

I. előadás

Varga Pál

Van megajánlott ötös !
Van előzetes is

Géher Károly: Híradástechnika

Beevezető, Kvantálás és Mintavétel

Célkitűzés

üzenet továbbítása

mintavételzés $\rightarrow$ időjelosztás
kvantálás $\rightarrow$ értékekhez közelítünk

digitalizált jeleknek jobb a zajtűrése

Előszűrés
- melyik frekvencián
alsószűrés egyáltalán
átmenni

$\rightarrow$ Mintavétel és Tartó $\rightarrow$ Kvantáló $\rightarrow$ Kódolás $\rightarrow$

$\rightarrow$ Impulzsgenerátor $\rightarrow$ Visszaállító szűrő

$\rightarrow$ ennek a végén kisebb hibákkal, de csak a kvantálásból jön hiba

Kvantálásból eredő zaj

1) Analóg jelből vett minták

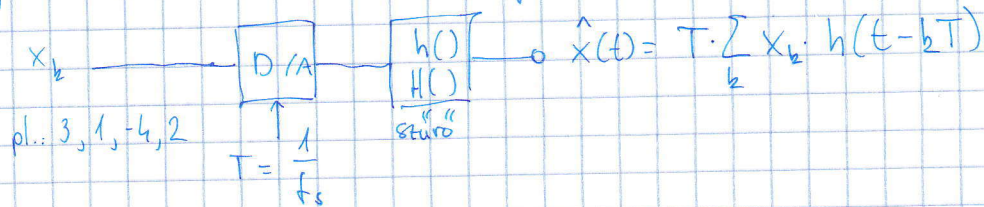
[Felek II]

$x(t)$
 $x(f)$ $\rightarrow$ A/D $\rightarrow$ $x_k = x(t - kT)$

Mintavételi tétel: $X_m(f) = \sum_k X(f - k \cdot f_s)$

$T = \frac{1}{f_s}$ - sampling frequency

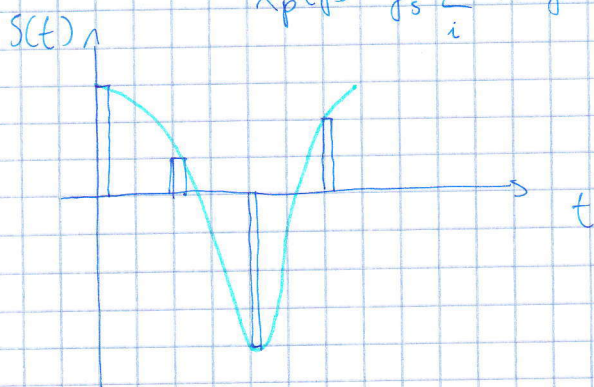
2, Digitális mintavétel sorozatából előállított jel:



Hogyan néz ki $\hat{x}(t)$ a frekvenciatorományban?

$$\hat{X}(f) = T \underbrace{X_p(f)}_{\text{mintasorozat teljesítmény-sűrűség spektruma}} \underbrace{H(f)}_{\text{szűrő}} = T \cdot \sum_k e^{-j2\pi k f T} \cdot H(f)$$

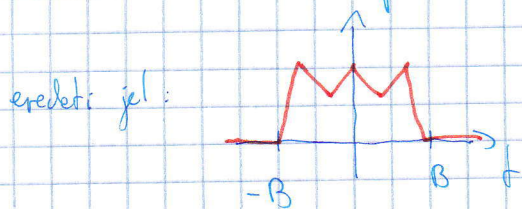
$$X_p(f) = f_s \sum_i X(f - i \cdot f_s) = \sum_k e^{-j2\pi k f T}$$



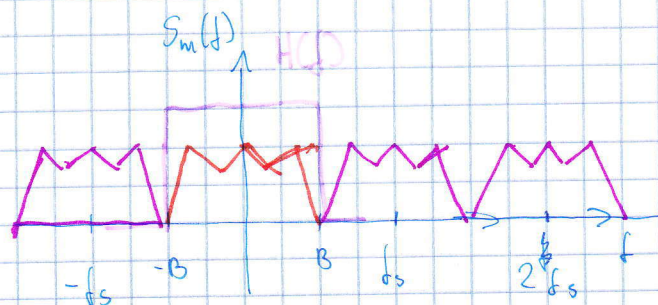
Ebben a szűrő elengedhetetlen.

Ha van információnk, hogy milyen frekvenciák lehet a jel, így könnyű szűrőt választani.

Szűrés előtt a mintavétel spektruma:



szűrés előtt:



$$\hat{X}_f \quad \hat{X}(f) = H(f) \cdot \sum_i X(f - i f)$$

Mi garantálja a visszaállítóképességet?

3, Milyen feltételek mellett állítható vissza mintából a jel?

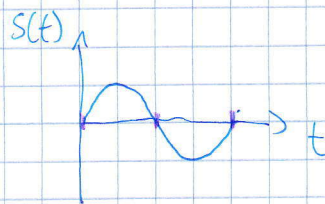
- Az eredeti jel B sávra korlátozott. $\Rightarrow \hat{X}(f) = 0$ ha $f \notin B$
- Ha f_s olyan, hogy $\forall i \neq 0$ -ra $X(f - i f_s) = 0$ ha $f \in B$
azaz átlapolódás mentes a spektrum
- Ha a $H(f)$ szűrő megfelelő

Alapsári B sárhatáru jel esetén esetén : $f_s \geq 2B$ elegendő
(Nyquist) az eredeti jel visszaállítására

$$\hat{x}(\cdot) = x(\cdot)$$

Persze ez inkább határeset.

pl.



Kvantálás

A + CA
Egyszeres
lépcsőszerű
kvantálás



I Δ kvantálási lépő

kvantálási hiba maximuma : $\frac{\Delta}{2}$

A - C

$$\Delta = \frac{2C}{N}$$

$$n\text{-bites kvantáló } 2^n = N \Rightarrow \Delta = \frac{2C}{2^n}$$

$$\max(\varepsilon_k) = \frac{\Delta}{2}$$

ε_k - kvantálási zaj

Ha a zaj egyenletes eloszlású

$$M(\varepsilon_k) = 0$$

várható értéke

$$M(\varepsilon_k^2) = \frac{\Delta^2}{12}$$

második momentum
zaj teljesítménye

$$M(\varepsilon_k^2) = P_\varepsilon = \frac{1}{\Delta} \cdot \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} x^2 dx = \frac{\Delta^2}{12}$$

$$\text{A zaj spektrális sűrűségfr-e } S(f) = \frac{1}{f_s} \cdot \frac{\Delta^2}{12} \cdot |H(f)|^2$$

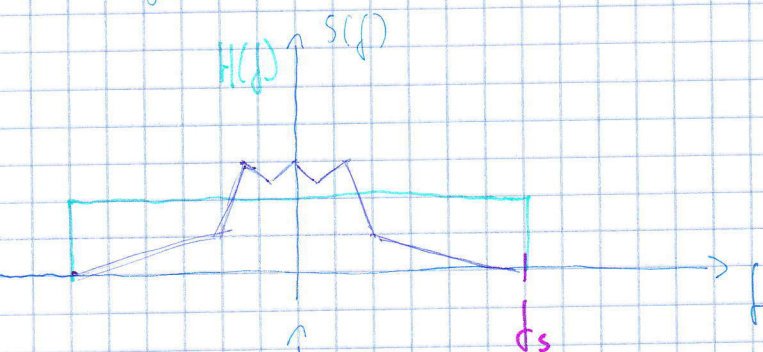
Háig biten kell átírni az adatot, hogy az SNR jó legyen?

Kvantálás Mintavételezéshez vissza

Alumintavételezés, Túlmintavételezés

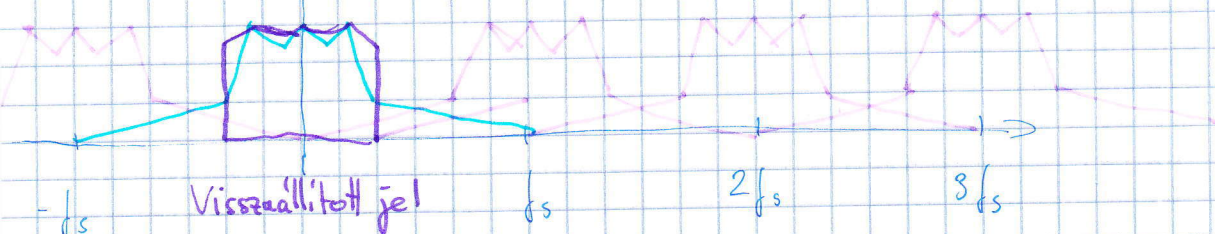
- ↳ Sokkal pontosabb lesz a jelünk - zajt szűrni sokkal könnyebb
- ↳ a Nyquist kritériumot nem teljesítjük, a jel nem feltétlen visszaadható

Szivárgás, aliasing



Ha a bemenő szűrő $H(f)$

Akkor a mintavett jelünk átlagpótlódik



Legyen bármilyen jó a visszaállító szűrő, az már nem tud segíteni, $\Rightarrow$ Szivárgás

Ha a kimenő szűrő rossz, akkor aliasing.

Kvantáláshoz vissza

A kvantált érték: $\hat{x}_k = x_k + e_k$

$\frac{\text{Jel}}{\text{Zaj}}$ viszony (SNR)

Írkez mérjük ezt a viszonyt?

Akkor a maximális jelértékhez, ami átmegy a rendszeren.

A amplitúdójú

* c csúscsillapító

n bites kvantálással

B sávszélesség

f_s mintavételezés

$$SNR = \frac{\frac{A^2}{c^2}}{\frac{2B}{f_s} \cdot \frac{\Delta^2}{12}}$$

Fel: $S = P_x = \frac{A^2}{c^2} B$

1Ω-os ellenálláson eső teljesítmény

Zaj: $P_z = \frac{1}{f_s} \cdot \frac{\Delta^2}{12} \int_{-B}^B df$

$$P_z = \frac{2B}{f_s} \cdot \frac{\Delta^2}{12}$$

$$\Delta = \frac{2A}{N} = \frac{2A}{2^n}$$

$$SNR = \frac{3}{c^2} \cdot \frac{f_s}{2B} \cdot 2^{2n}$$

szinuszos jelre

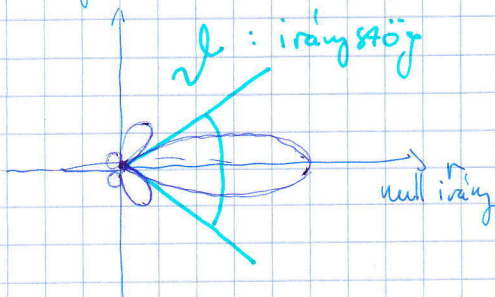
$$SNR^{dB} = 1,74 + n \cdot 6,02 \text{ dB}$$

Rádióösszeköttetések

Távolföldön vizsgáljuk a dolgot $\Leftrightarrow$ síkhullámmal dolgozunk

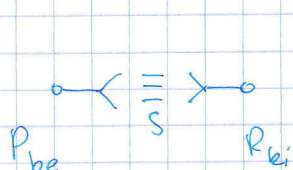
Antenna [EMT]

- reciproka antenna - adó és vevő is egyetenne
- hullámsapda / térbeli szűrő
- iránykarakterisztika



3dB iránykarakterisztika

↳ itt feleakkora a kisugárzott hullám



$$a_{sz}^{dB} = 10 \lg \frac{P_{be}}{P_{ki}}$$

szelvénycsillapítás

$P_{be} \rightarrow$ adóantennába áramló teljesítmény
 $P_{ki} \rightarrow$ vevőantennából kivett teljesítmény

Függőterjedési módok

Közvetlen / egyenes terjedés

$$A \rightarrow V$$

Refrakció - légtérí törésmutatók miatt elhajlik

Diffrakció - hegyek stb. mögött a jelet Huygens-féle

Troposzférás - troposzférában lévő porcsémeken

Ionoszférás - ionoszférán (40-140 km magasan) pattan vissza

Reflexió - talajon pattan vissza

Egyenes terjedés

Teljesítménysűrűség

$$S_0 = \frac{P_{in}}{4\pi r^2}$$

Antenna nyereség: $G = \frac{\# \text{Főirányban } r \text{ táv } P}{\# \text{Azonos } P_{in} \text{ izotróp ant.}}$

Antenna nyereség

$$G = \frac{\# \text{Főirányban } r \text{ távban lévő teljesítmény sűrűség}}{\# \text{Azonos bemenő teljesítmény, ISOTRÓP antennával } r \text{ távra keltett teljesítmény sűrűség}}$$

$$G = \frac{S_{max}}{S_0} = \frac{S_{max}}{\frac{P_{in}}{4\pi r^2}}$$

Vevőantenna hatásos felülete

$$A_R = \frac{P_R}{S}$$

$$\frac{G}{A_R} = \frac{4\pi}{\lambda^2}$$

$$A_R = G_R \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi}$$



$$P_R = S \cdot \frac{G \lambda^2}{4\pi} = S \cdot \frac{G \lambda^2}{4\pi}$$

Egyenes terjedés esetén:

$$a_{sz}^{dB} = 10 \lg \frac{P_{in}}{P_R} = 20 \lg \frac{4\pi r}{\lambda} - G_T^{dB} - G_R^{dB}$$

G_T - adóantenna jóssága

a - szabadcsillapítás

$$\frac{P_{in}}{P_R} = \frac{\frac{S_{max} \cdot 4\pi R^2}{G_T}}{\frac{S_{max} G_R \cdot \lambda^2}{4\pi}} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \cdot \frac{1}{G_T G_R}$$

$\frac{1}{\lambda}$ - minél kisebb a frekvencia, annál nagyobb a csillapítás.

$\frac{1}{G_T G_R}$ - minél jobb az antennáink, annál jobb kisebb a csillapítás

Kétutas terjedés



A probléma a két út különböző úthossza miatt lép fel.

