

1

Mobile radiórendszer

Csatorna: linear. TV rendszer

$$h(t, \tau)$$

adott időpill

impulzus válasz lefutása

fading: időben változó erőkültség miatt van.

$$r(t) = \sum_{n=1}^N c_n(t) \cdot s(t - \tau_n(t))$$

betűjel $c_n(t)$ $s(t - \tau_n(t))$
időpillanat $\tau_n(t)$ $s(t - \tau_n(t))$
késleltetés $s(t - \tau_n(t))$
késleltetés $s(t - \tau_n(t))$

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

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

átlagos időkésleltetés

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

eltérés időeltérés

ha $\Delta \tau_n(t) \ll T_s \rightarrow$ multiplikatív fading van!

$b(t) \cdot e^{j\phi t} \rightarrow$ COMPLEX SZTOCHASZTIK folyamat.

MULTIPLIKATÍV FADING esetében:

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

n -től fttlen terjedési út fttlen!

+ terjedési úton a késleltetések és a csillapítások fttlenek!

CHZ \rightarrow 2D Gauss eloszlás. (előzőleg)

$$de: f(b, \phi) = \frac{b}{2\pi \cdot \sigma^2} \cdot \exp\left[-\frac{b^2}{2\sigma^2}\right]$$

$$\text{minőség } [A, \phi] \rightarrow \int_0^{2\pi} f(b, \phi) d\phi$$

Amplitudó $b(t)$

$$\frac{b}{\sigma^2} \cdot \exp\left[-\frac{b^2}{2\sigma^2}\right]$$

Rayleigh eloszlás!
(non-LOS eset)

$$f_\phi(\phi) = \frac{1}{2\pi} \quad 0, 2\pi \text{ közt egyenletes eloszlású (max entropia)}$$

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

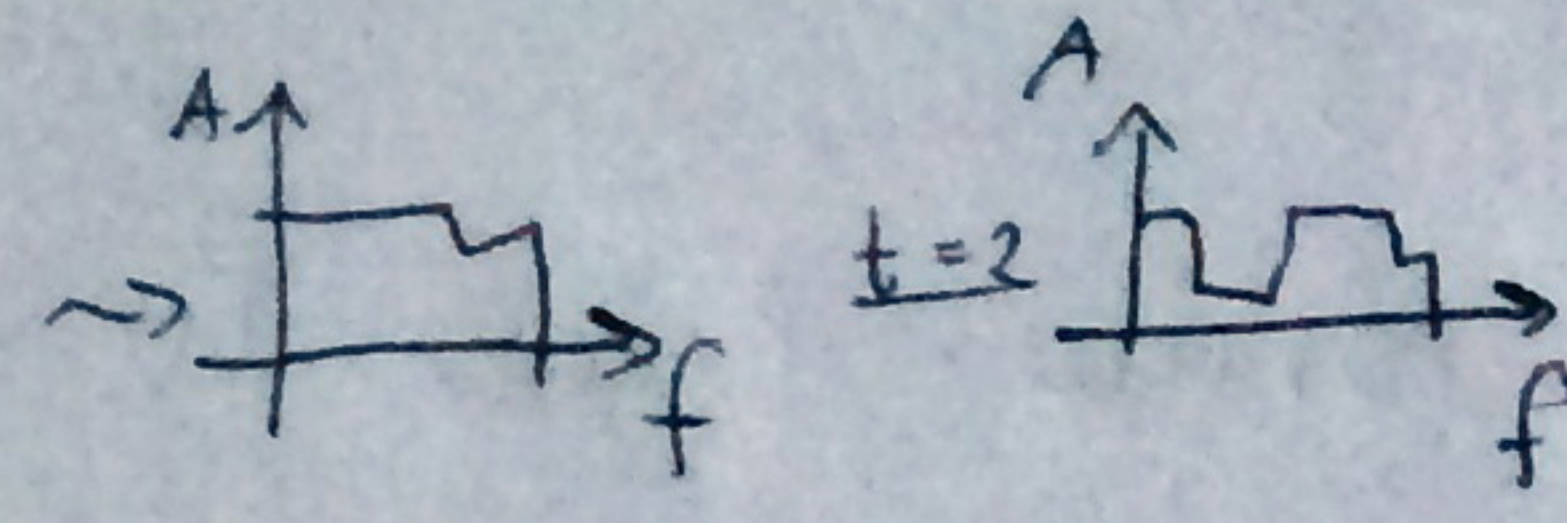
non-LOS esetben: várható értékek: $E\{b\} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \sigma$ $\sigma^2 = (2 - \frac{\pi}{2}) \cdot \sigma^2$

várható érték σ^2 variancia σ^2 második momentum

LTV rendszerek Bello-féle leírása:

1) $h(t, \tau)$ időfüggő impulzusválasz

2) $\mathcal{F}_{\tau} \{h(t, \tau)\} = T(f, t)$ időfüggő frekvenciaválasz



3) $\mathcal{F}_{t, \tau} \{h(t, \tau)\} = S(\tau, \nu)$ késleltetés - Doppler effektus

4) $\mathcal{F}_{\tau} \{S(\tau, \nu)\} = H(f, \nu)$ lineáris Doppler-szárdás fr.

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t-\tau) \cdot h(t, \tau) d\tau \xrightarrow{\mathcal{F}} Z(f) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f-\nu) \cdot H(f, \nu) d\nu$$

Korrelációk:

- $R_R(\tau, \sigma, \tau, \sigma)$ - idő-késleltetés
- $R_T(f, e, t, s)$ - idő-frekvencia
- $R_S(\tau, \sigma, \nu, \nu)$ - késleltetés - Doppler
- $R_H(f, e, \nu, \nu)$ - frekvencia - Doppler

} korrelációk

$$R_S(\tau, \sigma, \nu, \nu) = \iint_{-\infty}^{\infty} R_R(\tau, \sigma, t, s) \cdot e^{-j2\pi\nu t} \cdot e^{j2\pi\nu s} dt ds \Rightarrow \text{dupla-Fourier transzformáció}$$

$$s = t + \Delta t \quad ds = d(\Delta t) + WSS(\text{csök. } \Delta t)$$

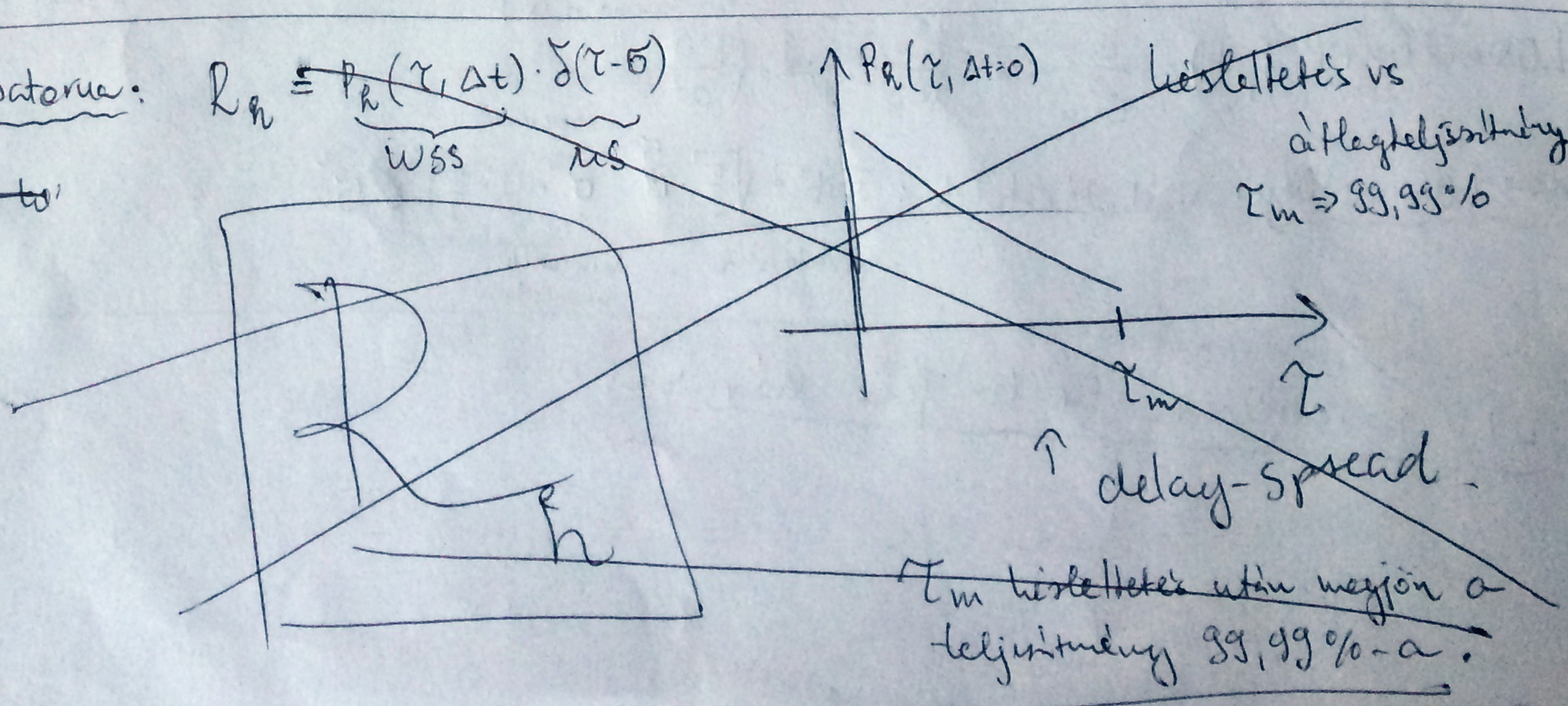
$$\rightarrow P_S(\tau, \sigma, \nu) \quad \delta(\nu - \nu)$$

