~~Optikai hálózatok elemei kiesés~~

0

Szélessávú mobil és hírközlési és műsorszóró rendszerek

Szombathy Csaba

Bitó János

ismeretlen 2 tárgy

$\boxed{V1502}$

fakultatív labor di szemléltetések

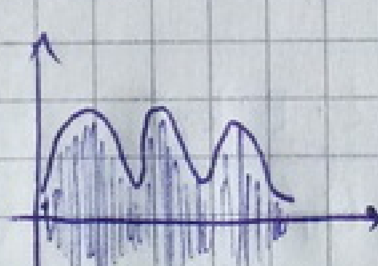
Dr. Ferenci Pál – Hírközléselmélet.

Szombathy Cs. 1. Előadás

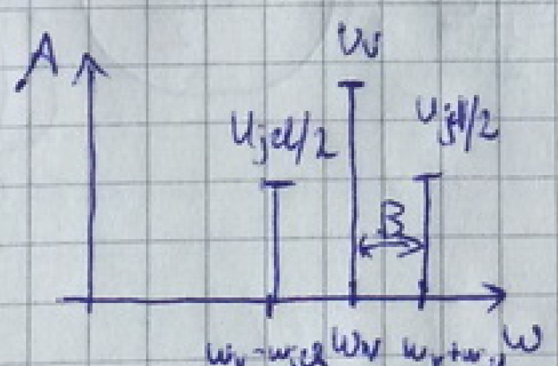
- moduláció AM/FM

AM → $U_{jel} \cdot \sin(\omega_{jel} \cdot t)\sin(\omega_{vivő} \cdot t) + \underline{U_{jel} \cdot \sin(\omega_{vivő} \cdot t)}$

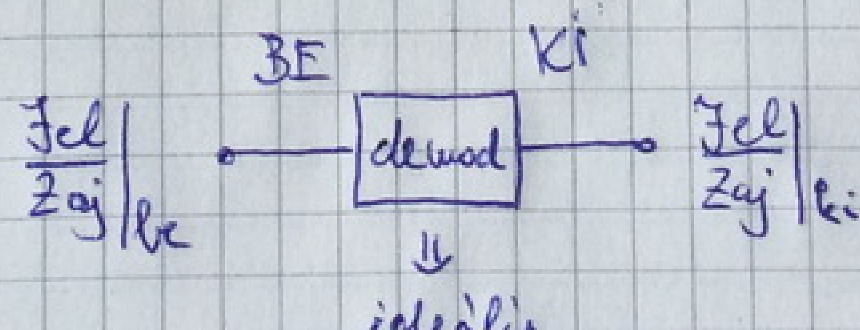
– a vivőt hozzá kell adni a torzítatlan átvitelhez



Spektrum:



jel-zaj viszony:



peremfeltételek: – demodulátor ideális

– $J/Z|_{be} \Rightarrow 10\,dB$

– $R = 1$

$$\frac{\frac{S}{Z}\Big|_{ki}}{\frac{S}{Z}\Big|_{be}} \Rightarrow$$

burkoló demod!

m²/max

$$m = \frac{U_{jel}}{U_{vivő}}$$

mod mélység

bemeneten:

$$\overbrace{\frac{U_{vivő}^2}{\cancel{R}(1)}}^{\text{vivő}} + \overbrace{\left(\frac{U_{jel}}{2}\right)^2 \cdot 2}^{\text{oldalsáv}} \Rightarrow \text{jel}$$

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

B: legnagyobb frekv. komponens:

kimeneten:

jel → U_{jel}^2

zaj → $4 \frac{2 \cdot B \cdot k \cdot T}{2}$ (ideális diódával lefelezem)

2 → sávkorlátozás miatt

de a két oldalsávi amplitúdókat összeadják

és az elemi zajokat is megduplázom (U)

zaj energia 4-szeresére nő

$$\rightarrow \frac{U_{jel}^2 \cdot \cancel{2} \cdot \cancel{2 \cdot B \cdot k \cdot T}}{\cancel{4 \cdot B \cdot k \cdot T} \cdot U_v^2 + \frac{U_{jel}^2}{2}} = \frac{U_{jel}^2}{U_v^2 + \frac{U_{jel}^2}{2}} \Rightarrow \frac{m^2}{1 + \frac{m^2}{2}} \Rightarrow \left.\frac{S}{Z}\right|_{max} = \frac{2}{3}$$

m=100% esetén

(2) Szorzó demodulátor

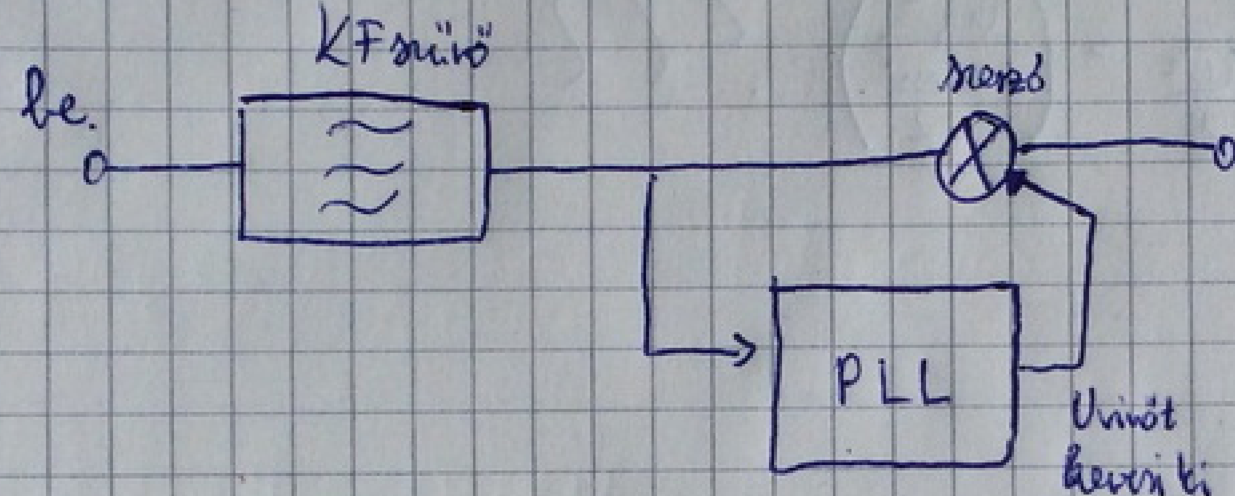
$X \cdot \sin(\omega_{vivő} \cdot t) \quad + \text{LPF}$

LPF kiüti!

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

$\underbrace{\frac{1}{2} \cdot U_{jel} \cdot \sin(\omega_{jel} \cdot t)}_{jel} + \underbrace{\cancel{\frac{1}{2} U_v}}_{DC}$ ← mindkét oldalsávból jött!

+kondi



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

$\Downarrow$

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

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

alsó + felső sáv!

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

bemenet: $U_v^2 + 2\left(\frac{U_{jel}}{2}\right)^2 \rightarrow$ jel

$2 B \cdot k \cdot T \rightarrow$ zaj

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

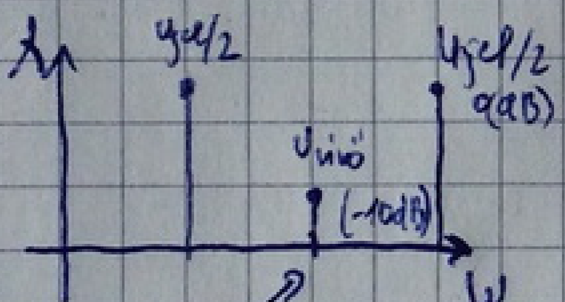
$2 \cdot \frac{B \cdot k \cdot T}{4}$

2 ~~db~~ oldalsáv megy!

→ keverés miatt eleni zajnak amplitúdóját felezem ⇒ teljesítményt negyedelem!

$$\frac{S}{Z}\bigg|_{ki} \Big/ \frac{S}{Z}\bigg|_{be} \Rightarrow \frac{U_j^2 \cdot 4 \cdot \cancel{2BkT}}{4 \cdot \cancel{2BkT}\left(U_v^2 + \frac{U_j^2}{2}\right)} = \left(\frac{m^2}{1+\frac{m^2}{2}}\right) \ ???$$

legyen elnyomott vivőjű!



$$\frac{S}{Z}\bigg| \text{ javulás} \Rightarrow \frac{U_{jel}^2 \cdot 2 \cdot \cancel{2BkT} \cdot \cancel{4}}{\cancel{4} \cdot \cancel{2BkT} \cdot U_{jel}^2} = 2$$

⇓

javul a jel-zaj viszony!

ez idealizált.

ha csak 1 oldalsávot hagyok → $\boxed{\frac{S}{Z} \text{ javulás} = 1}$

2 oldalsávot hagyok → $\boxed{\frac{S}{Z} \text{ javulás} = 2}$

ha van vivő akkor mindegy mivel demodulálok!

1. előadás

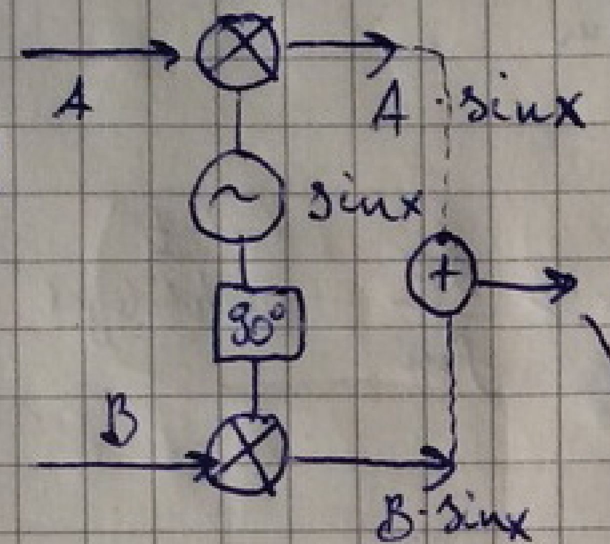
OBW - elfoglalt sávszélesség [nem függ a mod mélységtől]

csak az alapsávi jeltől függ

(négyszögjel vs szinusz)

MOD mélységtől függ az oldalsáv teljesítménye ⇝ hangerő!!

QAM



ha sinx → A
ha cosx → B

ha $\sin x \rightsquigarrow \frac{A}{2}$

ha $\cos x$

↓

$A \cdot \sin x \cdot \cos x \rightsquigarrow \cancel{A \sin 2x} + \cancel{A \cdot \sin 0}$

nincs jel!

$\sin\alpha \cdot \cos\beta$

A, B alapsávi jelek lehet A és D is

először PAL rendszer színes TV

CSAK az ALAPSÁVI JELTŐL függ az RF spektruma.

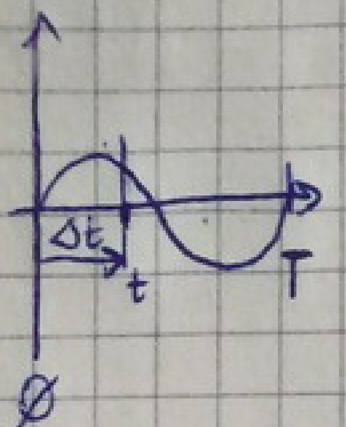
⇓

mindent alapsávban csinálnak a rádió technikában!

FM

- Spektrumban mászik a jel
- frekvencia löket: a nyugalmi helyzettől mennyit lendül ki → 10kHz

  (f_D) ~ deviation
- f_m → moduláló jel frekvencia (milyen gyorsan rohangál a frekik közt)



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

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

$$f = f_0 + \overset{f_D \text{ löket}}{A} \cdot \sin(\omega t)$$

$$\Phi = 2\pi \cdot \int f \, dt = \left(2\pi \cdot f_0 \cdot t + 2\pi \cdot A \cdot - \frac{\cos(\omega_m t)}{\underset{\Downarrow\ 2\pi f_m}{\omega_m}}\right)$$

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

$\rightarrow$ modulációs index $\Rightarrow \dfrac{f_D}{f_m}$ $\dfrac{\text{löket}}{\text{modulálójel}}$

„fázis modulációs mélység”

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

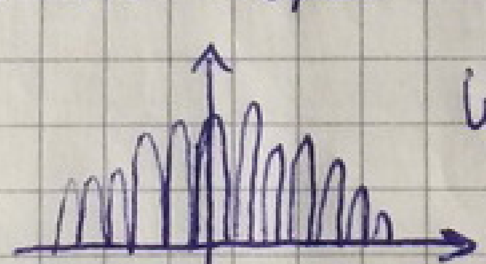
négyszögjellel ugrálok vagy szinuszosan

szinuszosan ugrálok a frekik közt

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

$\cos(x \cdot \sin y) \rightarrow \underline{K_0} + \underline{J(x)} \cdot \underline{\sin(l \cdot y)}$ Bessel-fv ∞

ilyen lesz a spektrumkép



ha f_D-t növelem / f_m csökkentem

lehet AM-szerű spektrum FM jelnél $\rightarrow$ nagyon kicsi lökettnél

a BURKOLÓ ÁRUL EL mindent $\rightarrow$ FM jelnél lehet olyan MOD INDEX hogy

lesz páros és páratlan tag is a spektrumban a $\underset{\text{ptlan}}{\underline{\sin}}$ és $\underset{\text{páros}}{\underline{\cos}}$ miatt

komponensek

$\rightarrow$ jel sávszélessége: (ahol a teljes jel energiájának 1%-a $\rightarrow$ onnantól kuka!)