Talaj vagy vízfelület: reflexió miatt lehet

Interferencia:)

$$\Gamma = \frac{\# \text{Reflektált térenő}}{\# \text{Beeső térenő}} = \dots = -1 \Rightarrow \text{teljes fázisfordítás, de nem gyengül}$$

$$R_2 - R_1 = \Delta$$

Késleltetés: $\frac{\Delta}{c}$ c - fénysebesség vákuumban

$$E_R = E_0 + \underbrace{\Gamma \cdot E_0 \cdot e^{-j2\pi f \frac{\Delta}{c}}}_{\substack{\text{Visszaverődés és} \\ \text{és fázisfordítás} \\ \text{és fázistolás} (e^{-j2\pi f \frac{\Delta}{c}}) \text{ a megegyező út miatt}}}$$

$$E_R = E_0 \cdot (1 + \Gamma e^{-j2\pi f \frac{\Delta}{c}})$$

$$\sin x = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j} \quad \cos x = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2}$$

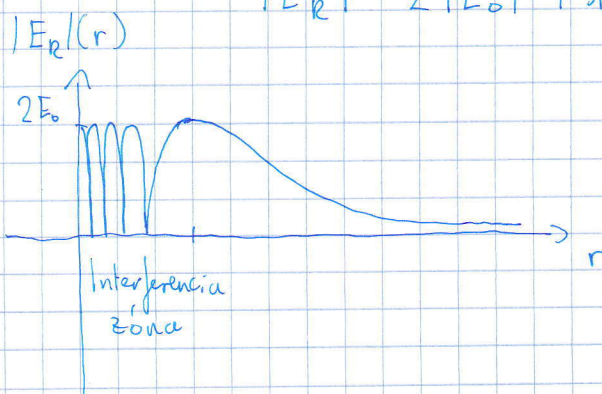
$\Gamma = -1$ et feltételre

$$|E_R| = |E_0| \cdot |e^{-j\pi \frac{\Delta}{\lambda}}| \cdot |e^{j\pi \frac{\Delta}{\lambda}} - e^{-j\pi \frac{\Delta}{\lambda}}|$$

$$|E_R| = |E_0| \quad |E_R| = 2 \cdot |E_0| \cdot \left| \sin \frac{\pi \Delta}{\lambda} \right|$$

$$\Delta = \dots = \frac{2 h_T h_R}{r}$$

$$|E_R| = 2 |E_0| \cdot \left| \sin \pi \frac{2 h_T h_R}{r \lambda} \right|$$



$$\frac{a_{\text{kétutas}}}{a_{\text{egyutas}}} = \frac{|E_0|^2}{|E_R|^2} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2$$

$$d_{\text{inf}} = \frac{4 h_T h_R}{\lambda}$$

$$a_{\text{bétűtás}} = a_{\text{egyűtűtás}} \left| \frac{E_0}{E_R} \right|^2 = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \cdot \frac{1}{G_T G_R} \cdot \left(\frac{r \lambda}{4\pi h_R h_T} \right)^2 = \frac{1}{G_T G_R} \left(\frac{r^2}{h_T h_R} \right)^2$$

Nagy távolságokban

$$\sin \pi \frac{2h_R h_T}{r \lambda} \approx \pi \frac{2h_R h_T}{r \lambda}$$

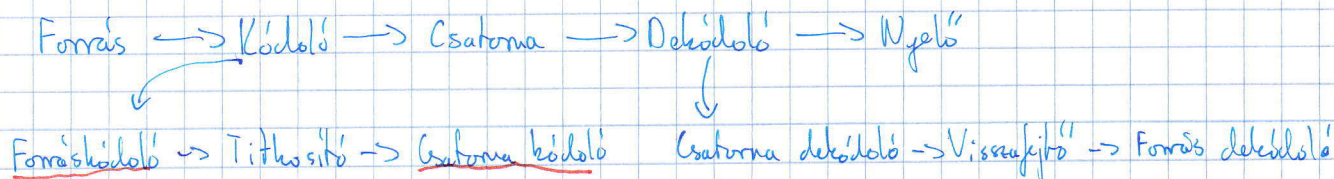
↳ Mivel egy nagyon kicsi számunk $\sin x = x$

Ez egy frekvencia függvény :)

III. előadás

Kódolás

Németh Gábor



Ma a kódoló lesz a téma.

Forráskódoló

ld $\log \rightarrow 2$ -es alapú lex

M db karakter, amit átvisszünk
 $\log_2 M$ biten kódoljuk

$[x_1, x_2, \dots, x_n] \in X$ forrásabécé
 $x_1, \dots, x_n$ - betűk
 X^* üzenetek összessége
 $f: X \rightarrow Y^*$
 $\Rightarrow$ kód $[y_1, \dots, y_s] \in Y$ kódabécé
 $y_1, y_2, y_3 \dots$ kódok
 $y_2, \dots, y_s$

Y^* kódok sorak összessége
 S - kódabécé számossága

$f: X \rightarrow Y^*$ $x_1 \rightarrow y_1 y_2$

Egértelműen dekódolható kódot szeretnénk látni.

Egy kódzó $u, v \in X^*$

$u = u_1 \dots u_k$
 $v = v_1 \dots v_k$

$f(u_1)f(u_2) \dots f(u_k) \neq f(v_1)f(v_2) \dots f(v_k)$

$$X = \{a, b, c, d\}$$

$$Y = \{0, 1\}$$

$$f(a) = \underline{0}$$

$$f(b) = \underline{0}1$$

$$f(c) = \underline{0}11$$

$$f(d) = \underline{0}111$$

$$\begin{array}{c|c|c|c|c|c|c|c|} a & b & a & c & a & b & & \\ \hline 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ \hline \end{array}$$

Ez egyértelműen dekódolható DE: Look ahead van előre kell nézni

Prefix

$$X = \{a, b, c\}$$

$$Y = \{0, 1\}$$

$$f(a) = 0$$

$$f(b) = 10$$

$$f(c) = 110$$

$$a \ b \ c \ c \ b \ a$$

$$\underline{0} \ | \ \underline{10} \ | \ \underline{110} \ | \ \underline{110} \ | \ \underline{10} \ | \ \underline{0}$$

Nem kell előre nézni :)

McMillen [Egyértelmű dekódolhatóság]

Kraft [prefix]

$f: X \rightarrow Y^*$ egyértelműen dekódolható
szótaghossz

Ha $l_1, l_2, \dots, l_n$

$$\sum_{i=1}^n \frac{1}{S} \overbrace{-|f(x_i)|}^{\text{szótaghossz}} \leq 1$$

$$\sum_{i=1}^n \frac{1}{S} l_i \leq 1$$

$S = Y$ számossága



$\exists$ prefix kódtagok hossza l_i

Egyértelműen dekódolható szavakra mindig vannak prefix kódok

$$Y = \{0, 1\}$$

Kódtömörség

Átlagos kódstílus hossz:

$$L = E|f(x)| = \sum_{i=1}^n p(x_i) \cdot |f(x_i)| \quad E - \text{várható érték}$$

$p(x_i)$ milyen valószínűséggel kerül elő x_i

$|f(x_i)|$ - kódoló hossza

$$x_1 - p(x_1)$$

⋮

$$x_i - p(x_i)$$

$$y = \{0, 1\}$$

$$- \lg(p(x_i)) \leq l_i \leq - \lg(p(x_i)) + 1$$

$$- l_i \leq \lg(p(x_i))$$

$$\sum_{i=1}^n 2^{-l_i} \leq \sum_{i=1}^n 2^{\lg(p(x_i))}$$

$$\sum_{i=1}^n 2^{-l_i} \leq \sum_{i=1}^n p(x_i) = 1$$

$$-p(x_i) \log(p(x_i)) \leq p(x_i) l_i \leq -p(x_i) \log(p(x_i)) + \underbrace{p(x_i)}_{\sum_i p(x_i) = 1} \downarrow$$

$$\underbrace{- \sum_{i=1}^n p(x_i) \log(p(x_i))}_{H(x)} \leq \underbrace{\sum_{i=1}^n p(x_i) l_i}_L \leq - \sum_{i=1}^n p(x_i) \log(p(x_i)) + 1$$

Forrás Entropiaja

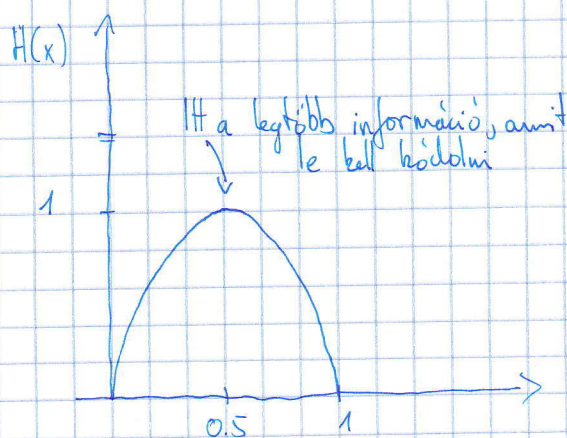
$$\underbrace{H(x)}_{\text{Általános kódoláshoz}} \leq \underbrace{L}_{\text{Prefix kódoláshoz}} \leq H(x) + 1$$

Általános kódoláshoz igaz

$$X = \{0, 1\}$$

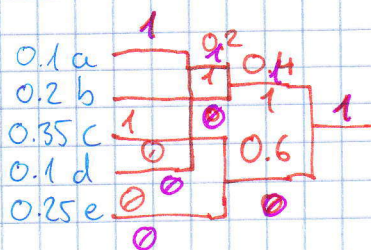
$$p(0) = p$$

$$p(1) = 1 - p$$

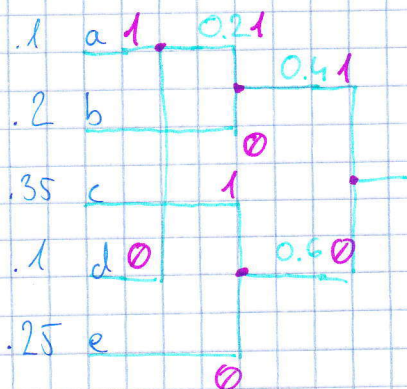


Huffman algoritmus

a - 0.1
b - 0.2
c - 0.35
d - 0.1
e - 0.25



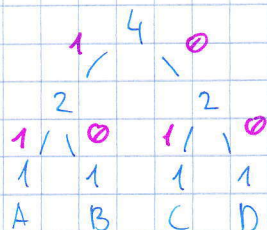
a 1 1 1 1
b 1 0
c 0 1
d 1 1 0
e 0 0



.1 a
.1 d
.2 b
.25 e
.35 c

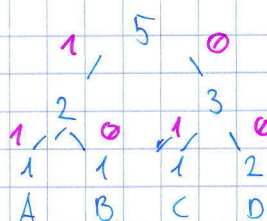
Adaptiv Huffman

$X = \{A, B, C, D\}$

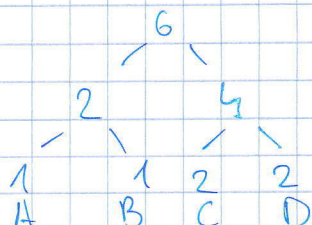


DCDA,

$D \rightarrow 00$

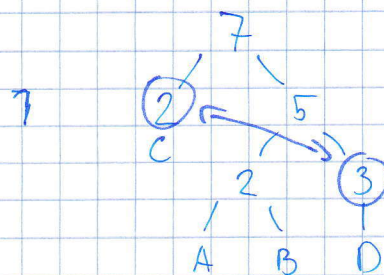
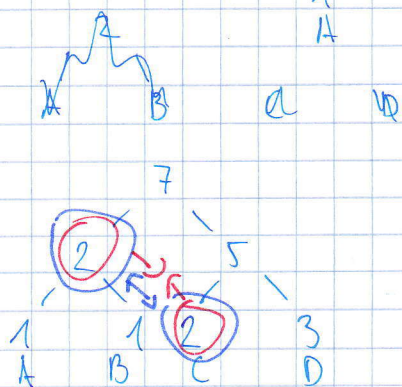


$C \rightarrow 01$

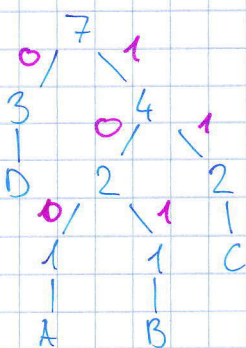


Eddig a két Huffman ugyanazt adja

$D \rightarrow 00$



Ez itt hibás! Mi a teendő? 2-es csere!



0-át 1-esre helye felmőleges.

Ez így már jó! => Miert van mégis bismillió hibás algoritmus?

Huffman-kód optimális, ha ~~karakterek~~ betűként kódoljuk

Blokk - kódolás

m méretű blokkokat kódolunk

$\boxed{abc} \boxed{bca} \boxed{aac} \dots$ Mennyi ennek az entropiája?

$\underline{x} = (x_1, \dots, x_m)$ - független azonos eloszlású val. változó

$$\underline{H(\underline{x})} = \sum_{i=1}^m H(x_i) = m H(x_i) = m \cdot H(x)$$

Betűnkénti: átlagos kódhosszt nézzünk

$$\frac{1}{m} \cdot E[|f(\underline{x})|] = \frac{1}{m} \cdot \sum_{i=1}^m p(x_i) \cdot |f(x_i)|$$

$$H(\underline{x}) \leq L \leq H(\underline{x}) + 1$$

$$H(\underline{x}) \leq E[|f(\underline{x})|] \leq H(\underline{x}) + 1$$

$$\frac{1}{m} H(\underline{x}) \leq \frac{1}{m} E[|f(\underline{x})|] \leq \frac{1}{m} H(\underline{x}) + \frac{1}{m}$$

$$H(x) \leq \frac{1}{m} E[|f(x)|] \leq H(x) + \frac{1}{m}$$

Ez túl nagy szétárat képez. :(

LZ78

ABE $\boxed{A} \boxed{B} \boxed{BC} \boxed{BCA} \boxed{B} \boxed{BCA} \boxed{A} \boxed{BCA} \boxed{A} \boxed{B}$

index	bejegyzés
1	(0, A) A
2	(0, B) B
3	(2, C) BC
4	(3, A) BCA
5	(2, A) BA
...	...

→ ezt hogy kódoljuk le?

1. bejegyzés 1 bit

2. ... 2 bit

...

Ez bizonyos bemeneti állományokra működik

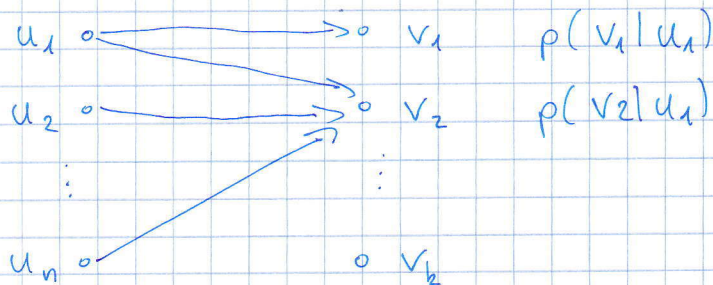
Csatorna

→ diszkrét csatorna

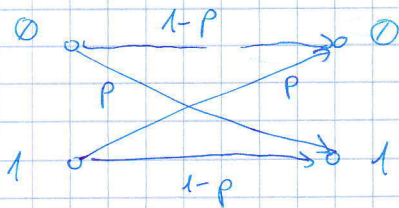
→ diszkrét memóriamentes csatorna

- adott időpillanat ad ki adott

- aktuális kimenet aktuális bemenetől függ



Bináris Szimmetrikus Csatorna (BSC)



Csatornkapacitás

$$C = \max \{ I(u, v) \} = \max \left\{ \sum_{u, v} p(u, v) \cdot \log \frac{p(u, v)}{p(u) p(v)} \right\}$$

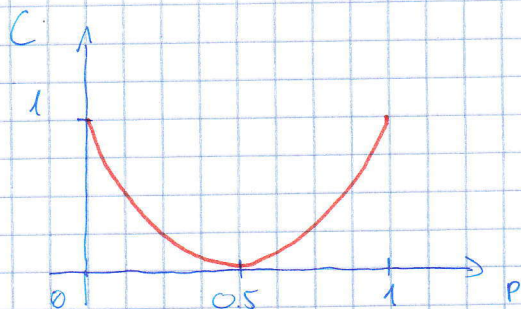
$$C = \max \left\{ \sum_{u, v} p(u) p(u|v) \log \frac{p(v|u)}{\sum_{u'} p(u') p(v|u')} \right\}$$

$$I(u, v) = I(v, u)$$

$$I(u, v) = H(u) \leq \log n = 1$$

$$I(v, u) = H(v) \leq \log n = 1$$

BSC



Ha csatorna nem hibázik, akkor mindig átveszi az adat

Kódolási sebesség

$$R = \frac{\log M}{n}$$

M fajta bemenet van

n biten kódoljuk

Ebben az esetben több bitet küldök el egységni információra

Csatorkódolási tétel

$$\left. \begin{array}{l} g < C \\ \varepsilon > 0 \end{array} \right\} \text{ átlagos hibaszázalék} < \varepsilon \Rightarrow g \leq \frac{\log M}{n}$$

Csatorkapacitás a felső korlátja a megfelelő kódolásnak

Infokommunikáció

09.24.

