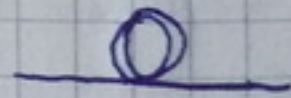


~~Változó hálózati elemek bevezetése~~



Szelessávú mobil és hirközlési
és műsorforgató rendszerek

Szabóthy Csaba
Bito János

összevett 2 tárgy

V1502

laboratóriumi feladatok
szemléltetések

Dr. Ferenc Pál - Hírközléstechnika

Szabóthy Cs.

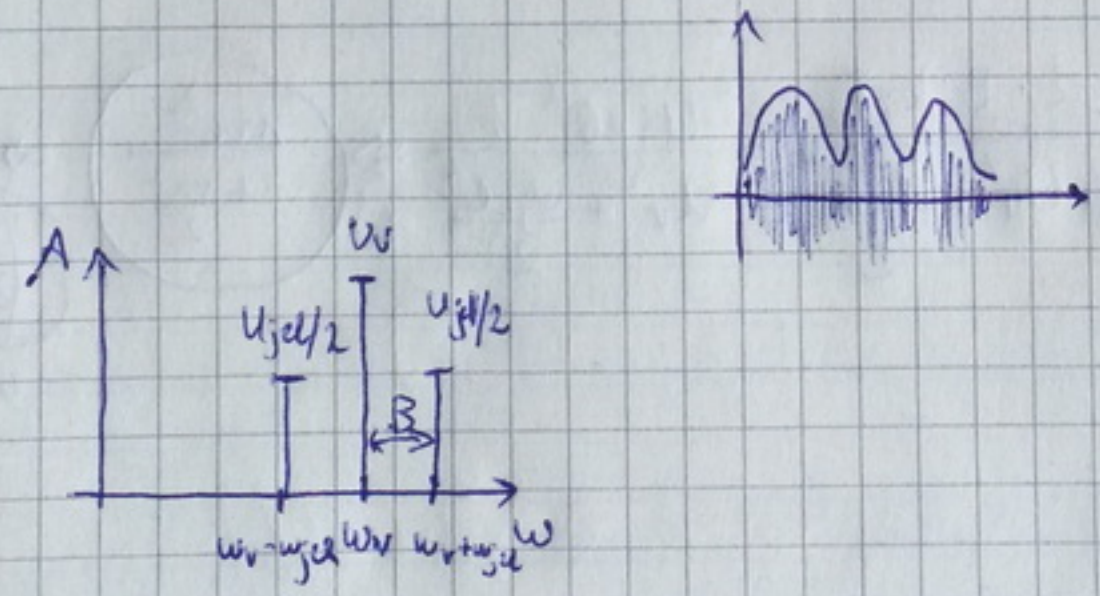
1. Előadás

- modulációk AM/FM

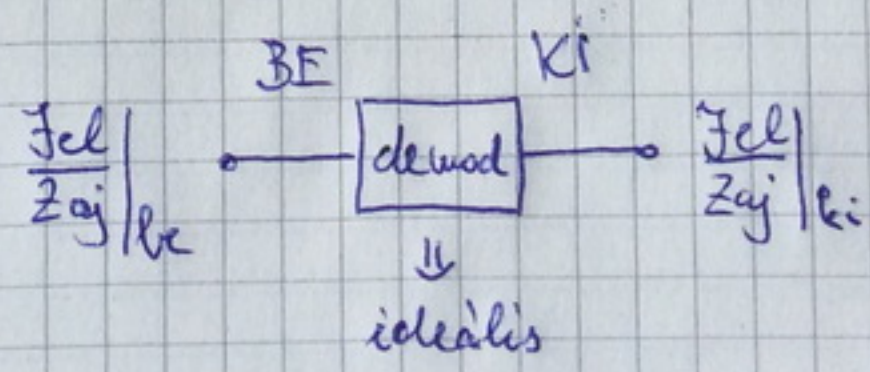
AM $\rightarrow U_{jel} \cdot \sin(\omega_{jel} \cdot t) \cdot \sin(\omega_{vivo} \cdot t) + \underline{U_{jel} \cdot \sin(\omega_{vivo} \cdot t)}$

- a vivőt hozzá kell adni a torzítatlan átvitelhez

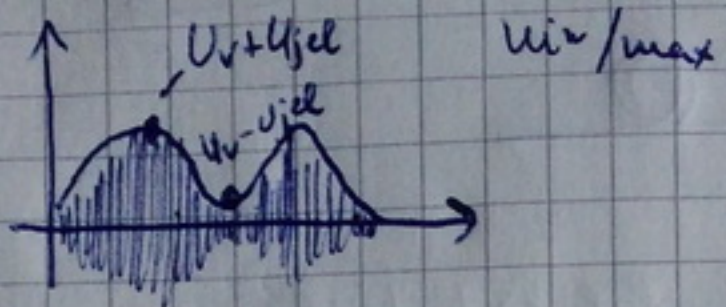
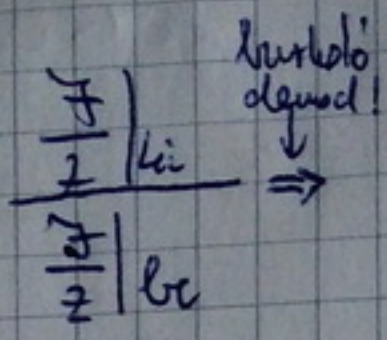
Spektrum:



jel-zaj viszony:



- preszemléltetések:
- demodulátor ideális
 - $F_j / Z_j|_{be} \Rightarrow 10 \text{ dB}$
 - $R = 1$



$$m = \frac{U_{jel}}{U_{rivo}}$$

mod
mélység

bevezetés:

$$\frac{U_{rivo}^2}{R(1)} + \left(\frac{U_{jel}}{2}\right)^2 \cdot 2 \Rightarrow \text{jel}$$

$$k \cdot T \cdot B \cdot 2 \Rightarrow \text{zaj}$$

B: legnagyobb felh. sávszélesség:

kinenetés:

jel $\rightarrow U_{jel}^2$

zaj $\rightarrow \frac{4 \cdot k \cdot B \cdot T}{2}$ (ideális diódaival lefelesem)

de a két oldal sávi amplitúdókat összeadjuk
 és az eleve zajokat is megduplázom (U)
 Zaj energia 4-szeresedvő

$$\frac{U_{jel}^2 \cdot 2 \cdot k \cdot B \cdot T}{4 \cdot k \cdot B \cdot T \cdot U_r^2 + \frac{U_{jel}^2}{2}} = \frac{U_{jel}^2}{U_r^2 + \frac{U_{jel}^2}{2}} \Rightarrow \frac{m^2}{1 + \frac{m^2}{2}} \Rightarrow \left(\frac{U}{Z}\right)_{max} = \frac{2}{3}$$

$m = 100\%$ esetére

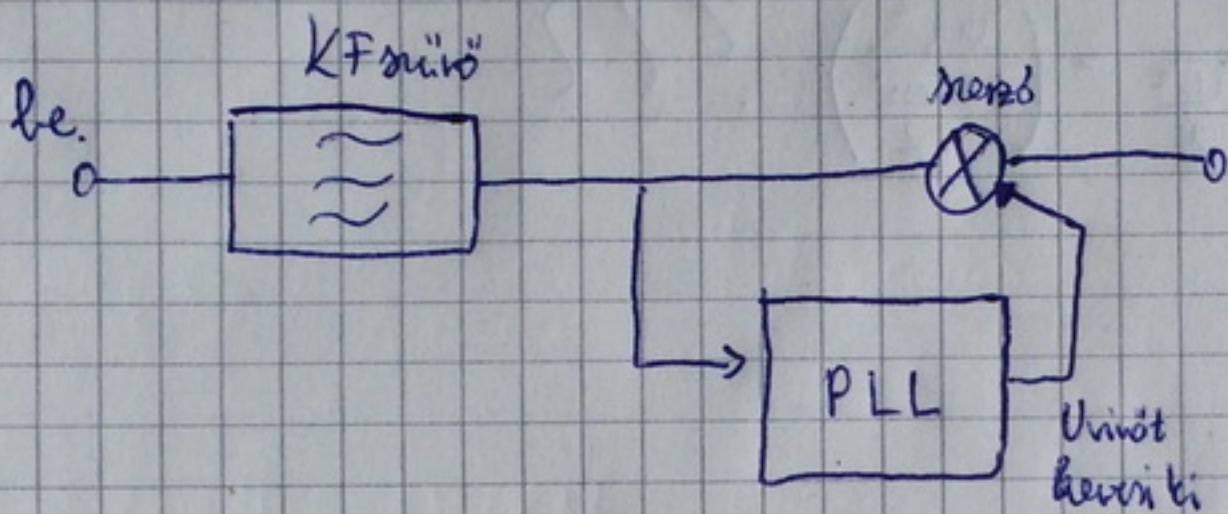
2) Szorzó demodulátor

$$X \cdot \sin(\omega_{vivo} \cdot t) + \text{LPF} \quad \square \quad \text{LPF kiüti!}$$

$$U_{jel} \cdot \sin(\omega_{vivo} \cdot t) \cdot \frac{1 - \cos(2\omega_{vivo} \cdot t)}{2} + U_{vivo} \cdot \frac{1 - \cos(2\omega_{vivo} \cdot t)}{2}$$

$$\underbrace{\frac{1}{2} \cdot U_{jel} \cdot \sin(\omega_{jel} \cdot t)}_{\text{jel}} + \underbrace{\frac{1}{2} U_v}_{\text{DC}} \quad \leftarrow \text{mindkét oldalsávól jött!}$$

+ konstans



$$\sin(\omega_{jel} \cdot t) \cdot \sin(\omega_{vivo} \cdot t) \cdot \sin(\omega_{vivo} \cdot t) \Rightarrow$$

$$\Downarrow$$

$$= \frac{1}{2} \cdot (\underbrace{\cos(\omega_{vivo} \omega_{jel}) \cdot t - \cos(\omega_{vivo} + \omega_{jel}) \cdot t}_{\cos(\alpha) \cdot \sin(\beta)}) \cdot \sin(\omega_{vivo} \cdot t) =$$

$$\Rightarrow \frac{1}{4} \cdot \sin(\omega_{jel} \cdot t) + \frac{1}{4} \cdot \sin(\omega_{jel} \cdot t) \Rightarrow \frac{1}{2} \cdot \sin(\omega_{jel} \cdot t)$$

alsó + felső sáv!

(mindkét oldalsáv összetevőből jön ki a kimeneti jel !!!)

benneket: $U_0^2 + 2 \left(\frac{U_{jel}}{2} \right)^2 \rightarrow \text{jel}$

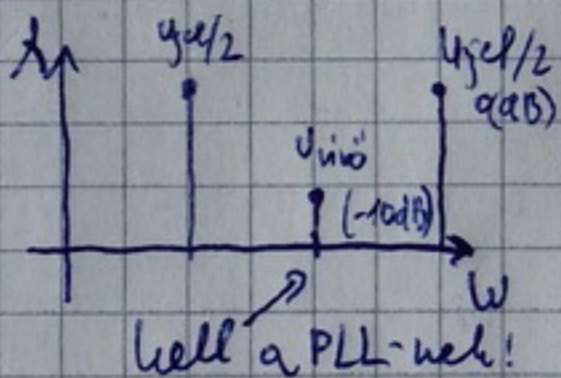
$2 B \cdot k \cdot T \rightarrow \text{zaj}$

lineáris: $\left(\frac{U_{jel}}{2} \right)^2 \rightarrow \text{jel}$

$2 \cdot \frac{B \cdot k \cdot T}{4}$
 \rightarrow benne's miatt elemi símvonal amplitúdóját jelresem \Rightarrow teljesítményt meggyedelelem!
 2 oldalra megy!

$\frac{F}{2} |_{k_i} \Rightarrow \frac{U_j^2 \cdot 4 \cdot 2BkT}{4 \cdot 2BkT \cdot U_0^2 + \frac{U_j^2}{2}} = \left(\frac{u^2}{1 + \frac{u^2}{2}} \right) ???$

legyen elnyomott vívője!



$\frac{F}{2} |_{\text{javulás}} \Rightarrow \frac{U_{jel}^2 \cdot 2 \cdot 2BkT \cdot 4}{4 \cdot 2BkT \cdot U_{jel}^2} = \underline{\underline{2}}$

\downarrow
 javul a jel-zaj viszony!

ezt idealizált.

ha csak 1 oldalsávolt legyenek $\rightarrow \boxed{\frac{F}{2} \text{ javulás} = 1}$

2 oldalsávolt legyenek $\rightarrow \boxed{\frac{F}{2} \text{ javulás} = 2}$

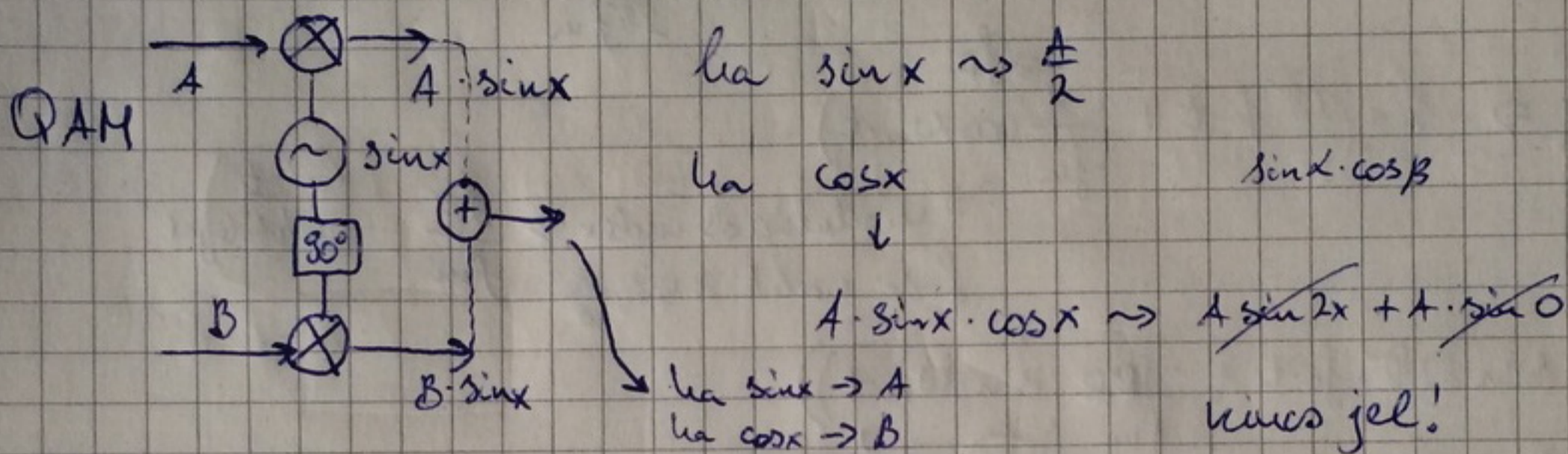
ha van vívő akkor mindig mivel demodulálók!

2. előadás

OBW - elfoglalt sávszélesség [nem függ a modul mélységtől]

csak az alapsávi jeltől függ
(négyzetjel vs szinusz)

MOD mélységtől függ az oldalsáv teljesítménye \rightarrow kangerő!!



A, B alapsávi jelek lehet A és D is

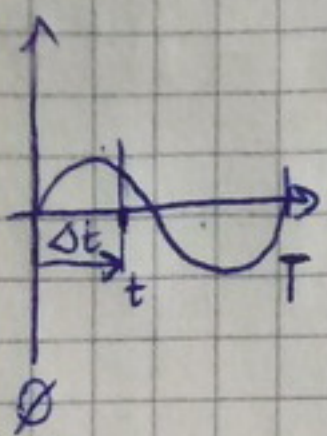
először PAL rendszer sínes TV

CSAK az ALAPSÁVI FELTŐL függ az RF spektruma.

\Downarrow
mindent alapsávban csinálunk a rádió technikában!