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

WBFM wide-band-FM

→ köztük $f_0 \pm (f_D + f_m)$

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

NBFM narrow-band-FM

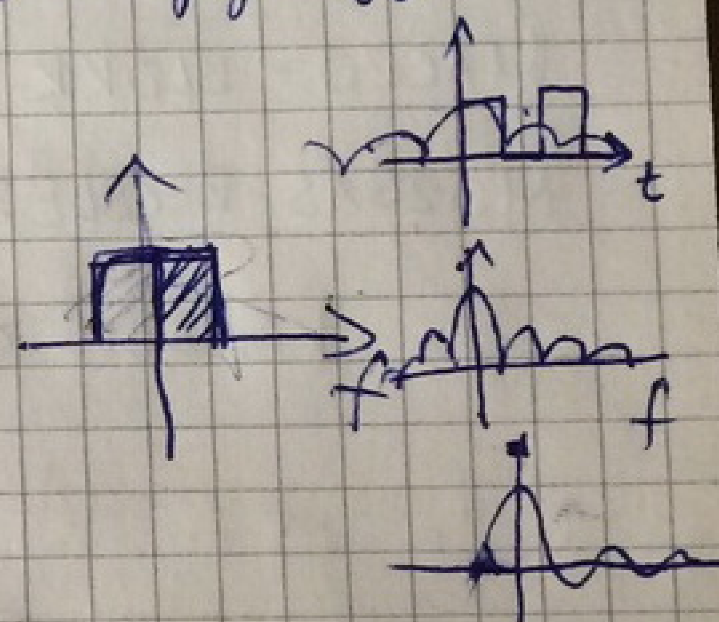
ha nő a moduláló jel amplitúdója befolyásolja az spektrumot

és frekvenciája is! → nagyobb löket

$$\left.\begin{matrix} \text{WBFM} \rightsquigarrow \left(\frac{f_D}{f_m}\right)^3 \\ \text{NBFM} \rightsquigarrow \left(\frac{f_D}{f_m}\right)^2 \end{matrix}\right\} \text{demod nyereség}$$

→ ez elég már!!

ha m jobb lesz akkor drasztikus $\frac{J}{Z}$ javulás lesz! → de nagyobb sávot foglal!!



3. előadás

- Forráskódolás: csökkentjük az adatmennyiséget, de a számunkra érdekes információt őrizzük.

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

bitsebesség csökkentés:

időbeli + térbeli állandóság → Térbeli differenciális PCM

természetes képek

- diszkrét cos trafó
- zig-zag futamhossz
- Huffman

MPEG - I P B

intra-coded — predicted — bidirectionally coded

teljesen le van kódolva

8x8 px. blokk ~> DCT

16x16 px makroblokk (I, P, B)

1 sor makroblokk -> szelet

sok szelet -> kép

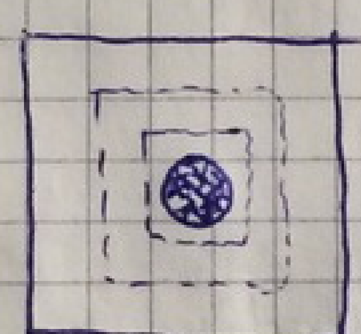
sok kép ~> GOP kell időnként ref. I kép, a GOP egy ilyen I képpel kezdődik

0,5 - 1 sec-onként van I kép

MACRO - BLOKK

MOZGÁS-BECSLÉS ~ foci labda

keresési ablak



képsorrend ~> I P B B P B B P B B P átvites

~~megjelenítési~~

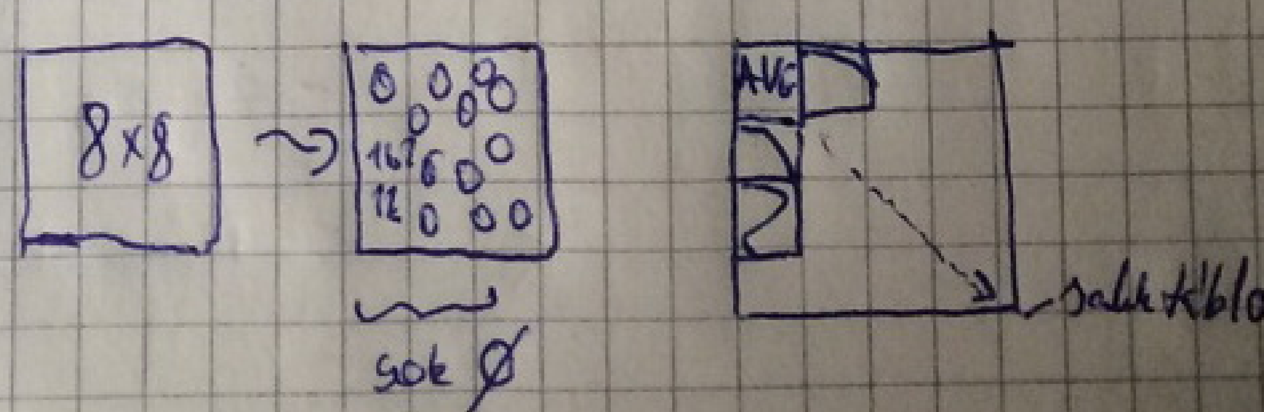
átviteli

DTS - decoding time stamp

I B B P B B P B B P

DCT - természetes képtartalomra   discrete-cos-trafó

- 8x8 pix blokkra (16x16 ~> 4 részre)
- veszteségmentes !!



+ kvantálási mátrixok

$$\begin{bmatrix} 8 & 7 & 7 & 6 & \\ 7 & 7 & 6 & \cdot & \\ 7 & 6 & \cdot & & \\ 6 & & & \ddots & \\ & & & & 1 \end{bmatrix}$$

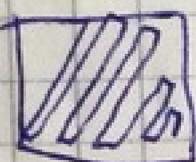
létrehoz mátrix

⇝ veszteséges (kvantálás)

adaptív kvantálás

futamhossz kódolás: hány darab érték 1·74, 6·1, 1·1, 0·5

érték futamhossz

zig-zag letapogatás:  veszteségmentes

+ Huffmann kódolás

MPEG-4-AVC: (HUN)

h264 jobb kódolás, több predikció, mozgásbecslés jobb!

MOZGÁSBECSLÉS

~ 16 ref. kép (B)

~ továbbfejl. mozgásbecslés

~ rugalmas makroblokkok [elemzi a képtartalmat]

~ blokkosodás gátló szűrés [2D alul áteresztő szűrő blokk széleknél]

~ DCT helyett integer trafó

MP3 ~ MPEG1 - Layer 3

MPEG4-AAC 384 kbit/s 5.1 hang

4. előadás

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

F → FK → CsK → M → Csat. → DM → CsDk → FDk → Ny

→ Hírkelm

← → szélessávú... tárgy

$s(t)$ → LTV →

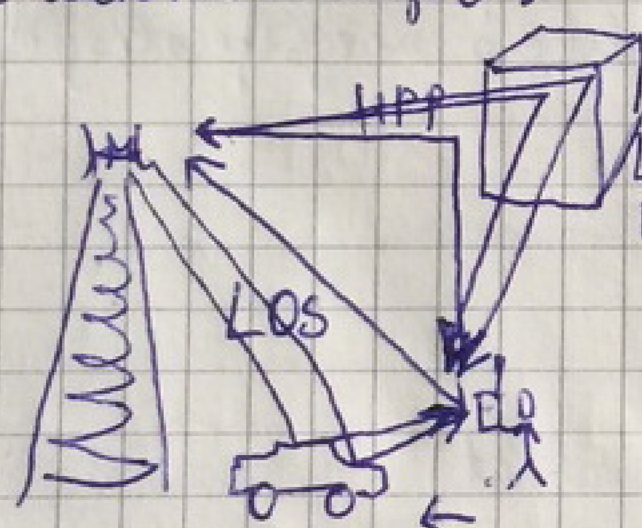
linear time-variant

$h(t, \tau)$

régi t'

A vezeték nélküli csatorna időfüggő lineáris rendszer!

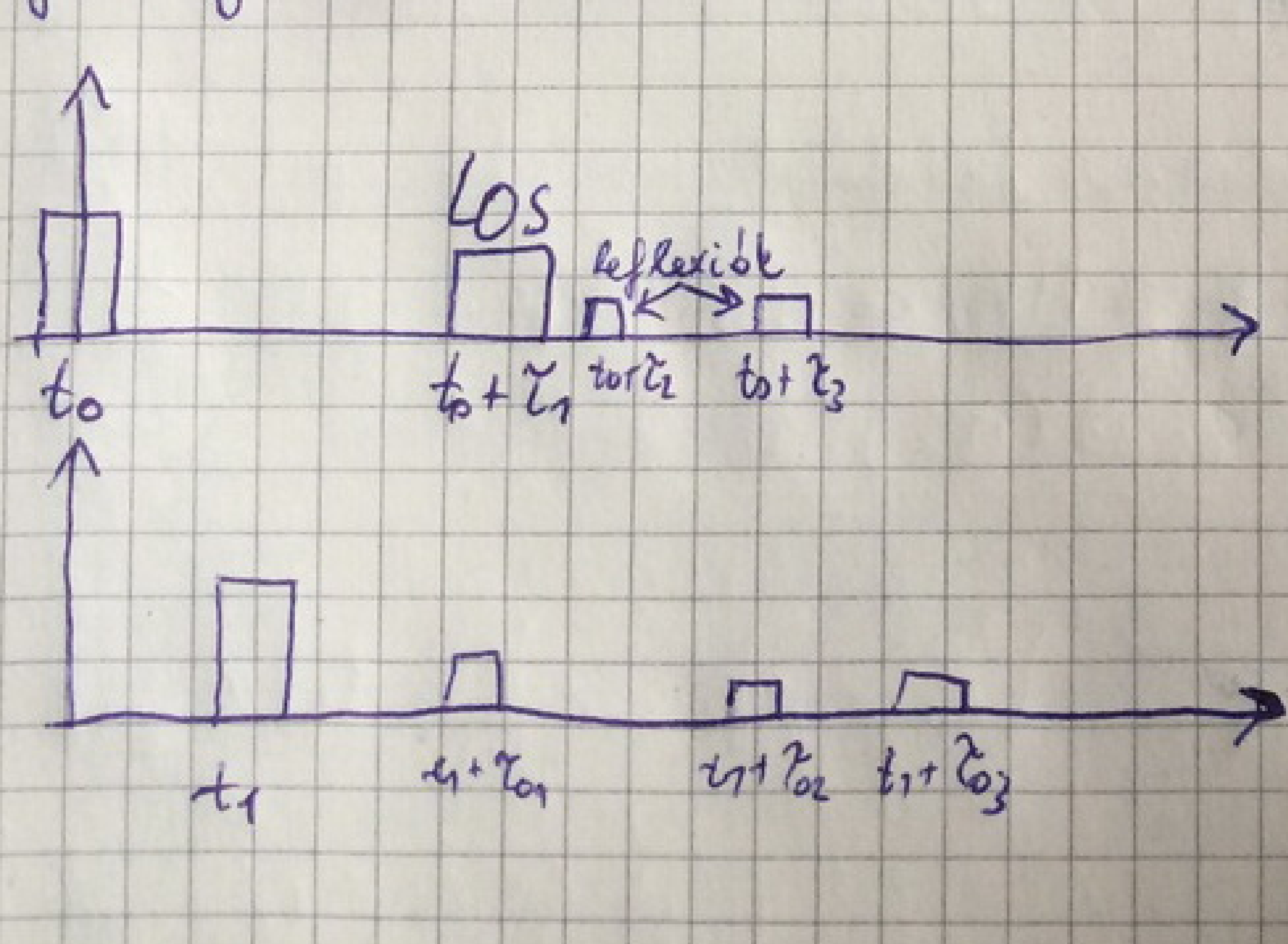
a mobil csatorna ilyen!