IV. előadás

$\underline{u}$ - üzenet [bináris vektor]

$$\underline{u} \rightarrow \underline{c} \rightarrow \underline{v} \rightarrow \underline{u}'$$

$\underline{c}$ - kódoló $\underline{c} \in C \subseteq \{0, 1\}^*$

C - kód

$\underline{v}$ - vett szó

$\underline{u}'$ - dekódolt szó

Ideális esetben $\underline{c} = \underline{v}$, de a csatorna általában általában hibázik.

Dekódolás folyamata:

v - hez legközelebbi kódzó keresése $\rightarrow \pi_i$ a legközelebbi?

Hamming - távolság

$$d(\underline{00100}, \underline{10110}) = 2$$

Kódtávolság

- Milyen könnyű hibát javítani, és helges dekódolásra jutni?

$$d_{\min} = \min_{\substack{c, c' \in C \\ c \neq c'}} \{d(c, c')\}$$

π_i a legközelebbi kódzó, ha több azonos távolságra lévő kódzó is van?

Hibajelzés

$d_{\min} - 1 \rightarrow$ elvileg, ha $d_{\min}$ hiba van, akkor pontosított kódzóra ismerünk rá.



$$d(v, c) < d_{\min}$$

Hibajavítás

$$d(v, c') > d(v, c)$$

$$d(v, c') \geq d(c, c') - d(v, c) > d(v, c)$$

$$t = \left\lfloor \frac{d_{\min}}{2} \right\rfloor$$

$$d(c, c') > 2d(v, c)$$

$$d_{\min} > 2d(v, c)$$

Alsókorlát
Alsóegészrész

→ Javítható hibák száma

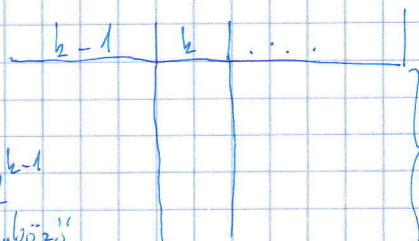
$$k \rightarrow n$$

Ha $d_{\min}$ mellett t hibát javíthatunk mekkora k -hoz mekkora n tartozik?

Singleton - korlát

$$d_{\min} \leq n - k + 1$$

n db bit



Ha van két kódzó, ami $k-1$ bitje megegyezik, mi a $d_{\min}$

$$d_{\min} \leq n - (k-1)$$

Hamming - korlát

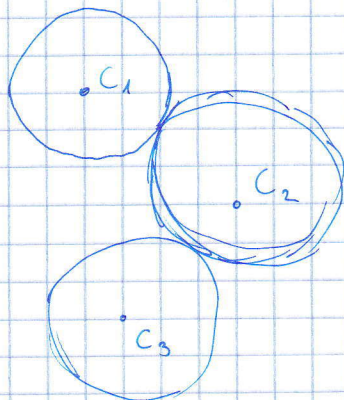
t hibát javíthatunk

$$\sum_{i=0}^t \binom{n}{i} \leq 2^{n-k}$$

$t=1$

$$n+1 \leq 2^{n-k}$$

$\Rightarrow$ Perfekt kódok



A körök (gömbök) azok a vektorok, amik C_1 -ből t db hibára vannak n hosszú szóban
(hibákban hány hiba lehet)

$$\sum_{i=0}^t \binom{n}{i} = \sum_{i=1}^t \binom{n}{i} + 1 \rightarrow \text{egy szó hibája}$$

$$\sum_{i=0}^t \binom{n}{i} \cdot 2^k \leq 2^n$$

ennyi kódosavak van $\rightarrow$ összes szó hibája

Lineáris-és Blokk-kód

C legyen lineáris kód $\rightarrow \emptyset$ kódzó

$$\rightarrow \underline{c}_1, \underline{c}_2 \in C \Rightarrow \underline{c}_1 + \underline{c}_2 \in C \quad \begin{array}{l} C \text{ a dimenziós} \\ \text{a } b \text{ dimenziós} \end{array}$$

$g_1, \dots, g_k$ bázis

$$C = u_1 g_1 + \dots + u_k g_k$$

$$\underline{c} = \underline{u} \underline{G}$$

$$\underline{G} \in \mathbb{F}_{k \times n}$$

$\underline{G}$ - generator mátrix

Szisztematikus Lineáris Blokk kód

$$(\underbrace{u_1, \dots, u_k}_{\text{üzenet}}, \underbrace{p_1, \dots, p_{n-k}}_{\text{paritás}})$$

$$\underline{G} = (\underline{I}_k, \underline{B})$$

Paritásellenőrzés mátrix

$$\underline{H} \cdot \underline{c}^T = \emptyset$$

Belátható, hogy lineáris C -khez $\exists \underline{H}$

$$\underline{G} = (\underline{I}_k, \underline{B})$$

$$\underline{H} = (\underline{A}, \underline{I}_{n-k})$$

$$\underline{A} = -\underline{B}^T = \underline{B}^T$$

bináris esetben ez egyenlő

Mi történik, ha $\underline{H} \cdot \underline{c}^T \neq \emptyset$?

Kód súlya

$\underline{c} \rightarrow$ ~~nem nulla~~ nem nulla elemek száma $W(\underline{c})$

$$W_{\min} = \min_{\substack{\underline{c} \in C \\ \underline{c} \neq \emptyset}} W(\underline{c})$$

C lineáris

$$d_{\min} = W_{\min}$$

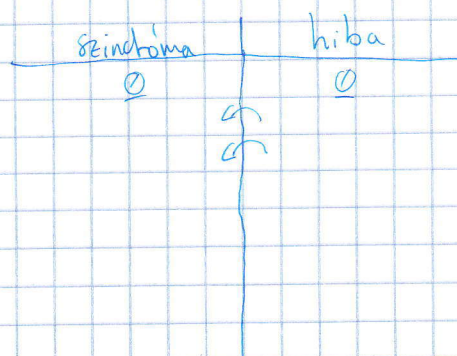
$$d_{\min} = \min_{c, c' \in C} d(c, c') = \min_{c, c' \in C} W(c - c') = \min_{c'' \in C} W(c'')$$

linearitás miatt

$$v = c + e$$

$$H \cdot v^T = H \cdot (c^T + e^T) = \underbrace{H \cdot c^T}_0 + H \cdot e^T = H e^T$$

$$s = e H^T \text{ szindróma}$$



Egy hibasorban több hiba is lehet

A vett szóba kijön a szindróma, ebben megkeresem a hibakódot és kivonom, osztadom v -vel

Legelső szó a legkisebb súlyú adat sorban.

Példa:

$$G = \left[\begin{array}{cc|ccc} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{array} \right] \quad H = \left[\begin{array}{cc|ccc} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right]$$

Szindróma (3 bit) | e (5 bit)

000	00000
111	10000
101	01000
...	...
010	00010, 11000
	11000

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = H^T$$

Binárís Hamming kód

$t = 1$ javít

minél több üzenet k nagy

$$n - k = r \text{ fix}$$

$$\underline{H} = [\underline{a}_1, \dots, \underline{a}_n] \quad r \text{ bites vektorok}$$

e	síndör
10...0	a_1
01...0	a_2
$\vdots$	$\vdots$
0...1	a_n

$\left. \begin{array}{l} 2^r - 1 \text{ db különbözö } a_i \text{ vektorunk van} \\ \hookrightarrow \underline{0} \text{-t kihagyjuk} \end{array} \right\}$

$$\underline{H} \cdot \underline{c}^T = \underline{0} \quad \text{ez definiálja a kódtereket, amiket megkapjuk}$$

$$n = 2^r - 1$$

$$n = 2^{n-k} - 1 \rightarrow \text{Ez a Hamming kódot egyenlőséggel} \rightarrow \text{Perfekt kód}$$

Példa

$$H = \left[\begin{array}{cccc|cccc} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right]$$

$\left(\begin{array}{c} 7 \\ \hline n \end{array}, \begin{array}{c} 4 \\ \hline k \end{array} \right)$ parameterrű Hamming kód [Teletext: (15, 11) néhány paritásbit extrára]

V. elodius

Lineáris műveletek bináris elemhalmozson

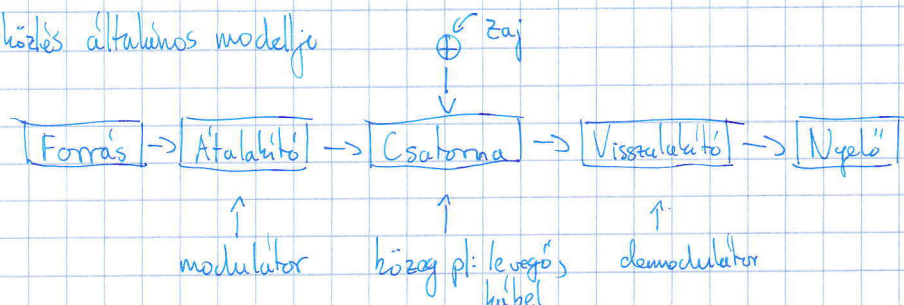
 $\text{mod } 2$

$+$ $\rightarrow$ XOR

$\Rightarrow$ AND

Analog moduláció elvárások

hírközlés általános modellje



Stimmlos wie die a haarsalt

Stimulus vivője a harsanót
→ vivőfelbontásra ültetjük a jelt

- Amplitűds moduláció AM
- Szögmoduláció FM, PM

A'italános szimmetos virojeb viroju jel

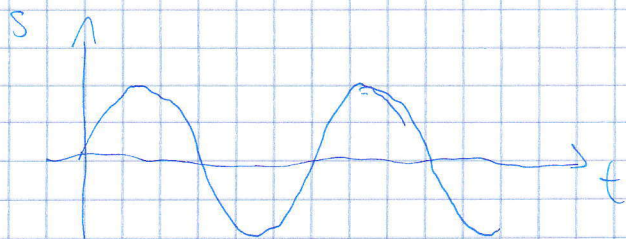
$$s_m(t) = a(t) \cos[\theta(t)] \quad \text{moduliert je}$$

$\nearrow$ AM $\nearrow$ Störmoduliert
 FM PM
 Frequenz physis (phase)

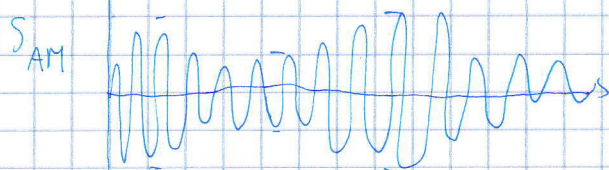
Lehet az FM- és PM-vel feljósni.

FM nagyobb amplitúdó nagyobb f

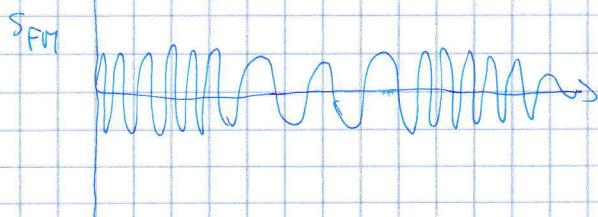
↳ vagg mäs färissal jön



A



→ frekvenciája állandó



→ amplitúdója állandó

FM: $\frac{d\theta}{dt} \sim S_m(t)$ $\dot{\theta} \sim S_{\text{moduláló}} \rightarrow$ PM: $\theta \sim S_{\text{moduláló}}$

Amplitúdó moduláció (AM)

$$S_{AM}(t) = a(t) \cdot \cos(\theta(t)) = a(t) \cdot \cos(\omega_v t + \varphi)$$

ω_v : vívő körfrekvencia $\omega_v = 2 \cdot \pi \cdot f_v$

f_v : vívő frekvencia

Ha a vívő $S_v(t) = U_v \cdot \cos(\omega_v t + \varphi)$

A moduláló $S_m(t)$
moduláló jel

$$S_{AM} = U_v \cdot (1 + m S_m(t)) \cos(\omega_v t + \varphi)$$

1 azért kell, hogy az amplitúdó min 0 legyen, különben újra amplitúdója lesz

m : modulációs mélység $\rightarrow$ mennyire zavarja a moduláló jel a vívő jel amplitúdóját

m nagyságához nagy teljesítménnyel kell a modulálót kiszárazni

Példa:

Ha a moduláló jel is szinuszos:

$$S_m(t) = U_m \cos(\omega_m t)$$

$$a(t) = U_v + U_m \cos(\omega_m t)$$

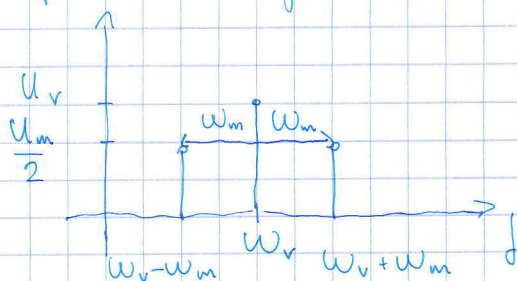
$$m = \frac{U_m}{U_v}$$

$$S_{AM}(t) = a(t) \cos(\omega_v t) = [U_v + U_m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_v t) =$$

$$S_{AM}(t) = U_v \cos(\omega_v t) + \frac{U_m}{2} \cos((\omega_v - \omega_m)t) + \frac{U_m}{2} \cos((\omega_v + \omega_m)t)$$

Ez frekvencia tartományban:

[Felek II :)]



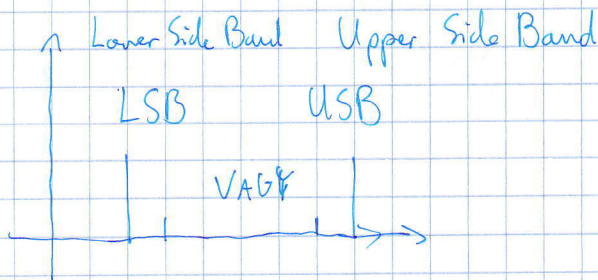
AM-DSB (AM Double Side Band)

U_v nagysága a probléma: Ha adó és Ha fogás és nyelő tudja ω_v -t akkor nincs rá szükség U_m vinni az információt

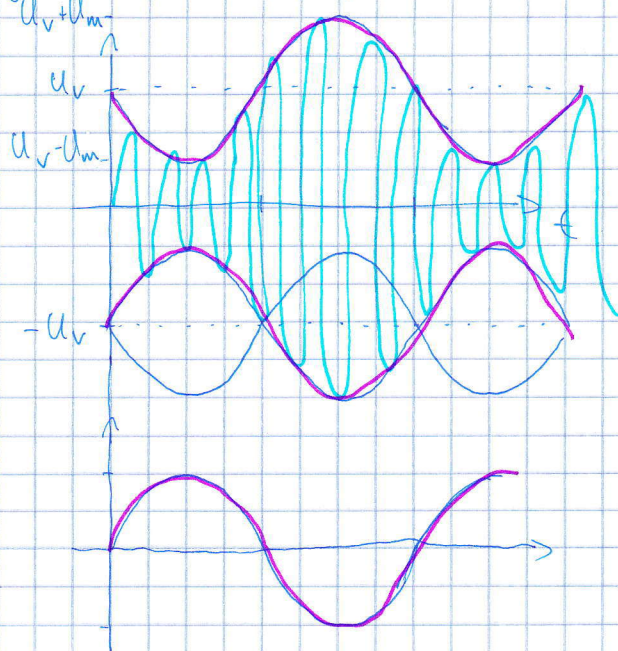
AM-SC (AM Suppressed Carrier)



Egy kicsi zivójelet át kell vinni a fázis ismeretéért. (Iszl később)