FM

- Spektrumban mászik a jel
- frekvencia löket: a nyugalmi helyzettől mennyit leudül ki $\rightarrow 10\text{kHz}$
- (Δf) - deviation
- $f_m \rightarrow$ moduláló jel frekvencia (milyen gyorsan rohangál a jeliek közt)



$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot \frac{\Delta t}{T} \rightarrow f = \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} \cdot \frac{1}{2\pi}$$

$$f \sim \frac{1}{T}$$

$$f = f_0 + \frac{f_0}{A} \cdot \sin(\omega t)$$

f_0 kötet

$$\phi = 2\pi \cdot \int f dt = \left(2\pi \cdot f_0 \cdot t + 2\pi \cdot A \cdot \frac{-\cos(\omega_m t)}{\omega_m} \right)$$

ω_m
 \downarrow
 $2\pi f_m$

$$\Rightarrow \sin\left(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \frac{f_0}{f_m} \cos \omega_m t\right)$$

modulációs index $\rightarrow \frac{f_0}{f_m}$ kötet modulációs jel
"közé modulációs mélység"

FM jel: $\sin\left(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \frac{f_0}{f_m} \sin(\omega_m t)\right)$

négyzetjellel ugrálak vagy szinuszosan szinuszosan ugrálak a feltek közt

$$\sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t) + \cos\left(\frac{f_0}{f_m} \sin(\omega_m t)\right) + \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t) - \sin\left(\frac{f_0}{f_m} \sin(\omega_m t)\right)$$

$\cos(x \cdot \sin y) \rightarrow K_0 + \sum J_n(x) \cdot \sin(n \cdot y)$ Bessel-függvény

ilyen lesz a spektrumkép



ha f_0 -t növeletem / f_m növeletem

lehet AM-re is spektrum FM-jellel \rightarrow nagyon kicsi kötetnél

a BORKOLÓ ARVUL EL mindkettő \rightarrow FM-jellel lehet olyan MODULÁCIÓS INDEX nagy

lesz páros és páratlan tag is a spektrumban a sin és cos miatt
páratlan páros kompenzál

\rightarrow jel sávnyellessége: (ahol a teljes jel energiájának 10% \rightarrow 20 mm-től keke!)

ha $m \sim 10 (>5)$ $f_0 \pm f_m$

WBFM wide-band-FM

\rightarrow köztük $f_0 \pm (f_0 + f_m)$

ha $m < 0,5$ $f_0 \pm f_m$

NBFM narrow-band-FM

ha nő a moduláló jel amplitúdója befolyásolja az spektrumot
és frekvenciája is! \rightarrow nagyobb kötet

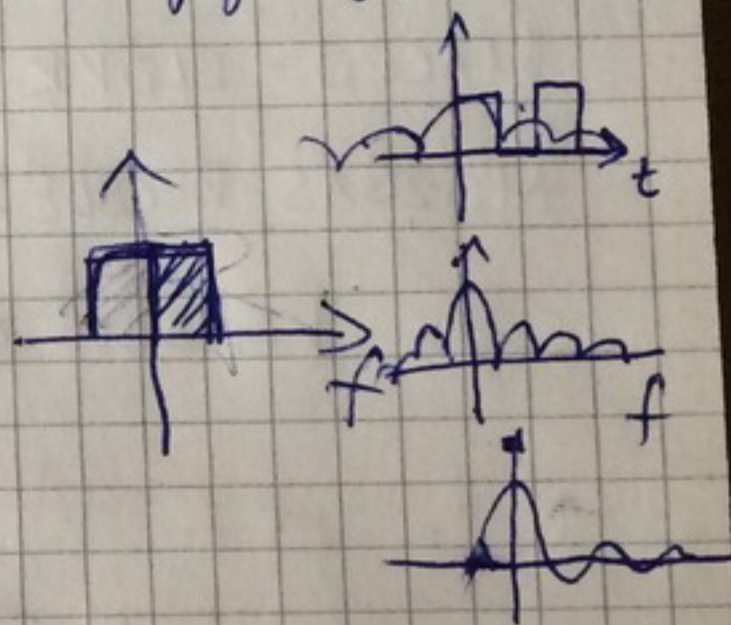
$$\text{WBFM} \sim \left(\frac{f_D}{f_m}\right)^3$$

} demod egyszerűség

$$\text{NBFM} \sim \left(\frac{f_D}{f_m}\right)^2$$

\rightarrow ez elég nagy!!

ha m jobb lesz akkor drasztikus $\frac{f}{z}$
javulás ér! \rightarrow de nagyobb
sávot foglal!!



3. eloadás

- Forrás kódolás: csökkentjük az adatmennyiséget, de a számokra értelmes információkat őrzünk.

$$\text{SDTV: } 720 \times 576 \times 3 + 10 \times 25 \sim 270 \text{ Mbit}$$

bitsebesség csökkentés:

időbeli + térbeli állandóság \rightarrow differenciális PCM

természetes lépés

Térbeli

- diszkrét cos trafo

- zig-zag futásmód

- Huffman

MPEG - I P B

intra-coded
teljesen le van kódolva
predicted
bidirectionally coded

8x8 px. blokk → DCT

16x16 px makroblokk (I, P, B)

100x makroblokk → szelét

sok szelét → kép

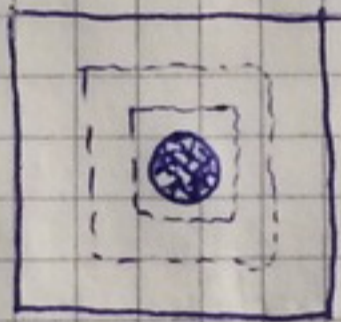
sok kép → GOP kell időnként ref. I kép, GOP egy ilyen I képpel kezdődik

0,5-1 sec -nként van I kép

MACRO - BLOKK

MOZGÁS - BECSLÉS ~ foci labda

keresési ablak



képsorozat → I P B B P B B P B B P *aktív*

~~mozgás~~
aktív

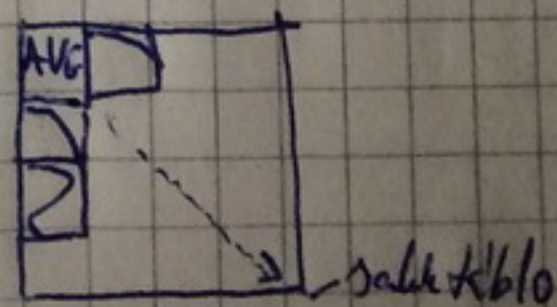
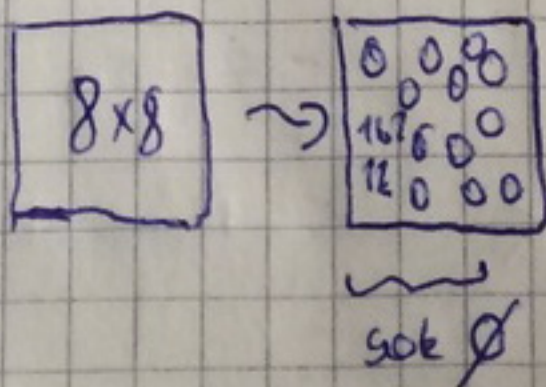
DTS - decoding time stamp

I B B P B B P B B P

DCT - természetes képtantárolásra discrete-cos-trafs

- 8x8 pix blokkra (16x16 → 4 részre)

- veszteségmentes !!



+ kvantálási mátrixok


8	7	7	6
7	7	6	
7	6		
6			1

léptétel mátrix

→ kesztéses (kvantálás)

adaptív kvantálás

futamlasz kódolás: lényeges értékek 1.74, 6.1, 1.1, 0.5
érték futamlasz

Zig-zag letapogatás:  kesztéses

+ Huffman kódolás

MPEG-4-AVC: (HUN)

h264

jobb kódolás, több predikció, mozgásbecslés jobb!

MOZGÁS BECSLÉS

~ 15 ref. kép (B)

~ további jele. mozgásbecslés

~ megadott makróblokkok [ellenőrzi a léptételét]

~ blokkosodás gátló szűrés [20 alatt átmeneti szűrés]
blokkok se lehetnek

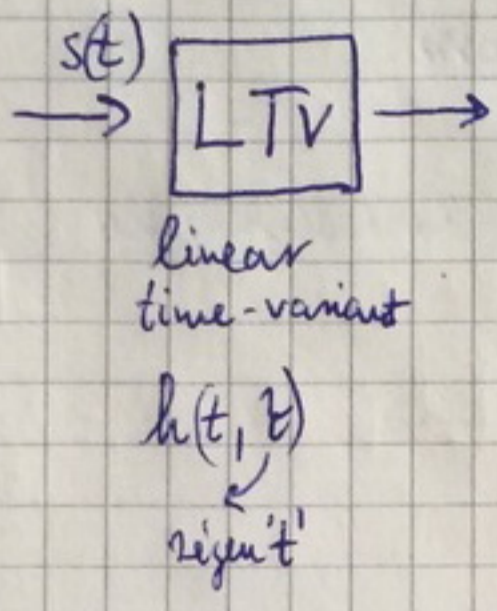
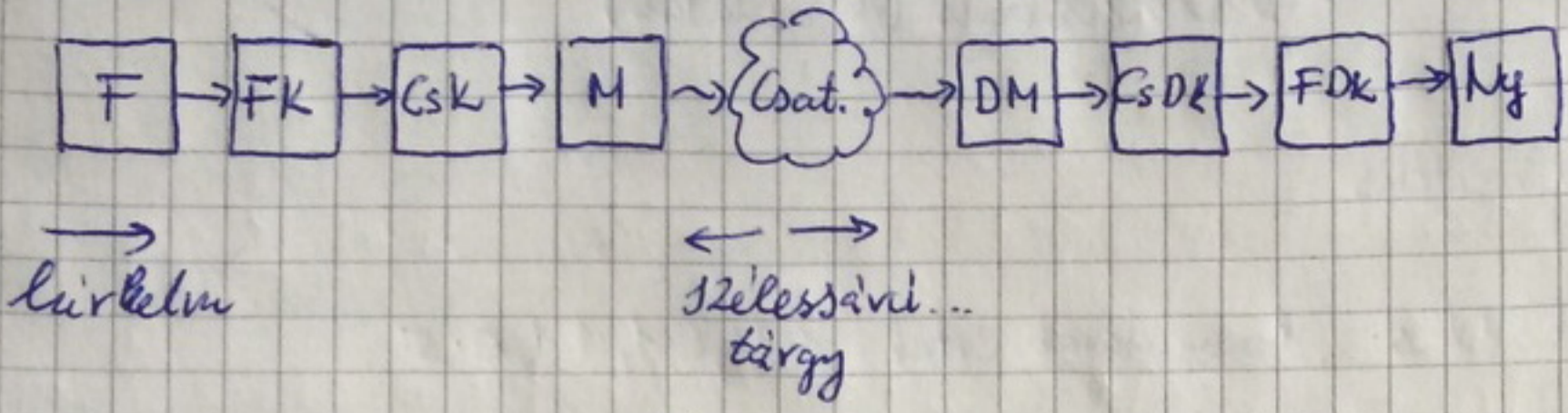
~ DCT helyett integer transz

MP3 ~ MPEG-1-Layer 3

MPEG-4-AAC 384 kbit/s 5.1 hang

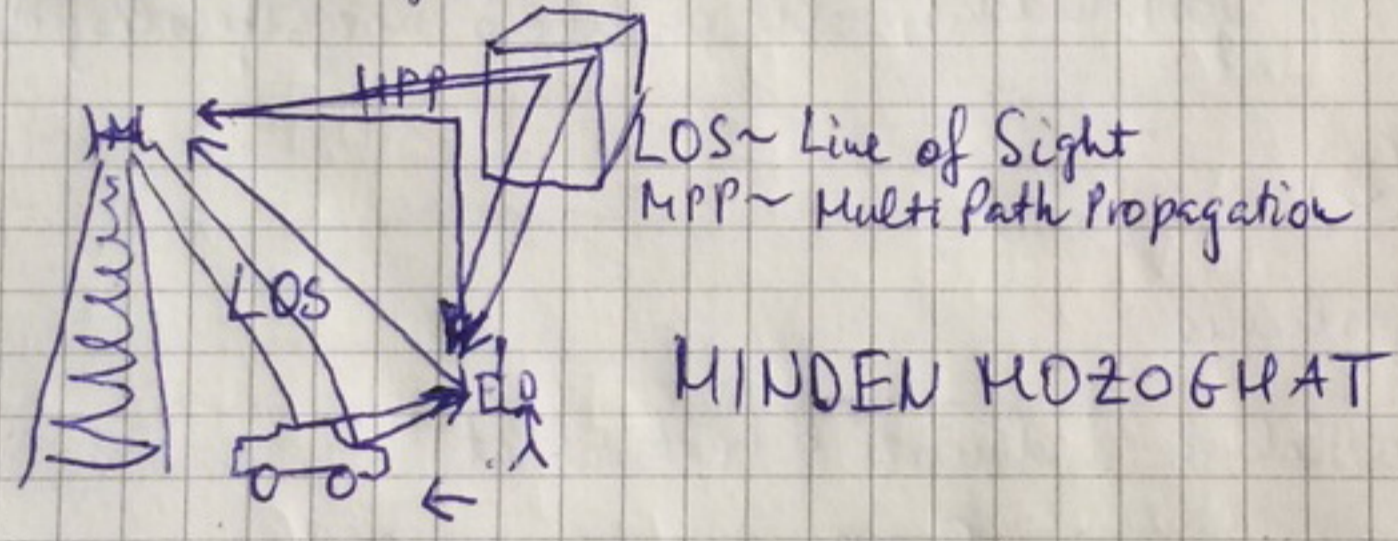
4. előadás

... previously on Szélessávú fix és mobil kommunikációs rendszerek.

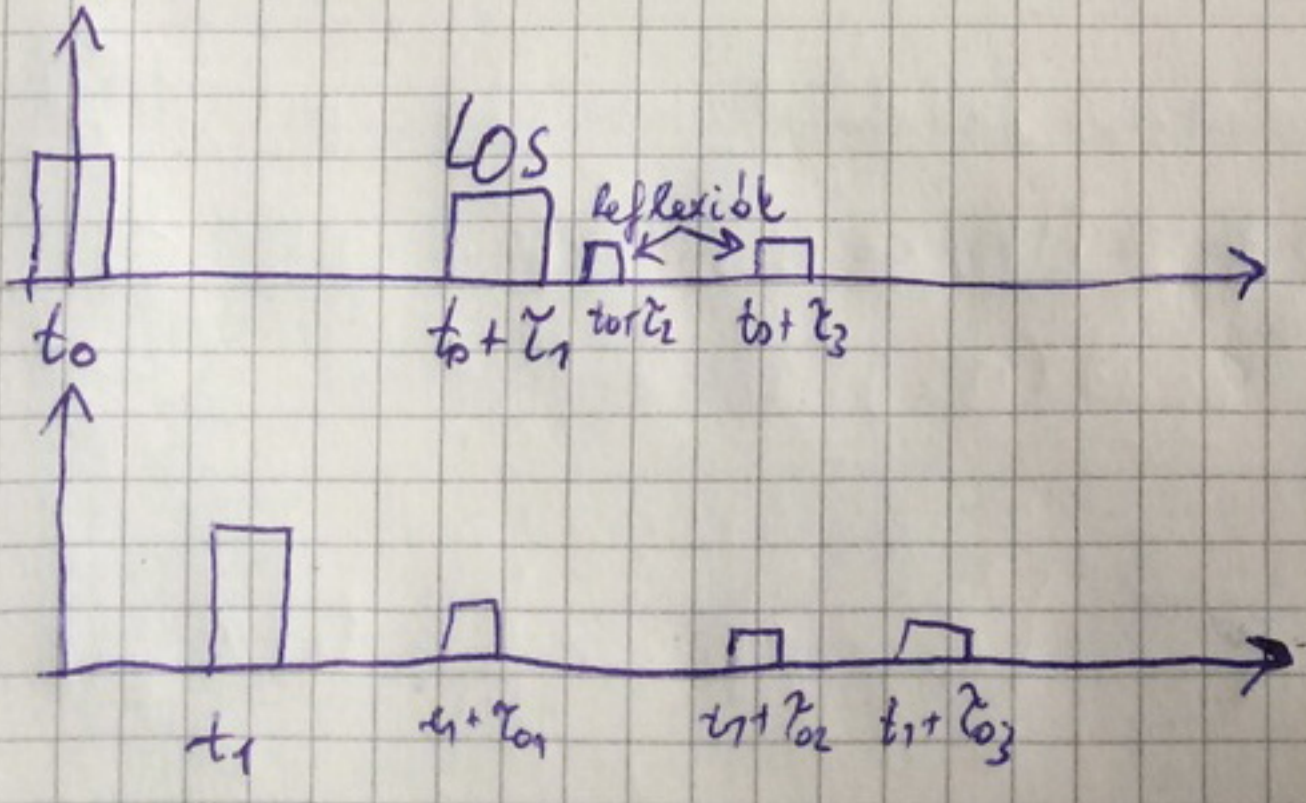


A veszték nélküli csatorna időfüggő lineáris rendszer!

a mobil csatorna ilyen!



fading: időben változó állapítás okozza ezt



időfüggő az impulzus válasz.

$$U(t) = \sqrt{2} \cdot A \cdot \cos(\omega_c t + \phi) \quad \begin{matrix} \text{hordozófrekvencia} \\ \rightarrow \text{hullójel} \end{matrix}$$

$$x(t) = \sqrt{2} \cdot A \cdot \underbrace{m(t)}_{\text{hulló jel}} \cdot \cos(\underbrace{\omega_c t}_{\text{hordozófrekvencia}} + \underbrace{U(t)}_{\beta} + \phi) \quad \begin{matrix} + \\ \text{modulált jel} \end{matrix}$$