Azonos késleltetést, de különböző doppler eltolást nevező komponensek korrelálatlanok

US \Rightarrow uncorrelated scattering

WSSUS esete: $R_R \approx \underbrace{P_R(\tau, \Delta t)}_{WSS} \cdot \underbrace{\delta(\tau - \sigma)}_{US}$

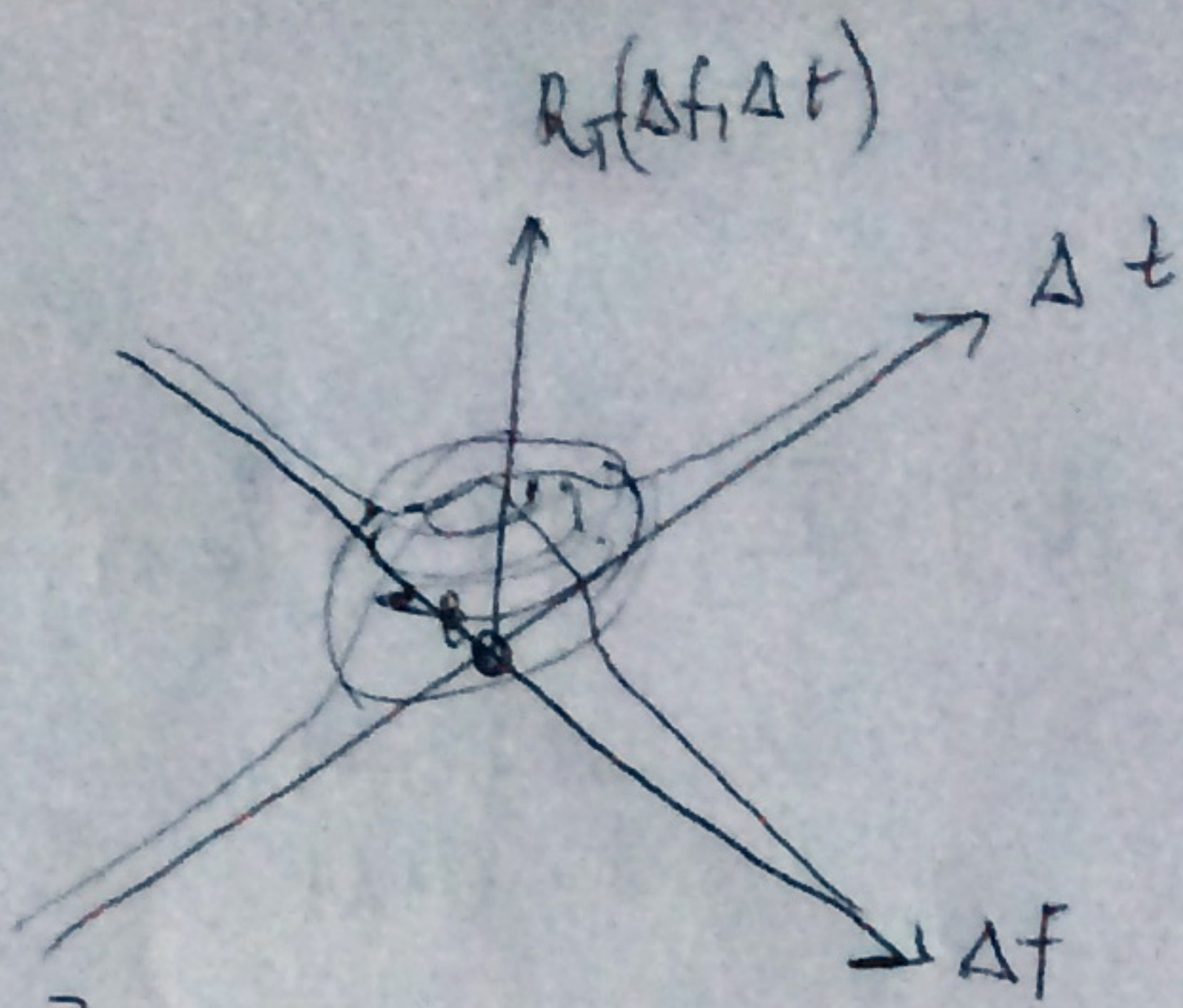
~~τ_m megval~~



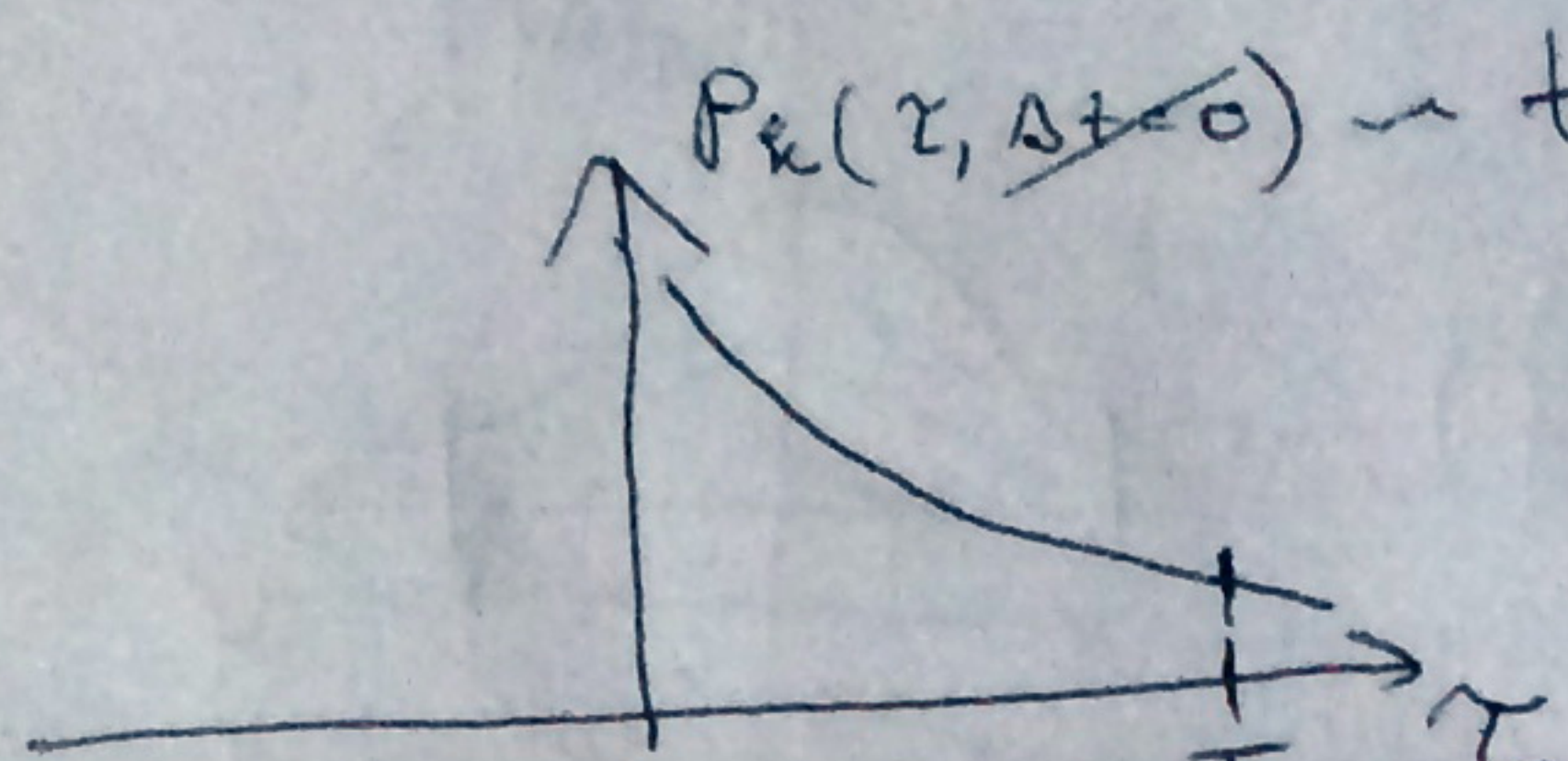
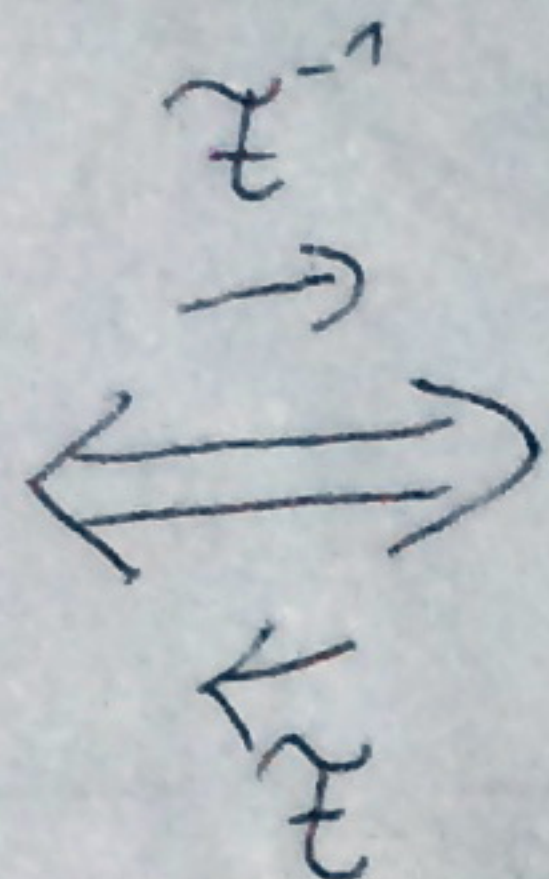
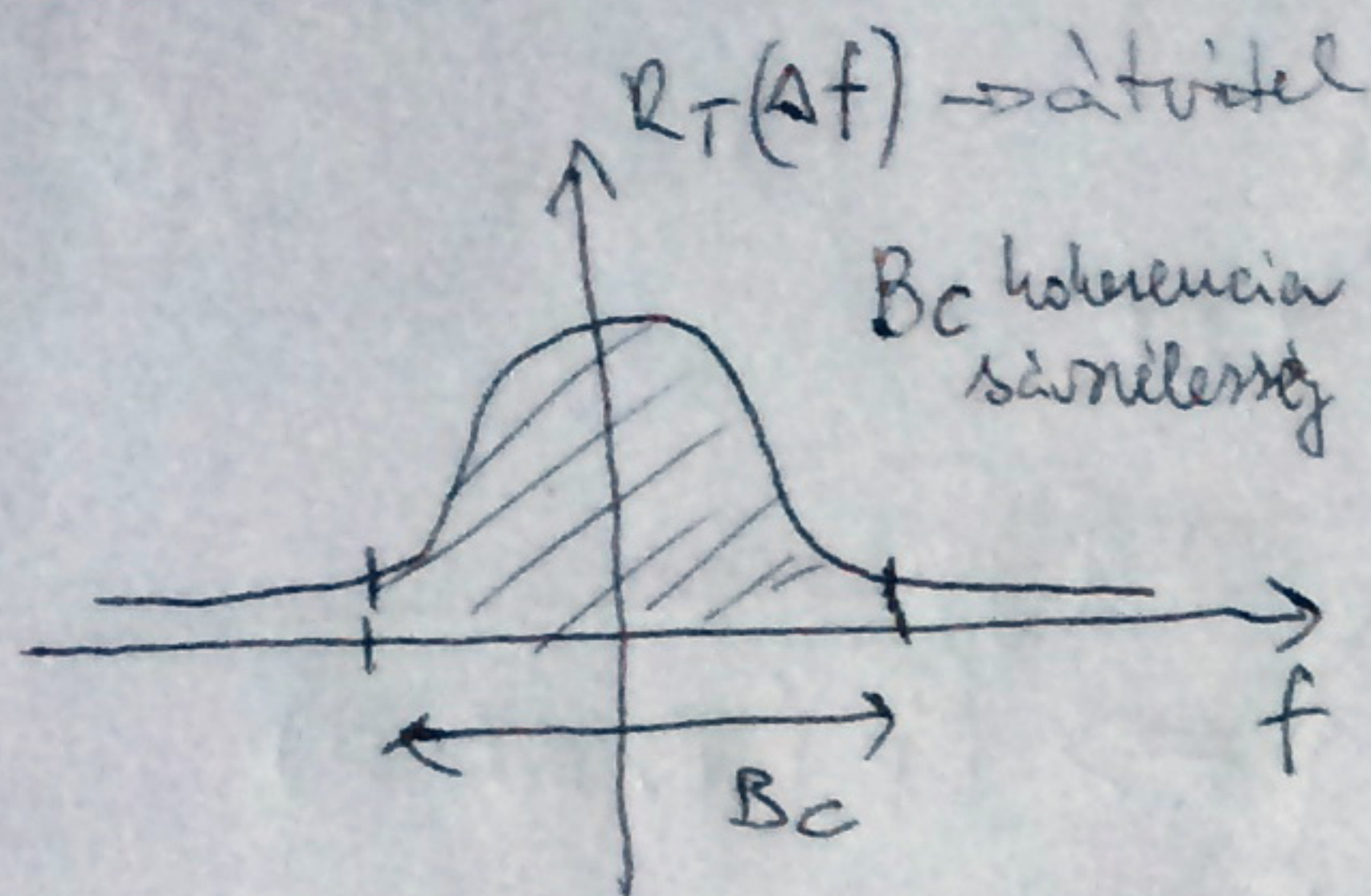
WSSUS csatorna:

$$\begin{aligned}
 R_H &\rightarrow P_H \\
 (\tau, 0, \nu) &\rightarrow (\tau, \Delta t) \\
 (f, \mu, \nu) &\rightarrow (\Delta f, \nu)
 \end{aligned}$$

$$R_T(\Delta f, \Delta t)$$



ha $\Delta t = 0 \rightarrow [R_T(\Delta f), P_H(\tau, \Delta t=0)]$



ahogy teljesítmény nem mérhető

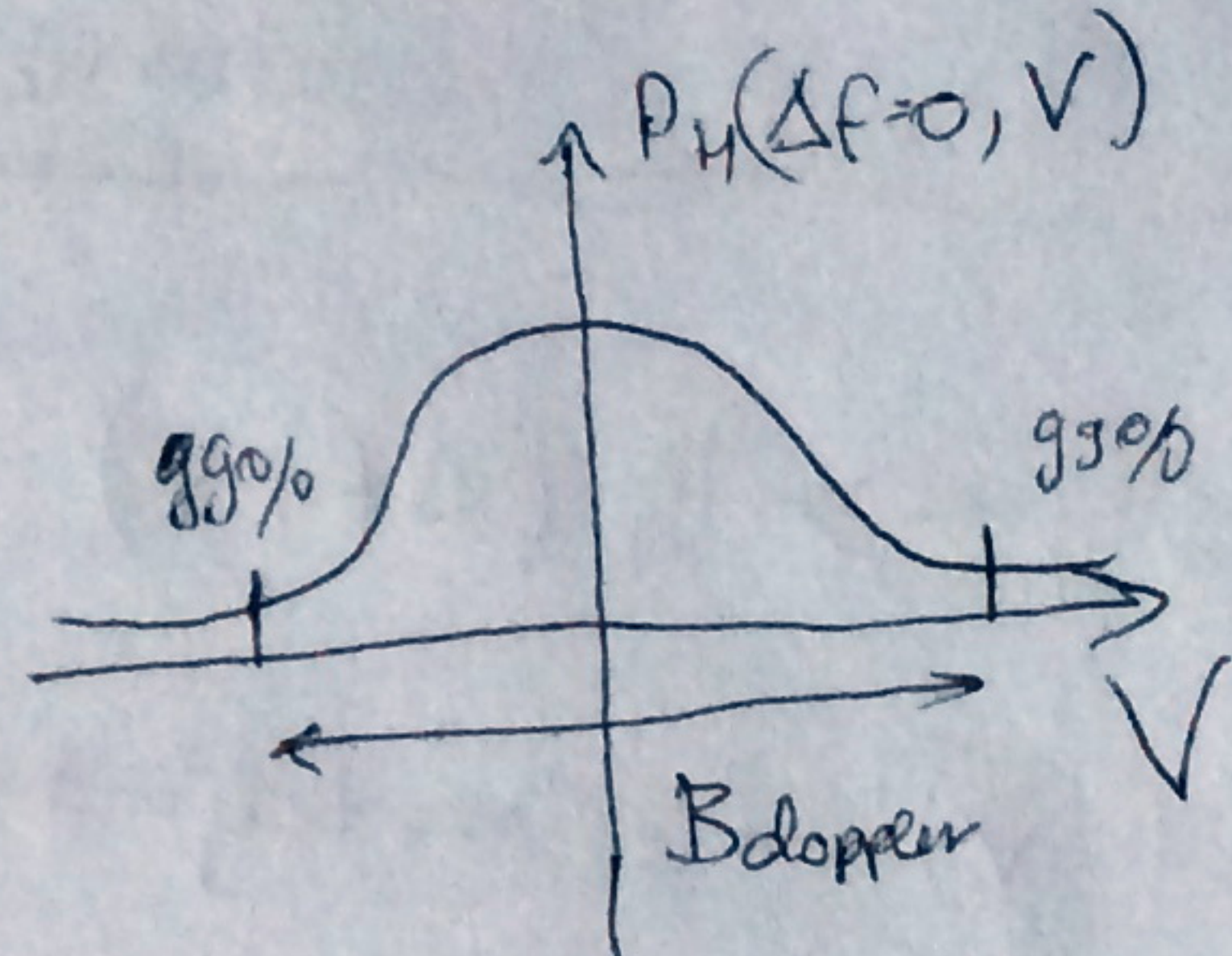
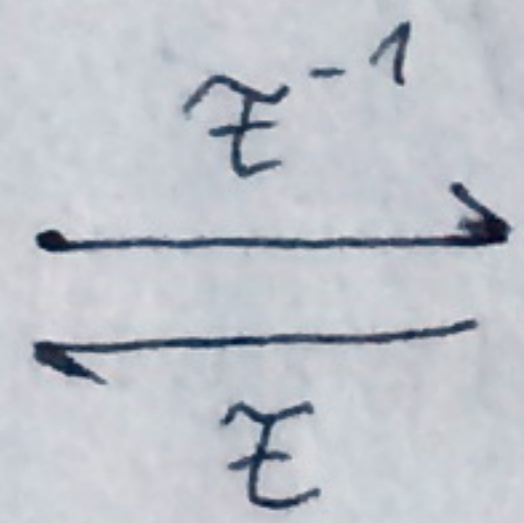
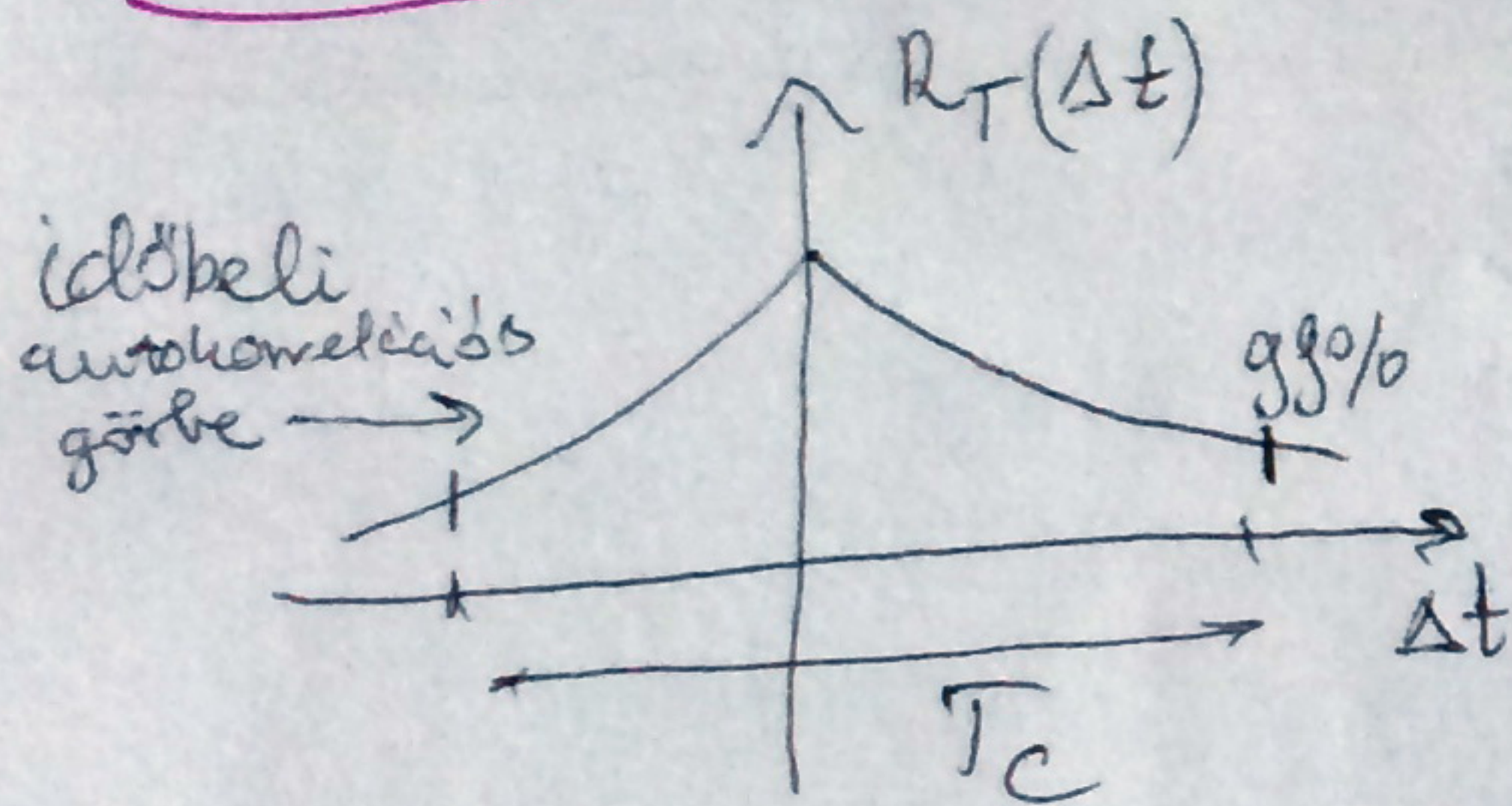
egy idő alatt az összes teljesítmény 99,99% megjelenik