Mélységbe a modulációs mélységbe



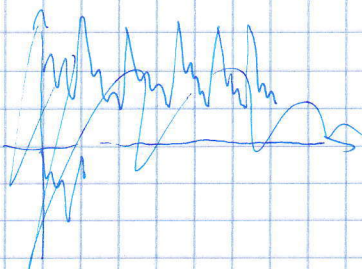
m : mennyire zavarja leginkább a vót a moduláló jel

$$m = \frac{U_m}{U_v}$$

$$m = \max \frac{U_{AM}}{U_v}$$

$$m = \max \left(\frac{X_{AM}}{U_v} \right)$$

ez általánosabb, mert nem feltétlen van ~~ez~~ fixen számított moduláló jelnek

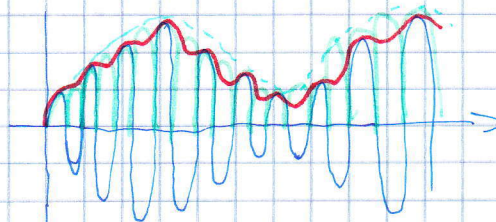
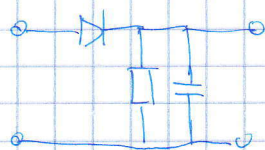


c : moduláló jel csúscsúszója

$$\frac{P_{hasznos}}{P_{összes}} = \frac{m^2}{c^2 + m^2}$$

AM-Demoduláció

a, Barkó
Demodulátor



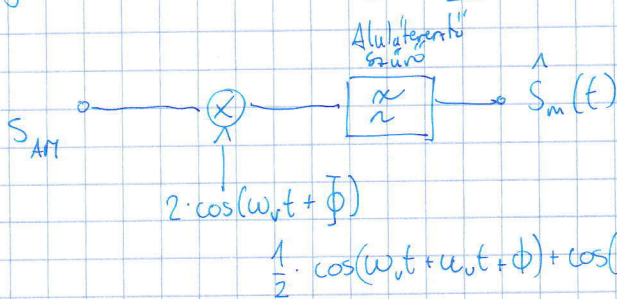
Kétutas egyenirányítással még sűrűbb lesz a kondenzátor feltöltésszáma

- CSAK AM-DSB → Demodulál!

b) Szűrés Demodulátor

LPF Low Pass Filter

Kohérens vörös szűrő demodulátor



$$\frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_r t + \omega_r t + \phi) + \cos(\omega_r t - \omega_r t + \phi)$$

$$[U_v + s_m(t)] 2 \cdot \cos(\omega_r t) \cdot \cos(\omega_r t + \phi) = [U_v + s_m(t)] \cos(\phi) + [U_v + s_m(t)] \cos(2\omega_r t + \phi)$$

LPF ezt kiveszi a bázisból $2\omega_r$ már túl nagy

Ha $\phi = 0$ $\cos \phi = 1$

$s_m(t)$ megvan

$[U_v + s_m(t)]$ -nk lesz U_v nem zavar offsetként jelenik meg

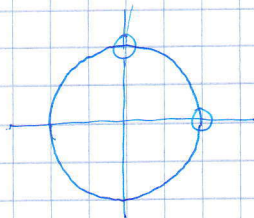
A vörös a ϕ -hez kell. At kell kioldani a vöröst, hogy ϕ étehető legyen

Ha van $\frac{\pi}{2}$ fáziseltolódás két jelem, azonos frekvencián két azonos AM jel tudunk átadni



QAM

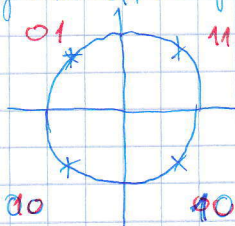
$$\begin{aligned} S_{AM}^I &: \phi = 0 \\ S_{AM}^Q &: \phi = \frac{\pi}{2} \end{aligned}$$



Analóg QAM

Kvadratura amplitúdó moduláció (quadrature amplitude modulation)

Digitális QAM példa



+	+	45°	11
-	+	135°	01
+	-	-135°	10
-	-	-45°	00

Két bitet viszik át azo egy idő pillanatban $\rightarrow$ sebesség duplázás

Szögmodulációk

$$S_{\theta}(t) = U_v \cos(\omega_v t + m(t) + \varphi) \quad m(t) \text{ modulációs tartalom}$$

$$\text{ha } m(t) = k \cdot s_m(t) \quad \text{fázis moduláció (PM)}$$

$$\text{ha } \dot{m}(t) = k \cdot s_m(t) \quad \text{frekvencia moduláció (FM)}$$

Fázis moduláció PM

$$S_{PM}(t) = U_v \cdot \cos(\omega_v t + k_{PM} U_m \cdot \cos(\omega_m t))$$

$$k_{PM} \cdot U_m = m_p = \Phi_0 \quad \text{maximális fázislököt}$$

modulációs mélység fázismodulációra

Φ_0 a sávszélességbe fog belemenni

VI. előadás

FM

$$S_{FM}(t) = U_v \cdot \cos(\omega_v t + \frac{k_{FM} 2\pi U_m}{\omega_m} \sin(\omega_m t)) \quad \Leftrightarrow$$

Ha S_m szinuszos

$$S_m(t) = U_m \cdot \cos(\omega_m t)$$

k_{FM} - FM tényező

$$\Leftrightarrow U_v \cdot \cos\left(2\pi f_v t + \underbrace{\frac{k_{FM} U_m}{f_m}}_{\Phi_0} \cdot \sin(2\pi f_m t)\right)$$

$$\Phi_0 = \frac{\Delta\phi}{f_m}$$

fázistolét

$$f_0 = k_{FM} \cdot U_m$$

frekvenciatolét

Pillanatnyi frekvencia: $f_p = k_{FM} \cdot S_m(t) + f_v = f_v + f_0 \cos(2\pi f_m t)$

Vivő aktuális zavarásának értéke γ mármint

Pr. Sávzélesség kérdése

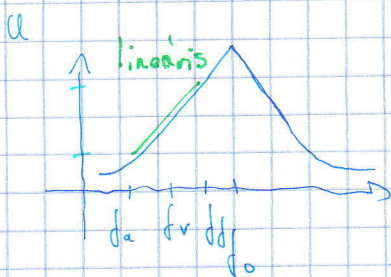
- Sávzélesség matematikailag végtelen

- DE! f_v körül $\pm f_0$ -re lehetnek a domináns frekvenciák

$$B_{FM} \approx 2(f_0 + B_{moduláció})$$

Demodulációs módszerek

1. Félrehangolt rezgőkör



ez olyan, mint egy AM jel

f_f nagyobb amplitúdóval jelennek meg
 f_a helyett kisebb amplitúdó

~ FM $\rightarrow$ AM átalakítás AM meg bűrlődetektorral

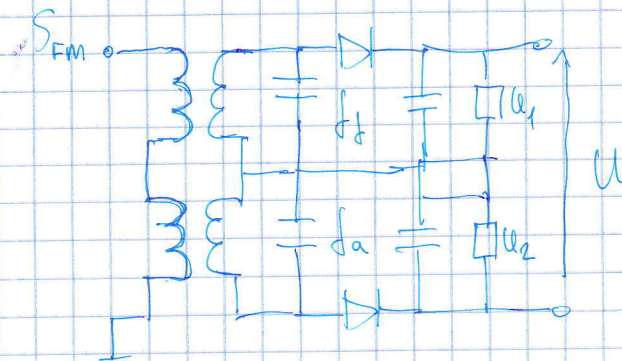
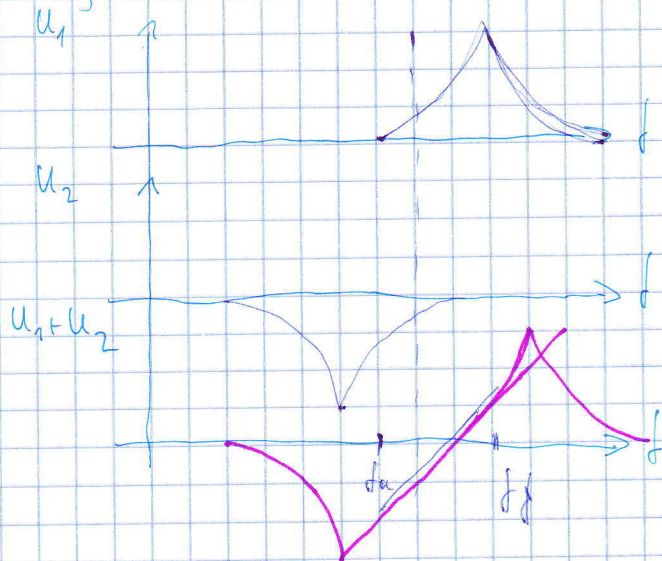
+ egyszerű

- zavarérzékenység

$\hookrightarrow$ demoduláció érzékeny az amplitúdó zajra (erre volt jó az FM :)

$\hookrightarrow$ nem is lineáris amplitúdó

2. Ellenütemű diszkriminátor



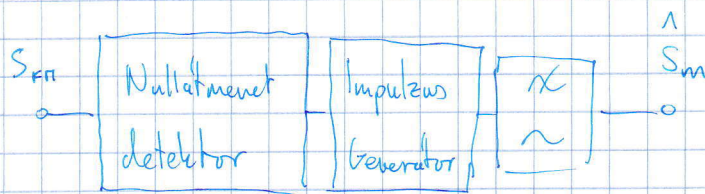
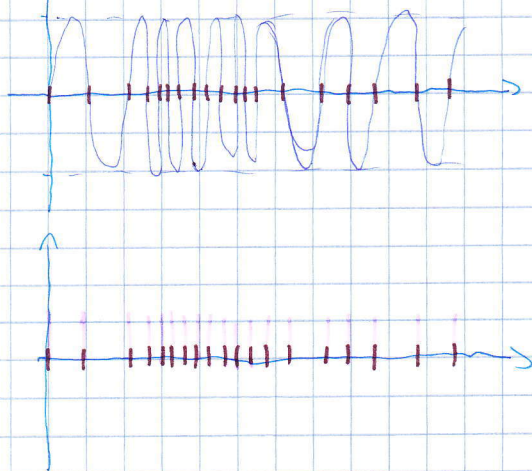
+ nagyobb f határok

- zavarérzékenység amplitúdó zajra

3, Aránydetektor

Hasonló a diszkriminátorhoz, csak fordított az egyik bemenő detektor polaritása.
+ kicsi zajtűrés

4, Számlátípusú detektor

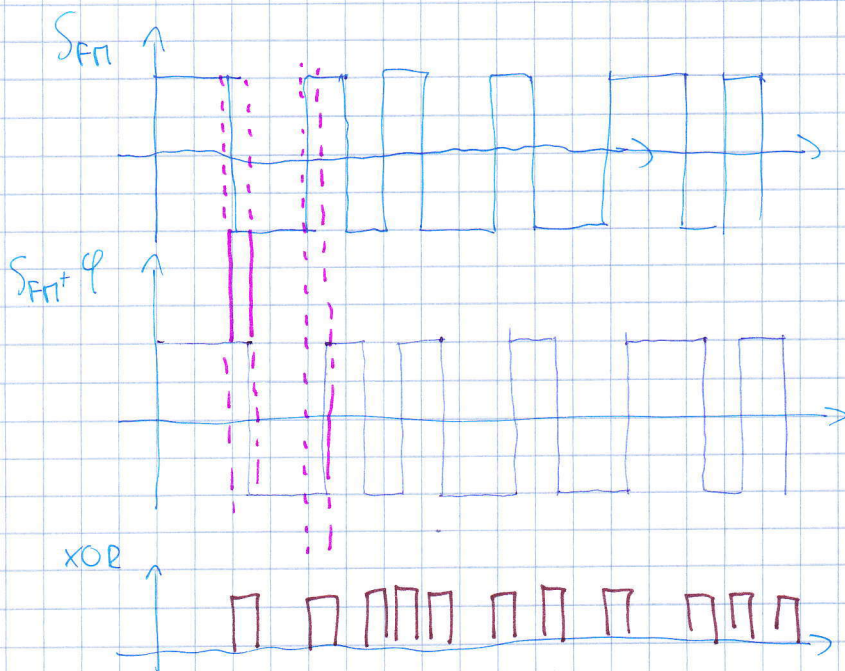


LPF összeradja a pulzusokat, ahol azok sűrűnek

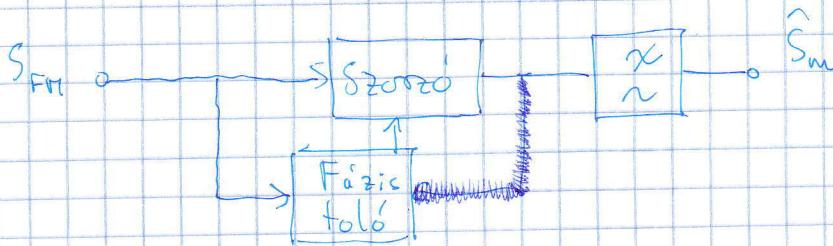
+ tűri a zavart

+ integrált áramkörbe jó

XOR műveletben csak itt lesz 1



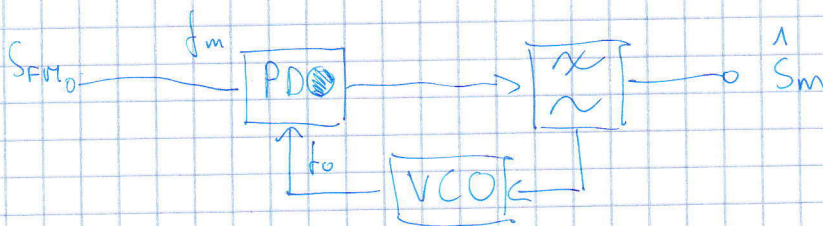
5. Fázistoló szorzó



$\varphi(\omega)$ - frekvenciától függő fázistolás

- + zavartűrő
- + jól integrálható
- + kicsit bonyolult az áramköri megvalósítás

6. Fáziszárló alapú (PLL)



PD - fáziszeg detektor

VCO - voltage controlled oscillator

S_{FM} bejön

ha $f_m = f_0$ nem kell erősíteni

ha $f_m \uparrow$

PD jele nagyobb
kisebb

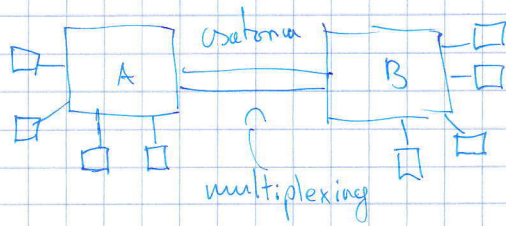
pozitív
negatív fázis különbségre

++ :)