+
moduláló jel (alapsávi) jel

véges elemrendű, véges időjű, véges energiájú
↓
[digitális jel]
megszámlálható

ha $m(t)$ hordozza az infót \rightarrow digitális amplitúdó moduláció

ha $U(t)$ hordozza az infót \rightarrow digitális frekvencia moduláció

pl: QAM helyére a kétféleképpen

additív tétel

$$x(t) = A \left[a(t) \cdot \cos(\omega_c t) - q(t) \cdot \sin(\omega_c t) \right] \quad \begin{matrix} \text{komplex burló} \\ a(t) = \sqrt{2} \cdot m(t) \cdot \cos(U(t) + \phi) \\ q(t) = \sqrt{2} \cdot m(t) \cdot \sin(U(t) + \phi) \end{matrix}$$

$$x(t) = A \cdot \text{Re} \left\{ \underbrace{[a(t) + j q(t)]}_{\text{analitikus jel}} \cdot e^{j \omega_c t} \right\}$$

$$u(t) = a(t) + j \cdot q(t)$$

$$r(t) = \sum_{n=1}^N c_n(t) \cdot s(t - \tau_n(t)) \quad [\text{időben diszkrét esemény}]$$

vett jel
terjedési sebesség
pillanat

$$\Rightarrow \sum_{n=1}^N c_n(t) \cdot u(t - \tau_n(t)) \cdot e^{-j \omega_c (t - \tau_n(t))}$$

$$z(t) = \sum_{n=1}^N c_n(t) \cdot u(t - \tau_n(t)) \cdot e^{-j \omega_c t - \tau_n(t)}$$

vett jel
komplex
burlója

$$z(t+dt) = \sum_{n=1}^N \left[c_n(t) + \dot{c}_n(t) dt \right] u \left[t - [\tau_n(t) + \dot{\tau}_n(t) dt] \right] \cdot e^{-j \omega_c [\tau_n(t) + \dot{\tau}_n(t) dt]}$$

Ha ω_c nagy [GHz] és $dt \rightarrow 0$

$$\approx \sum_{n=1}^N C_n(t) \cdot u(t - \tau_n(t)) \cdot \underbrace{e^{-j\omega_c[\tau_n(t)]} \cdot e^{-j\omega_c[\dot{\tau}_n(t) \cdot dt]}}_{\text{nem hagyható el!}}$$

$$\omega_{DN} = -\omega_c \cdot \dot{\tau}_n(t)$$

$$e^{-j\omega_c \tau_n(t) + \omega_{DN}(t) dt}$$

átlag idő eltérés

egy n-dik terjedési úton a késleltetés eltérése az átlaghoz

$$\bar{\tau}(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \tau_n(t)$$

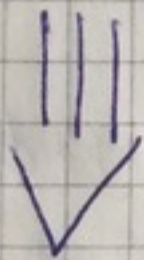
$$\Delta \tau_n = \bar{\tau}(t) - \tau_n(t) \rightarrow \tau_n(t) = \bar{\tau}(t) - \Delta \tau_n(t)$$

$$z(t) = \sum_{n=1}^N C_n(t) \cdot u(t - (\bar{\tau}(t) - \Delta \tau_n(t))) \cdot e^{-j\omega_c[\bar{\tau}(t) - \Delta \tau_n(t)]}$$

ha $\Delta \tau_n(t) \ll T_s \rightarrow$ multiplikatív fading lép fel
 (N-re) időkonstans [szimbólműködés] nem okoz ISI-t

átlag idő eltérés

[távoliból reflexiókat elhanyagoljuk] értsd.



rádiócsatorna multiplikatív fading

$$z(t) = u(t - \bar{\tau}(t)) \cdot e^{-j\omega_c \bar{\tau}(t)} \cdot \sum_{n=1}^N C_n(t) \cdot e^{j\omega_c \Delta \tau_n(t)}$$

+ időszinkron fázisforgás

u(t) kapható + PLL

(lassú) ← (lassú)

(lassú)

komplex stochasztikus folyamat

ha a terjedési úton a késleltetések és a multiplicitások füglenek

\Rightarrow füglen val. változók \Rightarrow CHT \Rightarrow Gauss eloszlás

komplex (2D) Gauss

$$f_{x,y}(x,y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp\left[-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}\right]$$

$$f_{x,y}(x,y) = f_x(x) \cdot f_y(y)$$

$$f_{b|\phi}(b, \phi) = \frac{b}{2\pi \cdot \sigma^2} \cdot \exp\left\{-\frac{b^2}{2\sigma^2}\right\}$$

egyenletes
sűrűségf. v.

$$f_b(b) = \int_0^{2\pi} f_{b|\phi}(b, \phi) d\phi = \frac{b}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{b^2}{2\sigma^2}} \quad \text{Rayleigh}$$

$$f_\psi(\psi) = \frac{1}{2\pi} \rightarrow \text{egyenletes eloszlás nemint neegy!}$$

de ha van LOS \rightarrow nem lesz egyenletes az eloszlás!
 akkor Rice eloszlás lesz. \rightarrow erő's komponens is van!
 0-rend. 1. fajta Bessel f. v.

$$f_b(b) = \frac{b}{\sigma^2} \cdot \exp\left[-\frac{b^2 + Q^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{b \cdot Q}{\sigma^2}\right)$$

LOS
S.O. RICE

0-rendű
1. fajta módosított
Bessel-f. v.

$$f_{b|\phi}(b, \phi) = \frac{b}{2\pi \cdot \sigma^2} \cdot \exp\left\{-\frac{b^2}{2\sigma^2}\right\}$$

Együttes
sűrűségf.:

$$f_b(b) = \int_0^{2\pi} f_{b|\phi}(b, \phi) d\phi = \frac{b}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{b^2}{2\sigma^2}} \quad \text{Rayleigh} \quad \text{Non-LOS esetben}$$

$$f_\phi(\phi) = \frac{1}{2\pi} \rightarrow \text{egyenletes eloszlás szerint megy!}$$

de ha van LOS \rightarrow nem lesz egyenletes az eloszlás!
 either Rice eloszlás len. \rightarrow erő's komponens is van!
 0-rend. 1. fajti Bessel f. ha!

$$f_b(b) = \frac{b}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{b^2 + \Omega^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{b \cdot \Omega}{\sigma^2}\right)$$

LOS
SO RICE

0-rendű
1. fajti módosított
Bessel-f.:

5. előadás

- recap...

- Rayleigh eloszlás NLOS esetben: $E\{b\} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \sigma$

- Gauss-folyamat: $G_x(\mu_x, \sigma, \rho_x)$ várható érték korreláció $\sigma^2 = E\{b^2\} - E^2\{b\} = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \sigma^2$

(3 param)

$$G_y(\mu_y, \sigma, \rho_y)$$

$$\rho_x = \rho_y = \delta(\phi)$$

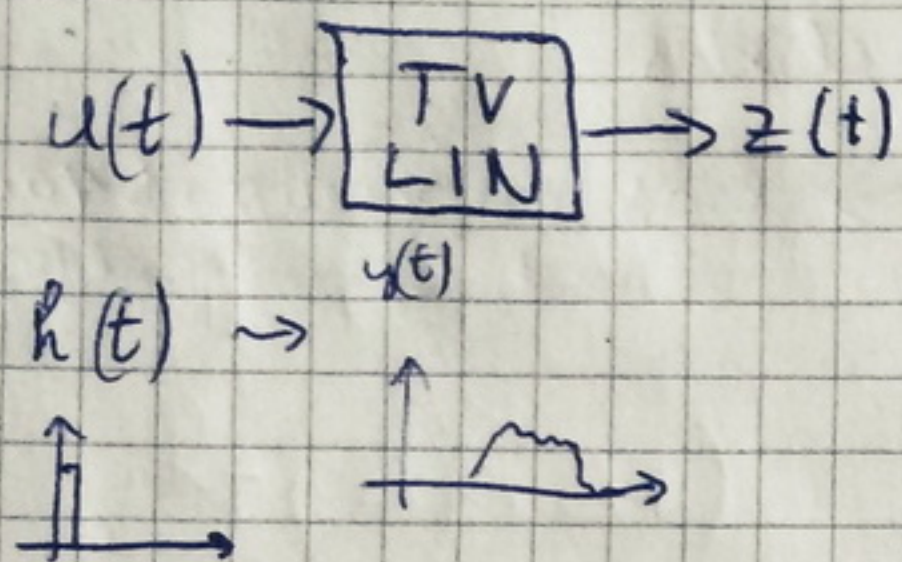
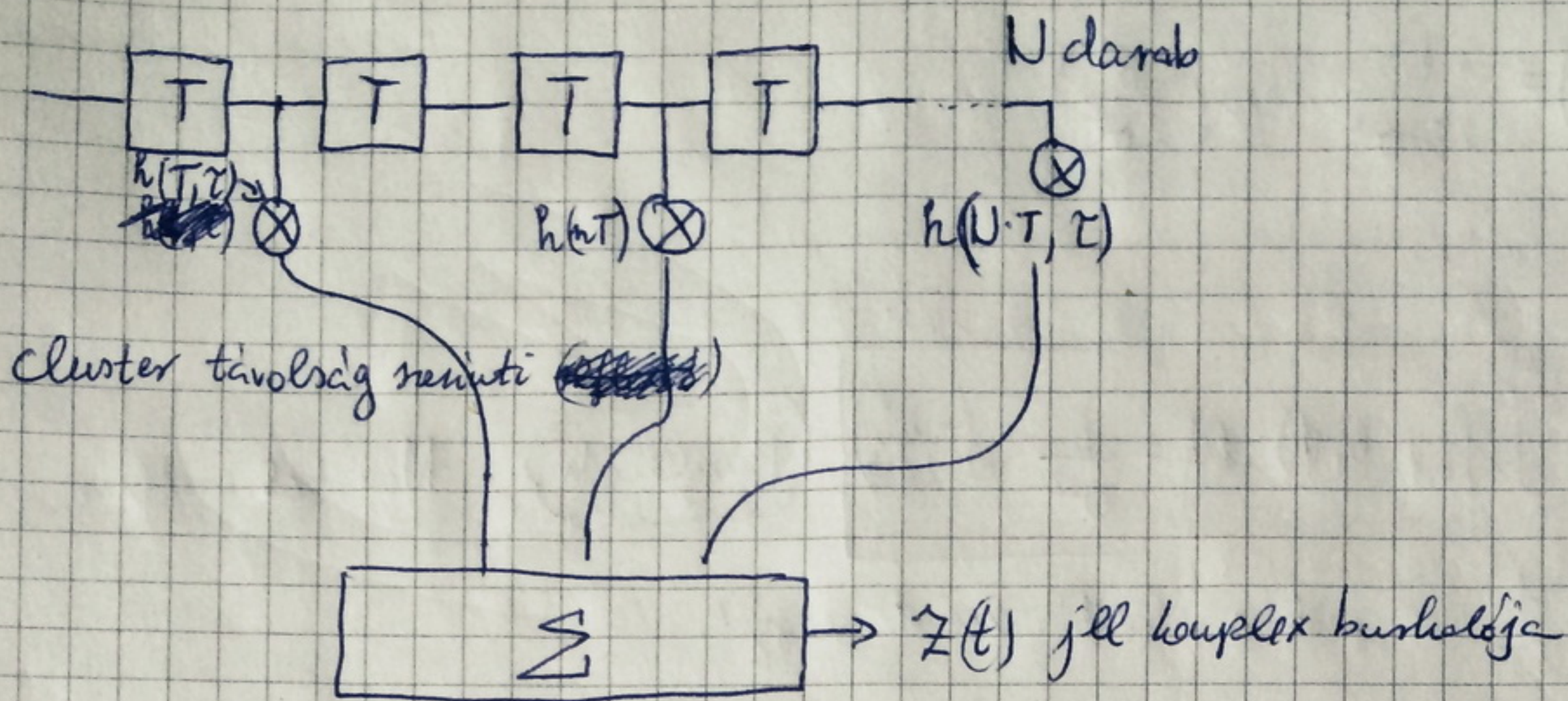
$$\sigma_x = \sigma_y = \sigma$$

(A mobil rádiócsatorna amplitúdó eloszlása NLOS esetben Rayleigh eloszlást követ)

Geostac. műholdas példa: 10 km/h 1,536 GHz csatorna

ciklostacionárius folyamat. (egy rétegtérben belül stacionáriusnak tekinthető!)

(München-ben)



időfüggő folytonosan síró közeg:

Bello-féle rendszerfüggvényekkel írható le.

- ① $h(t, z)$
- ② $\mathcal{F}\{h(t, z)\} = T(f, t)$ időfüggő frekvenciaválasz (ábraképi f)
 z -reviszt
- ③ $\mathcal{F}\{h(t, z)\} = S(z, \nu)$ "mű" késleltetés és Doppler effektus mentén
 t -reviszt
 (Doppler-késleltetés)
- ④ $\mathcal{F}\{S(z, \nu)\} = H(f, \nu)$ kimeneti doppler-száms függvény
 z
 vagy
 $\mathcal{F}\{T(f, t)\}$
 $t \rightarrow \nu$

Bello-féle
leírás

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t-\tau) h(t, \tau) d\tau$$

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \overset{\text{Levenszjel}}{u(f-v)} \cdot \underset{\text{Fourier-transzformáció}}{H(f-v, v)} dv$$

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f) \cdot T(f, t) e^{2\pi j f t} df$$

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u(t-\tau) \cdot S(\tau, v) \cdot e^{j2\pi v t} dv d\tau$$

Nézzük a korrelációt (helleme a WSS def-hoz)

időben leképezésben mennyire korrelált

$$R_h(t, s, \tau, \sigma)$$

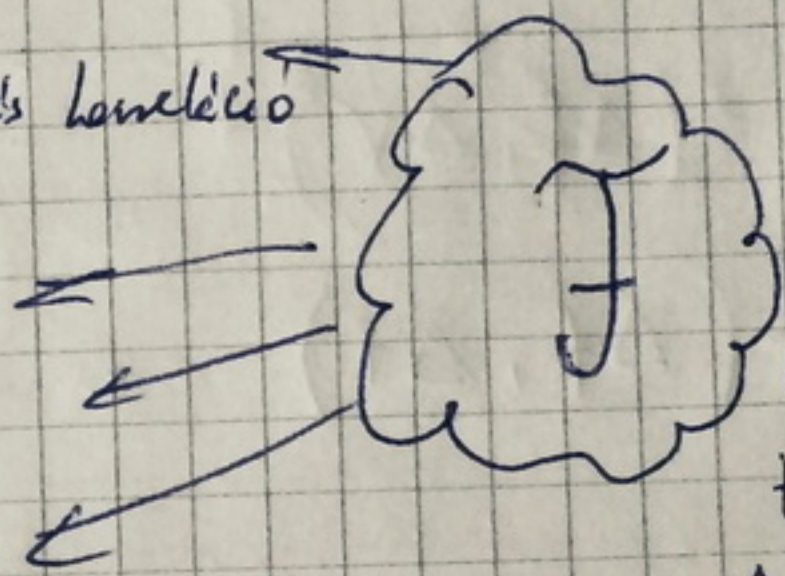
Double Fourier!

idő-leképezés korreláció

$$R_T(f, e, t, s) \Rightarrow \text{idő-frekvencia korreláció}$$

$$R_S(\tau, \sigma, \mu, \nu) \Rightarrow \text{léisleltetés - Doppler korreláció}$$

$$R_H(f, e, \mu, \nu) \Rightarrow \text{frekvencia - Doppler korreláció}$$



Fourier
transzformációk
↓
0-ro zata

- legyen a csatorna Rayleigh és időben gyengén stationerius (WSS)

$$R_S(\tau, \sigma, \mu, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\tau, \sigma, t, s) \cdot e^{-2\pi j \nu t} \cdot e^{-2\pi j \mu s} dt ds$$

$$s = t + \Delta t \rightarrow ds = d(\Delta t)$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\tau, \sigma, t, t + \Delta t) \cdot e^{-2\pi j (\nu + \mu) t} \cdot e^{-2\pi j \mu \Delta t} dt d(\Delta t)$$