LOS ~ Line of Sight
MPP ~ Multi Path Propagation

MINDEN MOZOGHAT

fading: időben változó csillapítás okozza ezt



időfüggő az impulzus válasz.

$$\vartheta(t) = \sqrt{2} \cdot A \cdot \cos(\underbrace{\omega_c}_{\text{vivő körfrekvencia}} t + \overbrace{\phi}^{\text{kezdőfázis}}) \rightsquigarrow \text{vivőjel}$$

+

$$x(t) = \sqrt{2} \cdot A \cdot \underline{m(t)} \cdot \cos(\overbrace{\omega_c t}^{\alpha} + \overbrace{\vartheta(t)}^{\beta} + \phi) \quad \text{modulált jel}$$

+

modulálójel (alapsávi) jel

véges elemszámú, véges idejű, véges energiájú

↓ [digitális jel]

megszámlálható

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

ha $\vartheta(t)$ hordozza az infót $\rightarrow$ digitális fázis/frekvencia moduláció

pl: QAM levezetése a bettőnek

addíciós tétel

$$x(t) = A\left[a(t) \cdot \cos(\omega_c t) - q(t) \cdot \sin(\omega_c t)\right]$$

$$a(t) = \sqrt{2} \cdot m(t) \cdot \cos(\vartheta(t) + \phi)$$

$$q(t) = \sqrt{2} \cdot m(t) \sin(\vartheta(t) + \phi)$$

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

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

$$\underbrace{r(t)}_{\text{vett jel}} = \sum_{n=1}^{N} \underbrace{c_n(t)}_{\text{pillapítás}} \cdot s(t - \underbrace{\tau_n(t)}_{\text{terjedési utak}}) \quad [\text{időben diszkrét csatorna}]$$

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

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

vett jel komplex burkolója

közelítés

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

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

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

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

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

átlag idő eltérés

egy n-edik terj. úton a késleltetés eltérése az átlagtól

$\bar{\tau}(t) = \frac{1}{N}\cdot\sum_{n=1}^{N}\tau_n(t)$ $\qquad \Delta\tau_n = \bar{\tau}(t)-\tau_n(t) \rightsquigarrow \tau_n(t) = \bar{\tau}(t) - \Delta\tau_n(t)$

$$z(t) = \sum^{N} c_n(t)\cdot u\big(t-(\bar{\tau}(t)+\Delta\tau_n(t))\big)\cdot e^{-j\omega_c\cancel{[\Delta\tau(t)+\Delta\tau_n(t)]}[\bar{\tau}(t)-\Delta\tau_n(t)]}$$

ha $\Delta\tau_n(t) \ll T_s$ $\rightsquigarrow$ multiplikatív fading lép fel

nem okoz ISI-t

$(\forall n\text{-re})$ időkonstans [szimbólumidő]

átlagtól eltérés

[távoli reflexiókat elhanyagoljuk]

értsd.

$\Downarrow$

rádiócsat. multiplikatív fading

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

+ időszinkron $\qquad$ fázisforgás

u(t) kapható $\qquad$ + PLL

u(t) $\qquad$ (lassú)

(lassú)

komplex sztochasztikus folyamat

ha a terj. utakon a késleltetések és a csillapítások ftlenek

$\Rightarrow$ ftlen val. változók $\Rightarrow$ CHT $\Rightarrow$ Gauss eloszlás

komplex (2D) Gauss

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

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

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

együttes sűrűségfv.

$$f_b(b) = \int_0^{2\pi} f_{b,\phi}(b,\phi)\,d\phi = \boxed{\frac{b}{\sigma^2}\cdot e^{\left(-\frac{b^2}{2\sigma^2}\right)}}$$ Rayleigh

$$f_\varphi(\varphi) = \frac{1}{2\pi}$$ → egyenletes eloszlás szerint megy!

de ha van LOS ⇝ nem lesz egyenletes az eloszlás!

akkor Rice eloszlás lesz. ⇝ ha erős komponens is van!

0-rend. 1. fajta Bessel fv.

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

LOS

S.a. RICE

0-rendű
1. fajú módosított
Bessel-fv

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

együttes sűrűségfv.

$$f_b(b) = \int_0^{2\pi} f_{b,\phi}(b,\phi)\, d\phi = \boxed{\frac{b}{\sigma^2} \cdot e^{\left(\frac{-b^2}{2\sigma^2}\right)}}$$ Rayleigh   Non-LoS esetben

$f_\varphi(\varphi) = \frac{1}{2\pi}$ → egyenletes eloszlás szerint megy!

de ha van LOS ⇝ nem lesz egyenletes az eloszlás!

akkor Rice eloszlás lesz. ⇝ ha erős komponens is van!

0-rend. 1. fajú Besselfv.

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

LOS
s.a. RICE

0-rendű
1. fajú módosított
Besselfv.

5. előadás

- recap...

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

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

- Gauss-folyamat: $G_x(\mu_x, \sigma, \varrho_x)$ (várható érték, szórás, korreláció)

(3 param) $G_y(\mu_y, \sigma, \varrho_y)$

$\varrho_x = \varrho_y = \delta(\phi)$

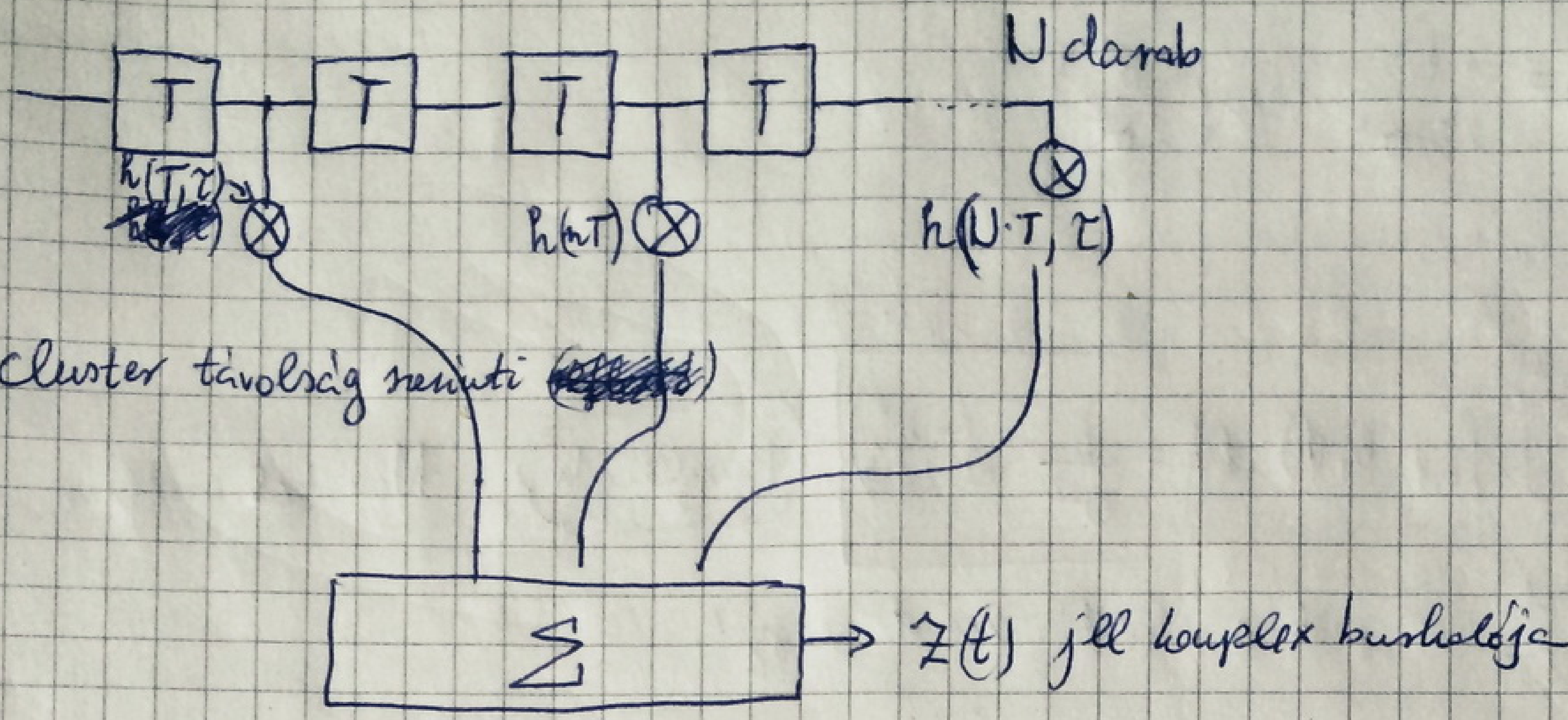
$\sigma_x = \sigma_y = \sigma$

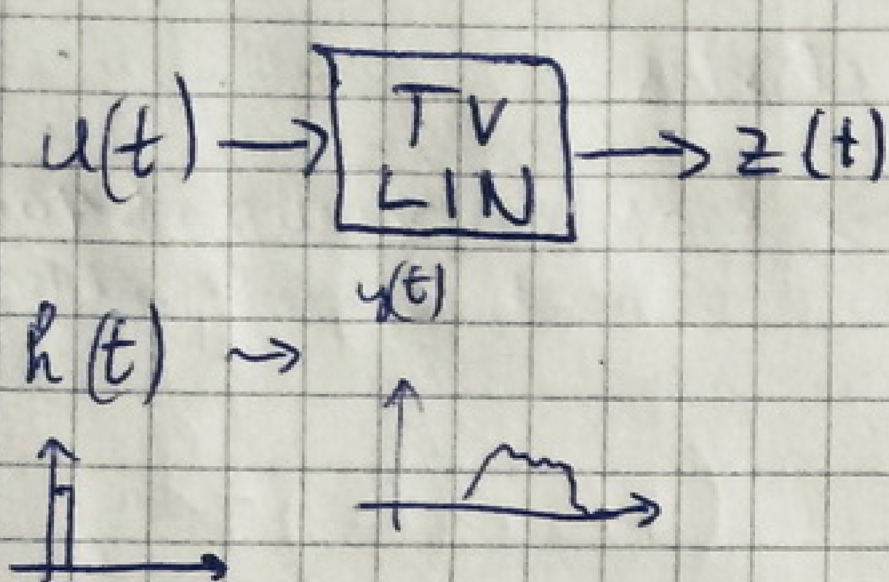
(A mobil rádiócsatorna amplitúdó eloszlása NLoS esetben Rayleigh eloszlást követ)

Geostac. műholdas példa: 10 km/h 1,53 GHz csatorna

ciklostacionárius folyamat. (egy részcikluson belül stacionáriusnak tekinthető!)

(München-ben)





<u>időfüggő folytonosan szóró közeg</u>

Bello-féle rendszerfüggvényekkel írható le.

① $h(t, \tau)$

② $\underset{\tau\text{-szerint}}{\mathcal{F}}\{h(t,\tau)\} = T(f,t)$ időfüggő frekvencia válasz (átviteli fv-)

③ $\underset{t\text{-szerint}}{\mathcal{F}}\{h(t,\tau)\} = S(\tau,\nu)$ "-nü" késleltetés Doppler effektus mentén

(Doppler-késleltetés)

④ $\underset{\tau}{\mathcal{F}}\{S(\tau,\nu)\} = H(f,\nu)$ kimeneti doppler-szórás függvény

vagy

$\underset{t\to\nu}{\mathcal{F}}\{T(f,t)\}$

Bello-féle leírás

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

bemenőjel

$$Z(f)=\int_{-\infty}^{\infty} U(f-\nu)\cdot H(f-\nu,\nu)\,d\nu$$

Fourier-trafója

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

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

Nézzük a korrelációt (kellene a WSS def-hoz)

időben késleltetésben mennyire korrelált

$R_h(t,s,\tau,\sigma)$ idő - késleltetés korreláció

$\Downarrow$ Double Fourier!

