítés) és fázis hibája

16 QAM

$d_k \in \{\pm 1, \pm 3\}$

$c_k \in \{\pm 1, \pm 3\}$



Erősítési hiba $\pm 1, \pm 3 \Rightarrow \pm A, \pm 3A$

Fázishiba: az origótól való távolság megmarad

$A < 1 \Rightarrow$ csillapítás

$A > 1 \Rightarrow$ erősítés

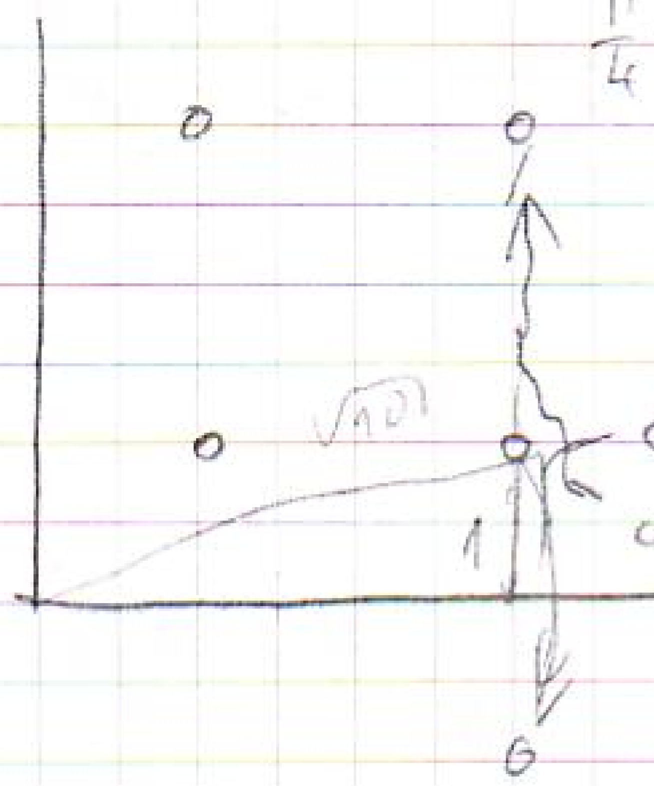
!!! Ha $A < \frac{2}{3} \Rightarrow$ a külső pontokat esetében rosszul vesszük !!!

!!! H $A > 2 \Rightarrow$ a ~~belső~~ tengelymenti pontokat rosszul vesszük !!!

erősítési hiba

Fázishiba

$\frac{\pi}{4} - \arcsin\left(\frac{2}{\sqrt{18}}\right) \sim 18^\circ$



$\arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{10}}\right) \downarrow$

$\arcsin\left(\frac{2}{\sqrt{10}}\right) - \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{10}}\right) \uparrow$

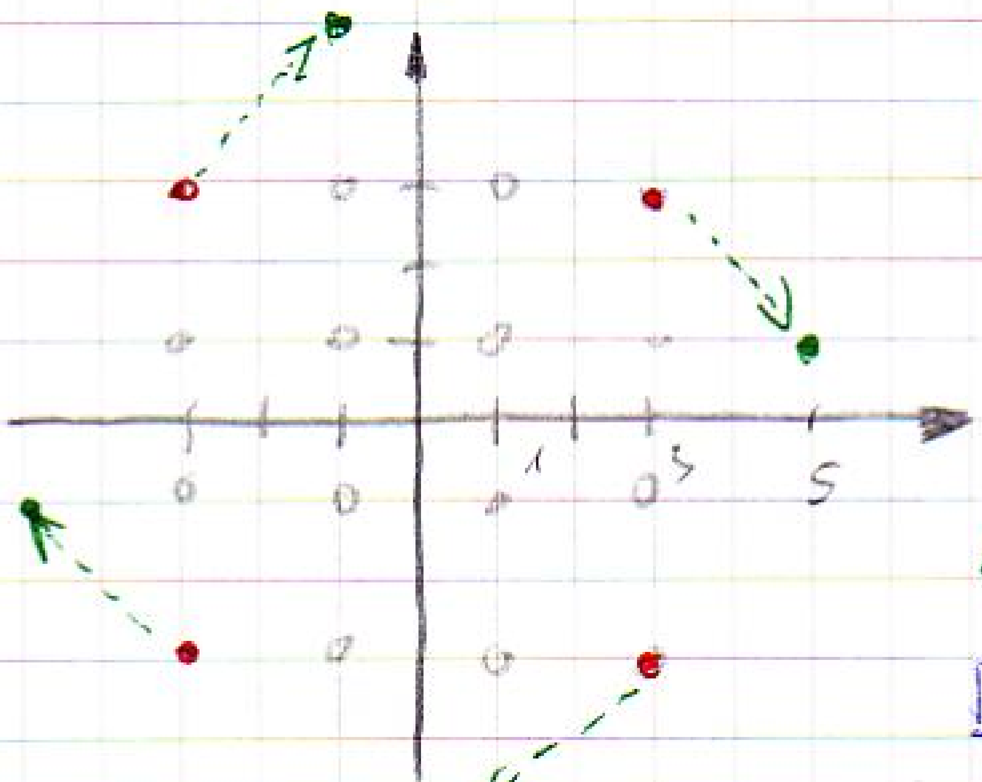
$\Rightarrow$ legkülső értéket kell vizsgálni 16-4 értékét