hisztogramok kiterjedés (delay spread)

csatorna koherencia sávlelessége

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

ha $\Delta f = 0 \rightarrow [R_T(\Delta t), P_H(\Delta f=0, \nu)]$



teljesítmény szóródás Doppler elfordulás mentén (ν)

T_c: koherencia-ideje csatorna koherencia ideje

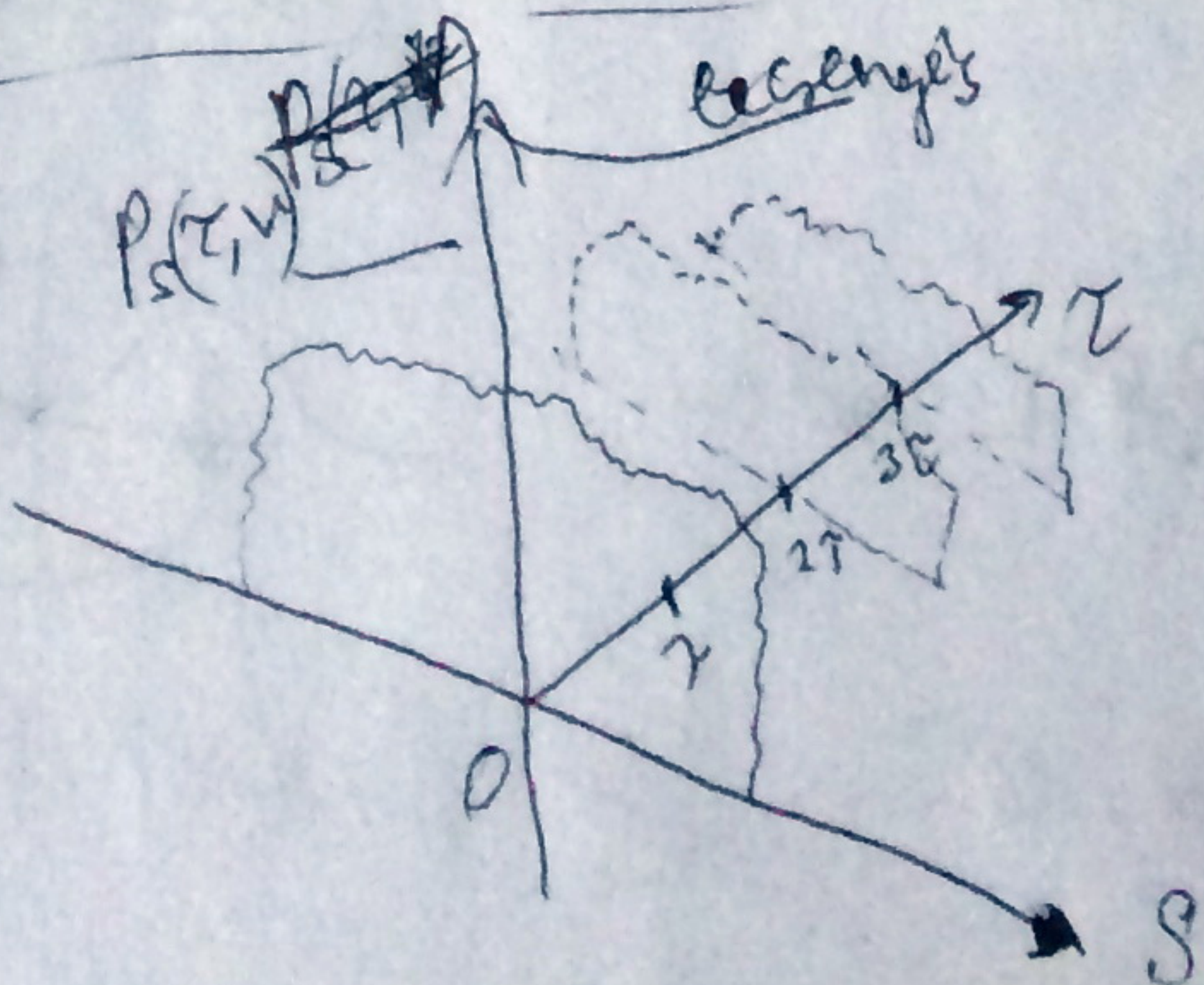
$$T_c \approx \frac{1}{B_{doppler}}$$

ha $B > B_c \rightarrow$ a csatorna frekvencia-relektív
 $B < B_c \rightarrow$ a csatorna koherens (szűk frekvenciában)

ha $T_s > T_c \rightarrow$ idő-relektív csatorna
 $T_s < T_c \rightarrow$ időben koherens csatorna

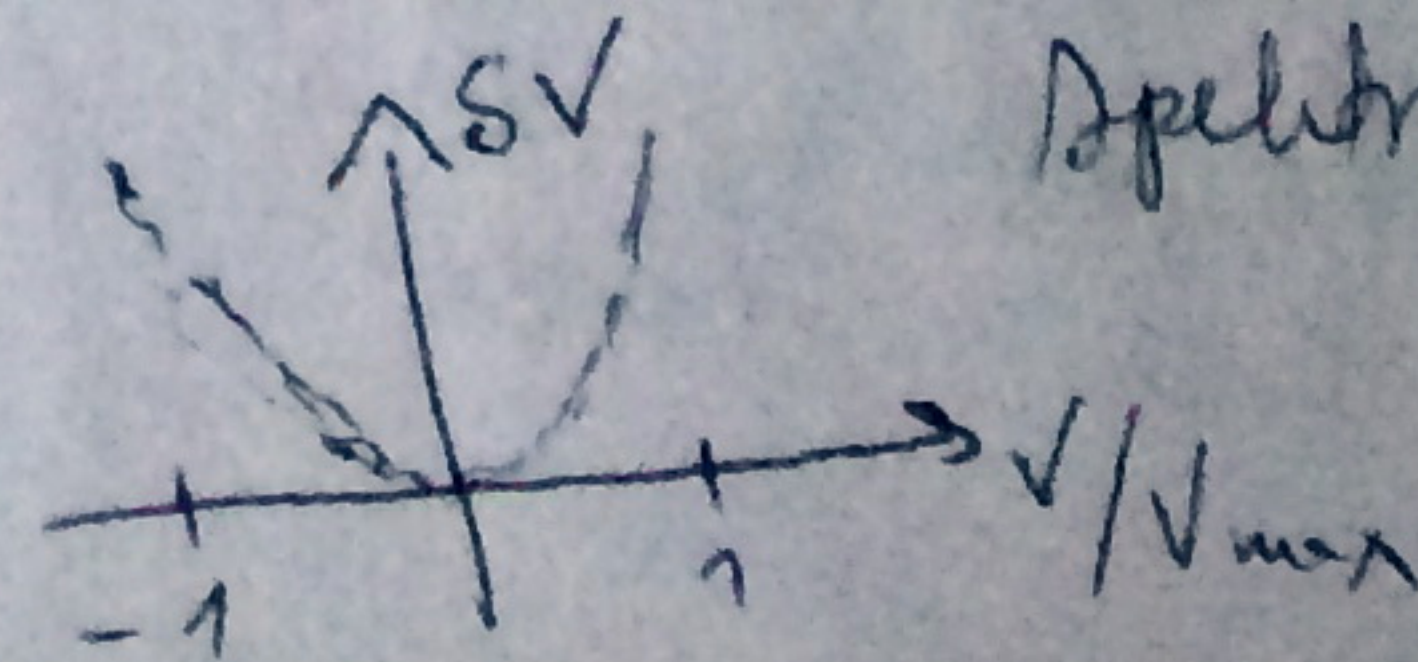
Scattering fn:

extra!