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

$R_S(\tau,\sigma,\mu,\nu) \Rightarrow$ késleltetés - Doppler korreláció

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

$\mathcal{F}$

Fourier transzformációk sorozata

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

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

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

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

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

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

$$=\iint_{-\infty}^{\infty} \underbrace{R_h(\tau,\sigma,\Delta t)\cdot e^{-2\pi j\cdot\mu\cdot\Delta t}}_{\text{nem függ } t\text{-től, külön integrálható}}\cdot \underbrace{e^{2\pi j(\nu_1-\mu)t}}_{\text{csak } \Delta t}\,dt\,d(\Delta t)$$

nem függ t-től

külön integrálható

$\swarrow$

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

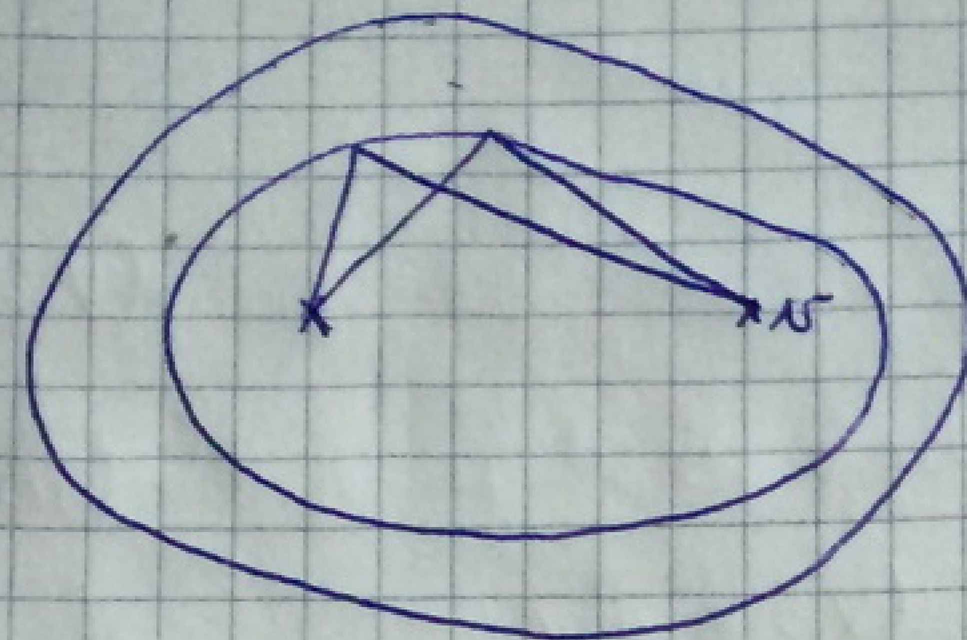
csak Δt

$\downarrow$

kiintegrálva

$[\delta(\nu_1-\mu)]$

ellipszis esetben:



az azonos késleltetést, de a különböző Doppler eltolást szenvedő komponensek korrelálatlanok! (ezt mondja az integrál)

$\Downarrow\Uparrow$ fordítva is igaz

azonos Dopplert elszenvedő más késleltetésű jelek korrelálatlanok!

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

$\Rightarrow \cancel{\left(R_H(\Delta f, \Delta v)\right)}$

$R_T(\Delta f, \Delta t)$ - ennek az $\frac{1}{2}$ normált fv-nye, a koherenciaidőt és a koherencia sávszélességet!

6. előadás

... recap ...

- a csatorna legyen WSSUS minden szempontból (időben)

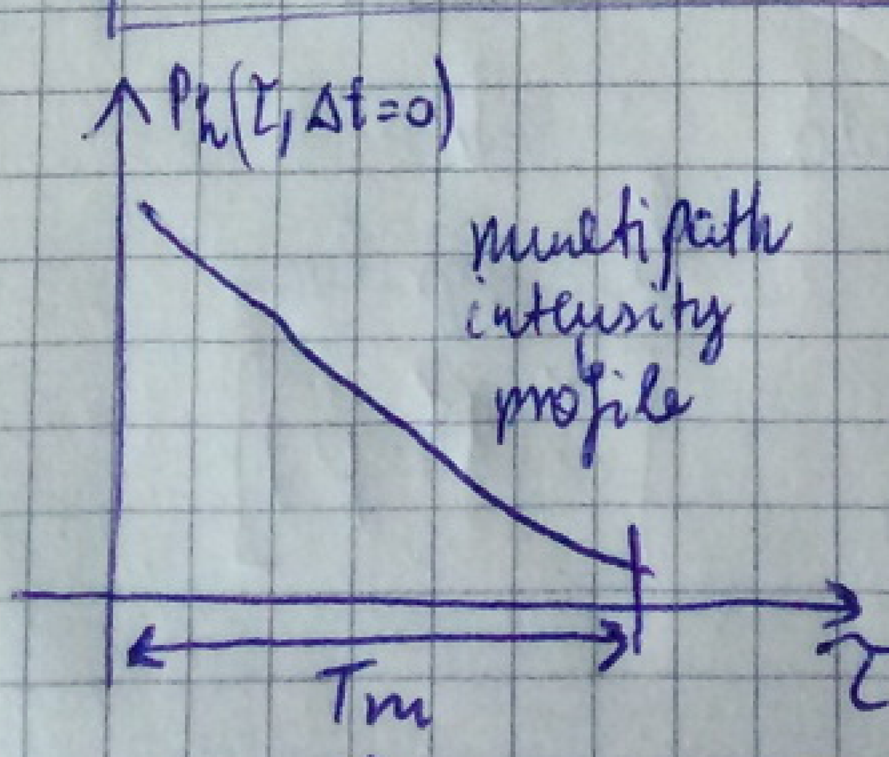
WSSUS esetben

- WSSUS $\rightsquigarrow$ $\boxed{R_h(\tau,\sigma,t,s) = E\{h(\tau,t)\cdot h^*(\sigma,s)\} = R_h(\tau,\sigma,\Delta t) = \underbrace{P_h(\tau,\Delta t)}_{\text{WSS}} \cdot \underbrace{\delta(\tau-\sigma)}_{\text{US}}}$

ha $s = t+\Delta t$

P_h: teljesítmény jellegű

(van $\frac{1}{2}$ szorzóval is) Φ_h néven!

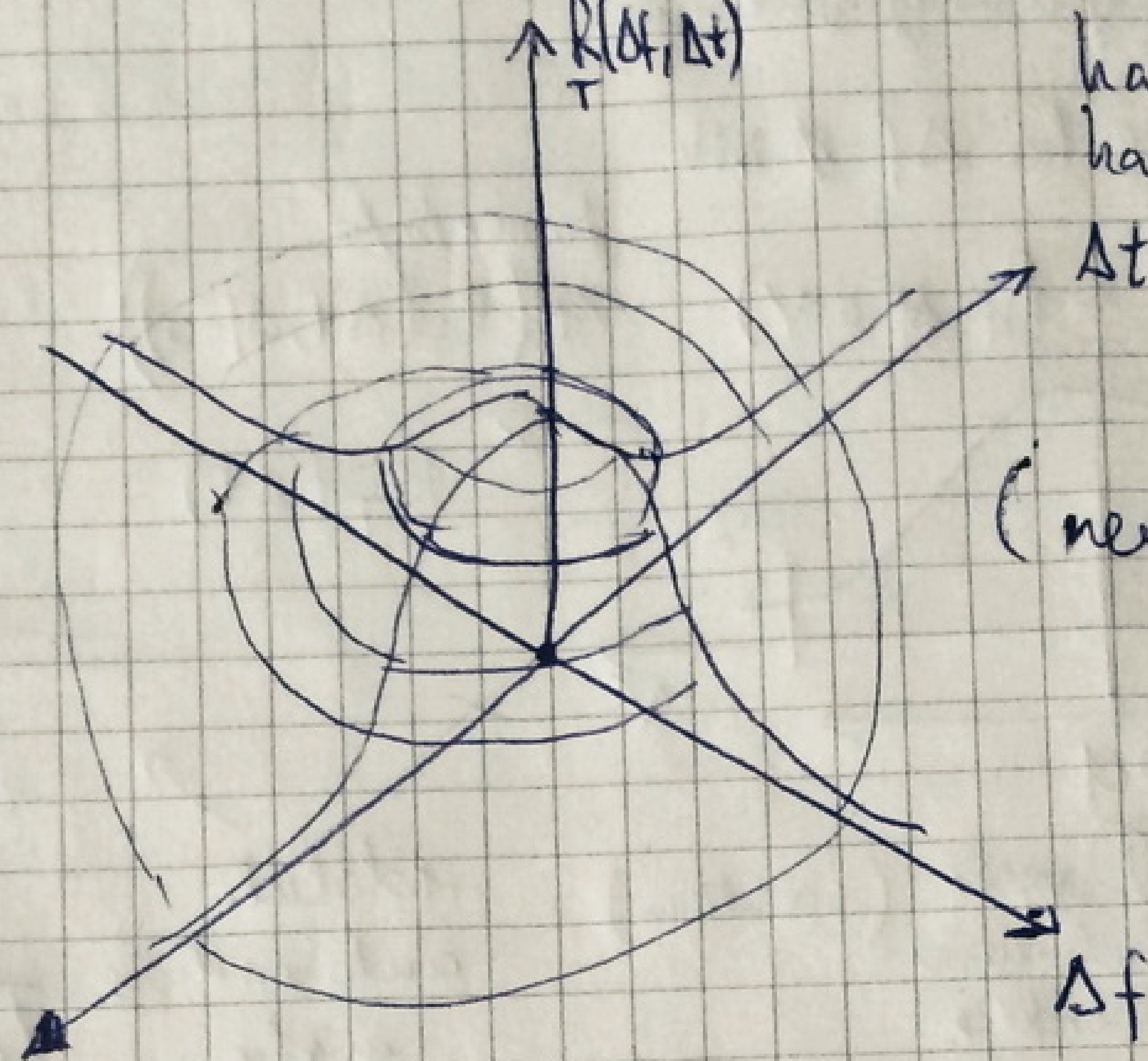


T_m = amennyi idő alatt a teljesítmény 99,99%-a megérkezik (késleltetés kiterjedés) delay spread

WSSUS

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

$e = f+\Delta f$ " spaced frequency
$s = t+\Delta t$ spaced time
↳ correlation fcn."

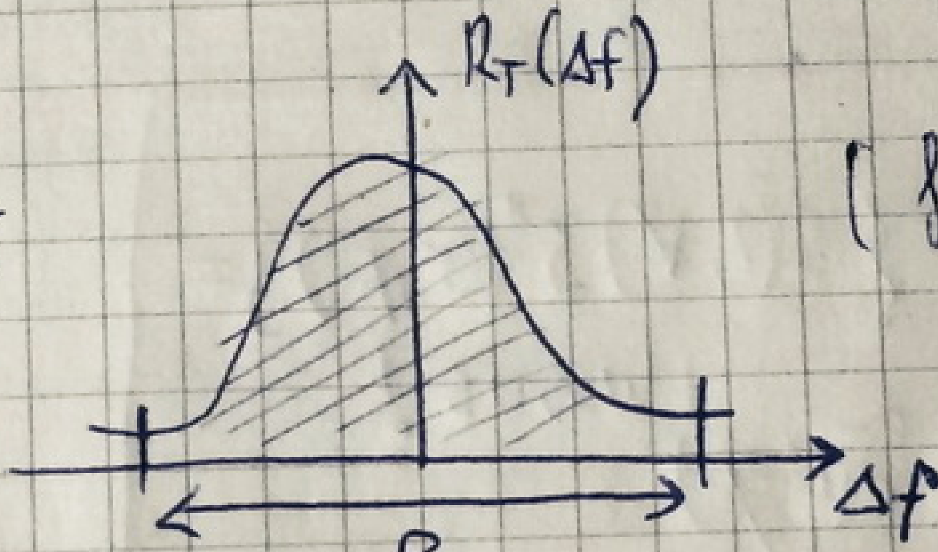


ha $\Delta t = 0 \rightarrow R_T(\Delta f)$
ha $\Delta f = 0 \rightarrow R_T(\Delta t)$
(köv oldalon)

(nem Gauss felület!)

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

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



(frekvenciában hogyan szóródik a teljesítmény)

$\Rightarrow$ koherencia sávszélesség

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

(előző oldalon!)