Többcsatornás csatlakozás hozzáférés

TDM
Time Division Multiplexing

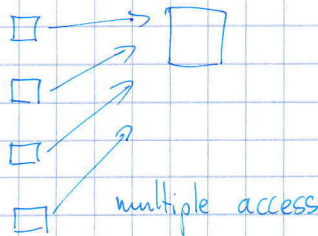
→ ←



H A és B kommunikál és a források üzenete össze van rakva

TDMA
Time Division Multiple Access

Források



Hozzáféréskor van a ~~has~~ felosztás

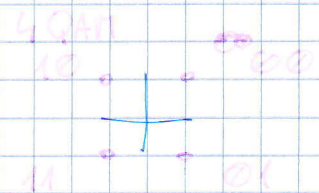
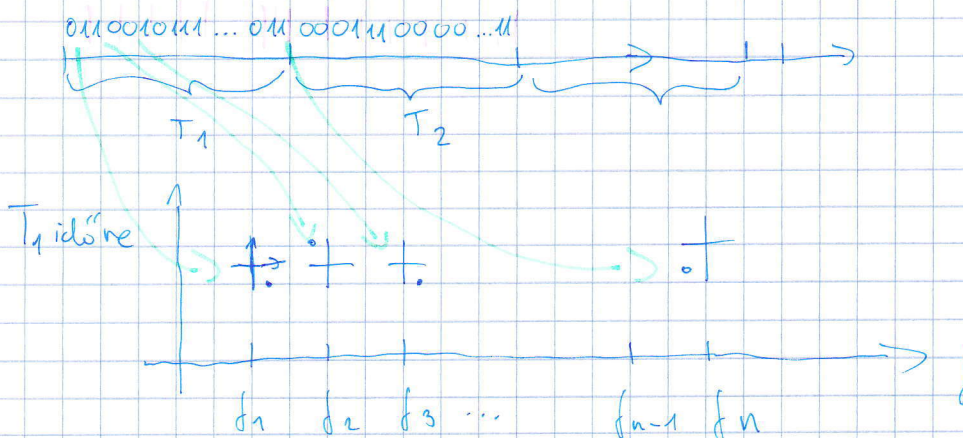
Elindító esetén időrésről van szó

FDM
Frequency Division Multiplexing

több vevő van, azokon mozognak a különböző források

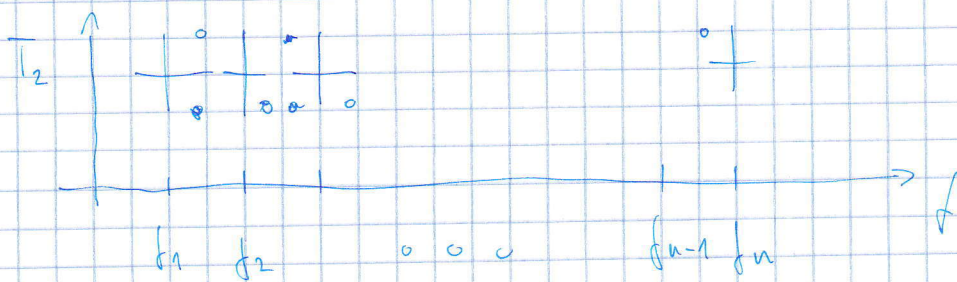
Frequency Division Multiple Access

OFDM - Orthogonal FDM



Elindító vevőfrekvencia az üzenet más részeit cipel

Vevő összerakja a vevőket



Soros bitfolyamból egy párhuzamos ~~bit~~ csomagokban küldjük

+ zavarvédett + Egy nagy f helyett több kis f -es jelem van
 vékony csomagok hibája javítható

- ~~Doppler effektusra érzékeny~~ Doppler effektusra érzékeny f_i f_{i+1}
 átosztható

"pilot" vörök is vannak ismert adással

↳ találjuk az adást - ha ezt megtalálja a vörö utána már minden vörö diszkrét tírra van, és beküldi
 ↳ Doppler becsapódja

CDMA - Code Division Multiple Access

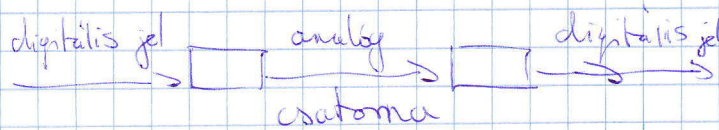
t_i azonos frekvencia azonos időben $\rightarrow$ más kóddal

széles spektrumkiterjedés :)

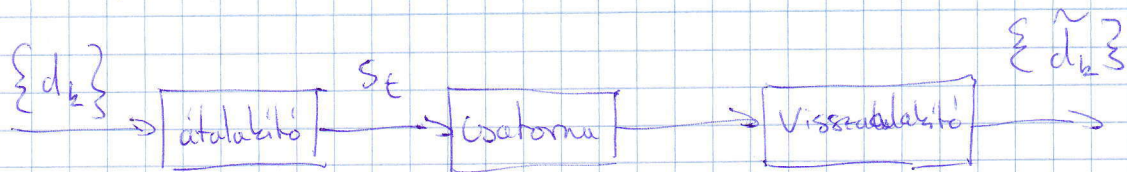
MXOR kapcsolatban a jel és a chip kód
 ↳ nagyobb a frekvenciája

Marosi Gyula van benn

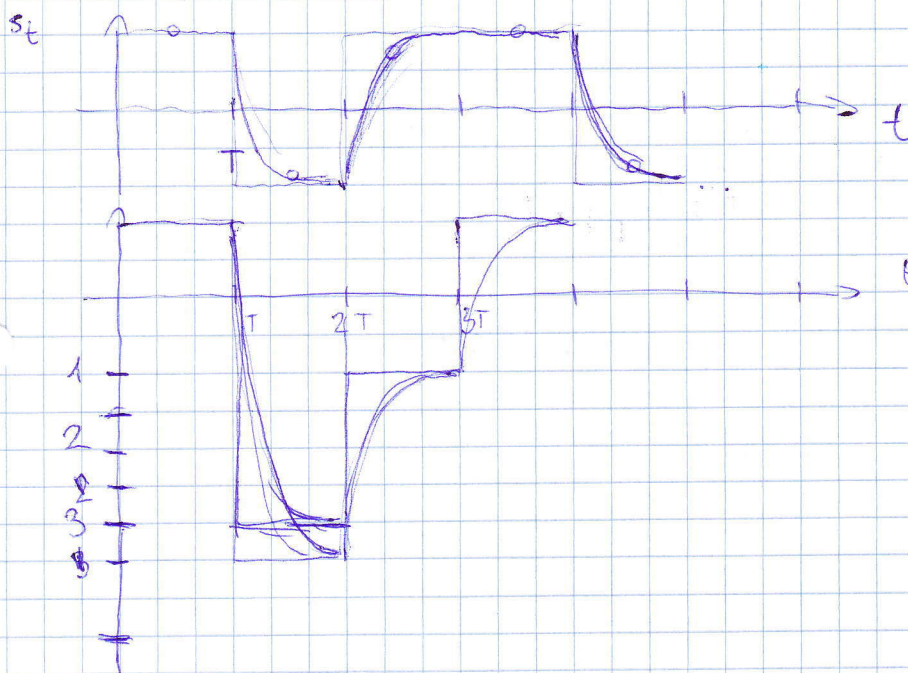
Digitális modulációk



Alapvető digitális modulációk



analóg csatorna
zajterhelési
végső sávszélessége - LP jellegű (Low Pass)



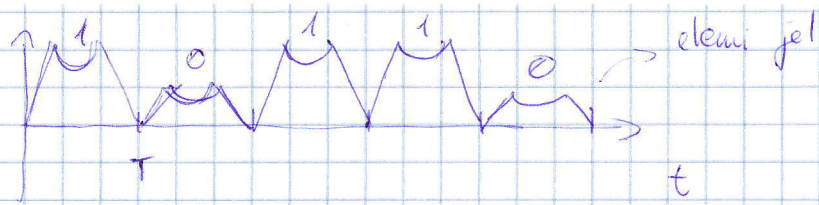
PAM-2

PAM-4

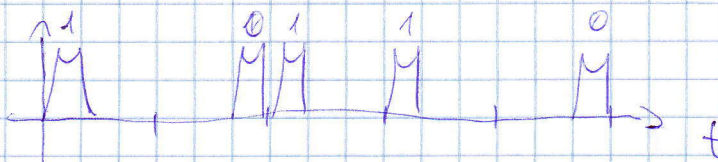
Átlátócsatorna

Egy T -n belül (időre) egy szimbólumot küldünk
jelzési idő

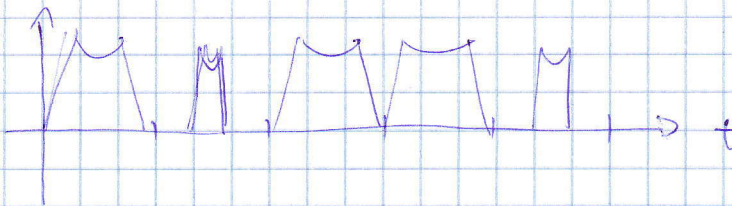
Pulse
Amplitude
Modulation



PPM



PDM
PWM



PAM

pulzus amplitúdója viseli az információt

PPM

pulzus pozíció moduláció

időzés elején vagy végén van az elemi jel 1-0

PDM / PWM

Pulzus szélesség hordozza az információt

PAM-2

PAM-2 $\{\pm 1\}$ 1bit/időzés

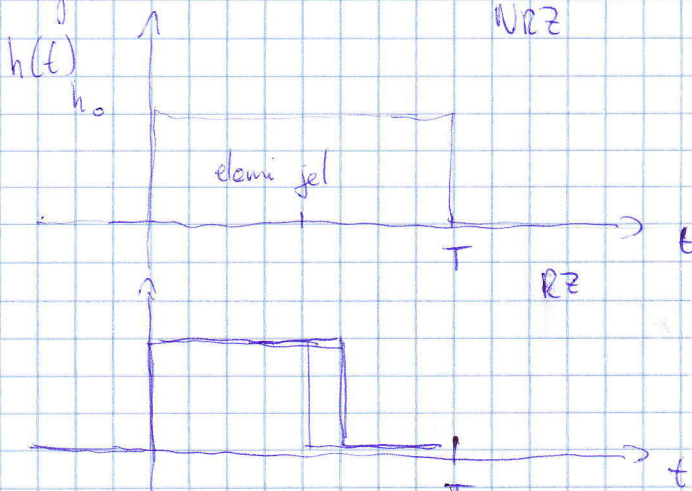
$\begin{Bmatrix} +1 \\ -1 \end{Bmatrix}$

PAM-4 $\{\pm 1 \pm 3\}$ ± 1 közt 2 a társaság $\pm 1, \pm 3$ közt is 2
nem változik a zajérzékenység 2bit/időzés

PAM-8 $\{\pm 1 \pm 3 \pm 5 \pm 7\}$ 4bit/időzés

PAM-L $\{ \}$

Elemi jel



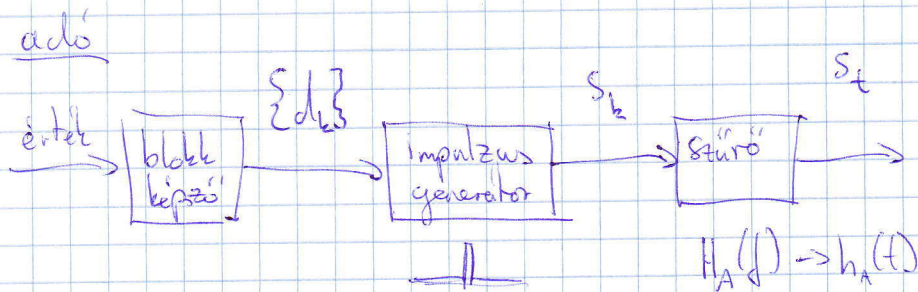
NRZ

NRZ-jel: Non Return to Zero

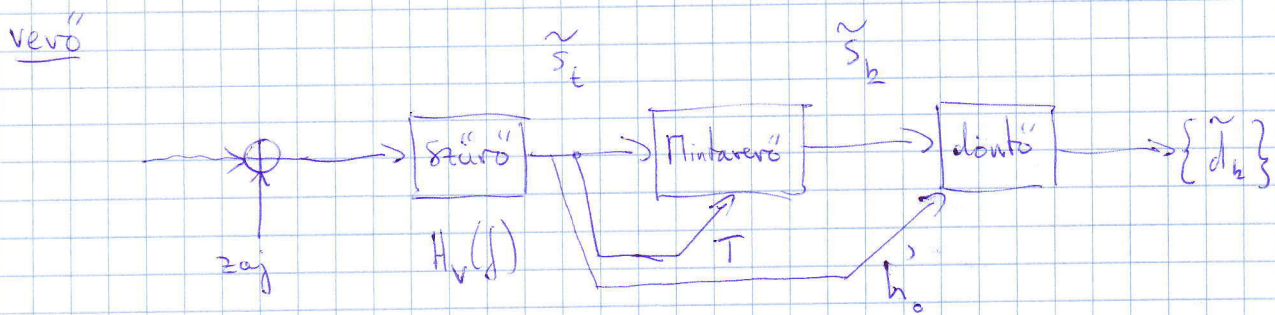
T-n belül nem megy vissza nullába

RZ

Aluláteresztő csatorna a mintavételi időt befolyásolja - nem tudjuk elő nem tudunk
bárhol venni



$$s_t = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k \cdot h_A(t - kT)$$



$$v_t = \text{zaj}$$

$$\tilde{s}_t = \sum_k d_k \cdot h(t - kT) = \sum_n d_n h(t - nT) \tilde{s}_k = \sum \tilde{s}_t(k \cdot T)$$

$$H_A(f) \cdot H_{cs}(f) \cdot H_V(f) = H(f) \rightarrow h(t)$$

$$\tilde{s}_k = \tilde{s}_t(kT) = \sum_n d_n h(kT - nT)$$

$$n \in \mathbb{I}[-\infty, \dots, k-2, k-1, k, k+1, k+2, \dots, \infty] \Rightarrow d_k h(0) + d_{k-1} h(T) + d_{k-2} h(2T) + \dots + d_{k+1} h(-T) + d_{k+2} h(-2T) + \dots$$

$\tilde{s}_k$ nem d_k -től függ, minden előző és következő szimbólumtól függ

Szimbólum közti áthallás ISI - Inter Symbol Interference

ISI mentes

Első jel alakja a mintavételezésen az eredő impulzusválasz.