$$R_S(\tau, \nu, \mu, \nu) \approx P_S(\tau, \nu) \cdot \underbrace{\delta}_{WSS} \cdot \underbrace{\delta}_{US}$$

U. alakú a Doppler spektrum!



2. Block, convolutional és Viterbi dekodás

Block kódok: k bemenet bithez n kimenet bitet rendelnek.

szisztematikus kód, lineáris kód stb...

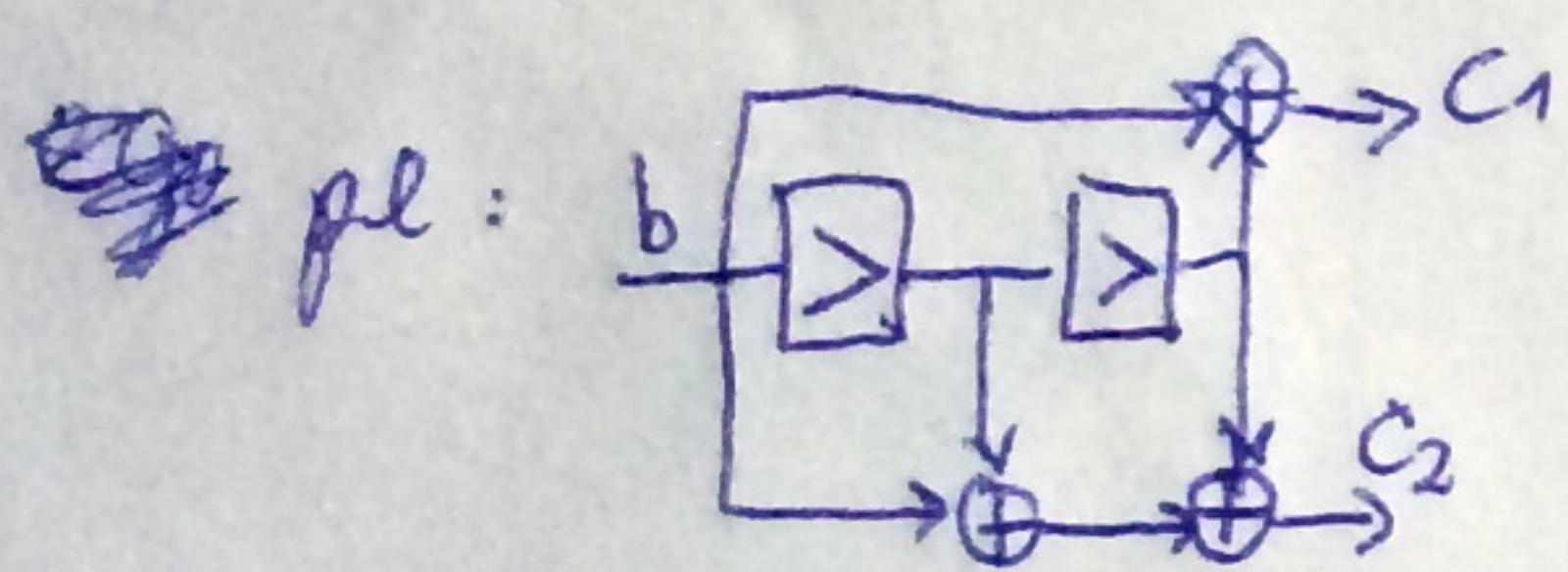
q dimenzió

javítható hibák száma $\left\lfloor \frac{d_{min}-1}{2} \right\rfloor$ jelezhető $\lfloor d_{min}-1 \rfloor$

$$\underline{c} = \underline{G} \cdot \underline{u} \quad \begin{matrix} \text{kód} \\ \text{generátor} \\ m \times n \end{matrix} \quad \begin{matrix} \underline{H} \cdot \underline{c}^T = \underline{H} \cdot (\underline{G} \underline{u})^T = \underline{H} \underline{u}^T \underline{H} \underline{G}^T \\ \downarrow \\ \text{paritás ell.} \\ m \times n \end{matrix} \quad \text{mert } \begin{matrix} \underline{H} \underline{c}^T = 0 \\ \underline{H} \underline{G}^T = 0 \end{matrix}$$

$$\underline{H} = \begin{bmatrix} \underline{B}^T & \underline{I} \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} \downarrow \\ \text{bin. ext.} \\ \underline{B}^T \end{matrix} \quad \underline{v} = \underline{e} + \underline{c} \quad \underline{H} \underline{v}^T = \underline{H} \underline{e}^T + \underline{H} \underline{c}^T = \underline{H} \underline{e}^T \Rightarrow \underline{s} \text{ szindróma vektor}$$

convolutional kódok: jó hibajavító képességük van, végtelen hosszú folyamatot tud kódolni (nem blokkokat vsm!), memóriával rendelkezik, kényserkossa van.



1 bemenet hatására 2 kimenet
 $\left[R_c = \frac{1}{2} \right]$ kódarány

$L = D+1$ késleltető d száma

$d_{free} = d_{min}(\text{Hamming})$

kódolás állapotát leírhatjuk a Trellis grafon.
trajektorik lennének

Viterbi dekodás: convolutional kódot dekodolhatunk vele, 2^n $\mathcal{O}(2^n)$ rendel

sok energiát igényel; és késleltetést okoz.

amikor a Trellis grafon záródik egy körbe \Rightarrow a lementelt Hamming

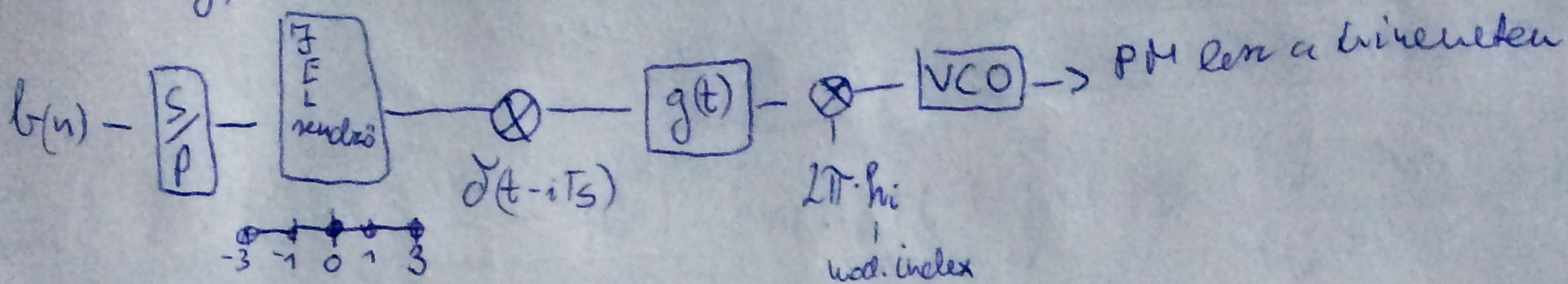
távolságok közül a kisebbikre döntök (a kényserkossa után tudok először dönteni)
 \Rightarrow és a nagyobb utat kitörölöm, nem kell az összes

trajektorit végigjárni.

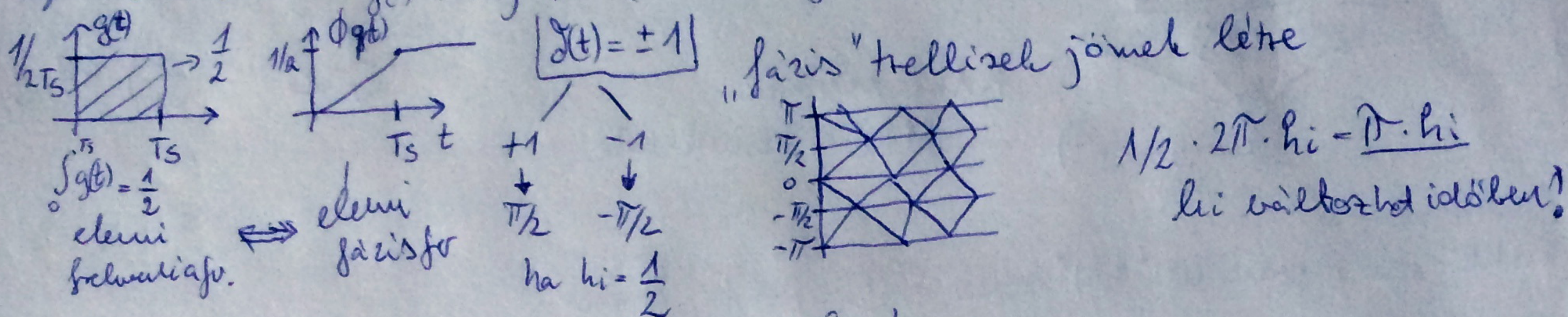
sok hibát tud javítani (ahát sokat is, ha nagy a kényserkossa)