$R_T(\Delta f) \rightsquigarrow P_h(\tau, \Delta t = 0)$

$R_T(\Delta t) \rightsquigarrow P_H(\Delta f = \emptyset, \nu)$

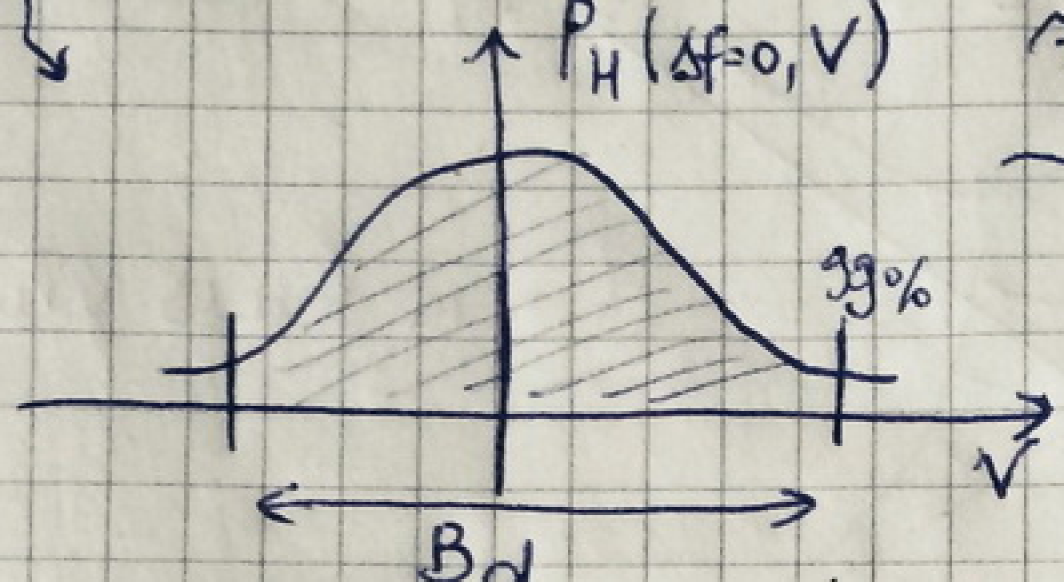
a hasznos jel B_c sávra korlátozott
és $B > B_c$ (de nagyobb mint B_c)
$\Downarrow$
frekvencia szelektív csatorna

ha $B < B_c \rightarrow$ koherens csatorna

$$R_H(f, e, \nu, \mu) = E\{H(f,\nu) \cdot H^*(e,\mu)\} \overset{\text{WSSUS}}{=} \underbrace{P_H(\Delta f, \nu)}_{\text{frekvencia WSS miatt}} \cdot \underbrace{\delta(\nu-\mu)}_{\nu \text{ és } \mu \text{ Dopplerek korrelálatlanok WSSUS miatt}}$$

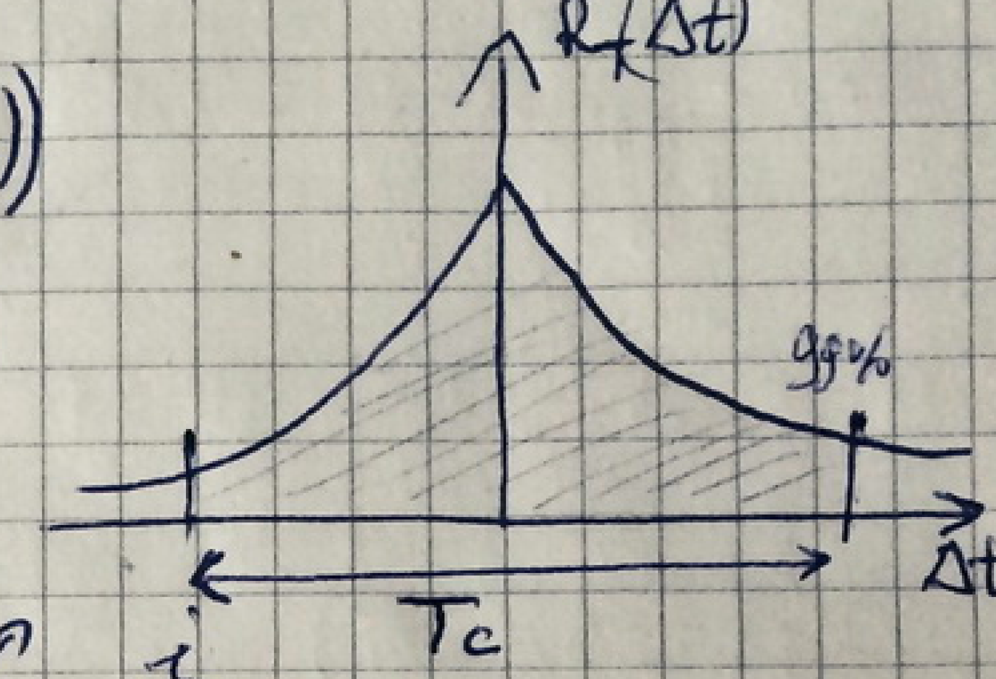
$P_H(\Delta f, \nu)$ = Doppler-teljesítmény spektrum.

~~$R(\Delta f, \Delta t)$~~ 2D fv.-nél ha $\Delta f = 0$ sík



Doppler frekvencia szóródás (spektrum)

Fourier trafó
$\mathcal{F}(R_T(\Delta t, \Delta f=0)) \longrightarrow R_T(\Delta t)$



időbeli autokorrelációs görbe

időbeli koherencia

$T_c \Rightarrow$ koherencia idő

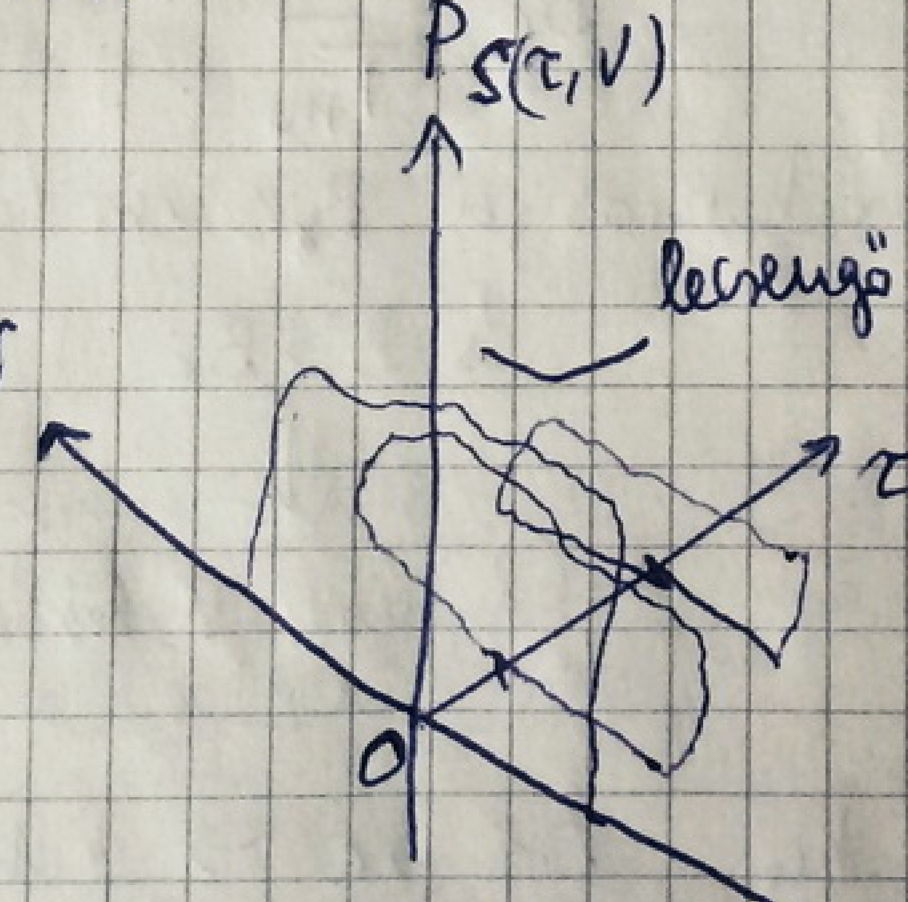
$T_c \simeq \dfrac{1}{B_d}$

ha $T_S < T_C$ → időben nem szelektív
(T_S: szimbólumidő)

ha $T_S > T_C$ → időben szelektív

$$R_S(\tau, \sigma, \mu, \nu) = E\{S(\tau,\nu)\, S^*(\sigma,\mu)\} =$$
+WSSUS!
$$= P_S(\tau,\nu)\, \underbrace{\delta(\tau-\sigma)}_{\text{késleltetés}}\, \underbrace{\delta(\nu-\mu)}_{\text{doppler}}$$
! független !

$\boxed{S \text{ scattering fcn}}$



belvárosi környezet
(közeli reflexiók)

hegyvidéki környezet
(távoli reflexiók)

doppler spektrum U alakú

WÁÁÁÁÁ

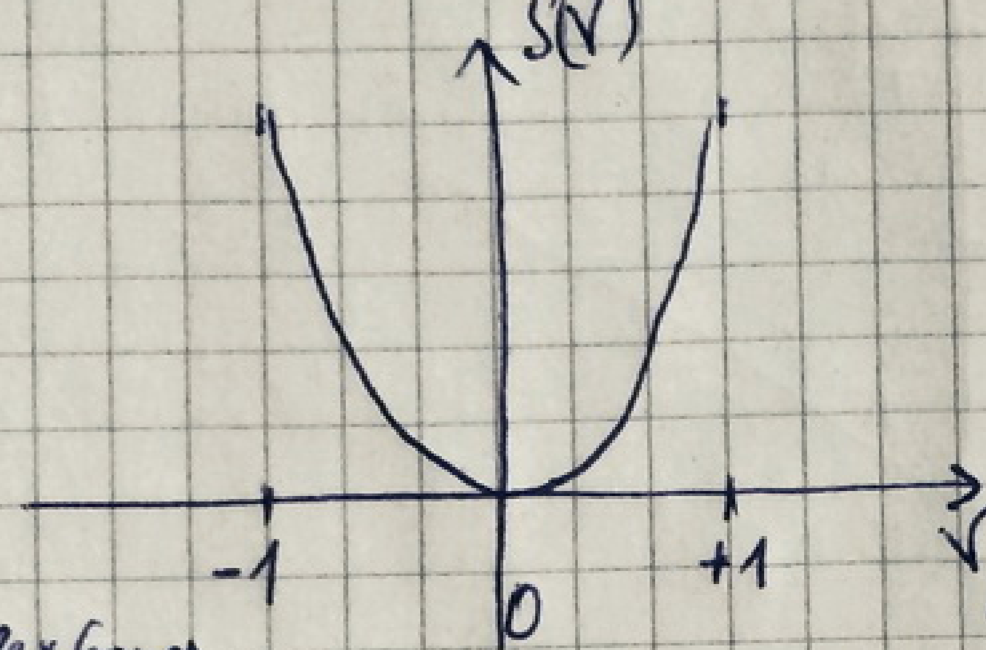
Neeeeee!

$$\int_0^\infty P_s(\tau,\nu)\, d\tau \rightarrow \text{doppler spektrum}$$

$$d\nu \rightarrow \text{delay profile}$$

miért van az U ?

Jakes mérte ki 1930 körül (New York belvárosa)
rendőrök rádiózása



teljesítmény sűrűség eloszlása
a Doppler frek. mentén

→ max abs. értékű Doppler frekvencia!