(+) WSS (csak Δt -től függ) [WSS(t) nemint]

$$\boxed{N = -\nu_1}$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\tau, \sigma, \Delta t) \cdot e^{-2\pi j \mu \Delta t} \cdot e^{2\pi j (\nu_1 - \nu) t} dt d(\Delta t)$$

nem függ t-től
lehetően integrálható

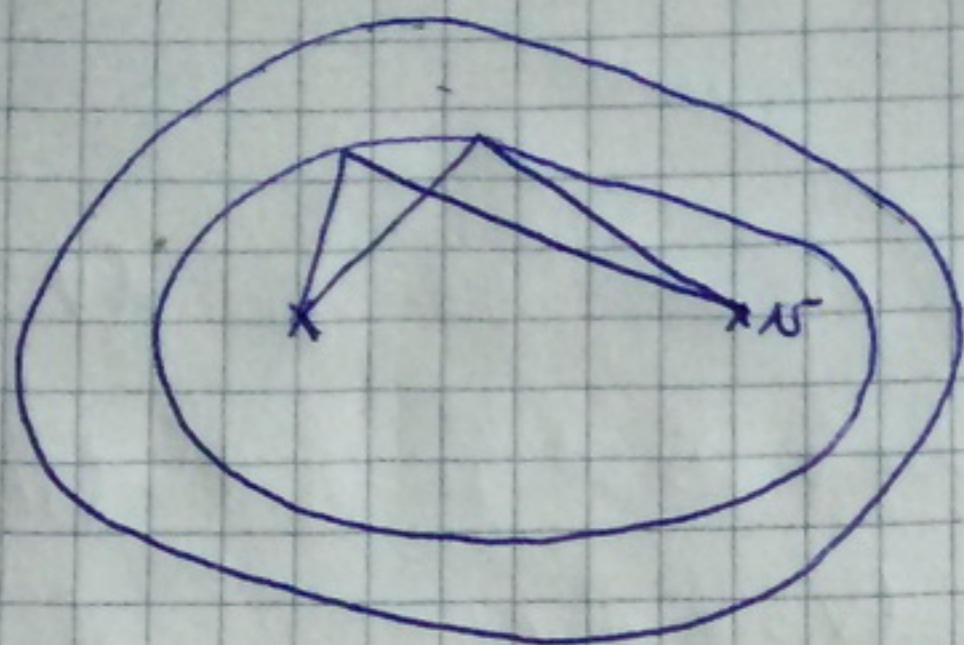
csak Δt

↓
leintegrálva

$$P_S(\tau, \sigma, \nu)$$

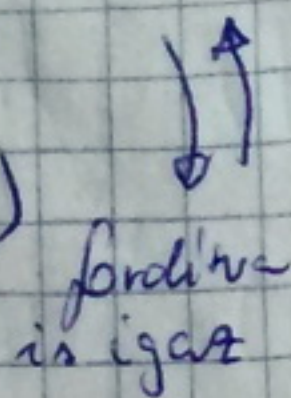
$$\left[\delta(\nu_1 - \nu) \right]$$

elliptikus esetben:



az azonos hisztogramot, de a különböző Doppler eltolást nemvevő komponensek közelítőleg!

(ezt mondja az integrál)



azonos Doppler elnevezés más hisztogramok jellel kombinálható!

US: uncorrelated scattering
(ha a frekvenciában WSS a folyamat)

$\Rightarrow R_H(\Delta f, \Delta t)$

$R_T(\Delta f, \Delta t)$ - ennek az $\frac{1}{2}$ normált f_0 -nyel, a koherencia időt és a koherencia sávlevegét!

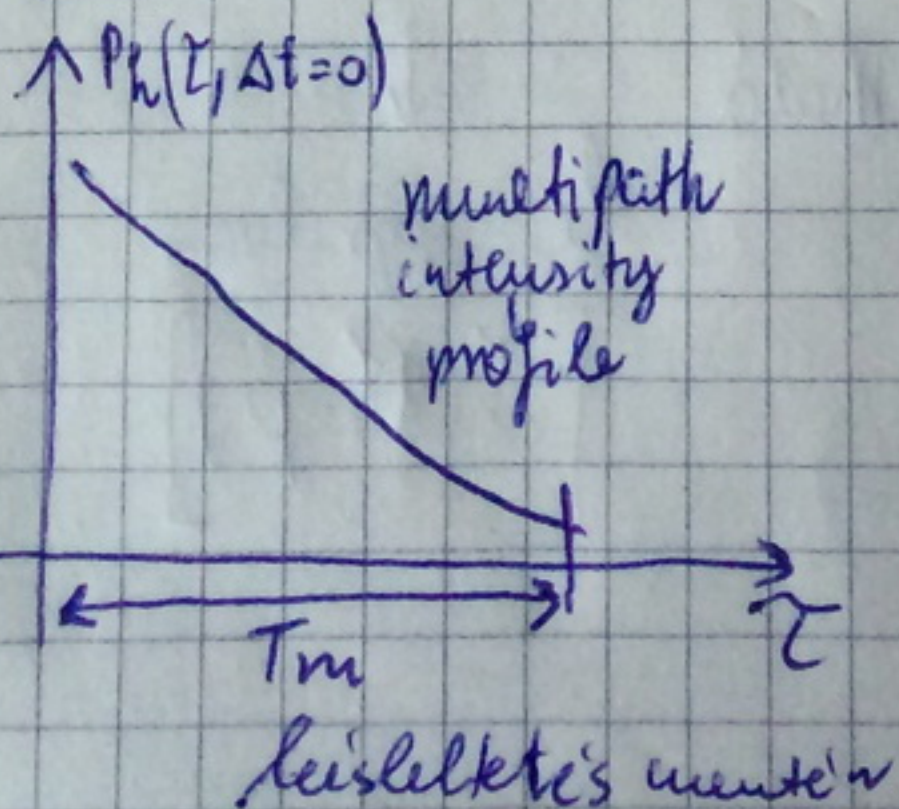
6 előadás

... recap ...

a csatorna legyen WSSUS minden nempontból (időben)

WSSUS
esetben

WSSUS $\rightarrow R_h(\tau, \sigma, t, s) = E\{h(\tau, t) \cdot h^*(\sigma, s)\} = R_h(\tau, \sigma, \frac{1}{2}, \Delta t) =$
 $= P_h(\tau, \Delta t) \cdot \delta(\tau - \sigma)$
 teljesítmény jellegű WSS US
 (Van $\frac{1}{2}$ normával is) Φ_h néven!



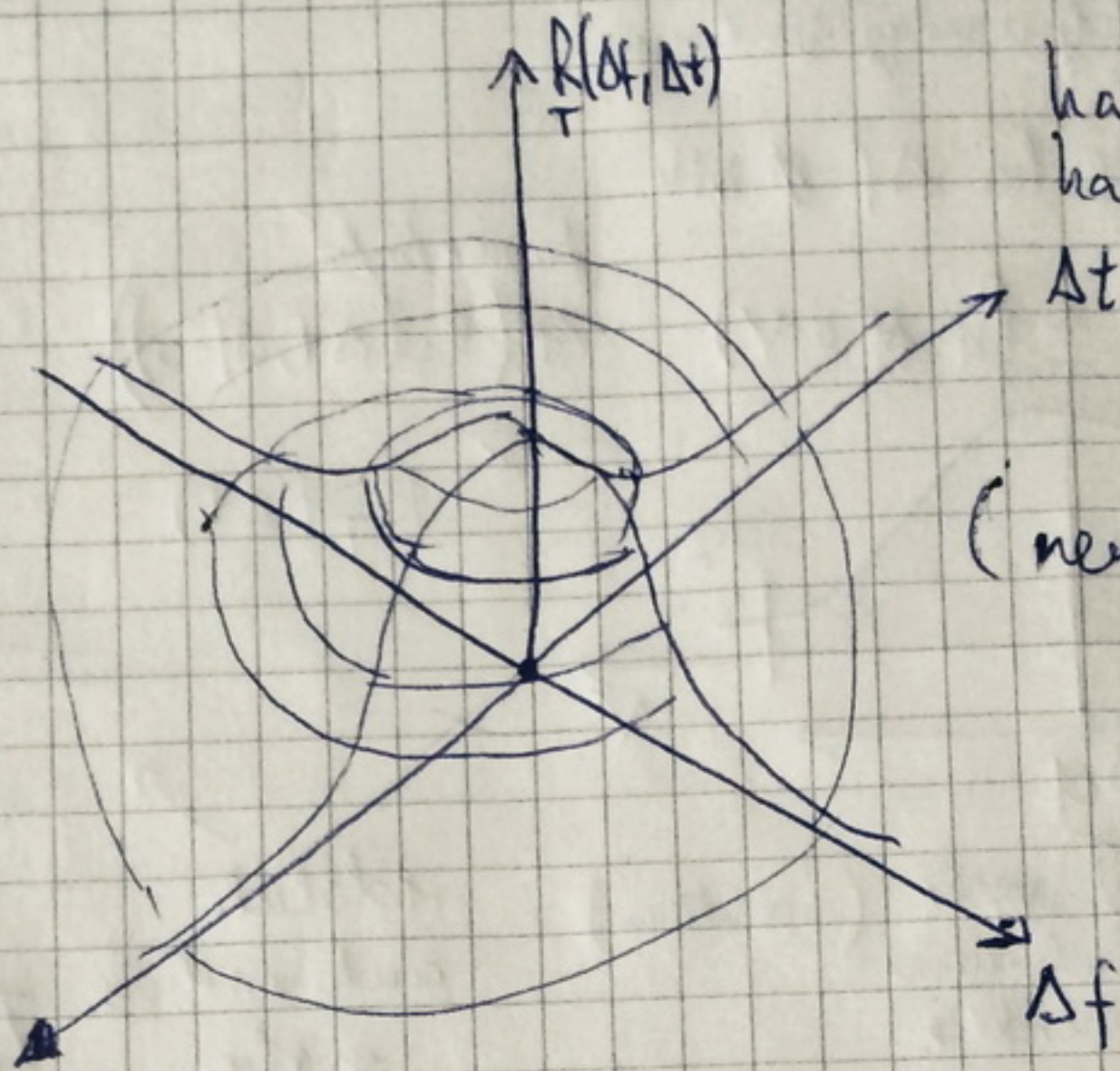
T_m - átlagos idő alatt a teljesítmény 99,99% - a megérkezik (hisztogram terjedés) delay spread

$$R_T(f, e, t, s) = E\{T(f, t) \cdot T^*(e, s)\} \stackrel{\downarrow}{=} R_T(\Delta f, \Delta t)$$

$$e = f + \Delta f$$

$$s = t + \Delta t$$

|| Spaced frequency
spaced time
↳ correlation fcn. ||

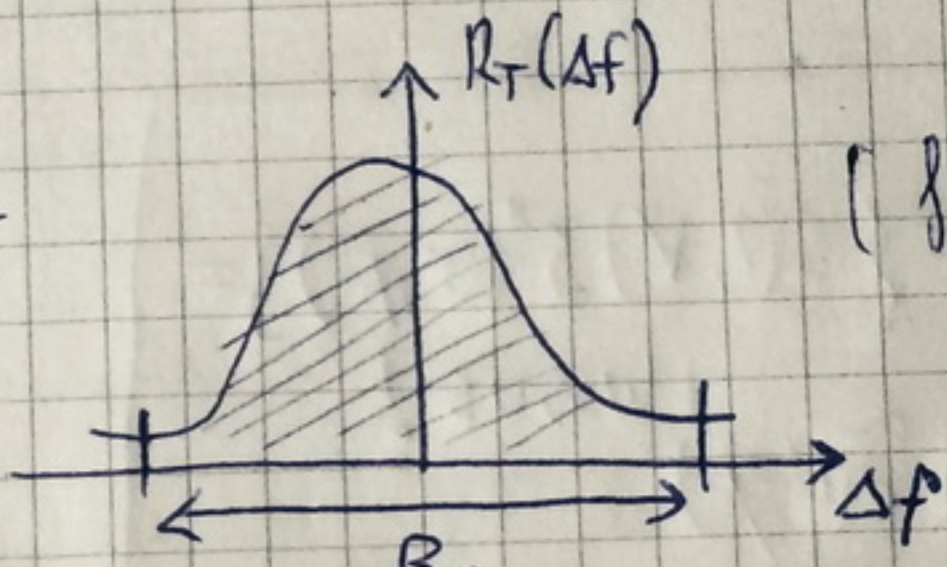


ha $\Delta t = 0 \rightarrow R_T(\Delta f)$
ha $\Delta f = 0 \rightarrow R_T(\Delta t)$
(löv oldalán)

(nem Gauss felület!)

$$\int_0^{\infty} P_R(\tau, \Delta t) \cdot e^{j2\pi\tau\Delta f} d\tau \rightarrow R_T$$

$\mathcal{F}\{P_R\}$
 $t \rightarrow \Delta f$



(frekvenciában
hogyan nő a teljesítmény)

$B_c \Rightarrow$ koherencia sávlelesség

$$B_c \approx \frac{1}{T_m}$$

a hasznos jel B_c sávra korlátozott
és $B > B_c$ (de nagyobb mint B_c)

↓
(frekvencia selektív csatorna)

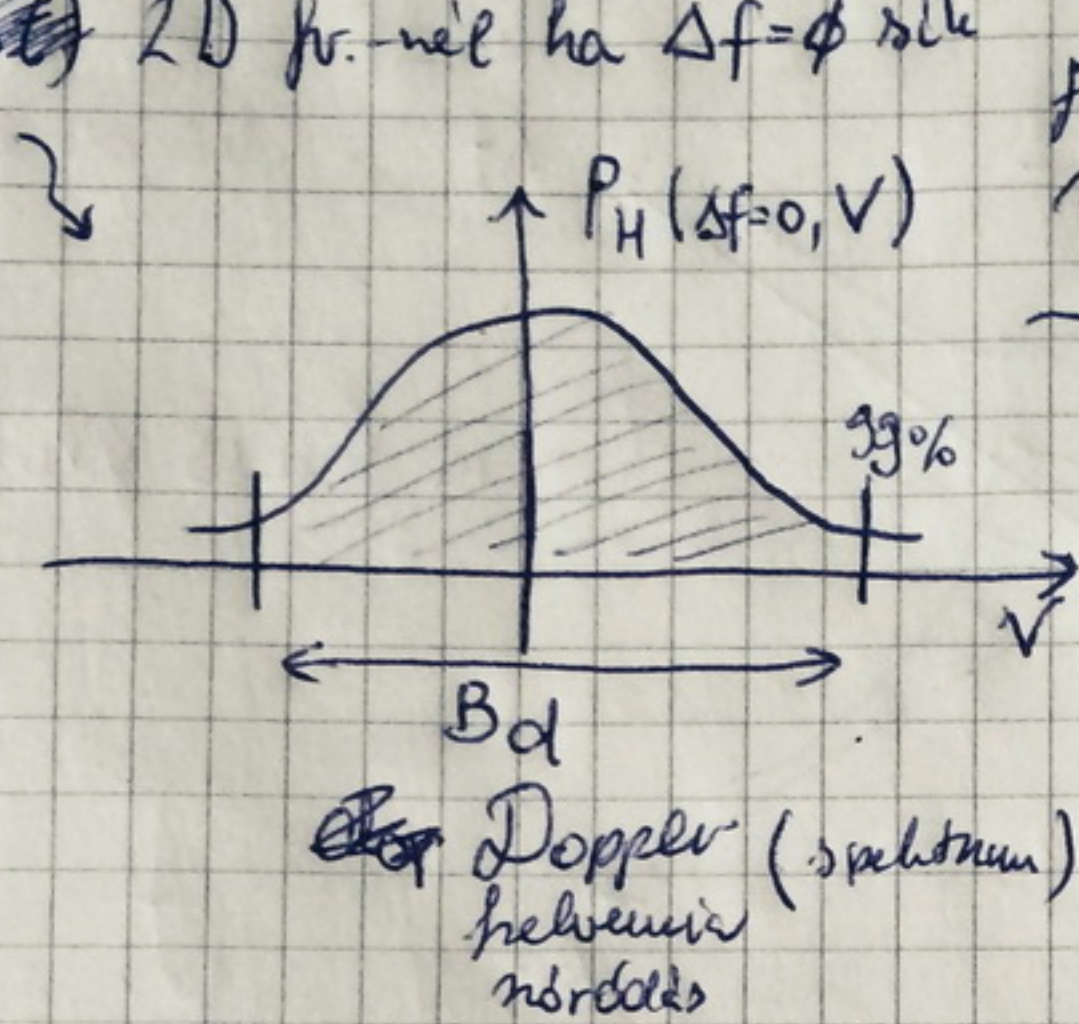
ha $B < B_c \rightarrow$ koherens csatorna

(előző oldalán)
 $R_T(\Delta f) \rightarrow P_R(\tau, \Delta t = 0)$
 $R_T(\Delta t) \rightarrow P_R(\Delta f = 0, \tau)$

$$R_H(f, e, v, \mu) = E\{H(f, v) \cdot H^*(e, \mu)\} = \underbrace{P_H(\Delta f, v)}_{\substack{\text{frekvencia} \\ \text{WSS} \\ \text{miatt}}} \cdot \underbrace{\delta(v - \mu)}_{\substack{\text{v} \text{ is } \mu \\ \text{Dopplerelek} \\ \text{konelicitas} \\ \text{WSSUS miatt}}}$$

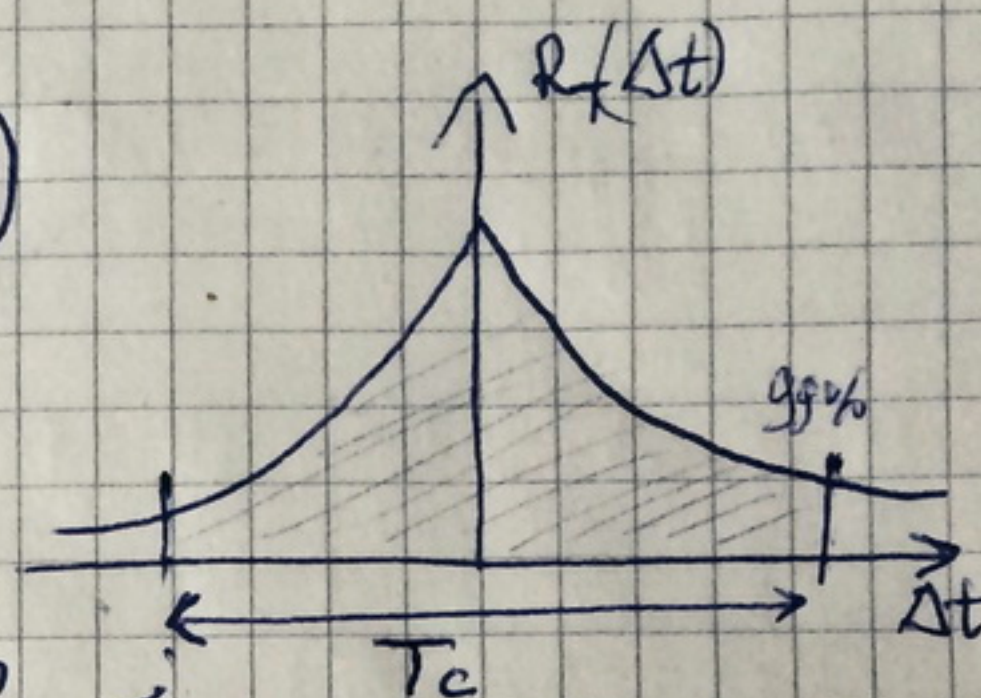
$P_H(\Delta f, v) =$ Doppler-terjedelmény spektrum.