3. CPM folytonos fázisú moduláció:

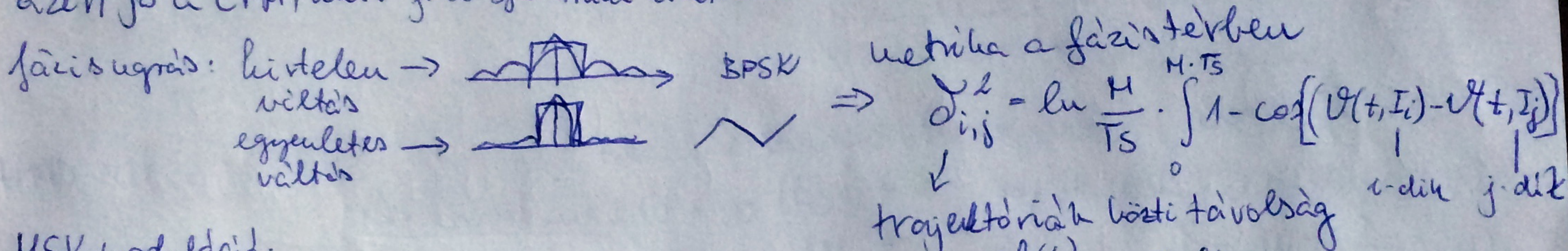
hatékony, nemlin. hatáskörrel érhető el, memóriával rendelkező



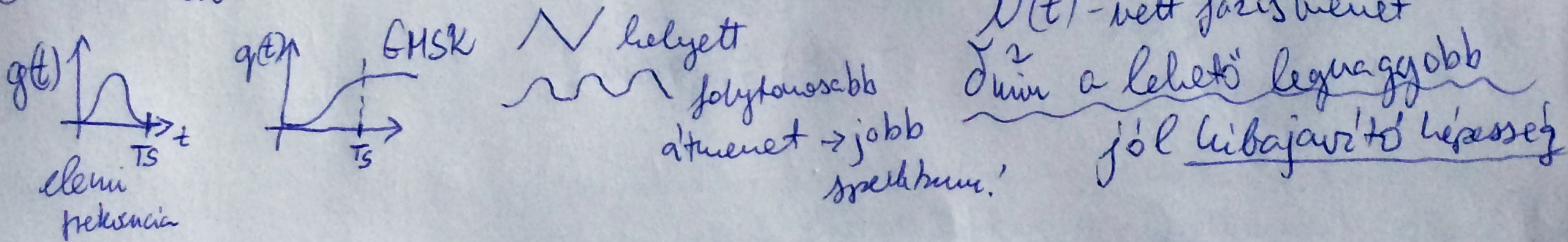
FULL response rendszer: $g(t)$ tartója, T_s (avagy $g(t)$ -nek T_s alatt lecseng)



ezért jó a CPM, mert jobb spektrum kihasználás len!



MSK moduláció:



PART response: csak $L \cdot T_s$ idő alatt cseng le az elemi jel $\Rightarrow |S|$ len!

speciális Trellisek jönnek létre, hengereselek stb.

a Trellis is mostant alulul ha van PARTRESPONSE (befejező az előző L ütem fázis is)

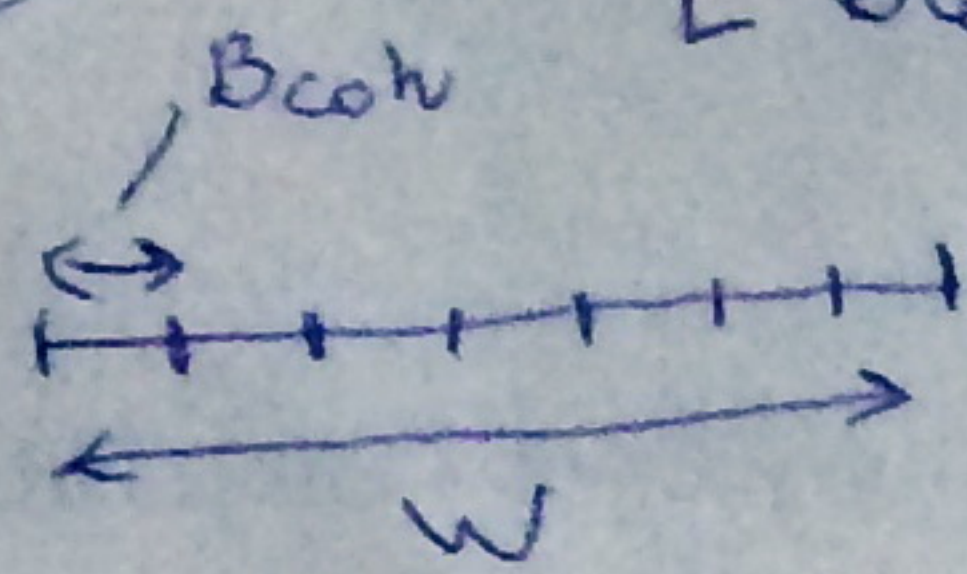
multi-h rendszer: időben változik a h_i \Rightarrow még bonyolultabb

④ Spread-Spectrum rendszer:

$T_{bit} \ll T_{coh}$

$B_{jel} \ll B_{coh}$

→ multiplikatív fading



$L \cdot B_{coh} = W$ $L = \frac{W}{B_{coh}}$

delay-spread $T_{mul} = L \cdot T_{chip}$

$W = \frac{1}{T_{chip}}$ $W \gg B_{jel}$

frekv. selektív a csatorna

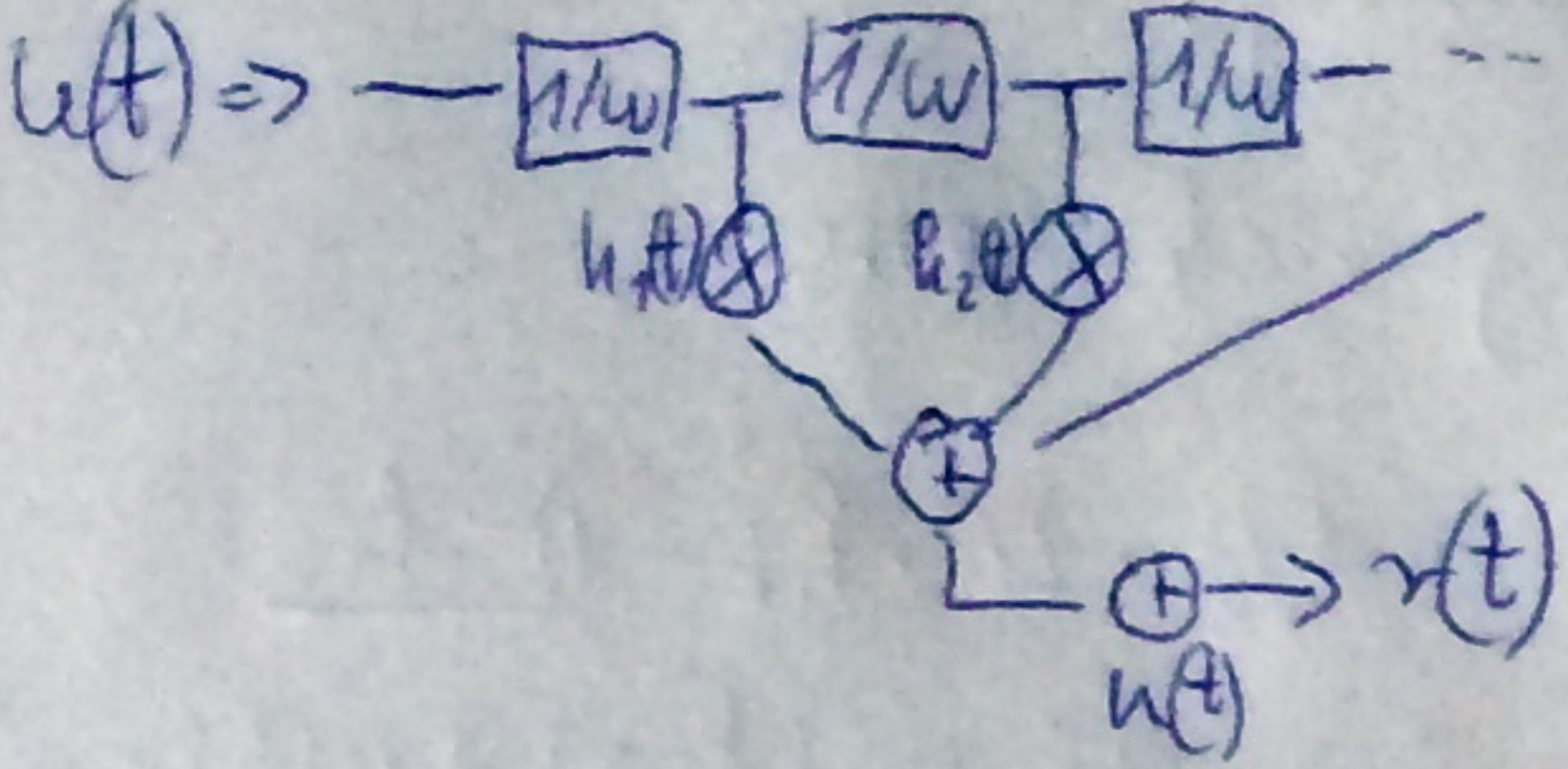
$u(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} U(\frac{n}{W}) \cdot \frac{\sin \pi \cdot W(t - \frac{n}{W})}{\pi \cdot W(t - \frac{n}{W})}$

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

$\rightarrow \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(\frac{n}{W}) \cdot h(t, t - \frac{n}{W})$