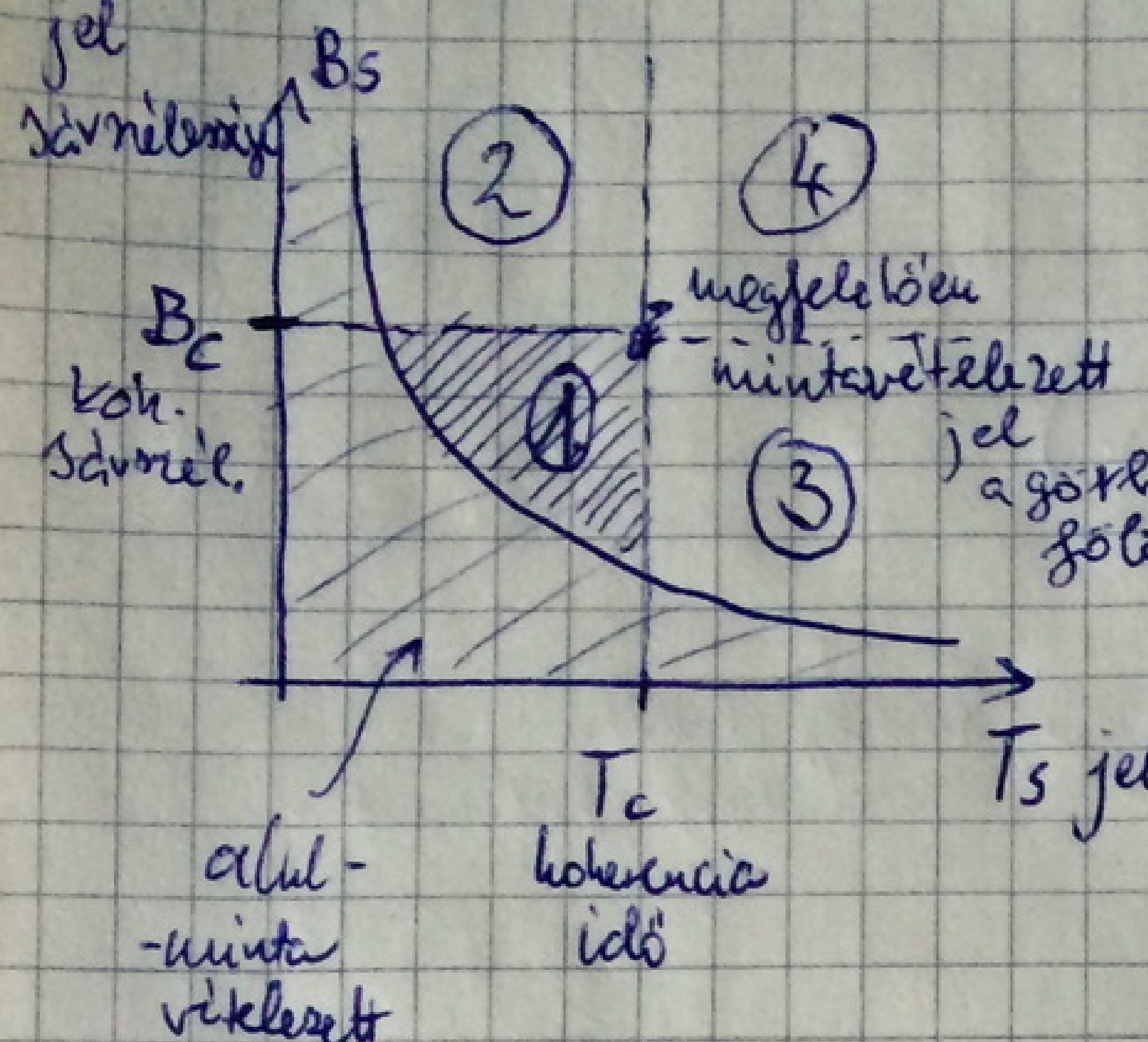
komplex Gauss szórása

$$S(\nu) = \frac{\sigma^2}{\pi \cdot \nu} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-\frac{\nu}{\nu_{max}}}} \xrightarrow{\mathcal{F}^{-1}}$$

$$\boxed{R_{zz}(\tau) = \sigma^2 \cdot J_0(2\pi \nu_{max} \tau)}$$

vett jel
CMPLX
burkolója
τ-val odébb

7. előadás

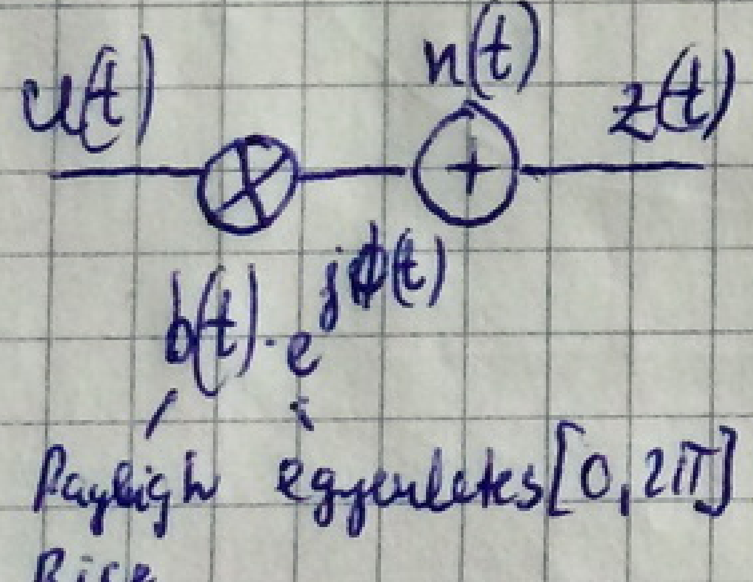


$B_S = \frac{1}{2T_S} \rightsquigarrow B_S T_S = 1/2$

1. időben lassú frekvenciában nem szelektív! (multiplikatív fading)
2. időben lassú frekvencia szelektív
3. időben gyors nem frekvencia szelektív
4. frekvencia és idő szelektív!

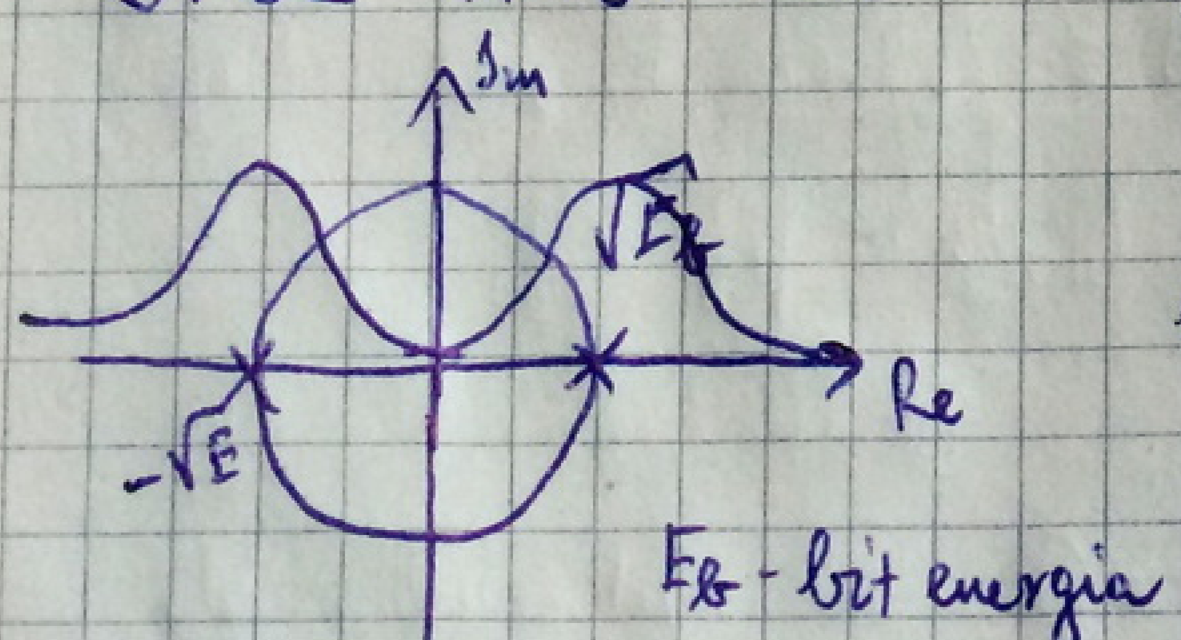
Zajok:

AGWN + multiplikatív fading



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

BPSK AWGN esetben



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

elfajult 2D moduláció

itt csak 1 D [+-180°]

antipodális
(szemben van az 1 és a 0 érték)

BPSK eset + AGWN

→ bitre vonatkozó jel-zaj viszony!

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

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

fegyverkezési verseny lesz

interferencia problémák jönnek

még jobban növelem az E_b-t

⋮

nem lesz jó senkinek

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

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

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 eloszlása Rayleigh

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

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

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

második centrális momentum

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

$b(t)$ – Rayleigh ⇝ $b^2(t)$ – exponenciális

hiba valség! ↓ sűrűségfv.

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

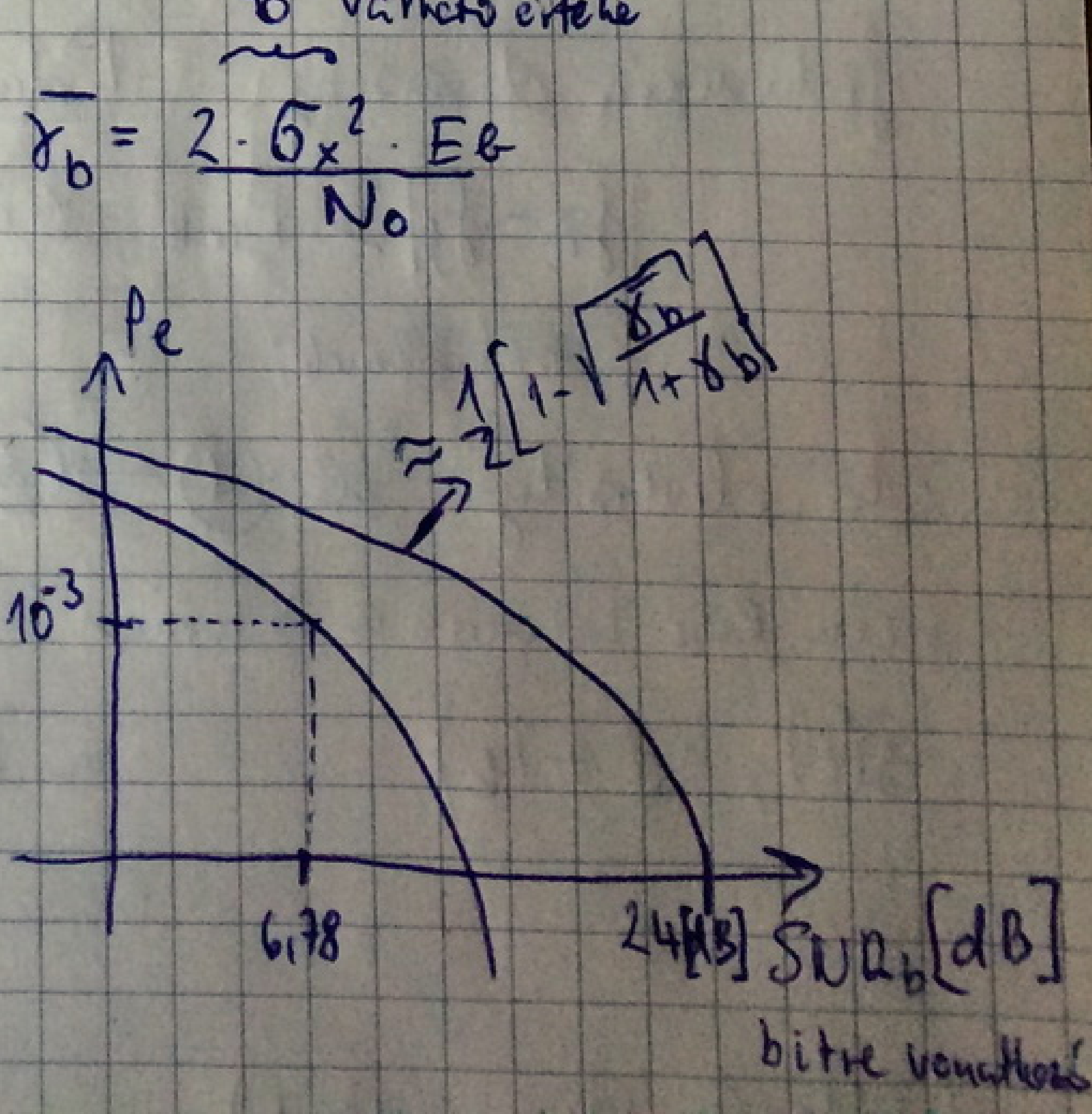
$$\gamma_b = \frac{b^2 \cdot E_b}{N_0}$$ → exponenciális eloszlást követ!

$$f_{\gamma_b}(\gamma_b) = \frac{1}{\gamma_{b\,\text{átlag}}} e^{-\gamma_b/\gamma_{b\,\text{átlag}}} = \frac{1}{\bar{\gamma}_b} \cdot e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_b}$$

$$\bar{\gamma}_b = \frac{\overbrace{2 \cdot \sigma_x^2}^{b^2 \text{ várható értéke}} \cdot E_b}{N_0}$$

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

(1. esetben vagyunk és teljesül a Nyquist)



nem kell

Rayleigh-eset

BPSK

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

BFSK

$$P_e = \frac{1}{2}\cdot\left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{2+\bar{\gamma}_b}}\right]$$