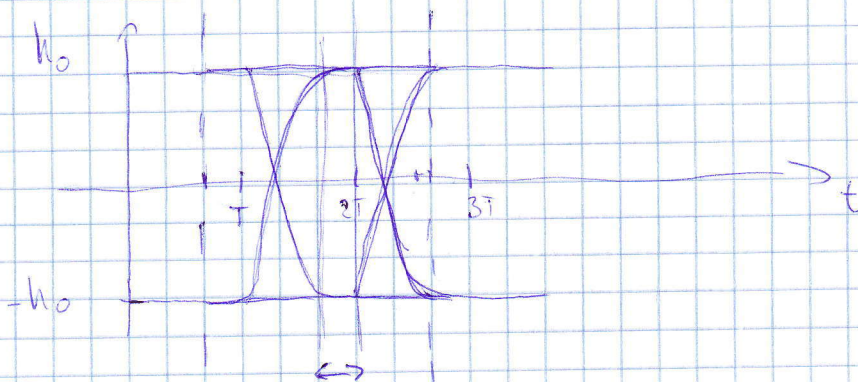
ISI mentes átvitel: $h(0) \neq 0$

$$h(kT) = 0 \quad k \in \mathbb{Z}$$

$\text{sinc}(x)$ tökéletes lenne

Ha nem $T = T$ -ben mintavételezzük akkor már lehetnek gondok

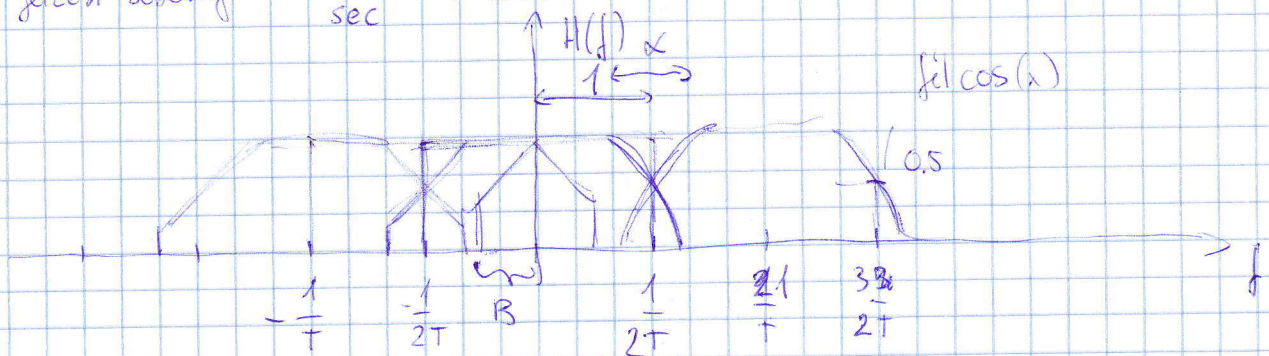
EYE - PATTERN



Itt nincs ISI ez a mintavétel helye

Ha $\sum_k H(f - k \frac{1}{T}) = c \neq 0 \quad k \in \mathbb{Z}$ akkor ISI mentes átvitelünk lesz

$\frac{1}{T}$ - jelzési sebesség $\frac{\text{szimbólum}}{\text{sec}} = \text{baud}$



Ha $B < \frac{1}{2} \frac{1}{T}$ Nem jó: lesz 0 értékű terület

$$B \geq \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{T}$$

Ideális aluláteresztő szűrő jó lenne

Emelt és csökkentés

α paraméterű emelt körösleges lefedettség

$$B = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{T} + \alpha \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{T} = (1+\alpha) \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{T}$$

$\alpha \uparrow$ nő a sűrűség

Mivel kisebb α annál nagyobb a talpponti beengedés. Annál érzékenyebb időzítési hibára

Nyquist-feltétel kielégítése

H_A és H_V -hez képest H_{cs} nem domináns

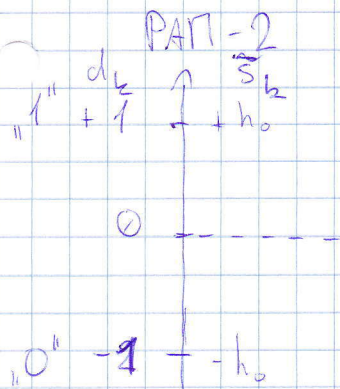
Vétel pontban nézik az elemi jel spektrumát, és ezt összehasonlítják, hogy H_{cs} változását kizárjuk.

Adaptív kiegyenlítés

Additív zaj hatása

$$V_k \neq 0$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{várható} \\ \text{érték} \end{array} \right\} \begin{array}{l} M(V) = 0 \\ M(V^2) = \sigma^2 \end{array} \quad \left. \begin{array}{l} \text{várható} \\ \text{érték} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{zaj} \end{array}$$



$$\tilde{s}_k = s_k + V_k \quad P(\tilde{d}_k \neq d_k) = \Theta$$

$$\begin{aligned} \Theta &= P(d_k = 1 \cap V_k < -h_0) + P(d_k = -1 \cap V_k > h_0) = \\ &= 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot P(V_k < -h_0) = P\left(-\frac{h_0}{\sigma}\right) \end{aligned}$$

Standard
Normális

$$\text{PAM-L: } 2 \cdot \frac{L-1}{L} \cdot P\left(-\frac{h_0}{\sigma}\right)$$

$|S|$: rossz mintavetési pozíció

Zaj: csak reverzálóval találkozik

Adó és Vevő
egymás komplex konjugáltjai

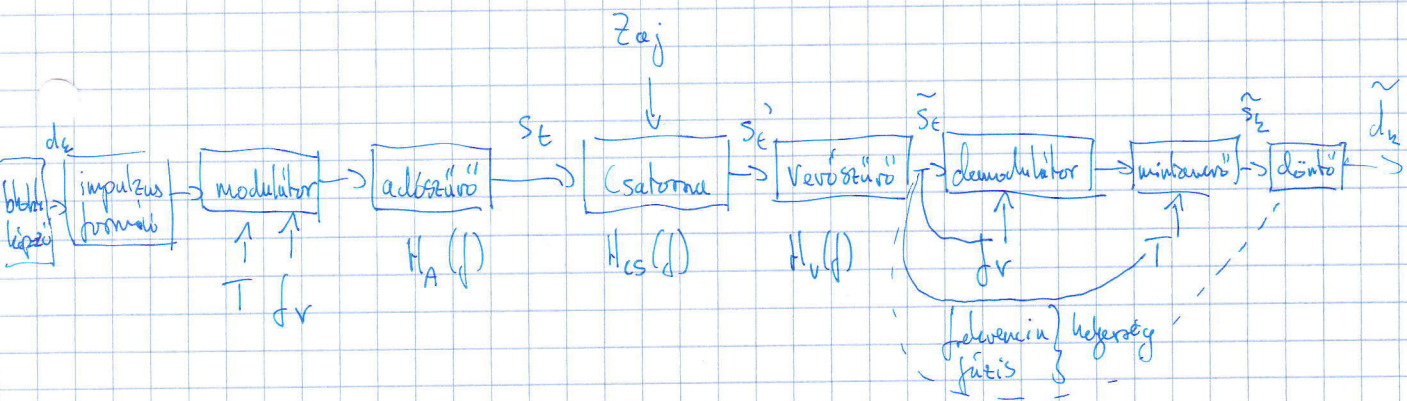
Illesztett szűrés struktúrája
matched filtering

Digitális modulációk

Vírfrekvenciás modulációk

Csatorna sűrűsítő jellegű

↳ a sűrűsítésük véger



①, PAM + AM- $\times$ SB

↳ ez bonyolult [20. sz. elején az volt]

$$s_t = A \cdot \cos(2\pi f_v t + \phi)$$

1, Amplitude Shift Keying - ASK Bináris

↳ bináris eset $A = \{0, 2\}$ $F = f_v$ $\phi = 0$

$$s_0 = 0 \quad s_1 = 2 \cdot \cos(2\pi f_v t)$$

↳ OOK - On Off Keying
MBC - Make-Brake Code (USA)

Moduláció: kapcsolással

generátor ki-be kapcsolással $\rightarrow \phi$ véletlen lesz

} ez a demodulálást
váltakoztatja

Demodulálás

kupázás : koherens szorzós demodulátorral vagy

On-Off : burkoló detektorral

$$\beta, A = \{-1, +1\}; F = f_v, \phi = 0$$

$$s_0 = -1 \cdot \cos(2\pi f_v t)$$

$$s_1 = 1 \cos(2\pi f_v t)$$

koherens vörös szorzó demodulátorral
vagy

2, PSK - BPSK - Phase Shift Keying
Binary PSK

BPSK = ASK

$$A = \{+1, -1\}$$

$$A = 1 \quad F = f_v \quad \phi = \{180^\circ, 0^\circ\}$$

$$s_0 = -\cos(2\pi f_v t)$$

$$s_1 = \cos(2\pi f_v t)$$

α , könnyebb

$\beta, 2$ -es előnyösebb

Bemenet:

50%-os kitöltésű véletlenszerű NRZ-jel

$$\alpha, P = \frac{1}{2} \cdot 0 + \frac{1}{2} \cdot \frac{2^2}{2} = 1$$

$$\beta, \frac{1}{2} \cdot \frac{(-1)^2}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{(1)^2}{2} = \frac{1}{2}$$

Feleakkora jeltejesíttség :)

Zajérzélessége jobb a BPSK-nak : Azonos teljesítménnyel 3dB -al erősebb

QPSK

$$4\text{-PSK} \quad A = 1 \quad F = f_v \quad \phi = \{0, 90, 180, 270\}$$

$$s_{00} = \cos(2\pi f_v t) \quad s_{01} = \cos(2\pi f_v t + 90^\circ)$$

$$s_{10} = \cos(2\pi f_v t + 180^\circ) \quad s_{11} = \cos(2\pi f_v t + 270^\circ)$$

demodulációhoz kell f_v és a vörös frekvenciás (referencia) jelnek a fázisát

Differenciális moduláció

Nem a referenciajelhez, hanem az előző idővelis jeléhez foluwr a ~~jeget~~ jelet.

- Nem kell a referenciajel. :)

D-BPSK

D-QPSK

3, FSK - Frequency Shift Keying

$$A=1 \quad F = \{f_0, f_1\} \quad \phi=0^\circ \quad f_0, f_1 \text{ picivel több, picivel kevesebb}$$

$$s_0 = \cos(2\pi f_0 t) \quad s_1 = \cos(2\pi f_1 t)$$

- kupuzással

→ fizisugrások lehetnek

- generátor ~~for~~ frekvenciáját rángatnom

→ nincs fizisugrás

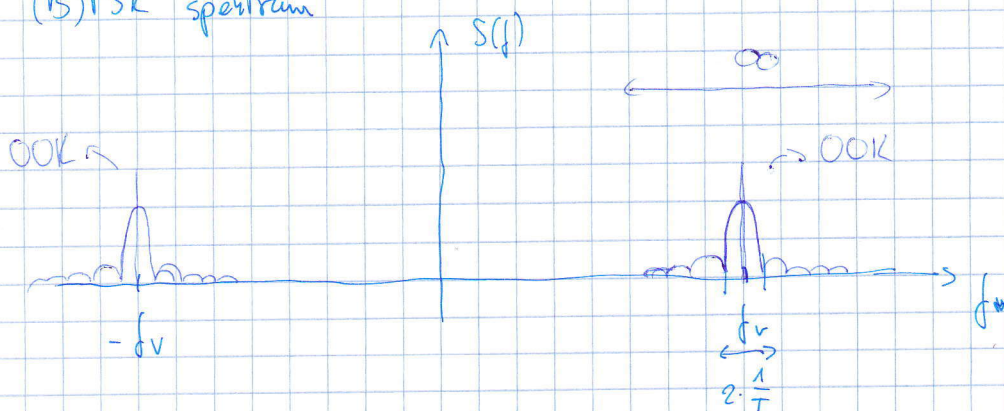
- Adóberendezést lehet egyszerűen építeni

- Tíltkóstitani is lehetett (frekvencia ugratás)

demodulálás: nullátmenet szűrés
frekvencia diszkriminátor
hangolt szűrővel
⋮

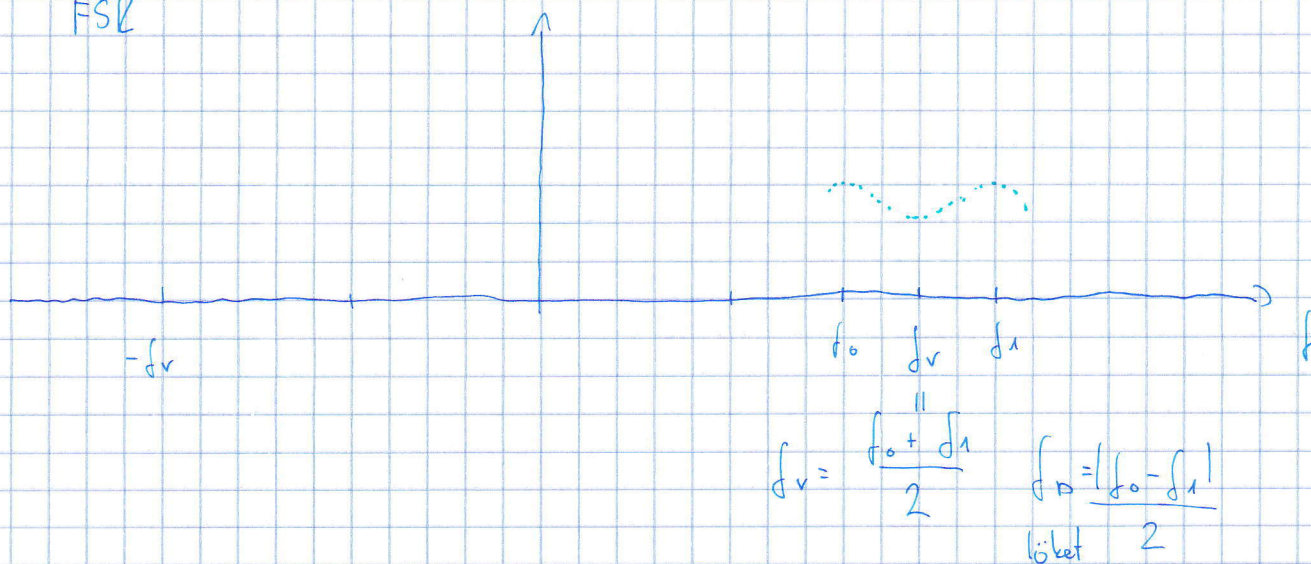
Spektrum

(B)PSK spektrum



OOK - jel kap egy DC offsetet f_v -ben

FSK



Ha f_0 kicsi kicsi a táv f_0 és f_1 közt
 δ_0 nagy $\rightarrow$ nő a sávszél

f_0 -nek van maximuma $\rightarrow$ Minimum Shift Keying: MSK

Demodulálás

$$B_v = \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{T}$$

BPSK

$$\cdot \cos 2\pi f_v t + LP\{\}$$

$$S_0 = \frac{1}{2}$$

$$S_1 = -\frac{1}{2}$$

QPSK

$$S_{00} = \cos 2\pi f_v t$$

$$S_{01} = -\sin 2\pi f_v t$$

$$S_{10} = -\cos 2\pi f_v t$$

$$S_{11} = \sin 2\pi f_v t$$

$$\cdot \cos 2\pi f_v t + LPF / \cdot \sin 2\pi f_v t + LPF$$

$$\frac{1}{2}$$

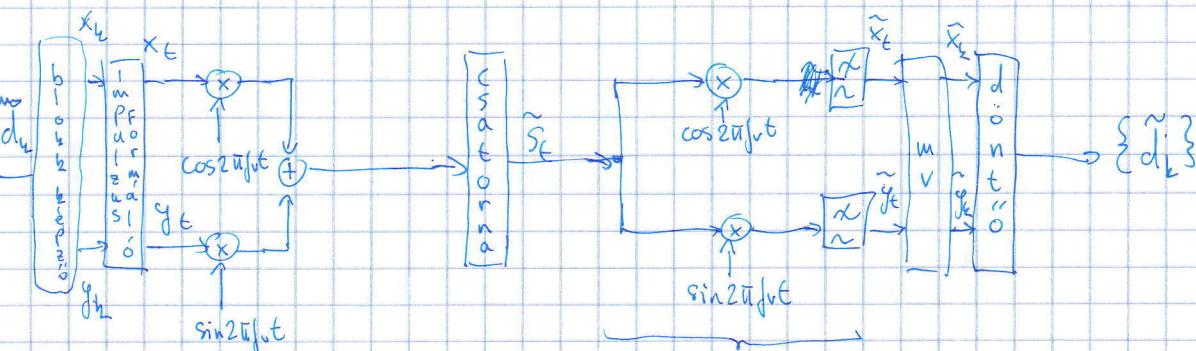
$$0$$

$$-\frac{1}{2}$$

$$0$$

$$\frac{1}{2}$$

Egyenlőség



QAM demodulátor

Mit történik, ha fázishiba van? φ

$$\tilde{X}_t = X_t \cdot \cos \varphi - y_t \cdot \sin \varphi$$

$$\tilde{y}_t = X_t \cdot \sin \varphi + y_t \cdot \cos \varphi$$

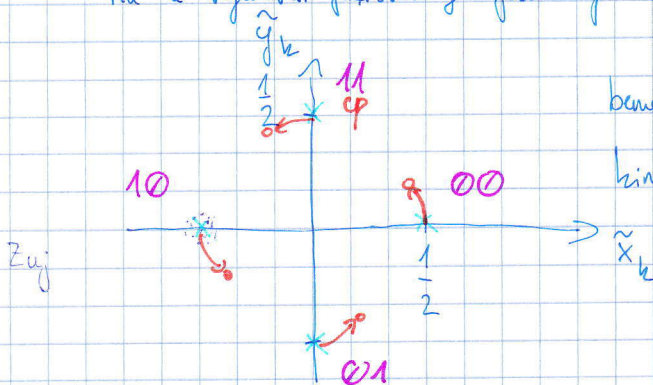
Ha $\varphi = 0^\circ$ akkor nincs gond

$$\tilde{X}_k = X_k \cdot \cos \varphi - y_k \cdot \sin \varphi$$

$$\tilde{y}_k = X_k \cdot \sin \varphi + y_k \cdot \cos \varphi$$

forgatás mátrixa

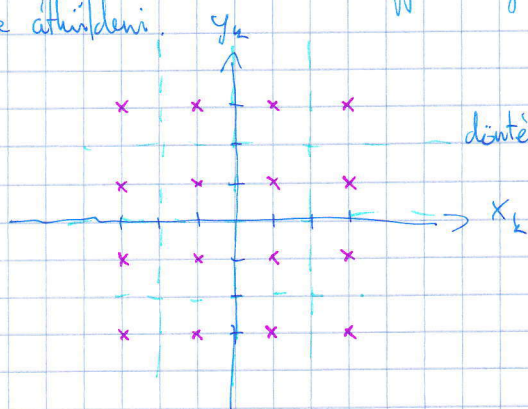
Ha a regenerált vésziró jel fázishibája 0, akkor a két jelet visszakapjuk



bemenet: konstellációs diagramm

kimenet: 2D-s szimbólum

Ha a két bemenetet különbözőképp vésziró jel vezéreljük, akkor még több adatot tudunk egyszerre átvinni.