↓ korreláció diszkrét

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



RAKE rendszer MRC-t használ lehet

RAKE vevő rajza: $u(t) \cdot h(t)^*$ sorozó $\rightarrow \oplus \rightarrow \int_0^{T_s} \rightarrow$ komparátor

korrelációs vevő: $n=k$ esetén $\rightarrow 1$
 $n \neq k$ esetén $\rightarrow \emptyset$

SS: feltételei \rightarrow legyen Ω_s önálló művelet

DS-SS / FH-SS / DS-SS / DS-SS / DS-SS

$c(t)$ spektrum létező jel

+ $c(t)$ és $s(t)$ nem korreláltak

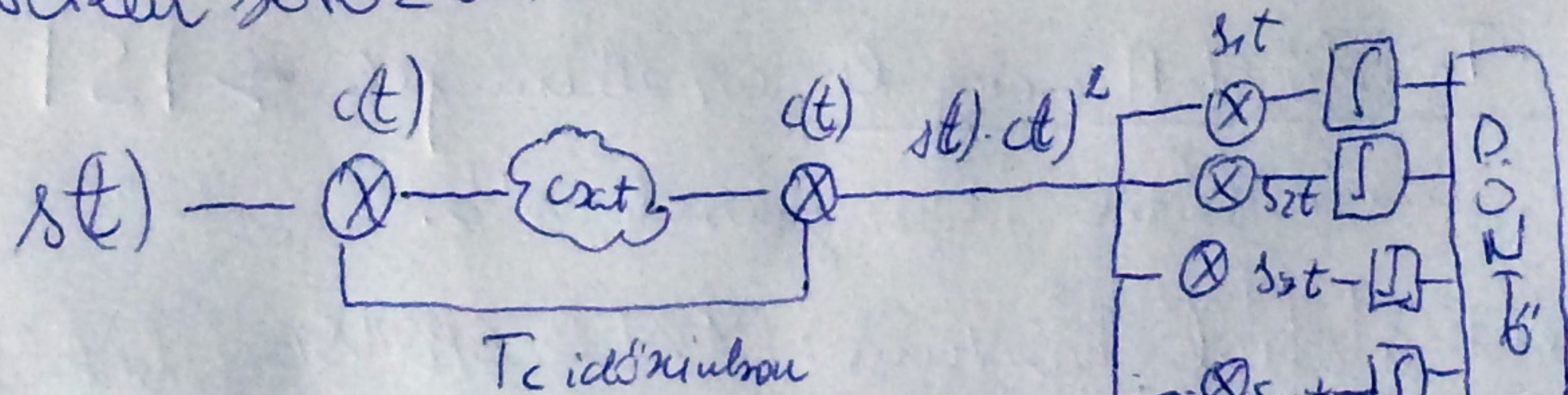
$B_s = \frac{1}{T_s}$ $W_c = \frac{1}{T_{chip}}$

+ $W_c \gg B_s$

$s(t)$ jel $c(t)$ létező jel

+ $c(t)$ zajment!

DSSS: közvetlen szózáttal nem



korrelációs vevő ismét

$s(t) = \sum s_n(t - n \cdot T_s)$

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

szivleyonitch ábrákban jelekkel (VCS. shift) \rightarrow

$i-t$ üldeték

önálló

ha $s_j(t)$ lenne $\rightarrow \emptyset$

oktális, 13'

$Cov(s_i(t), s_j(t)) = \emptyset$

nem kell tördöl

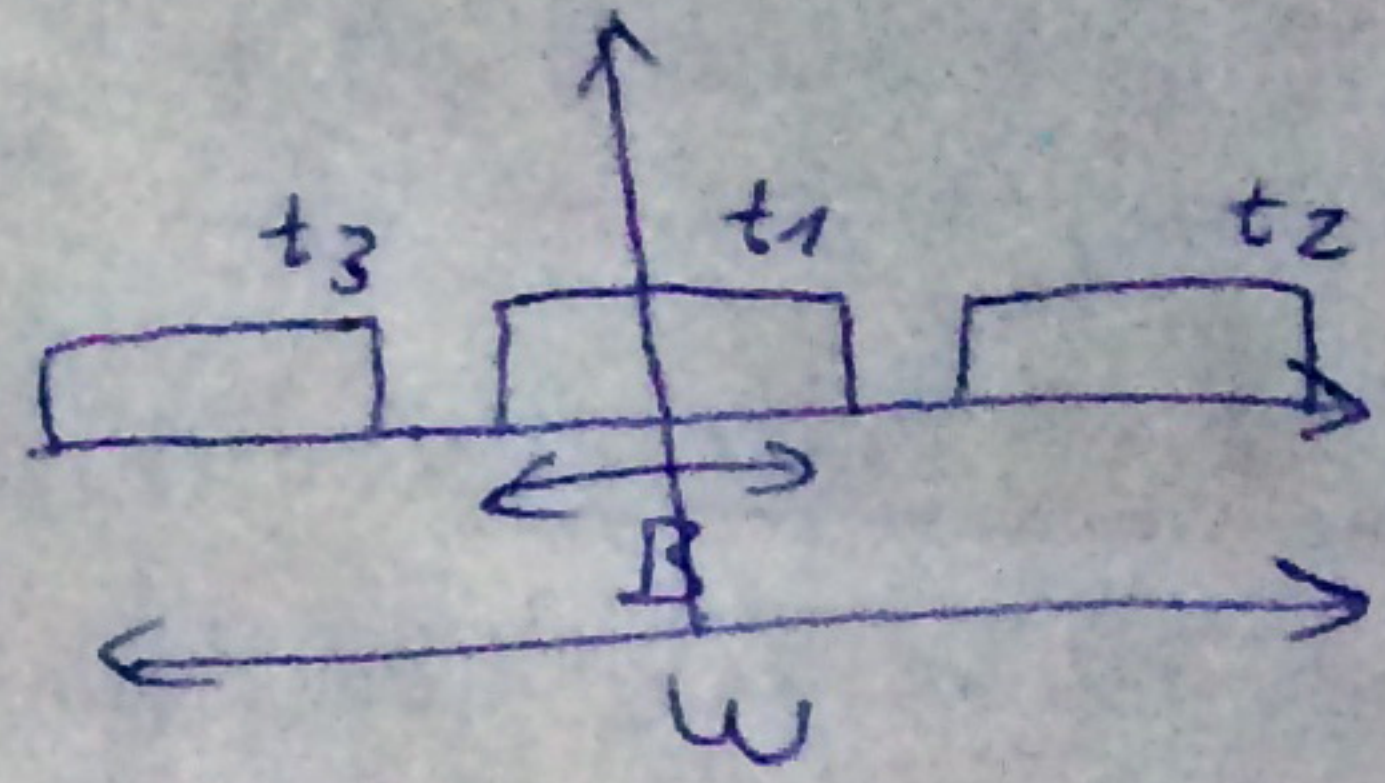
DSSS akkor jó, ha kicsi az interferenciajel, ami zavar minket! és korrelálatlan $s(t)$ -vel

$\frac{W}{B} = PG$ megnyeség

$SINR_{DS} = \frac{E_b}{N_0 + I/PG}$

FHSS: frequency hop spread spectrum

- ↳ lassú FHSS: bitidőn kívül változik a frekvencia
- ↳ gyors FHSS: bitidőn belül is változhat a frekvencia



$$PG = \frac{W}{B}$$

$$P_{err, engedett} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{PG} + \frac{PG-1}{PG} \cdot P_e \text{ eredeti}$$

→ megadja PG-t → mennyire kell egy adott SNR értéke a BER elérésehoz nézve a spektrumot.

nagy zavaró jel esetén jó az FHSS

hopping segítése digitális generátorral

5. MA-rendszerek: TDMA, FDMA, SDMA, CDMA

$$\frac{N}{W} = \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}} \text{ n felhasználó}$$

	dimenzió	hozzáférés delay	bitritel	terjedési
TDMA	idő	$\frac{n+1}{2} \cdot \frac{N}{W}$	$\frac{N}{W}$	●
FDMA	frekvencia	∅	$n \cdot \frac{N}{W}$	●
CDMA	kód	∅	$\frac{N}{W} \cdot PG$	●
SDMA	tér	∅	$\frac{N}{W}$	●

időresek, n user $\Rightarrow \frac{n+3}{2} \cdot \frac{N}{W}$

1 user $\frac{W}{n}$ sávszélesség $\Rightarrow \frac{n \cdot N}{W}$

PG - processing gain $\Rightarrow \frac{N}{W} \cdot PG$
kiterjesztés nyereség

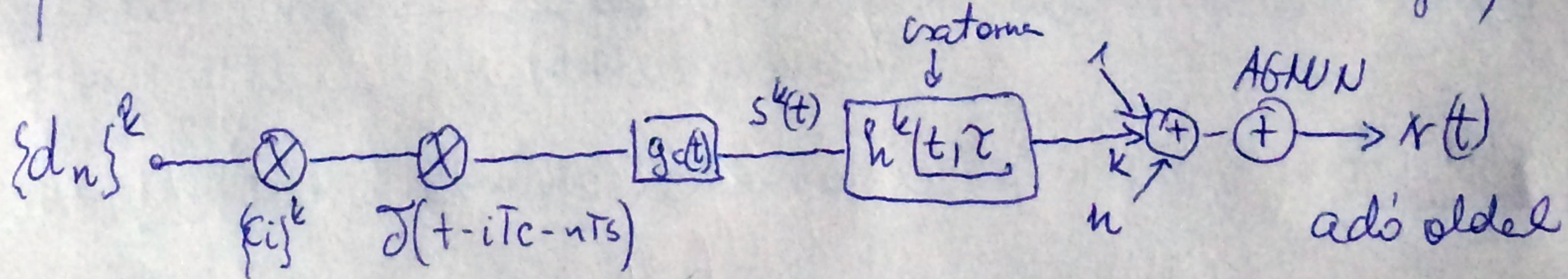
irányított antennákkal $\Rightarrow \frac{N}{W}$