~~$R_H(\Delta f, \Delta t)$~~ 2D fr.-nél ha $\Delta f = 0$ s.k.



Furiertranszformáció
 $\approx (R_T(\Delta t, \Delta f=0))$

$R_T(\Delta t)$



időbeli autokorrelációs görbe

időbeli koherencia

$T_c \Rightarrow$ koherencia idő

$$T_c \approx \frac{1}{B_d}$$

ha $T_s < T_c \rightarrow$ időben nem selektív
 szimbólumidő

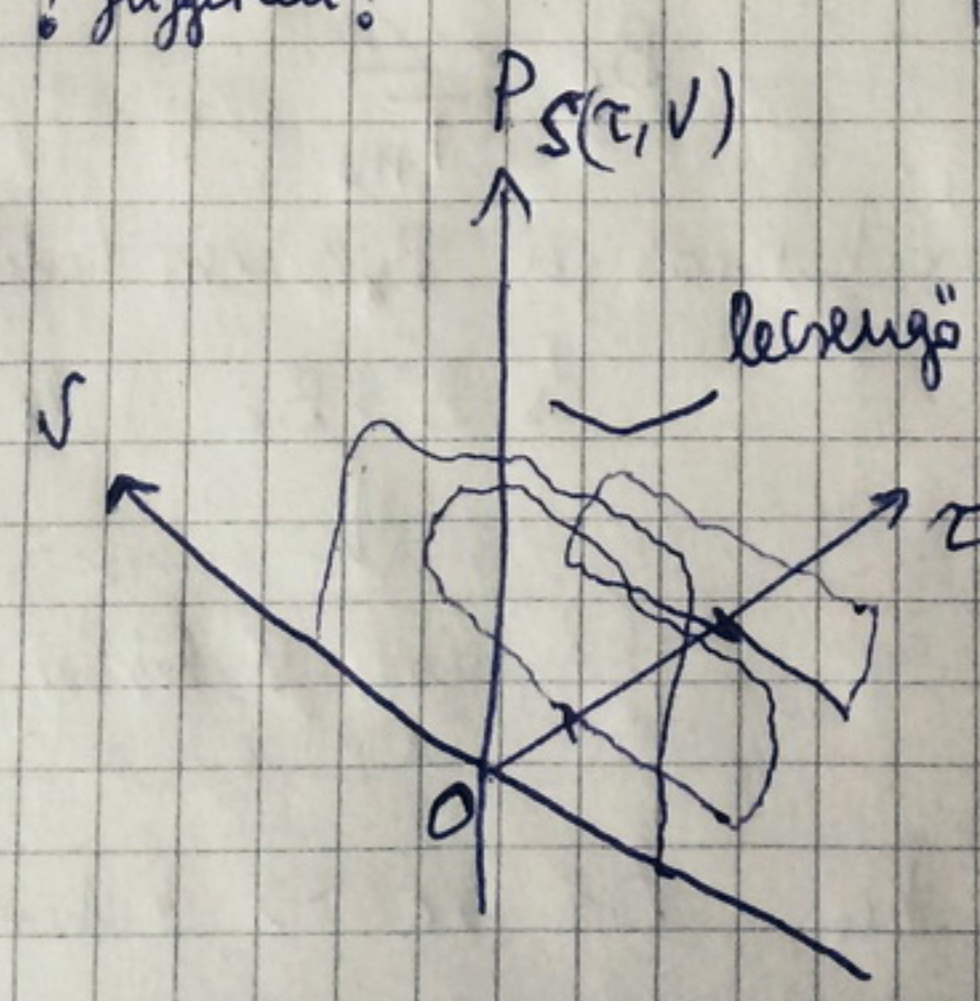
ha $T_s > T_c \rightarrow$ időben selektív

$$R_S(\tau, \sigma, \mu, v) = E\{S(\tau, v) S^*(\sigma, \mu)\} = P_S(\tau, v) \delta(\tau - \sigma) \delta(v - \mu)$$

+ WSSUS!

hészeltetés doppler! figyeljen!

S
Scattering fcn



helyi közeg (közel reflexiók)

hegyvidéki közeg (távolsági reflexiók)

doppler spektrum u. alakja

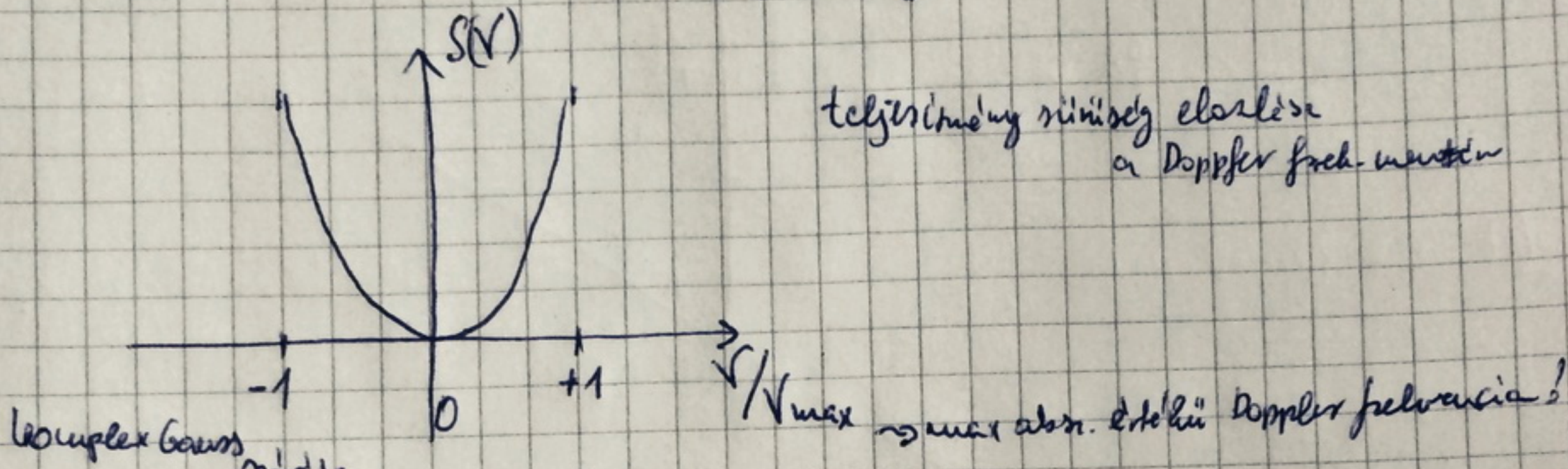
WAAAAA
 meeeeee!

$$\int_0^{\infty} P_s(\tau, V) d\tau \rightarrow \text{Doppler spectrum}$$

$$dV \rightarrow \text{delay profile}$$

miért van az u ?

Fakes mérte ki 1930 körül (New York helvrosa)
rendkívül rádiózs-



complex Gauss
mérés

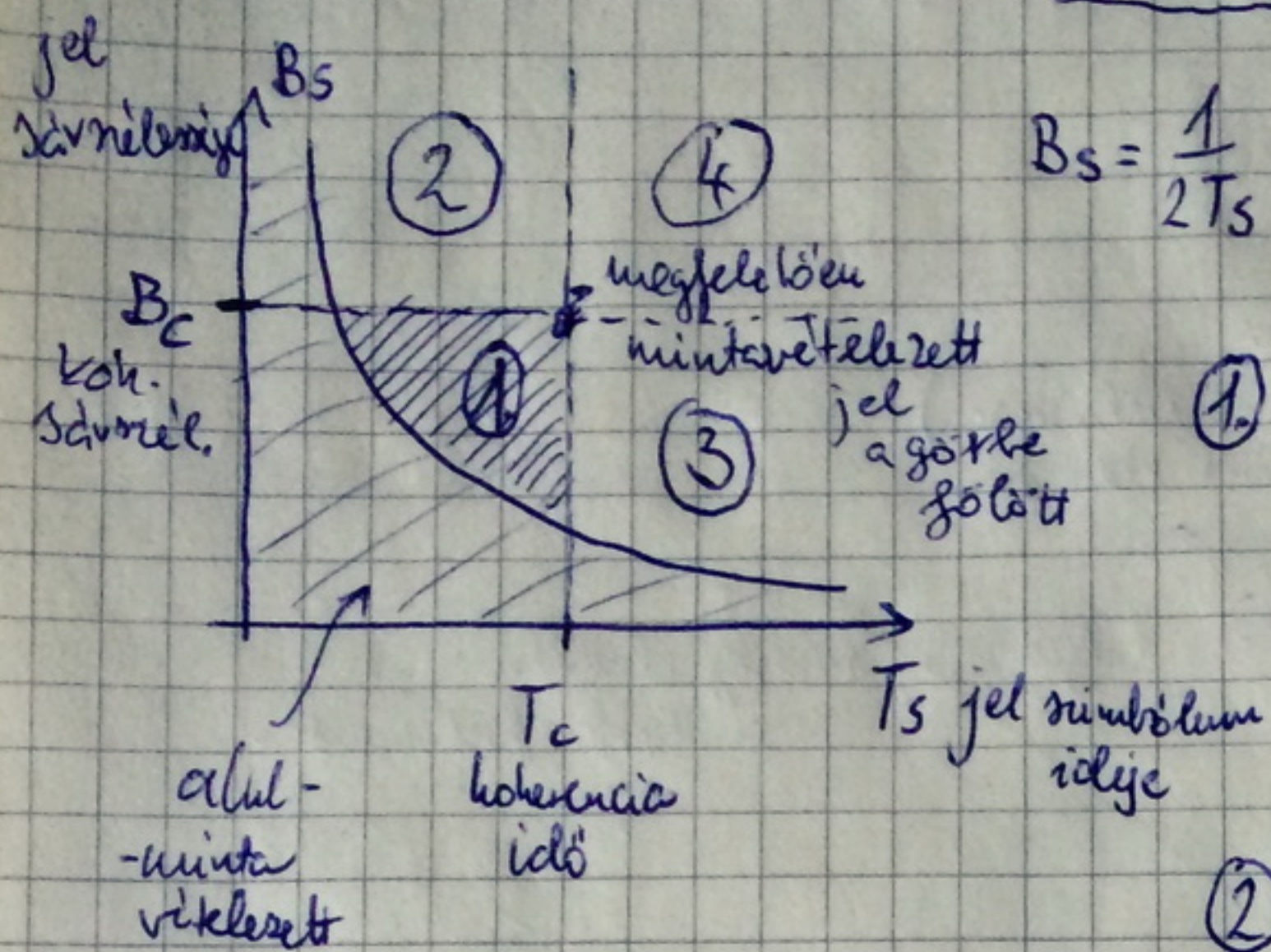
$$S(V) = \frac{\sigma^2}{\pi \cdot V} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{V}{V_{max}}}}$$

\mathcal{F}^{-1}

$$R_{zz}(\tau) = \sigma^2 \cdot \mathcal{F}_0(2\pi V_{max} \tau)$$

vald jel
CMPLX
bubholója
T-val odébb

7. előadás



$$B_s = \frac{1}{2T_s} \Rightarrow B_s T_s = 1/2$$

① időben lassú frekvenciában nem selektív! (multiplikatív fading)

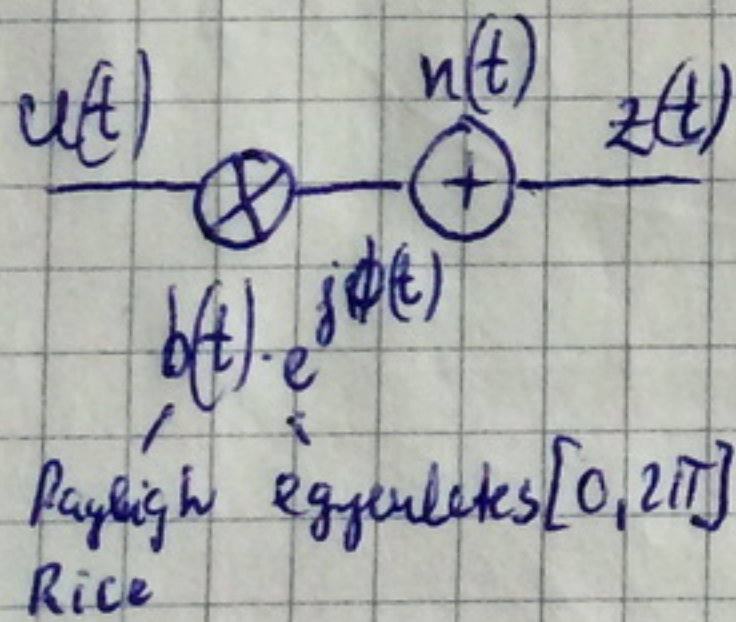
② időben lassú frekvencia selektív

③ időben gyors nem frekvencia selektív

④ frekvencia és idő selektív!