16 QAM

döntési kör

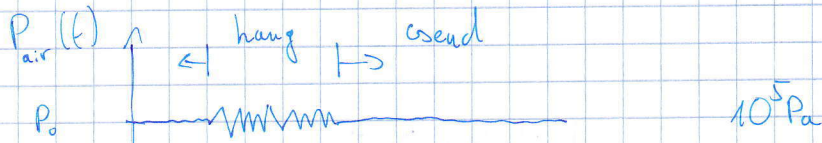
Vésziró észlelheti a fázishibát és helyre tudja a regenerált vészirófrekvenciás jelet.

Hang & Hallás

Alkalmazási Alapok

P_i : a hang? - Valószínűleg fizikai környezetben álló rugalmas közeg rezgése.

↳ P_i : léghangokból beszélünk.



$$P_{\text{sound eff}} = \sqrt{\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} (p_{\text{air}}(t) - p_0)^2 dt} \quad [\text{Pa}] : \text{effektív hangnyomás} \quad \sim \frac{1}{r}$$

$\sim \frac{1}{r} \quad :- r: \text{forrástól való távolság}$

intenzitás $I = \frac{P_{\text{sound}}^2}{s \cdot c} \quad [\text{W/m}^2]$ s : sűrűség c : hullám terjedési sebesség $\sim \frac{1}{r^2}$

Hallásküszöb: ehhez viszonyítjuk az intenzitást

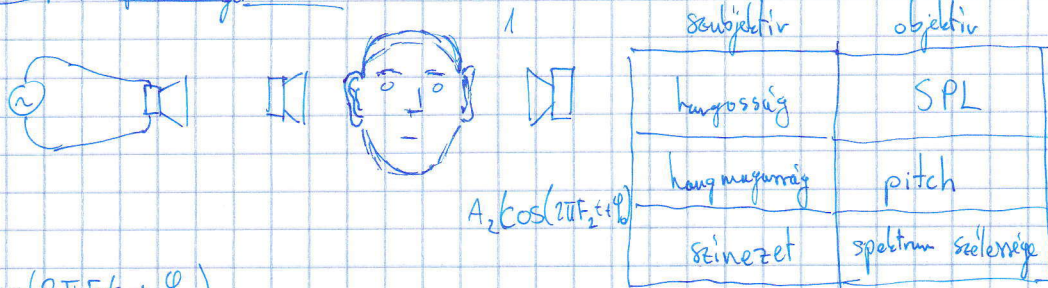
Hangnyomásszint: $\text{SPL} = 10 \cdot \lg \frac{I}{I_0} = 10 \cdot \lg \frac{\frac{p^2}{s \cdot c}}{\frac{p_0^2}{s \cdot c}} = 10 \lg \frac{p^2}{p_0^2} = 20 \lg \frac{p}{p_0} \quad \text{dB}_{\text{SPL}}$

I_0 : hallásküszöb $\rightarrow$ ehhez tartozik a 0 dB alatta nem hallunk

p_0 : hallásküszöbhez tartozó hallásküszöb intenzitás $\sim 20 \text{ mPa}$

$$I_0 = 10^{-12} \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$$

Hallásunk pszichofizikai jellemzői

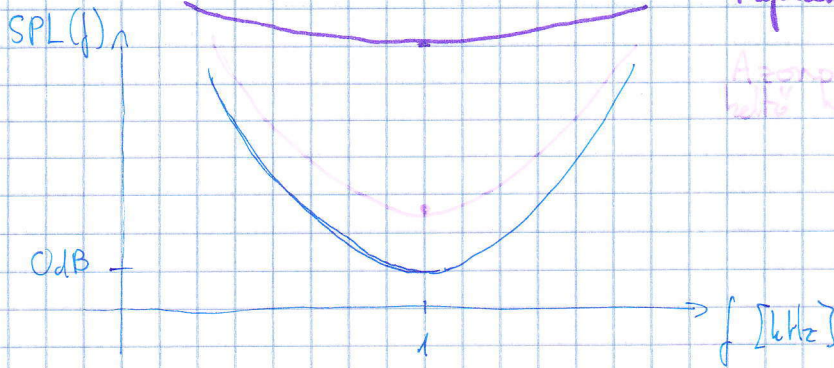


$$A_1 \cos(2\pi F_1 t + \phi_0)$$

Hang fizisa érdektelen

Köréperiodikus hangok alapfrekvenciájának frekvenciája határozza meg a hangmagasságot

Stimulus hangok hangossága



Füjdalomküszöb

Azonos hangosságú és különböző hangok füldetése

A hallásküszöb frekvenciafüggő.

F_1, A_1 ad $F_2 \neq F_1, A_2 = ?$ hogy azonos hangosságú legyen

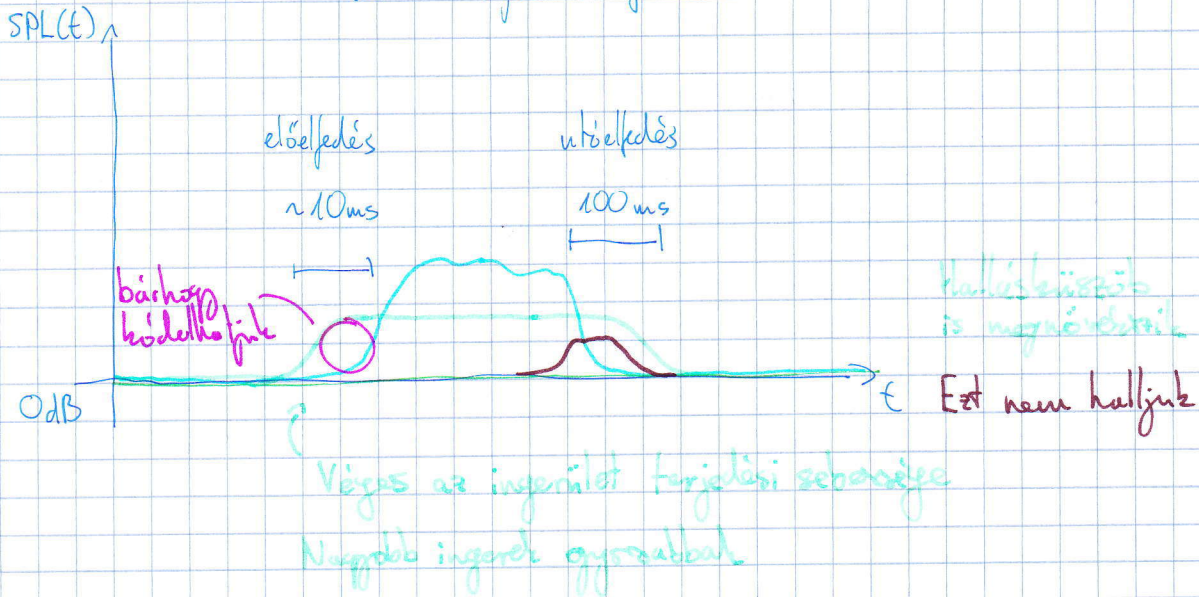
Mintavétel seb. ~ 44 kHz (CD 44.1 kHz - en mintavétel)

Kvantizációs SNR = $n \cdot 6.02 + \dots$ [dB] $n = 16$ (CD) esetén SNR = 100 dB
 ↑ csúszóérték

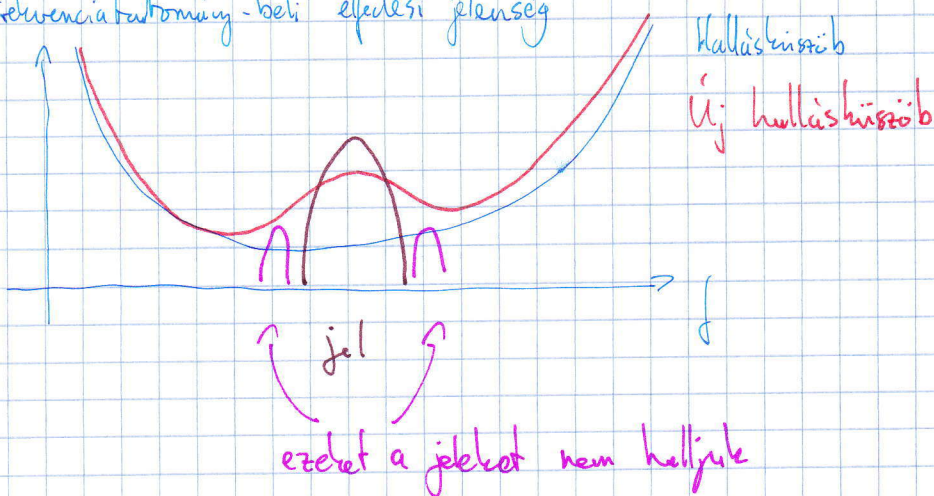
hanghangossága: hány dB a vele azonos hangosságot kelte egy frekvenciás stimulus amplitúdója
 [phon]

Effektsi jelenségek

Időtartománybeli: időeffektsnek



Frekvenciatarománybeli effektsi jelenség



Térbeli effektsi jelenségek.

Ha ugyanaz a hang máshonnan beérve hangosabban szólal meg, akkor az irányt az eredetinek fogjuk fel, a hangot az új forrásnak felfogjuk.

hészes $\sim 10-50\text{ms}$

Fény

EM hullám látható fény 380 - 780 nm hullámhossza

Érzeti jellemzők

szub	obj
világosság / fényerő	fényerősség
szín	λ
telítettség	színtartalom

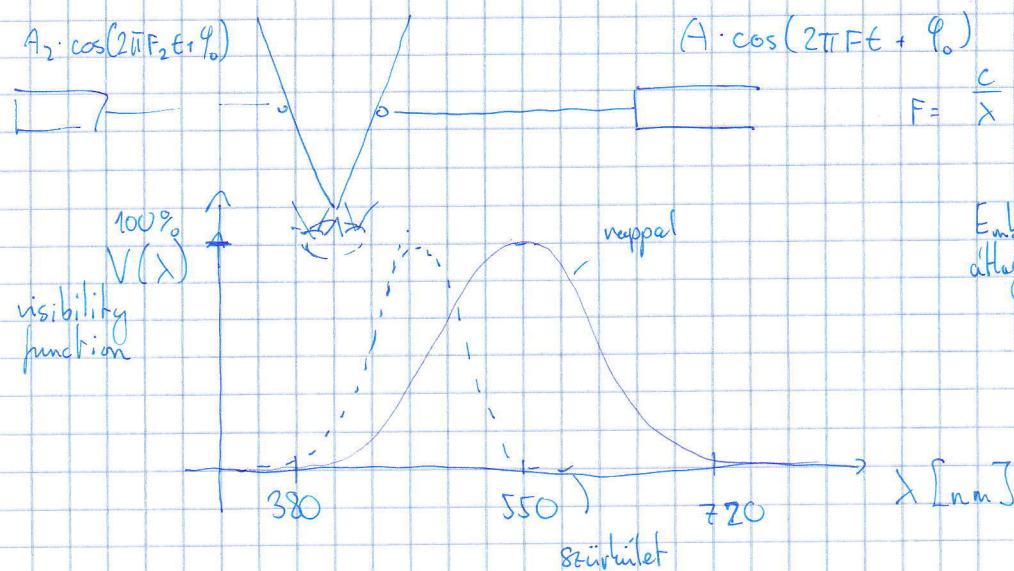
- fénysűrűség /
fénysűrűség

Monochróm - egyfrekvenciás - spektrális fény :

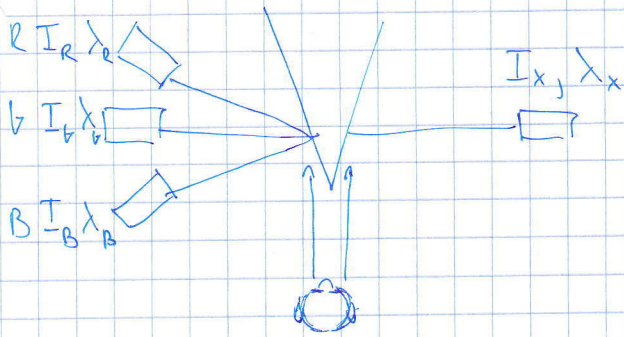
Minden színt olyanul látunk, mint a domináns monochromatikus fény hullámhossza

Domináns hullámhossza az az monochromatikus fény hullámhossza ami azonos fé színérzetet kelt.

Színtartalom : mennyi fehér fény kell, hogy a dominánsból elérjük a színt.