GSM ben 3 példát: S, T, F DMA

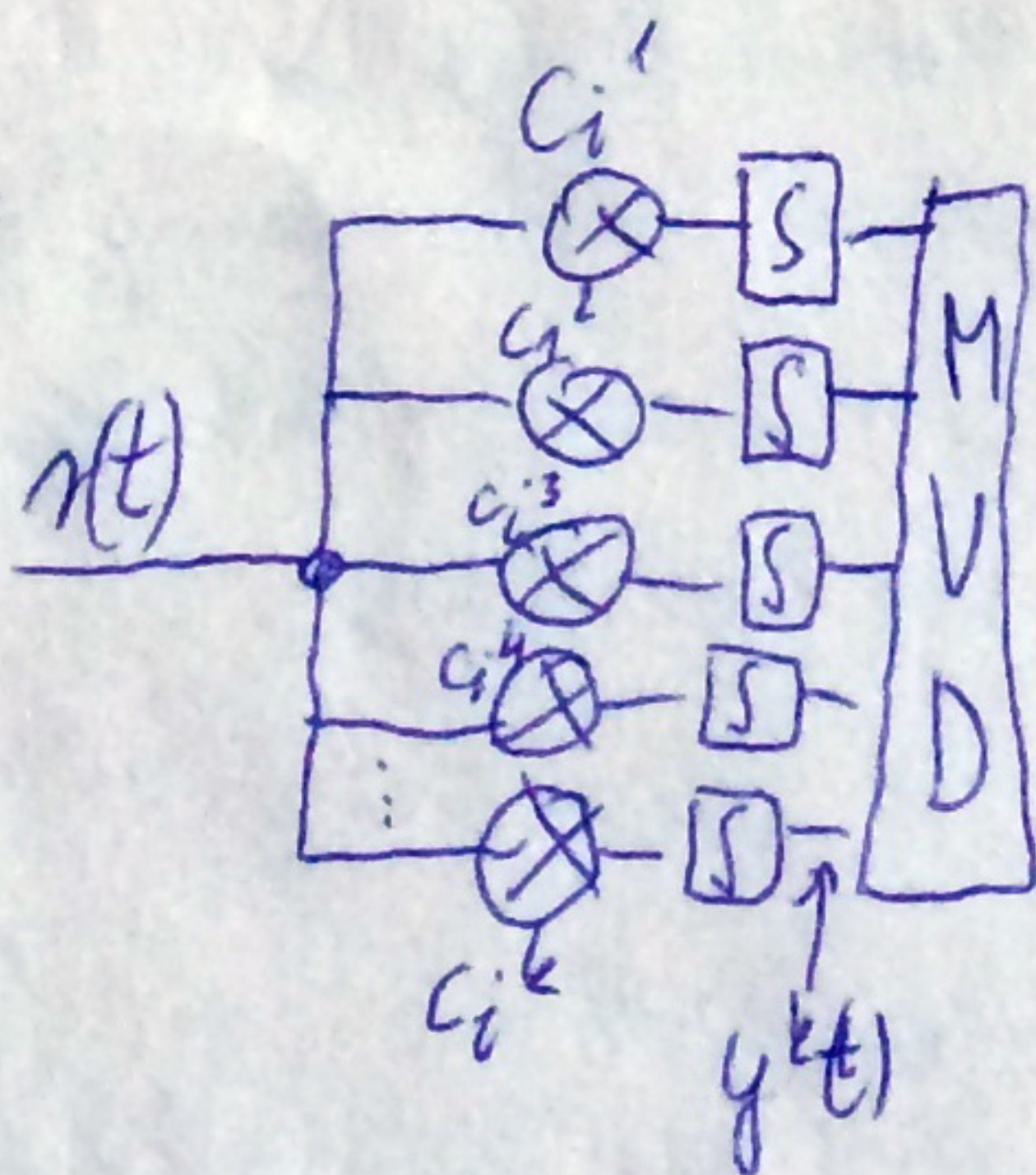
CDMA előnye: ha új felhasználó jön, nem kell elutasítani, csak csökkenti az SINR-t (graceful degradation), kódban osztuk szét (1 időben, 1 frekvencián, 1 helyen)

DS-SS-CDMA:

van FHSS is



bevérd oldalán:



multi-user detection

MUI + MPI
↑ fellelhető!

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \int_{-\infty}^{\infty} s^k(t-\tau) h(t, \tau) d\tau + n(t) = \sum_{k=1}^K \{d_n\}^k \cdot \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^L \{c_i\}^k \cdot g_c(t-iT_c) \cdot d^k(t-\tau_e) + n(t)$$

$$y^k(t) = d_n^k \cdot \text{Autocorr}(C^k) = d_n^k \text{ ideális esetben}$$

ha nem teljes az

$$y^k(t) = d_n^k \cdot AKF(\phi) + \sum_i KKF(c_i, c_k) + n(t) \cdot d_n^k$$

6. Csatorna kódoló rendszerek alapjai:

béletlenzésítés: minden kódolás előtt meg kell tenni, mert sokat javít a spektrum kiterjedésének csökkenésében \rightarrow \rightarrow $\frac{VSB}{után}$ periodikus jel lehet nem szeretjük mert vonulás a spektrumunk (egyes komponensek súlyosabbak)

sinkronizálás szükséges
adó és vevő oldalt! \rightarrow általában generátor
(determinisztikus működés) feedback shift register segítségével
sinkronizáló bit...

átviteli technikák: az átvitel során a hibák burst-ösen jelentkeznek általában \Rightarrow hiba csomókat nem tud könnyen javítani egy kódoló sem!
nem redundanciát növelünk, hanem rendszeresen átrendezzük az adatokat. (átvitel)
minél mélyebben rögzítjük az adatokat, annál jobb a hibajavítási képesség.
a hibák szétteríthetőek! (több a késleltetés is így!)

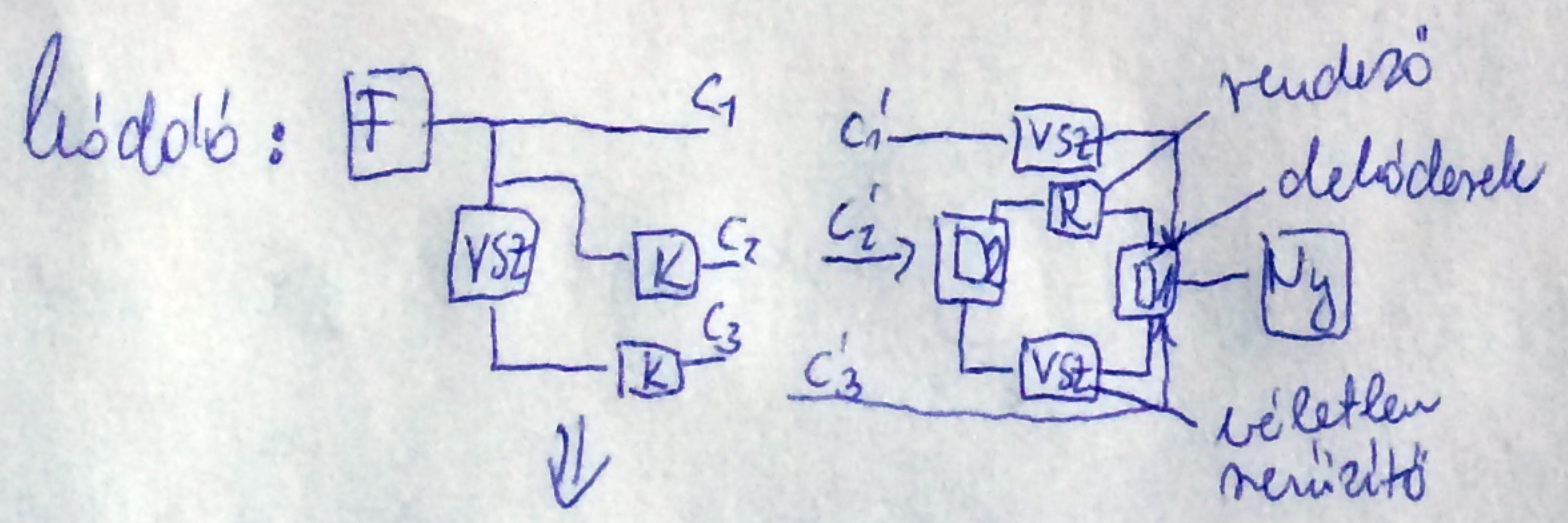
lehet bit vagy blokk szintű az átvitel
korrelációs időbeli átvitel \rightarrow Forney-szerű \rightarrow sorfolytonos beírás
blokk szintű \rightarrow onlopolytonos kiolvasás.

láncolt kódok: a kódolt üzenetet újabb kódolás alá vesszük.

Van egy külső illetve egy belső kódoló, előnye, hogy egyszerűbb kódolókkal is jó hibajavító képességet érhetünk el.

pl.: DAB+ rendszerben RS (külső/kódoló) \rightarrow konv. kódoló (belső) (ML döntés) V_i térbeli

turbo kódok: nagyon közel került a Shannon korlátához! (1dB-re kb.)



C_2 és C_3 függetlenek D_1 és D_2 lágy döntéssel dolgozik

Sok iteráció, lassú lehet (hell kezd a csatorna zaj vizsgálat)

C_1 alapján becsül D_1 és D_2 is valamit és ez iterál körbe amíg D_1 és D_2 által adott információ egyenlik (egy szintig!) \Rightarrow konvergál mindig