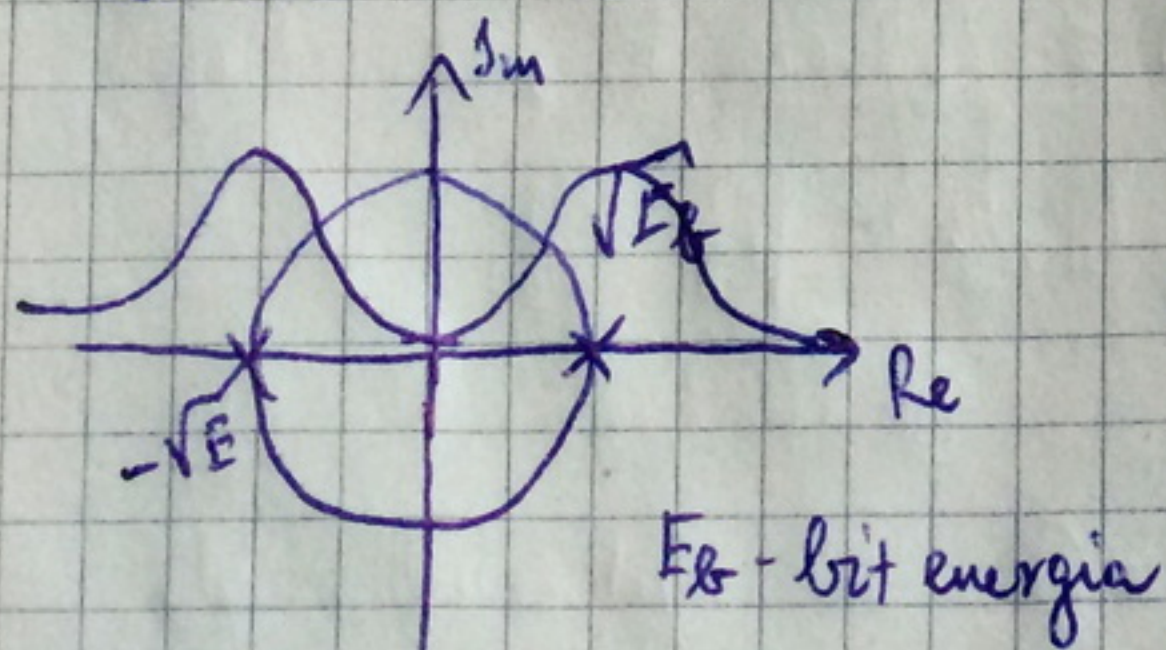
Fajok:

AGWN + multiplikatív fading



$n(t)$ termikus zaj
(végtelen dimenziós)
de engem nem érdekel a ∞ dim

BPSK AWGN esetben



$$P_{hiba} = 1/2 \cdot \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

$$N_0/2 = \sigma_n^2$$

elfajult 2D moduláció
itt csak 1D [+180°]

antipodális

(nem a 1 és a 0 értékek)

BPSK eset + AGWN



→ litte vonatkozó jel-zaj viszony!

$$\text{ha } P_e = 10^{-3} \rightarrow E_b/N_0 = 6,78 \text{ [dB]}$$

javítani lehet P_e -t ha növeljük az E_b -t...

fégyverhési verseny lesz
interferencia problémák jönnek
néz jobban növelem
az E_b -t
...
nem lesz jó szemlének

időben lassú csat → elhanyagolom a $\phi(t)$

$$P_e(b) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{b^2 \cdot E_b}{N_0}}$$

ha $b(t) = b$ [csillapítás]

$$f_b(b) = \frac{b}{\sigma_b^2} \cdot \exp\left[-\frac{b^2}{2\sigma_b^2}\right]$$

b exponenciális
Rayleigh

$$b = \sqrt{x^2 + y^2} \rightarrow \sigma^2 + \sigma^2 \rightarrow 2\sigma^2 = E(b^2)$$

$$\mu_b = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \sigma_x^2$$

$$\sigma_b^2 = E\{(b - E(b))^2\} = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sigma_x^2$$

második
centrális
momentum

litte viszony! → sűrűségfüggvény

$$P_e = \int P_e(b) \cdot f_b(b^2) db^2$$

$$E(b^2) = 2\sigma_x^2$$

$b(t)$ - Rayleigh $\rightarrow b^2(t)$ - exponenciális

$$\gamma_b = \frac{b^2 \cdot E_b}{N_0} \rightarrow \text{exponenciális eloszlást követ!}$$

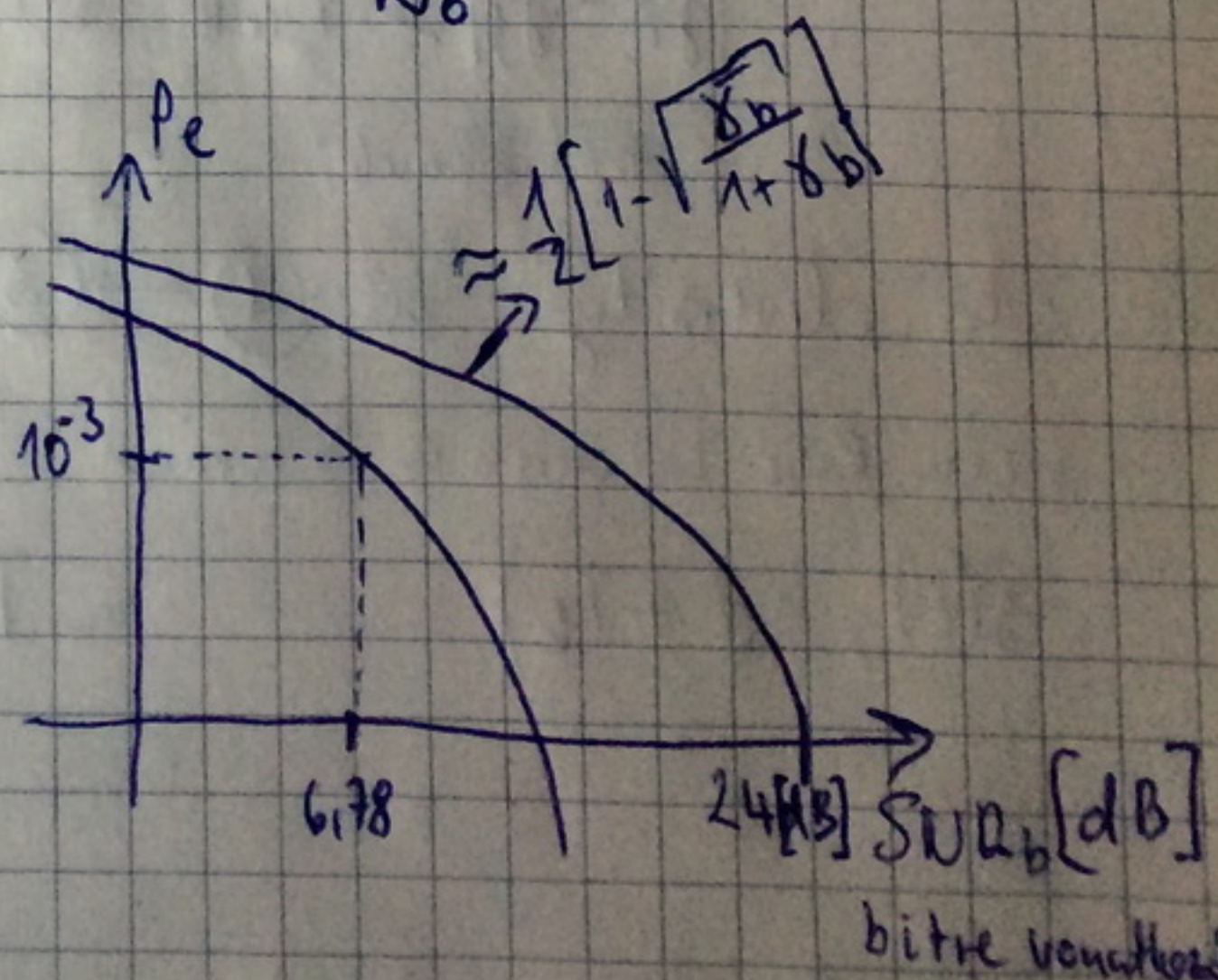
b^2 várható értéke

$$\bar{\gamma}_b = \frac{2 \cdot \sigma_x^2 \cdot E_b}{N_0}$$

$$f_{\gamma_b}(\gamma_b) = \frac{1}{\bar{\gamma}_b} e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_b} = \frac{1}{\bar{\gamma}_b} \cdot e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_b}$$

$$P_e = \int_0^{\infty} P_e(\gamma_b) \cdot f_{\gamma_b}(\gamma_b) d\gamma_b$$

(1). esetben vagyunk és
teljesen a Nyquist)



Rayleigh-est
BPSK

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\gamma_b}{1 + \gamma_b}} \right]$$

ha $\gamma_b \gg 1$

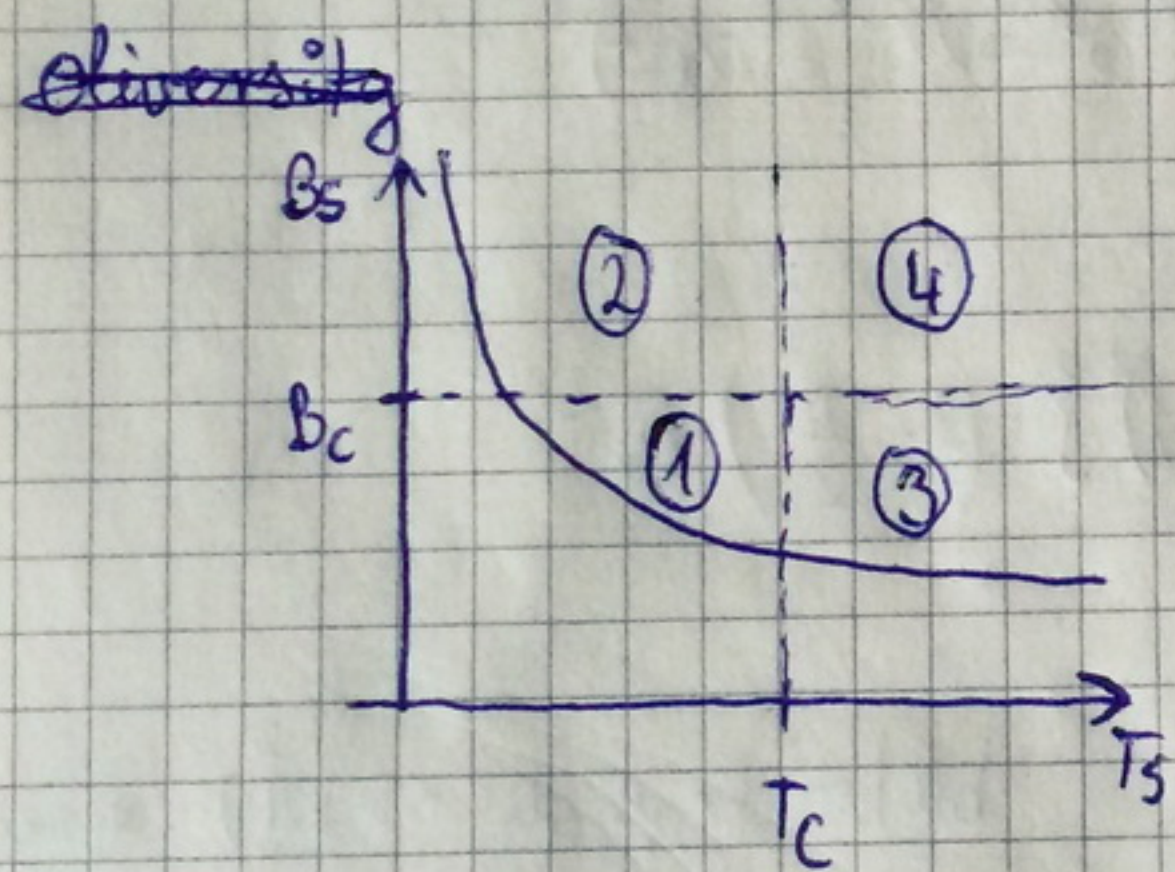
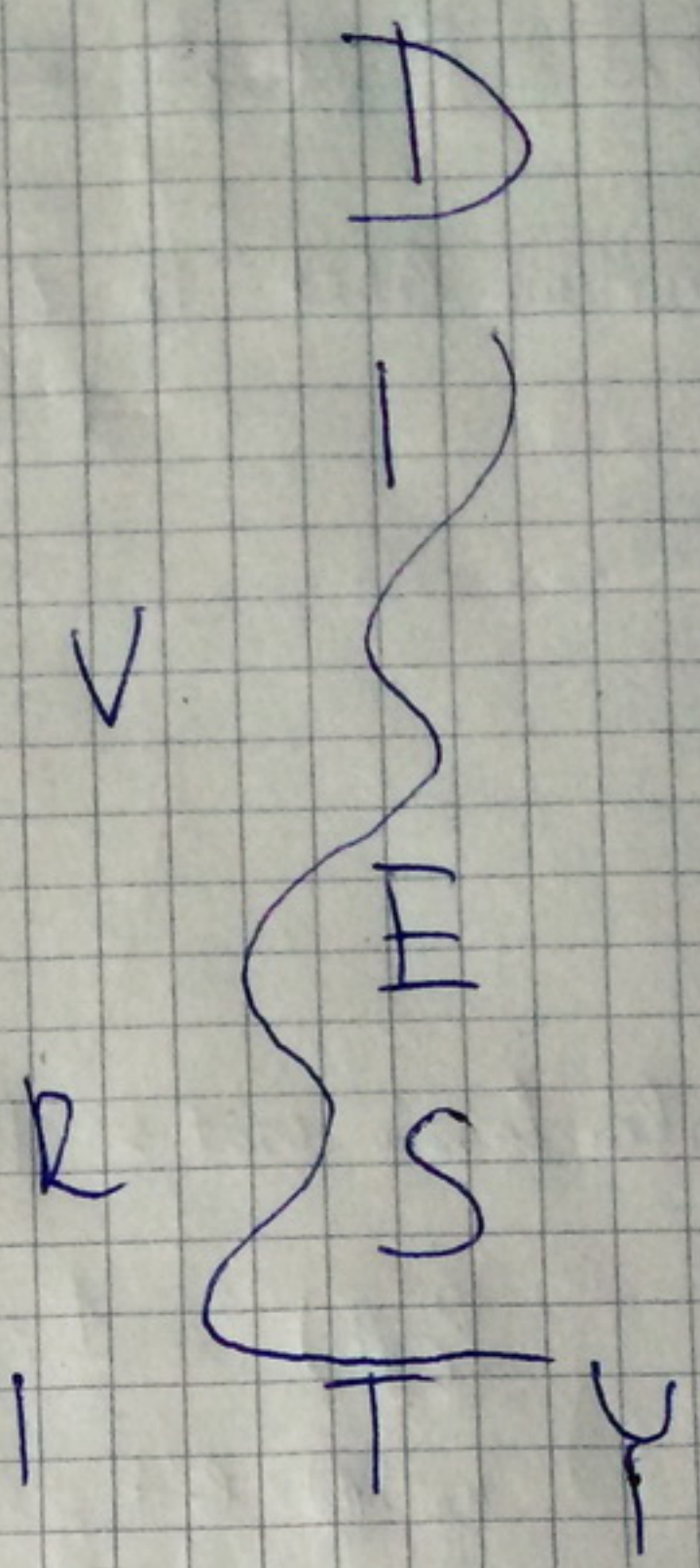
$$P_e \approx \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{\gamma_b}$$

↓
Rayleigh estben
nem exponenciálisan
növekszik a hármas
szorzóval !!
arányosan !!

nem kell
BFSK

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\gamma_b}{2 + \gamma_b}} \right]$$

$P_e(10^{-3}) \approx SNR = 24,5 \text{ dB}$



több csatorna legyen
ugyanazt a jelet átviszem
p (nem megy át a jel)
L csatorna $\rightarrow p^L$

DIVERSITY ELJÁRÁS

Diversity - eljárás:

- frekvencia diversity L darab $f_1 \dots f_L$
 $|f_i - f_j| > B_{ch}$ $K_{i,j} \approx 0$
korrelálatlanok!

- idő diversity pl: ① \rightarrow ③
nem lesz koherens a csatorna

$s(t), s(t + T_k) \dots$ ha $T_k \gg T_c \rightarrow$ van L darab független csatorna
csatorna koherencia ideje

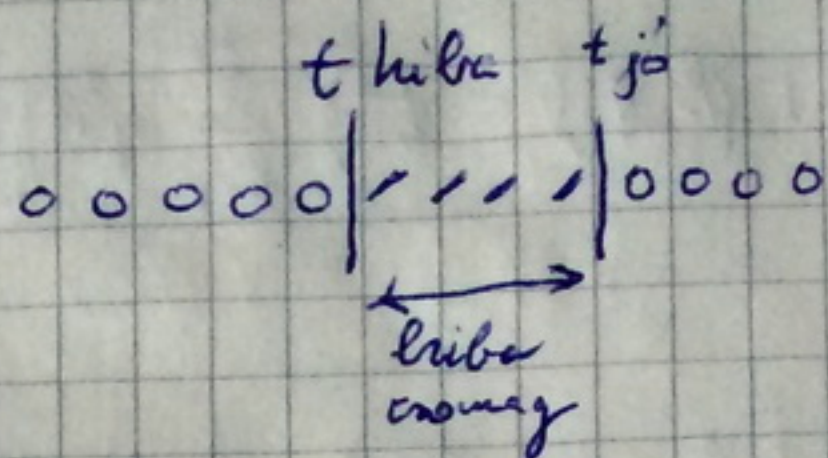
(interleaving eljárás)

időbeli dt szórás

Ezek ismétlődő hibajavító kódolások!