$\Downarrow$

ha $\bar{\gamma}_b \gg$

$$P_e \simeq \frac{1}{4}\cdot\frac{1}{\bar{\gamma}_b}$$

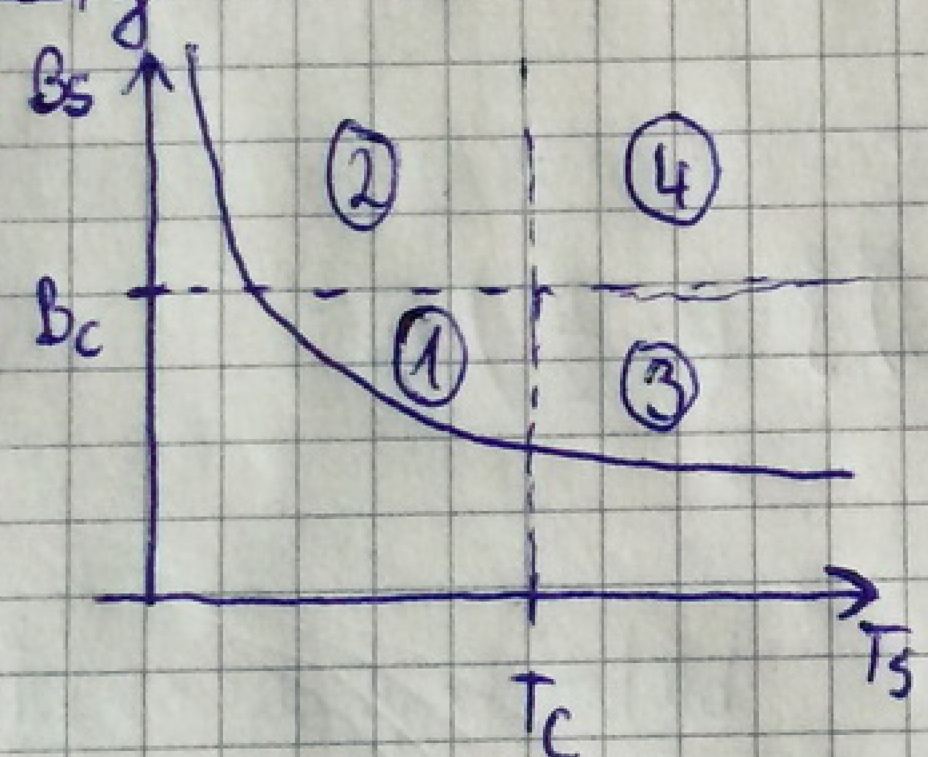
$\downarrow$

Rayleigh esetben nem exponenciálisan csökken (P_e), hanem csak fordítottan arányosak !!

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

D I V E R S I T Y

~~diversity~~



több csatorna legyen ugyanazt a jelet átvinni

p (nem megy át a jel)

L csatorna $\rightarrow p^L$

DIVERSITY ELJÁRÁS

__Diversity - eljárás:__

- frekvencia diversity   L darab $f_1 \dots f_L$

  $|f_i - f_j| > B_{coh}$ $\forall i,j$-re

  korrelálatlanok!

- idő diversity   pl: 1 $\longrightarrow$ 3

  nem lesz koherens a csatorna

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

  (T_c: csatorna koherencia ideje)

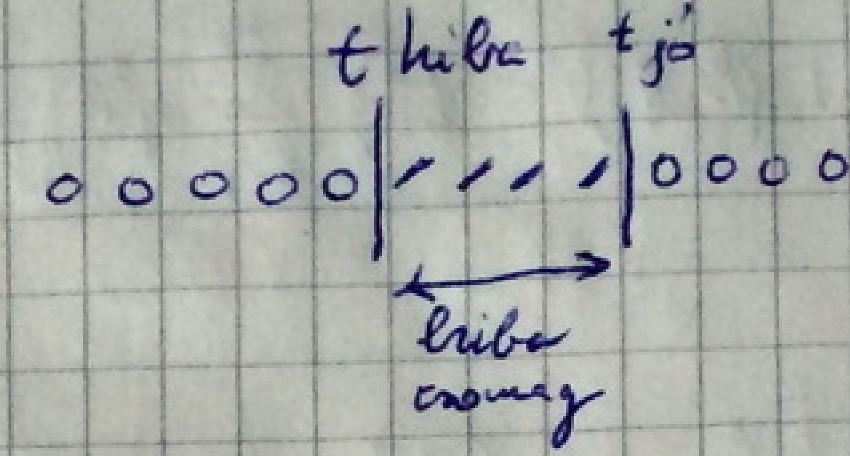
(interleaving eljárás)

időbeli átszövés

ezek ismétlő hibajavító kódolások!

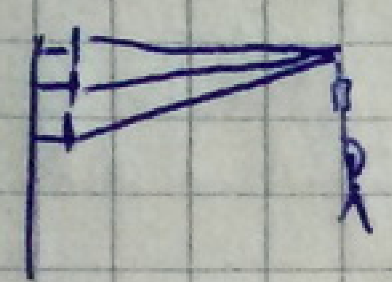
interleaving!

időbeli átszövés kell a burst-hibák miatt



- Tér diversity : több antenna

MISO, SIMO, MIMO, SISO



- Polarizáció diversity H + V

- Angle of Arrival diversity

foglalkozunk a térdiversity-vel és az SS- spread spektrum - eljárással

8. előadás

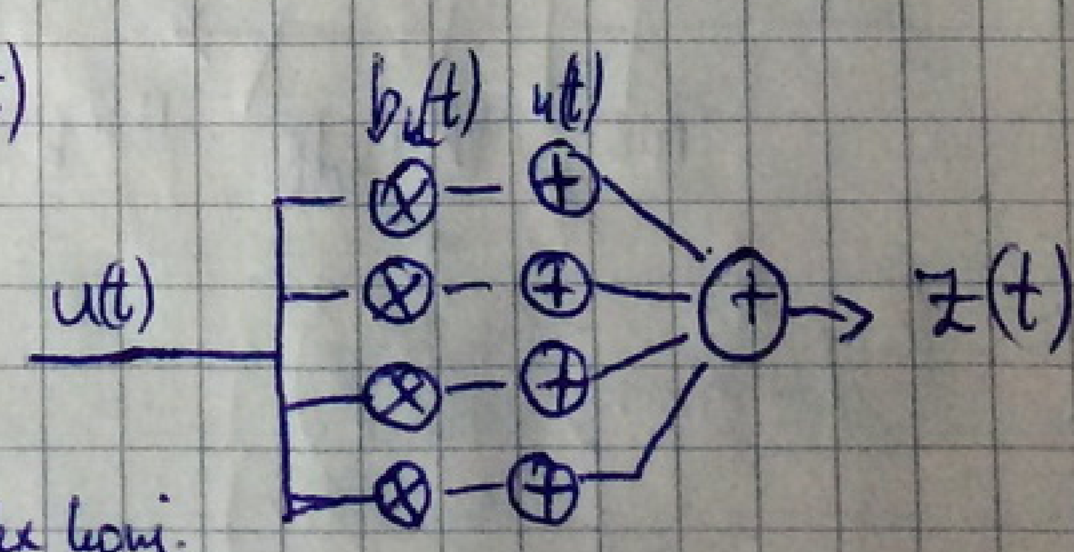
Tér- diversity:

L darab korrelálatlan út

MRC - maximal ratio combining - minden úton érkező jelet vegyük figyelembe!

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

k-dik úton a vett jel burkolója



komplex konj. szorzat!

$$r_k(t) = u(t)\cdot \underbrace{b_k(t)\cdot e^{j\phi_k(t)}\cdot b_k(t)\cdot e^{-j\phi_k t}}_{(b_k(t))^2}$$

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

γ_b egy úton $\rightsquigarrow$ β_b - L db úton

$$\beta_b(t) = \frac{E_b}{N_0} \cdot \sum_{k=1}^{L} b_k^2(t)$$ / maximális arányban összeadva

$$\bar{\beta} = E\{\beta_b(t)\} = E\left\{\sum_{k=1}^{L} b_k^2(t)\right\} \cdot \frac{E_b}{N_0} \overset{\text{WSSUS}}{=} \frac{E_b}{N_0} \cdot \sum_{k=1}^{L} \underbrace{E\{b^2\}}_{2\sigma_x^2} =$$

$$\underset{\text{átlag}}{\bar{\beta}} = \frac{E_b}{N_0} \cdot 2L \cdot \sigma_x^2$$

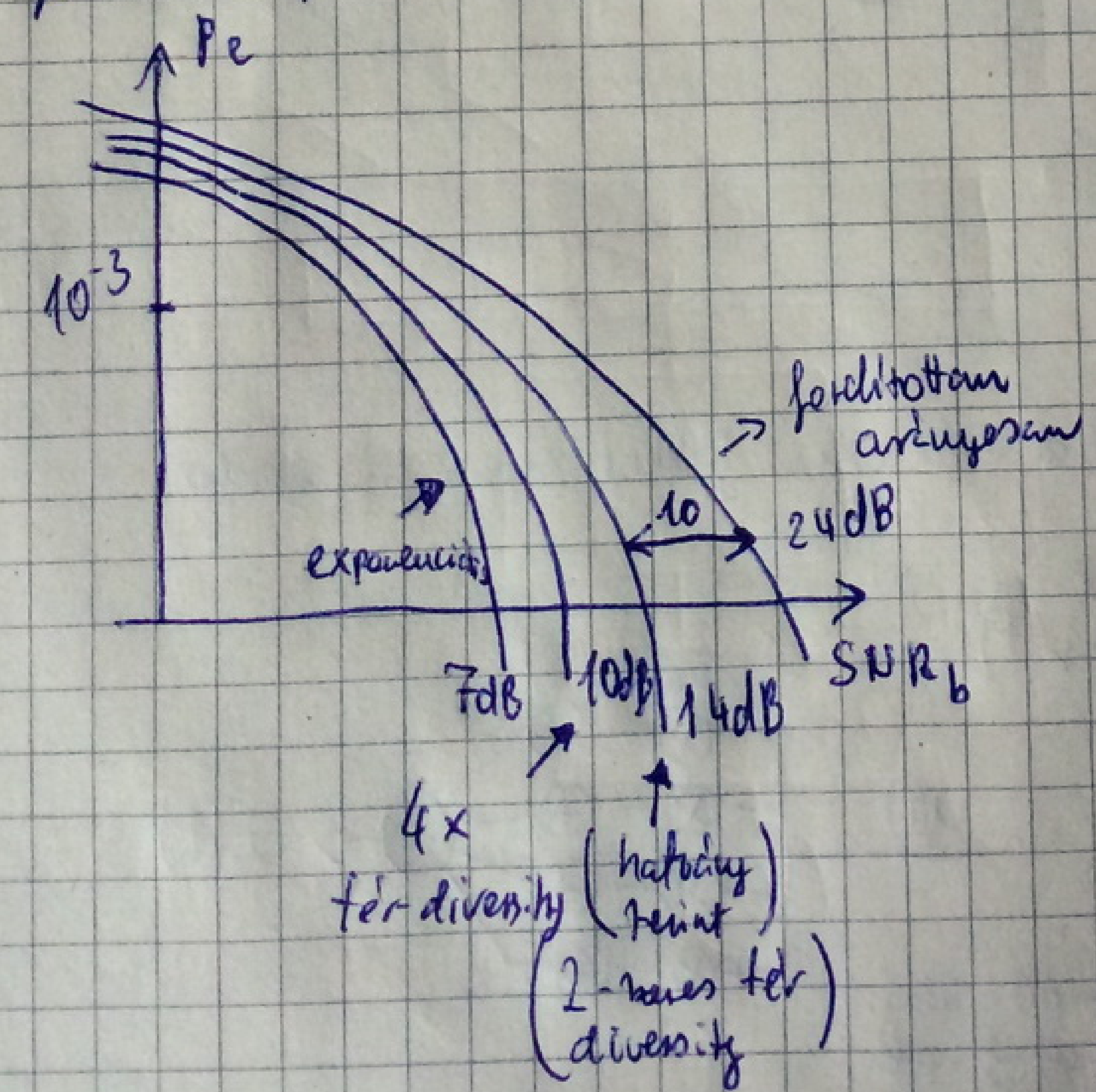
$$f_\beta(\beta) = \frac{1}{(L-1)!\,\bar{\beta}^L} \beta^{L-1} \cdot \exp\left[-\frac{\beta}{\bar{\beta}}\right]$$

eloszlása
khi^2
$2L$ szabadságú

$$\underset{\text{BPSK}}{P_e} = \int_0^\infty \tfrac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\sqrt{\beta}\; f_\beta(\beta)\, d\beta \simeq \underbrace{\left(\frac{1}{4\bar{\beta}}\right)^L \cdot \binom{2L-1}{L}}_{\text{hatvány szerint csökken a hiba valószínűség}}$$

ha $\bar{\beta} >>$ pl 10dB

$\boxed{\text{sokkal jobb!}}$



SS - Spread Spectrum

- $T_b << T_{coh}$
  bitidő — MULTIPLIKATÍV ⇝ FADING
- $B << B_{coh}$
  jel
- $\pm \frac{W}{2}$; u(t) korlátozott! és $W >> B \longrightarrow W = \frac{1}{T_{chip}}$ feldaraboljuk az időt T_{chip}-ekre!
  → mintákból előállítva!