$\Rightarrow$ 64 QAM esetén ugyanígy 64 - 16 - 4

példa(2)

(Teljesítmény takarékos QAM)

Lehet-e egy 16 QAM jeleinek teljesítményigényét csökkenteni anélkül hogy a jelpontok távolságát csökkentenénk?



legnagyobb energiájú jelek 18 egységnyi ampl. négyzet (3^2+3^2)

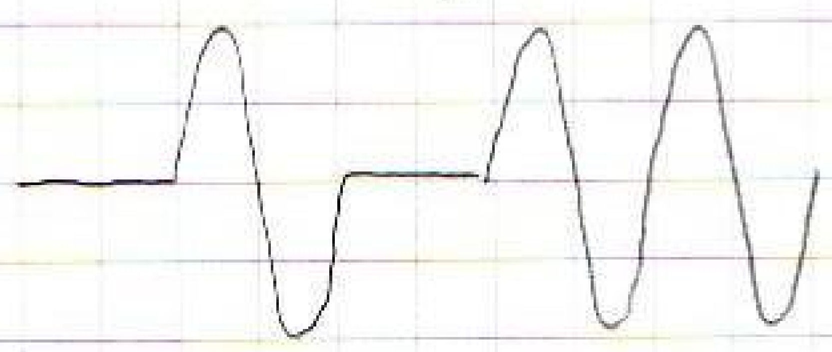
Ampl. négyzet $1^2+5^2=26$ (nem jobb)

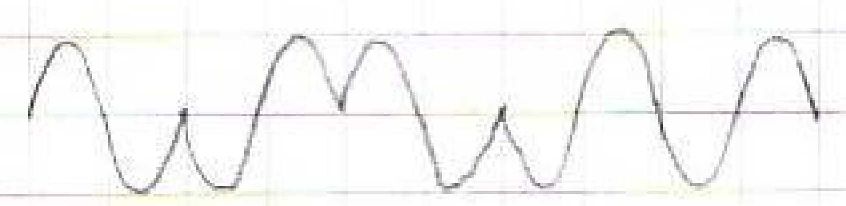
De 64 QAM esetén alapból $7^2+7^2=98$
tengelyek mellett $1^2+9^2=82$ (itt jobb)

HF $L \to \infty$!

HF^{+} maspontok keresése!

példa (3) OOK vs. BPSK





d_k 0 2 0 2 2 $\quad$ d_k −1 1 −1 1 1

bin (1 0 1 0 0) $\quad$ bin (1 0 1 0 0)

⇒ optikai hullámvezetés

szorzó elem nem kell!!!

(kapuzott átvitel)

demoduláló szorzás a vivővel

teljesítmények (0-k számossága = 1-ek számossága)

$$P = \begin{cases} 0 & \text{ha nem jön jel} \\ \dfrac{4U^2}{2} & \text{, ha jön jel} \end{cases} \qquad P = \frac{U^2}{2}$$