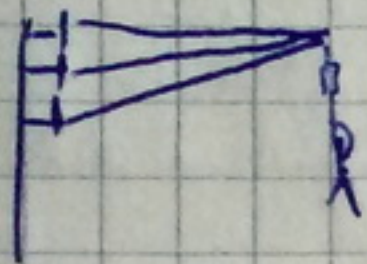
interleaving!

időbeli elterjedés kell a burst-hibák miatt



- Tér diversity: több antenna

MISO, SIMO, MIMO, SISO



- Polarizáció diversity H+V

- Angle of Arrival diversity

foglalkozunk a térdiversityvel és az SS-spread-eljárásal spektrium

8. előadás

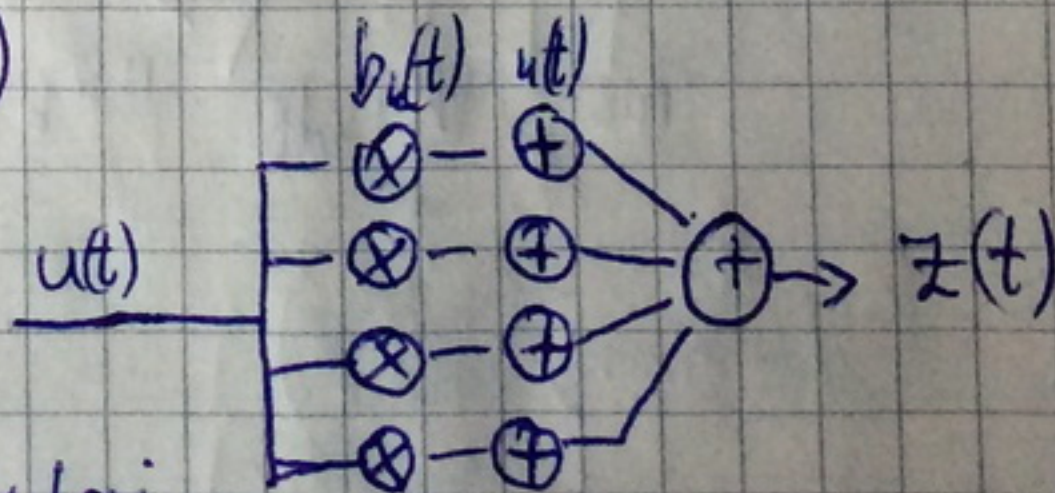
Tér-diversity:

L darab, korrelálatlan út

MRC - maximal ratio combining - minden úton érkező jeleket egyidejűleg figyeljük!

$$z_k(t) = u(t) \cdot b_k(t) \cdot e^{j\phi_k(t)} + n_k(t)$$

k-dik úton a belfjel károsítja



$$r_k(t) = u(t) \cdot b_k(t) \cdot e^{j\phi_k(t)} \cdot b_k(t) \cdot e^{-j\phi_k(t)}$$

(b_k(t))^2

komplex konj. magok!

$$r(t) = u(t) \cdot \sum_{k=1}^L b_k^2(t)$$

γ_b egy úton $\rightarrow \beta_b - L$ úton db

$$B_b(t) = \frac{E_b}{N_0} \cdot \sum_{k=1}^L b_k^2(t) \quad / \quad \text{maximális arányban összerakva}$$

WSSUS

$$\bar{B} = E\{B_b(t)\} = E\left\{ \sum_{k=1}^L b_k^2(t) \right\} \cdot \frac{E_b}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} \cdot \sum_{k=1}^L \underbrace{E\{b_k^2\}}_{2\sigma_x^2} =$$

$$\bar{B} = \frac{E_b}{N_0} \cdot 2L \cdot \sigma_x^2$$

attag

$$f_B(B) = \frac{1}{(L-1)! \bar{B}^L} B^{L-1} \cdot \exp\left[-\frac{B}{\bar{B}}\right]$$

elönlásv

$k \cdot i^2$

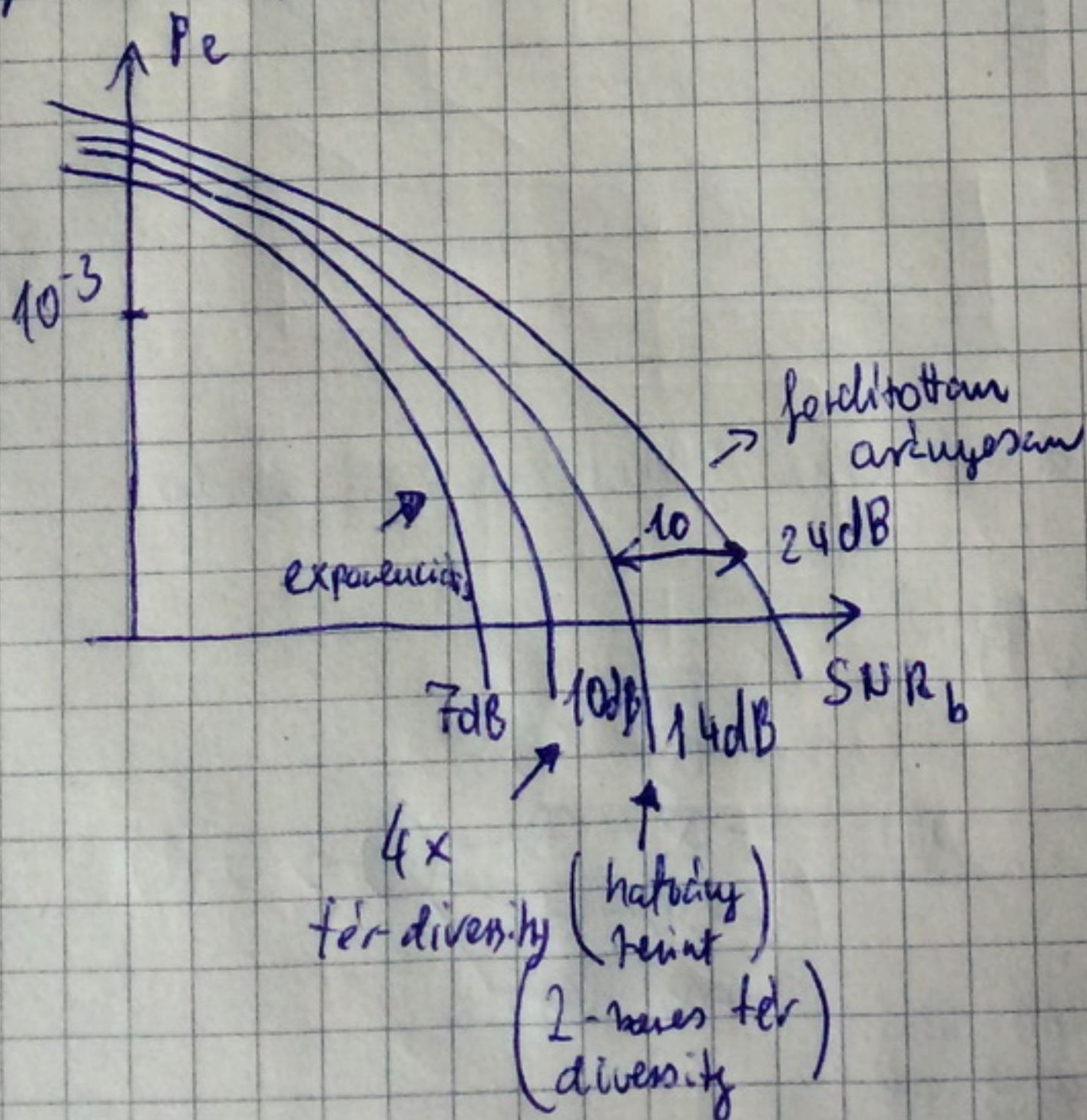
$2L$ szabadfokú

$$P_e = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{B}) f_B(B) dB \approx \left(\frac{1}{4\bar{B}}\right)^L \cdot \binom{2L-1}{L}$$

hatvány szerint erősebb a hibaváltszélesség

ha $\bar{B} \gg$ re 10dB

szélesebb jobboldal



SS - Spread Spectrum

- $T_b \ll T_{coh}$
kódoló

MULTIPLIKATÍV
→ FADING

- $B \ll B_{coh}$
jel

- $\pm \frac{W}{2}$; $u(t)$ korlátozott! és $W \gg B \rightarrow W = \frac{1}{T_{chip}}$ feldaraboljuk az időt T_{chip} -ekre!
mintakból előállítva!

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) \cdot \frac{\sin \pi W \left(t - \frac{n}{W}\right)}{\pi \cdot W \left(t - \frac{n}{W}\right)}$$

DFT

$$U(f) = \frac{1}{W} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) \cdot e^{-j2\pi f \frac{n}{W}}$$

a csatorna frek. relatív méret $W \gg B$

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f) \cdot \underbrace{T(f,t)}_{\substack{\text{időfüggő} \\ \text{átv. fu}}} \cdot e^{2\pi j f t} df \Rightarrow z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{W} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) \cdot e^{2\pi j f \left(t - \frac{n}{W}\right)} \cdot T(f,t) \right] df$$

inverz Fourier

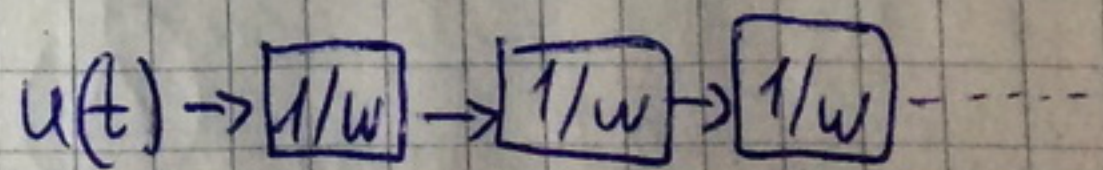
$$= \frac{1}{W} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) \int_{-\infty}^{\infty} T(f,t) \cdot e^{2\pi j f \left(t - \frac{n}{W}\right)} df = \frac{1}{W} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) \cdot \underbrace{h\left(t, t - \frac{n}{W}\right)}_{h_n(t)}$$

konvolúció csere!

diszkrét konvolúció!!

$$h_n(t) = \frac{1}{W} \cdot h\left(\frac{n}{W}\right)$$

$$= \frac{1}{W} \cdot \sum u\left(t - \frac{n}{W}\right) \cdot h\left(t, \frac{n}{W}\right)$$



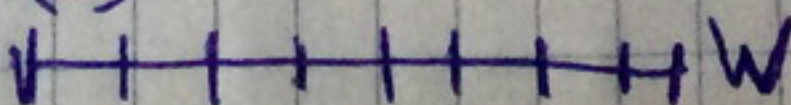
$$n \leq 0 \Rightarrow h\left(t, \frac{n}{W}\right) = \emptyset$$

T_m idő alatt (delay spread, annyi idő alatt megy on a jel)

$$\frac{T_m}{T_{chip}} = L = T_m \cdot W = \frac{W}{B_{coh}} = L$$

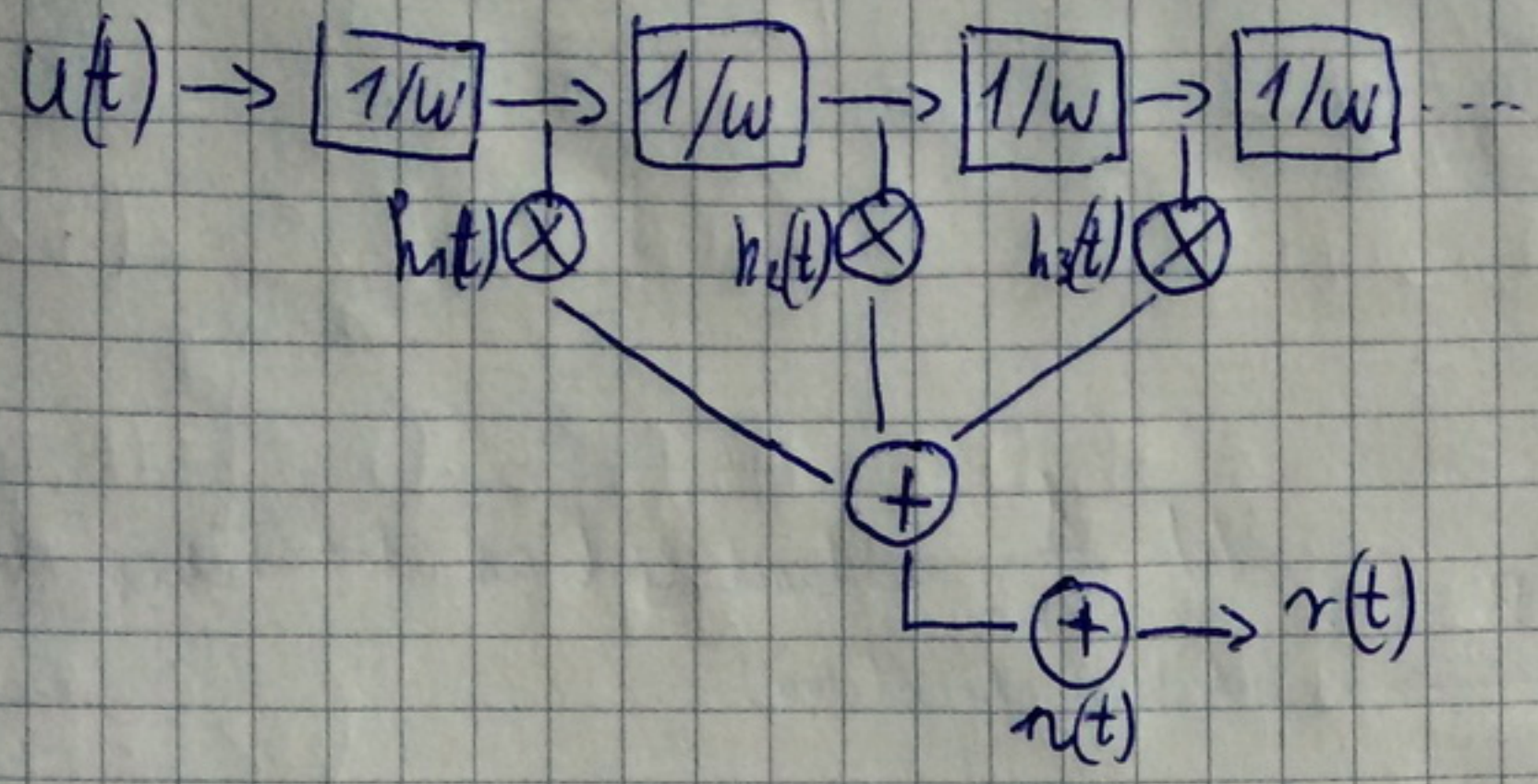
\downarrow
 $1/B_{coh}$

B_{coh}
 \leftrightarrow

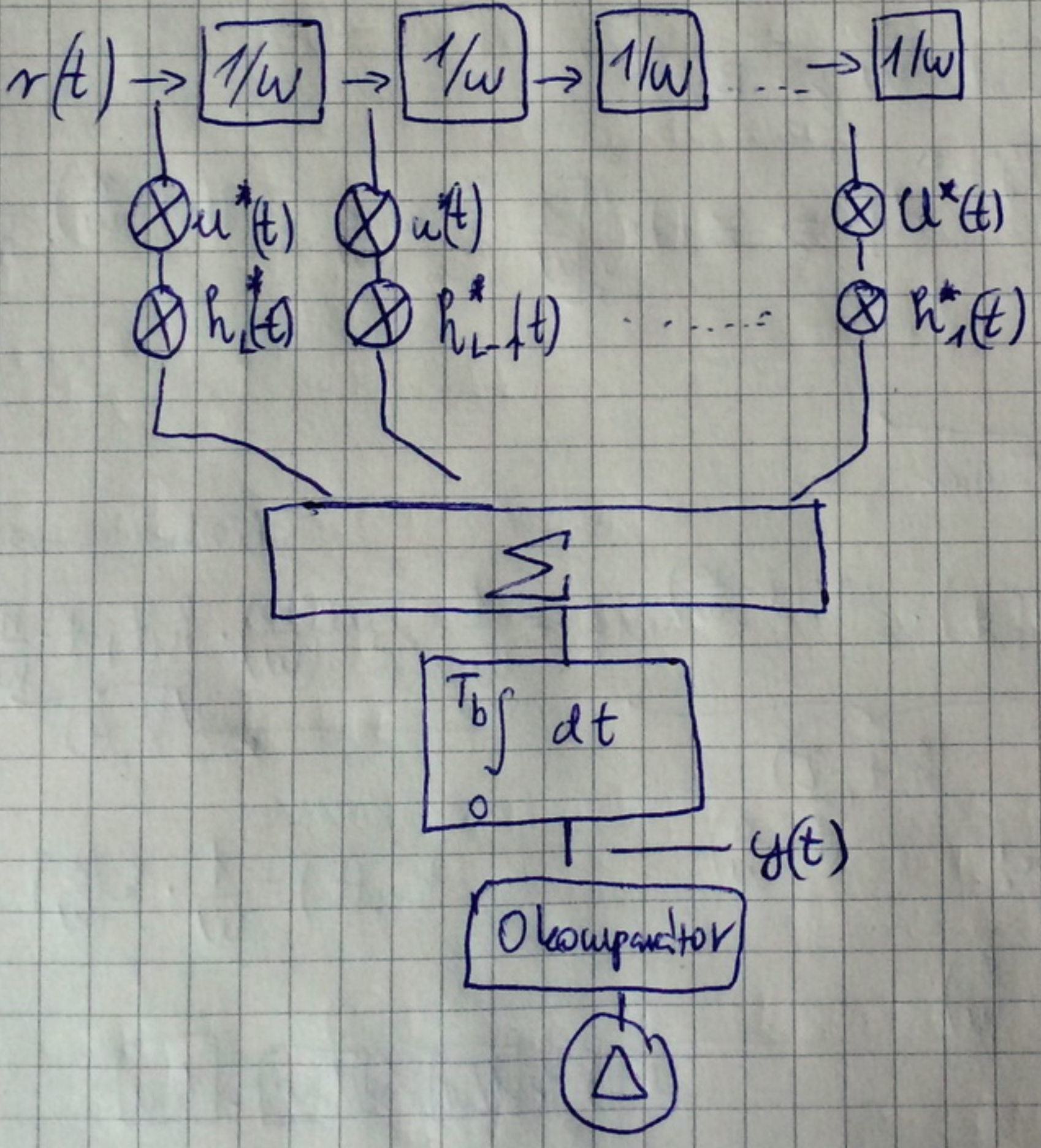


$L = \frac{W}{B_{coh}}$ - belefejt a W-be a B_{coh}
annyi utam van
ahánykor a koherencia sávleírásig