Férférfé: a férférfé spektruma a látható férférfé spektruma azonos spektruma



λ_i - fix

I_x - fix

I_R, I_G, I_B - változtatható

↳ azonos férférféet színezet a cél

Additív férférfé (színek) keverés → más spektrummal ugyanolyan színezetet kell

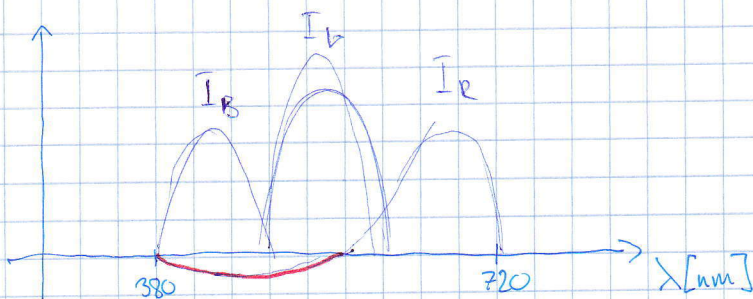
↓
Metamer színezet

Bármilyen látható férférfé kifejezhető 3 jól választott monokromatikus férférfé lineáris kombinációjával

Uj skálázás: $R = G = B = 100\% = W$ $R = G = B = 0 = L$
↑ fehér ↑ fekete

↳ mivel nem azonos férférféjűnek látnak őket

$R = G = B = 1$
↑ szinte a végállapotokon kívül



Képfátásunk

Y - fényerő

$$Y = 0.3R + 0.59G + 0.11B$$

- luminancia

$$C = 0.3(R - Y) + 0.59(G - Y) + 0.11(B - Y)$$

színkülönbségi jelek

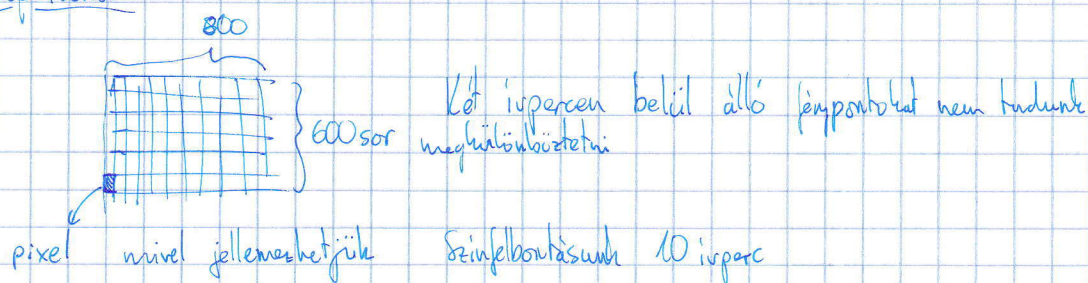
C_R

C_G

C_B - krominancia

Ezek közül kétőt kell továbbítani

Képalkotás



centrális látómező $\sim 20^\circ$

Ha ezek olyan sűrűek, hogy nem tudjuk megkülönböztetni

600 sorral már nem megkülönböztethető

Audio műsorátvitel (rádióadás)

Forrás: Hang, légnyomásváltozás

Csatorna: - analóg csatorna - rádióhullámok
- digitális (analóg csatornákon keresztül)

- (kabelcs)

- éter } levegő

- éter }

- internet

Művelet

- frekvencia - 20 Hz - 18 kHz
- dinamika tartomány $\varnothing$ - 120 dB_{SPL} ~ 40-50 dB_{SPL}
- erősítő
- egység (irányhullám)

Analóg rádióadás

HF hosszú hullám, 0.1 MHz
MF középhullám, 1 MHz
VHF rövidhullám, 10 MHz
UHF ultra rövid hullám, 100 MHz

↳ hálók sáv van a rádióadásra
Nyugat - Szocialista rádióadás

AM rádióadás

AM - DSB - lehet berendezéssel demodulálni -> megadható

HF, MF, RF

~ 4 kHz kell a beszédértékességhez $f_n = 50 \text{ Hz}$ 4.1 kHz -> B = 3 kHz - egy adó sávtele karakter

HF nagy hatótáv

~ 10 adó lehetne a világon

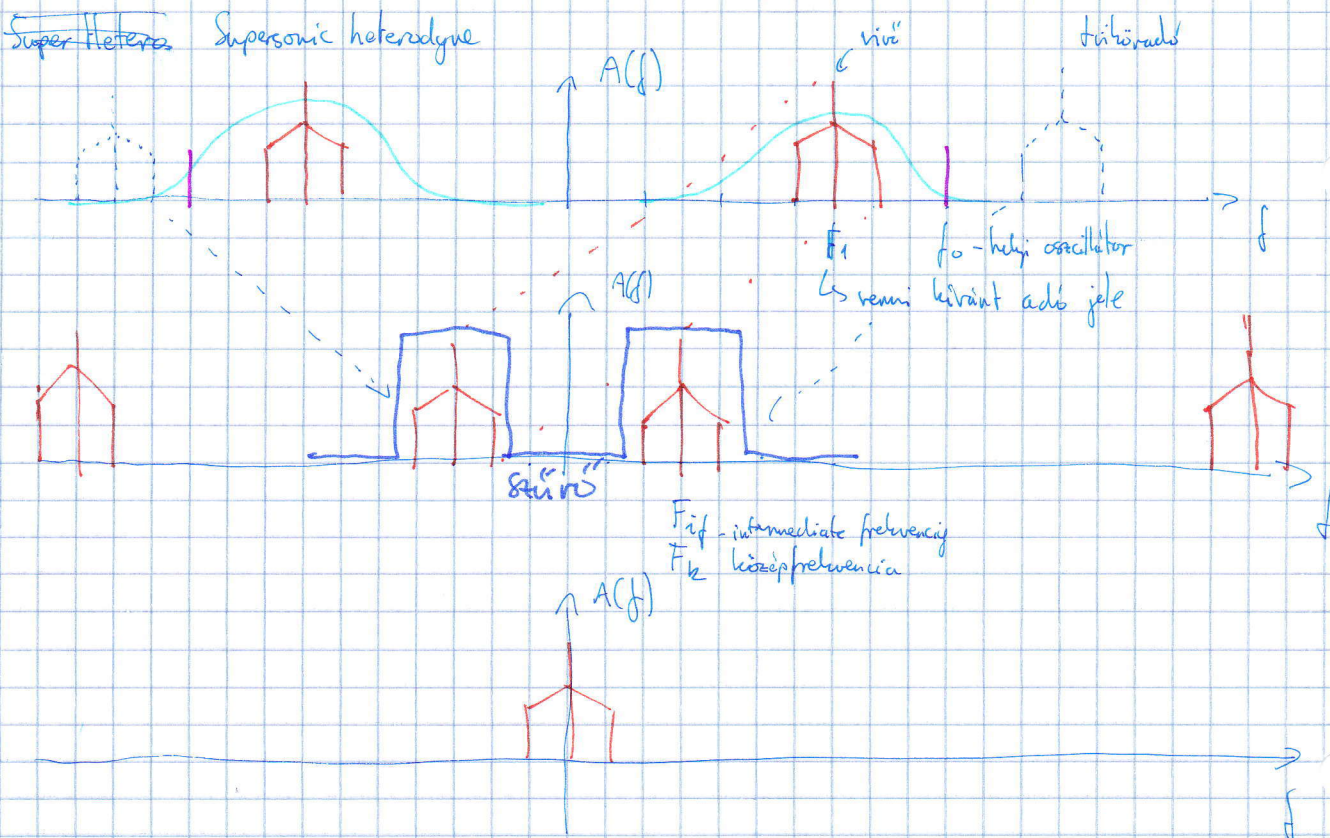
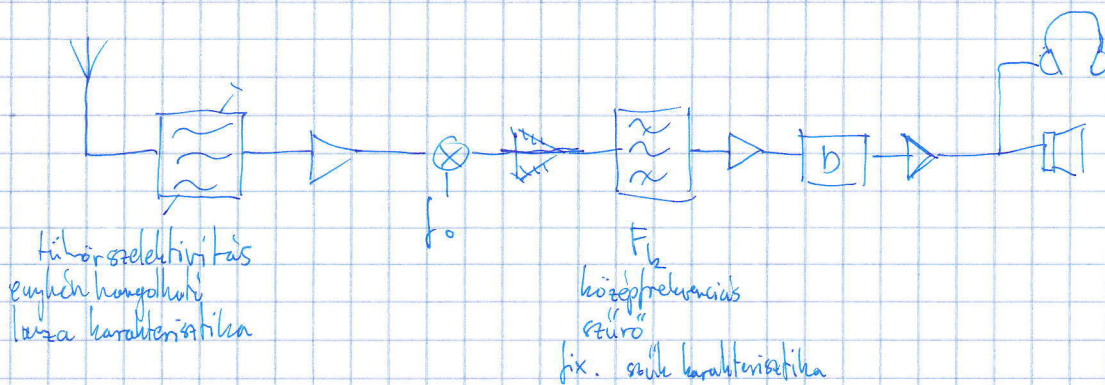
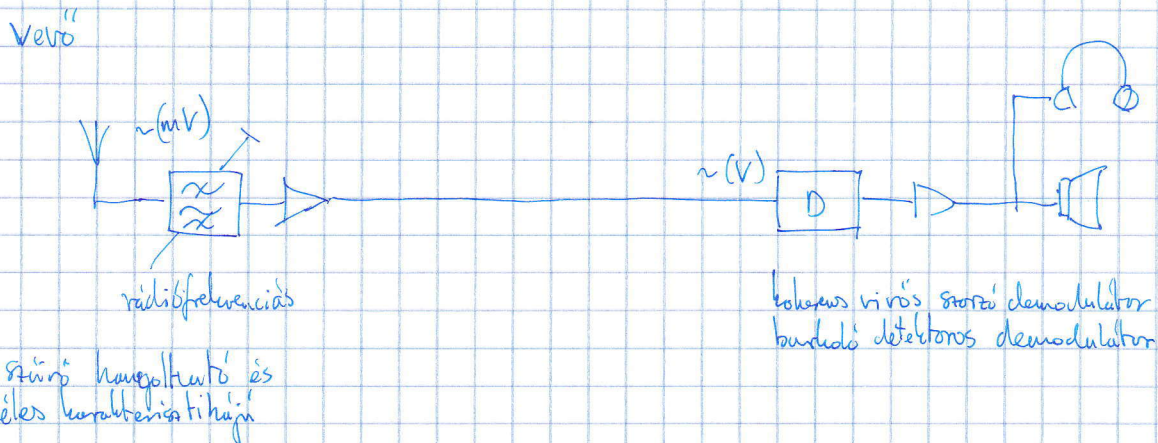
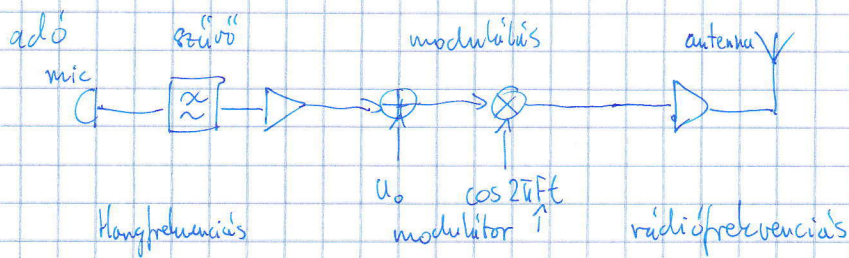
MF - kisebb hatótáv

Köszút ~ 540 kHz - Afrikában fogható :O

RF - nem megy messzire

jól tölt sávunk van Szabad Európa München - Budapestet hallható

sok adó egymás mellett



A poén az, hogy f_0 -t kell változtatni, a szűrők fix, belépük a keresett frekvenciánkat.

szűrő fix $\rightarrow$ olcsó

Supersonic heterodyne

tükröző is megjelenik szűrővel eldobható
image frequency

Írányhallást hogy lehetne megtenni ezzel? Sztereo rádiózás AM-mel nem sikerült.

AM-n pl. óceánjáról segélyjél

FM rádiózás

UHF - nagyobb sávszélességre van szükségünk 50 kHz - 15 kHz
fading jelenség kontrollálható (amplitúdó zárogja valami pl. felhő)

$\sim 50-100$ km-re megy

FM - amplitúdó érzéketlen

$B = \infty$?

FM sávszélességet lehet befolyásolni ϕ_0, f_0 -rel



$f_0 = 75$ kHz

Wide Band FM - WBFM - $B = 300$ kHz

van
 $\hookrightarrow$ minden második van van filter egyes környékén
jésűzenében jelöljük őket

Stereo?

$\hookrightarrow$ kell kompatibilitás a monóval

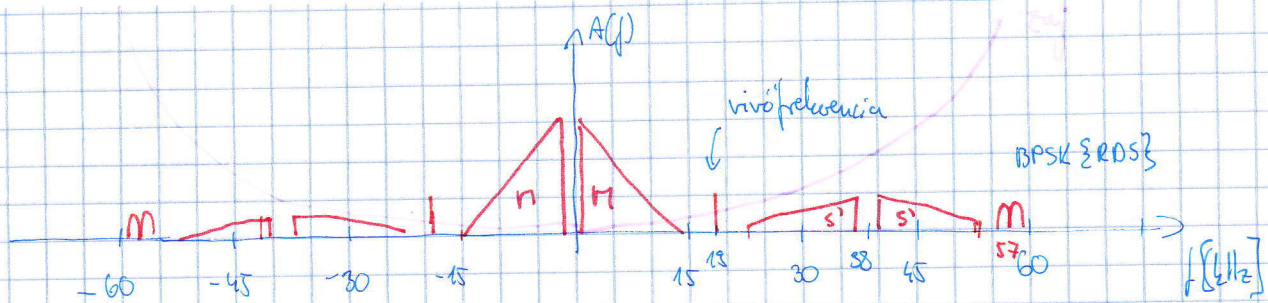
Nem bal és jobb csatorna's megoldás van.

mikrofon jele
 $M = \frac{L+R}{2}$

$S = \frac{L-R}{2}$

Stereo: $M+S$ bal
 $M-S$ jobb

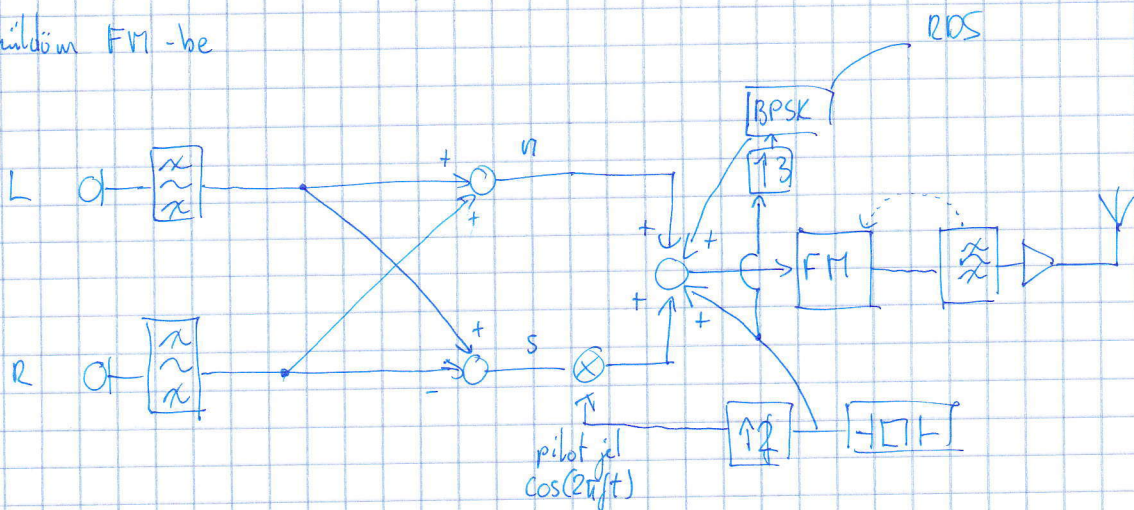
L, R - bal és
jobb mikrofon



L és R hasonló jelek $S \sim M$ de S kisebb teljesítményű

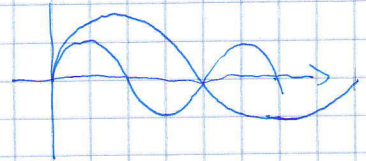
S' : AM-DSB/SC {S}

Ez küldöm FM-be



AM-DSB/SC demodulációhoz hogyan a vivő?

19 kHz-es vivővel egy a 38 kHz-esel közelebbi jelet kaphatunk



||||

Miért kell a pilotvivőt kilapozolni? Ha monó az adás? => zajt belapozunk M-be
Hogyan lehet digitális információkat továbbítani? Radio Data System - RDS

$$B = 2 \cdot (75 + 60) \approx 270 \text{ kHz} \quad \checkmark \text{ :) } 300 \text{ kHz-ent van az adócsúszka beállítás}$$

Mi történik, ha zajos a jelünk? a jel deriváltja mászik bele $\rightarrow$ jó szórás ω^2 -teljesítmény- kap a zaj
 $\downarrow$
parabola zaj