időnek fele

időnek másik fele

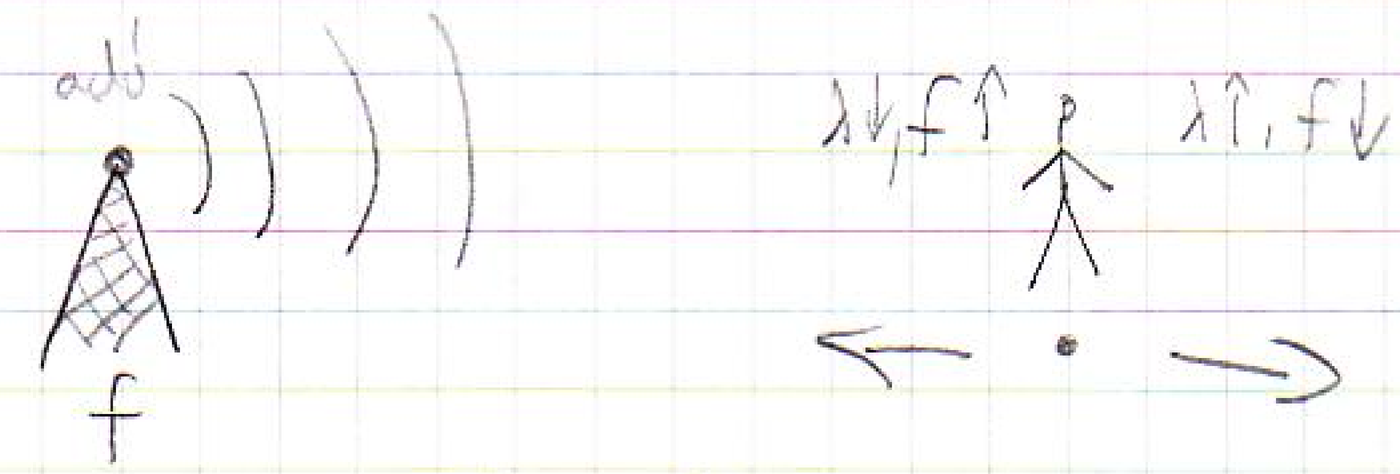
$$\left(\frac{4U^2}{2} + 0\right) \Big/ 2 = U^2 \qquad \left(\frac{U^2}{2} + \frac{U^2}{2}\right) \Big/ 2 = \frac{U^2}{2}$$

példa (4) Fázishiba Doppler esetén

GSM 900MHz-es vivő

gyalogos : $1 \frac{m}{s}$

autós : $30 \frac{m}{s} = 108 \frac{km}{h}$



$$f + \frac{v}{\lambda} = f \cdot \left(1 + \frac{v}{c}\right)$$

$$= 9 \cdot 10^8 \left(1 + \frac{1}{3 \cdot 10^8}\right) \Rightarrow \Delta f = \pm 3 Hz$$

+ közeledünk

− távolodunk

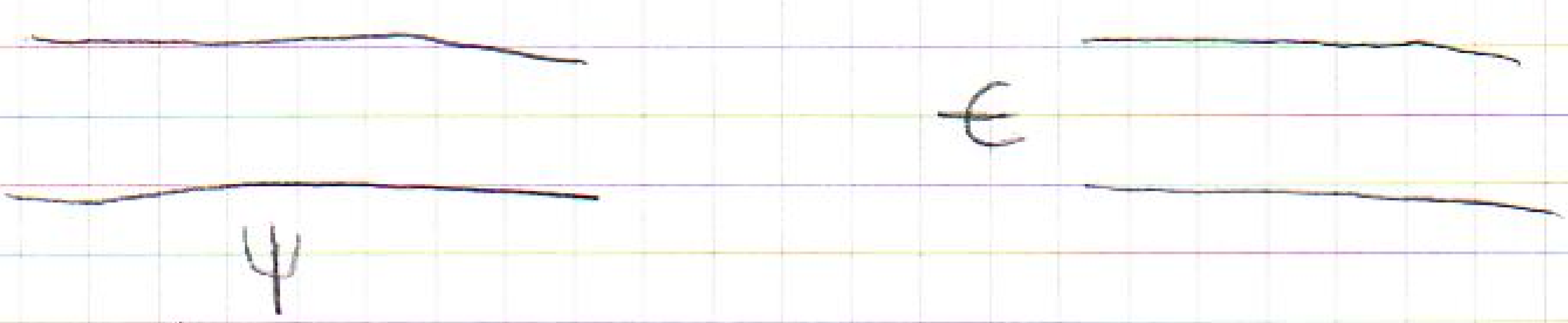
$= 900MHz + 3Hz$ közeledés

$900MHz - 3Hz$ távolodás

autós

$\Delta f = \pm 90Hz$

megoldható időben nem hirtelen változik



kis frek csúszás

nagy frek csúszás

⇒

⇒