// átvételben sorozatban sorozom a jeleket //



• RAKE vevőkörülék
(1958)
Price & Green



$$r(t) = \sum_{n=1}^L u(t - \frac{n}{W}) h_n(t) + (n(t)) \Rightarrow \text{nem vettük figyelembe!}$$

$$y(t) = \sum_{k=1}^L h_k^*(t) \cdot \sum_{n=1}^L h_n(t) \int_0^{T_B} u^*(t - \frac{k}{W}) \cdot u(t - \frac{n}{W}) dt \Rightarrow \sum_{k=1}^L |h_k(t)|^2 \cdot \int_0^T |u(t)|^2 dt$$

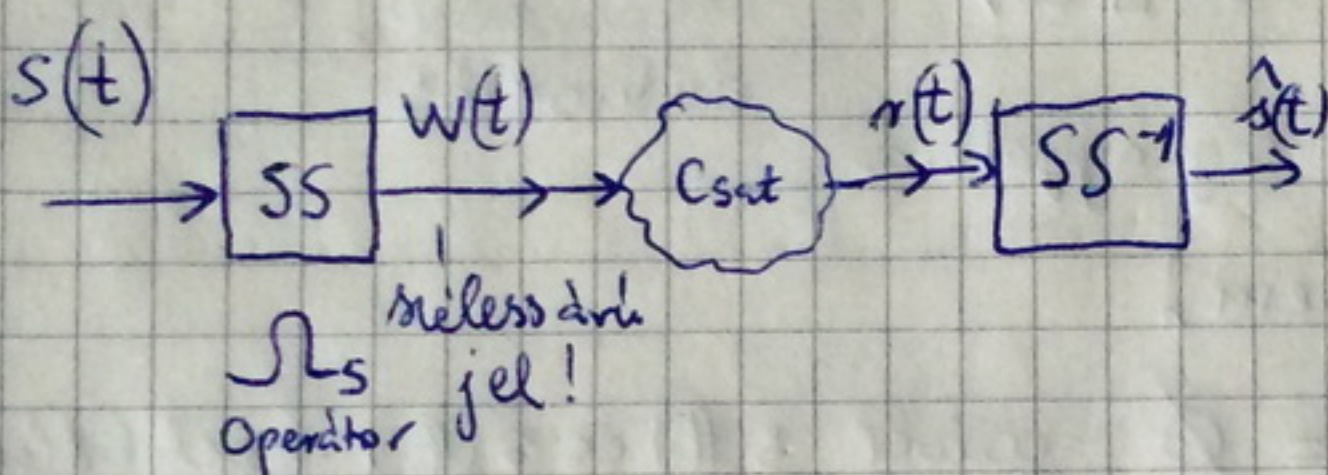
csatorna bitidő korreláltak! jel teljesítmény!

az ágak korreláltak
 $\sum_{k=1}^L |h_k(t)|^2$

MRC-t hoz létre

9. előadás

• hogyan terjesztük ki a spektrumot? (SS) Spread spectrum!



önkioltó művelet

$$\Omega_s(\Omega(s(t))) = s(t)$$

$c(t)$: spektrum kiterjesztő jel!

$B_s = \frac{1}{T_s} \rightarrow$ szimbólum sebesség
 $(s(t))$ sűrűsége

$W_c = \frac{1}{T_c} \rightarrow$ mintavételezés a zajt T_c -chipidő-vel!
 $(c(t))$ sűrűsége

$$T_c \ll T_s$$

\rightarrow ilyen lehet DS-SS és FH-SS

direct sequence frekvencia ugrások

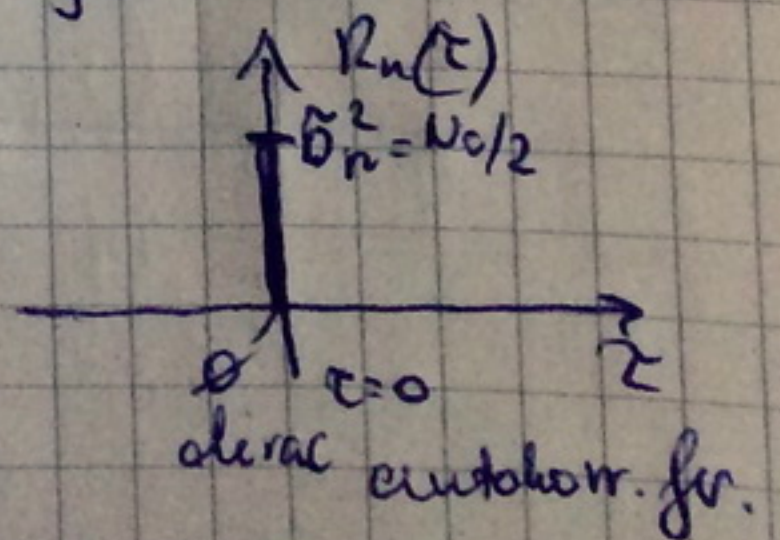
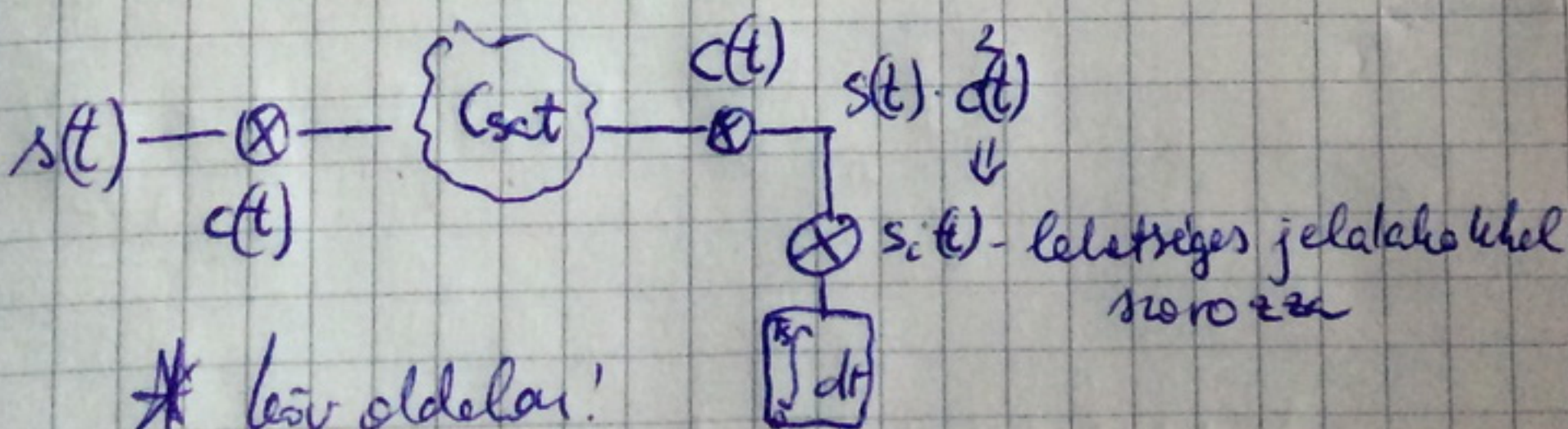
$c(t)$ és $s(t)$ nem korreláltak és $W_c \gg B_s$ ez kell a kiterjesztéshez

$c(t)$ zajterű!

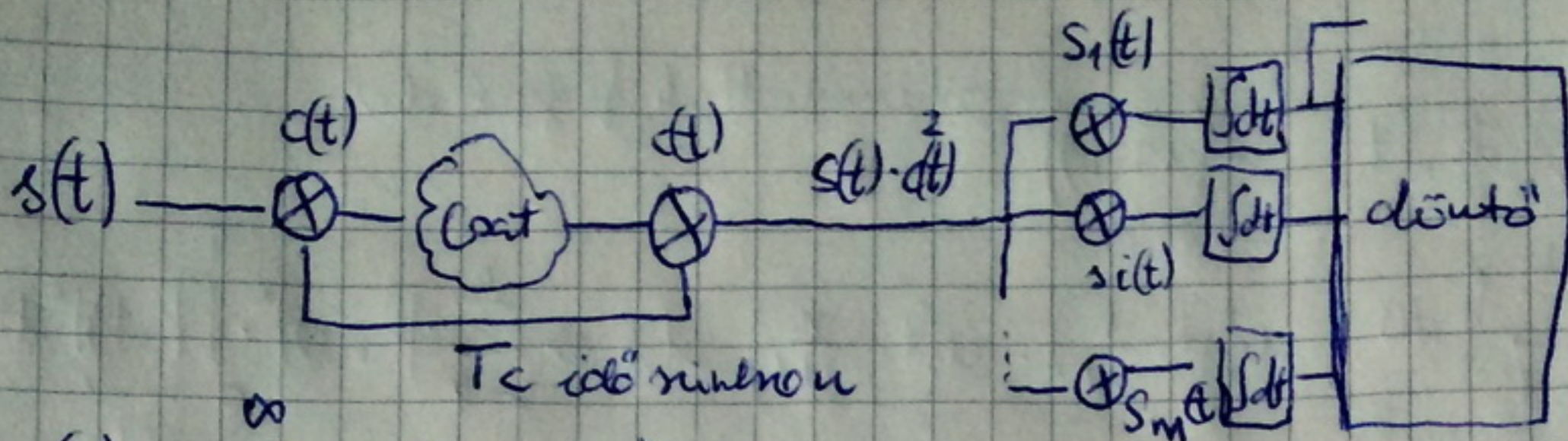
$c(t)$ és $s(t)$ véges idejű

DS-SS esetben: $T_s = N \cdot T_c$

Terminális zajból vesszük mintát!



* lásd előlel!



$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t - nT_s)$$

M file lehet

$$y_i(t) = \int_0^{T_s} s_i(t) \cdot c^2(t) \cdot s_i(t) \cdot dt =$$

$t = k \cdot T_s$ T_s ideig integrálunk
 aztán kisítjük! jelenleg

épp az
 i-ediket ($s_i(t)$)
 adjuk
 $t = k \cdot T_s$

$$= \int_0^{T_s} s_i^2(t) \cdot c_i^2(t) dt = \int_0^{T_s} s_i^2(t) dt \int_0^{T_s} c_i^2(t) dt$$

mivel
 $s(t) \perp c(t)$

↑ legyen (normálizált)
 nem erősít!
 önkioltás

$$y_i(t) = \int_0^{T_s} s_i^2(t) dt \Rightarrow \text{a legnagyobb}$$

vagy döntenelem!

$$y_j(k \cdot T_s) = \int_0^{T_s} s_j(t) \cdot s_i(t) \cdot c_i^2(t) dt = \emptyset$$

ha az i-ediket
 adjuk mást hűldök mivel $s_i(t)$ és $s_j(t)$ korrelálatlan

$s_i(t) \cdot s_j(t) = \emptyset$

problémák: T_c időszinkronizálás

$c(t)$ jelet pontosan kell ismernem!

~~szinkronizálás~~

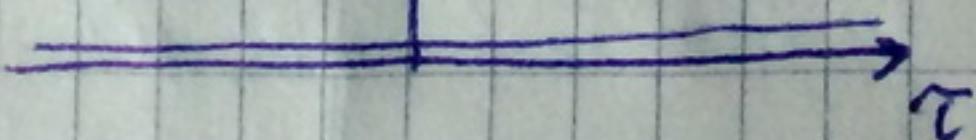
szinkronizáció, csúszó időablakos korrelációval lehet!
 megvalósítani $n \cdot T_c$
 Autokorreláció (szorzás + integrálás)

n_i és n_j zaj minta sorozat: kerent korrelációk = \emptyset

$$R_{n_i n_j}(\tau)$$

pl: CDMA

korrelálatlan \Rightarrow több felhasználó is lehet!



→ a szinkronitás: átvételekkel jelekkel

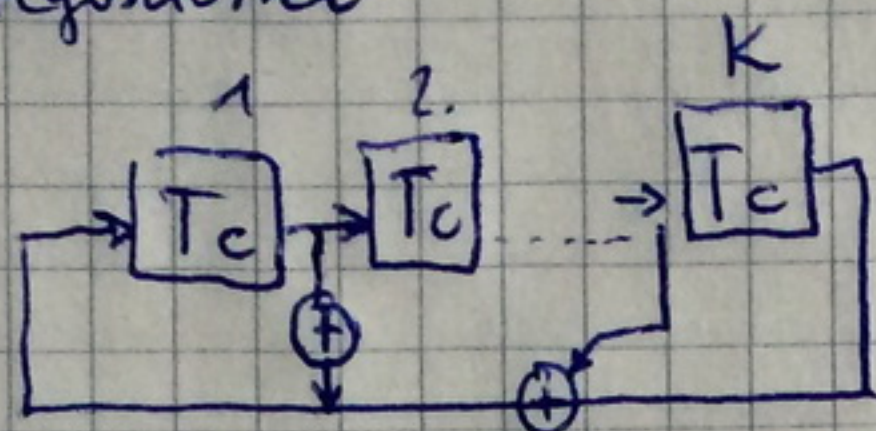
hogyan állítunk elő átvételek sorozatot?

pl: visszacsatolt shift regiszterrel

m-sequence

max. $2^k - 1$

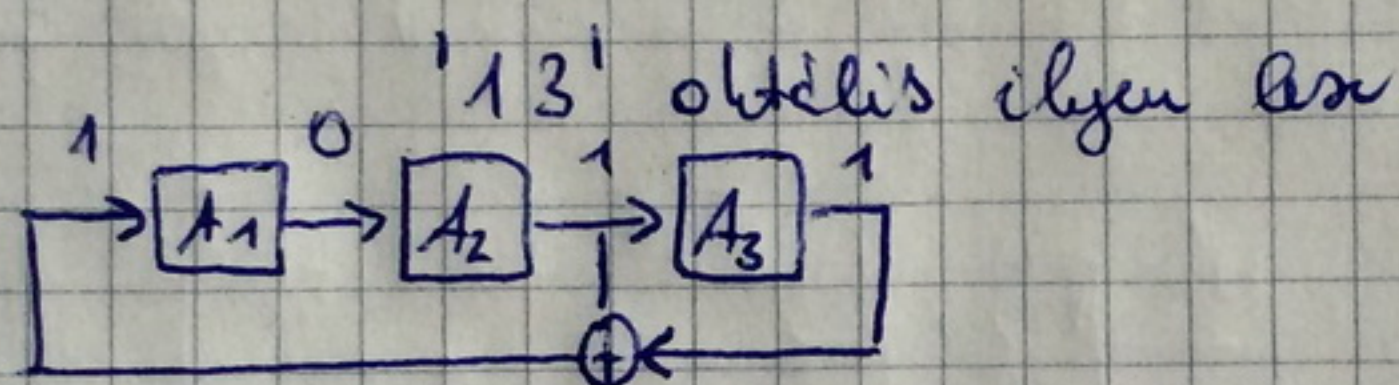
$2^k - 1$ állapot lehet



összerakók

max. hosszú átvételek sorozatot állít elő k darab tárolóval.

ha $k=3 \rightarrow 2^3 - 1 = 7$ hosszú



A_1	A_2	A_3	C_1
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	1
0	1	1	1
0	0	1	1
1	0	0	0
0	1	0	0
1	0	1	1

ez jó, mert nem is kell tárolnom!

de nem annyira jó a korrelációs

jön még '45' '75' '67'
jó párok

jó kereszt-hor.
tulajdonság

Gold-kód: papa-mama