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

$$\underset{DFT}{U(f)} = \frac{1}{W} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) \cdot e^{-\left(2\pi j \frac{n}{W} \cdot f\right)}$$

a csatorna frekv. nelektív mert $W >> B$

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

diszkrét konvolúció!!

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

$$\left(t - \frac{n}{W}\right)$$

konvolúció csere!

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

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

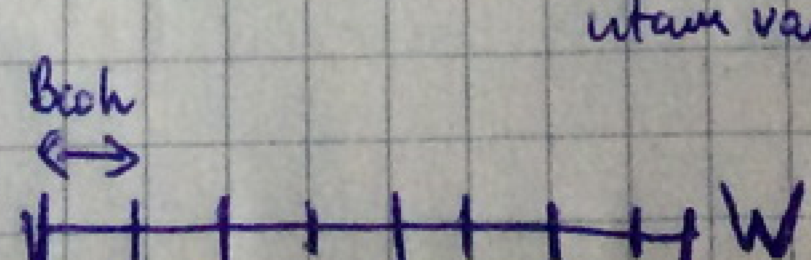
$u(t) \rightarrow \boxed{1/W} \rightarrow \boxed{1/W} \rightarrow \boxed{1/W}$ - - - - -

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

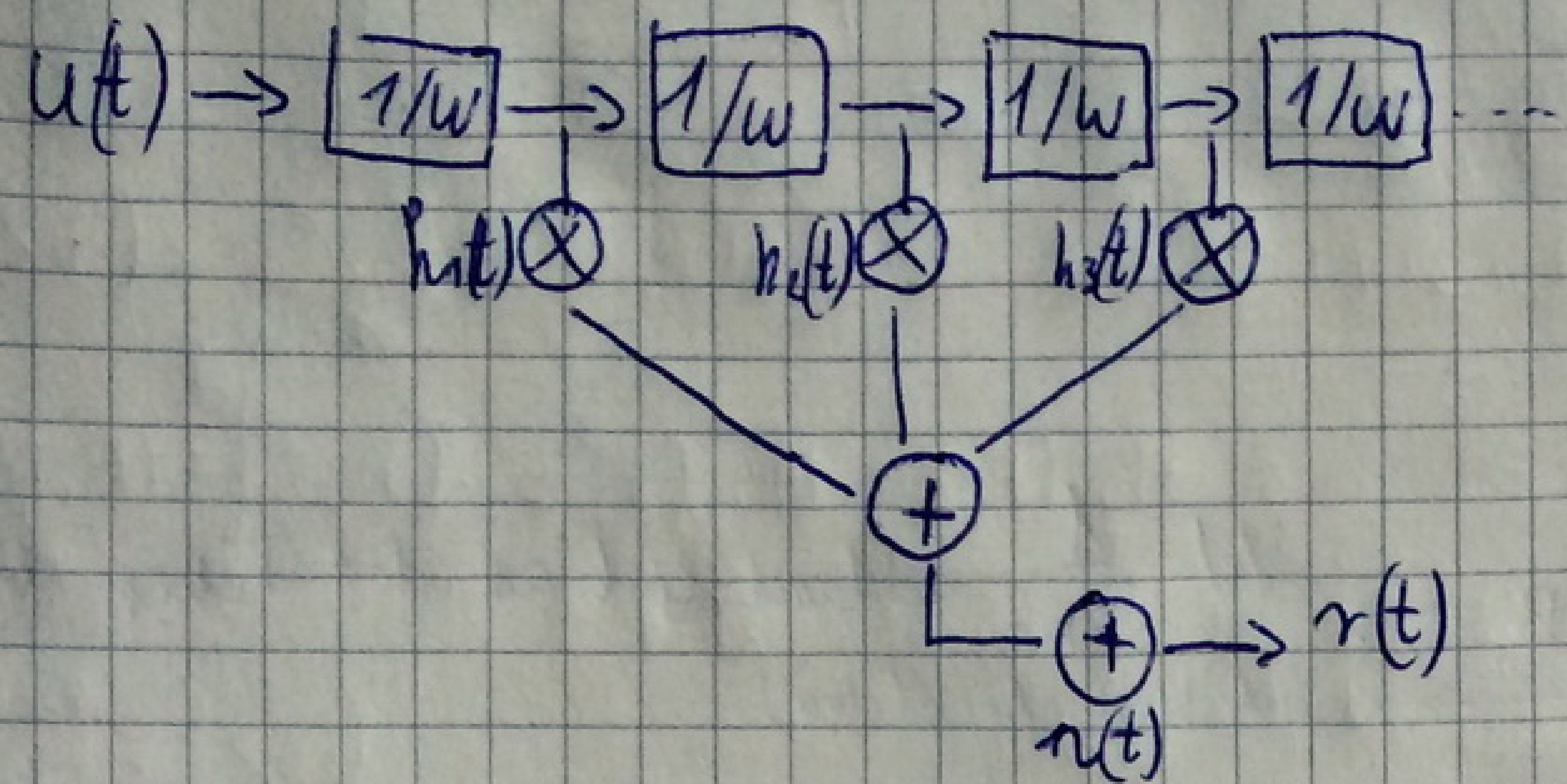
T_m idő alatt (delay spread, amennyi idő alatt megjön a jel)

$$\frac{T_m}{T_{chip}} = L = \underset{\downarrow \; 1/B_{coh}}{T_m} \cdot W = \frac{W}{B_{coh}} = L$$

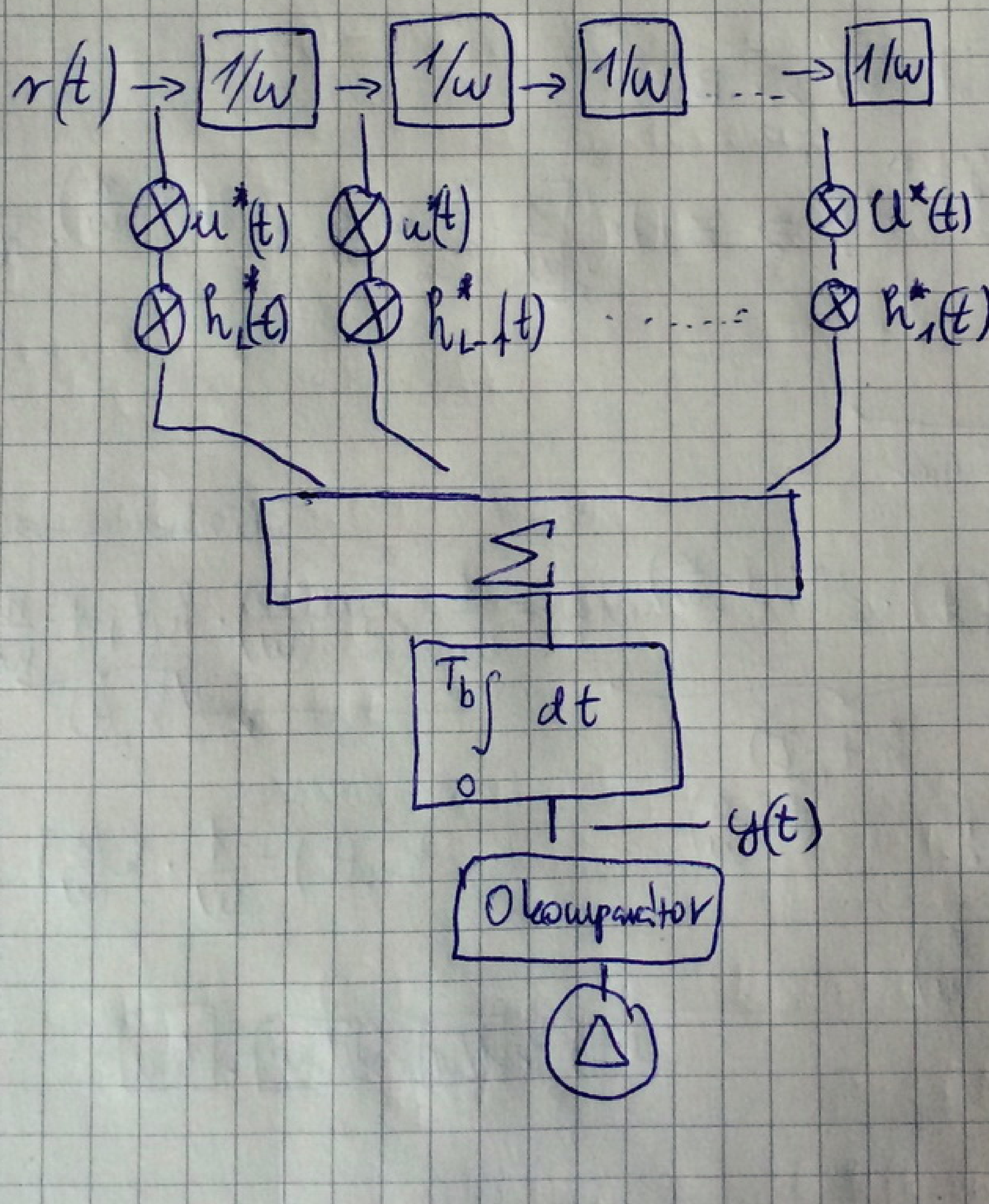
$$\underset{\text{annyi utam van}}{L} = \frac{W}{B_{coh}}$$ – belefér a W-be a Bcoh
\ ahányszor a koherencia sávszélességbe



// álvéletlen sorozattal szorzom a jelemet //



- RAKE vevőkészülék
  (1958)
  Price & Green



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

n. útra

$$y(t) = \underbrace{\sum_{k=1}^{L} h_k^*(t) \cdot \sum_{n=1}^{L} h_n(t)}_{\text{az ágak korrelálatlanok}} \int_0^{T_b} \underbrace{u^*\left(t - \frac{k}{W}\right) \cdot u\left(t - \frac{n}{W}\right)}_{\text{korrelálatlan!}} dt \Rightarrow \underbrace{\sum_{k=1}^{L} |h_k(t)|^2 \cdot \int_0^T \underbrace{|u(t)|^2}_{\text{jel teljesítmény!}} dt}_{\text{MRC-t hoz létre}}$$

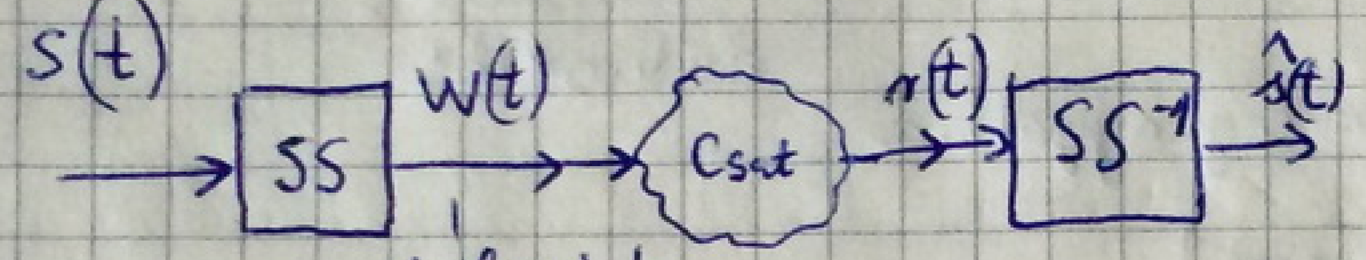
T_b – bitidő

csatorna

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

9. előadás

- hogyan terjesszük ki a spektrumot? (SS) Spread spectrum!



szélessávú jel!

Ω_s Operátor

önkioltó művelet

→ ilyen lehet DS-SS és FH-SS

direct sequence

frekvencia ugrásos

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

$c(t)$: spektrum kiterjesztő jel!

$c(t)$ és $s(t)$ nem korrelált

és

$W_c \gg B_s$

és

$c(t)$ zajszerű!

ez kell a kiterjesztéshez

$B_s = \frac{1}{T_s}$ → szimbólum idő

($s(t)$ sávszélessége)

$\cancel{B_s}\ W_c = \frac{1}{T_c}$ → mintavételezem a zajt T_c – chipidő – ként!

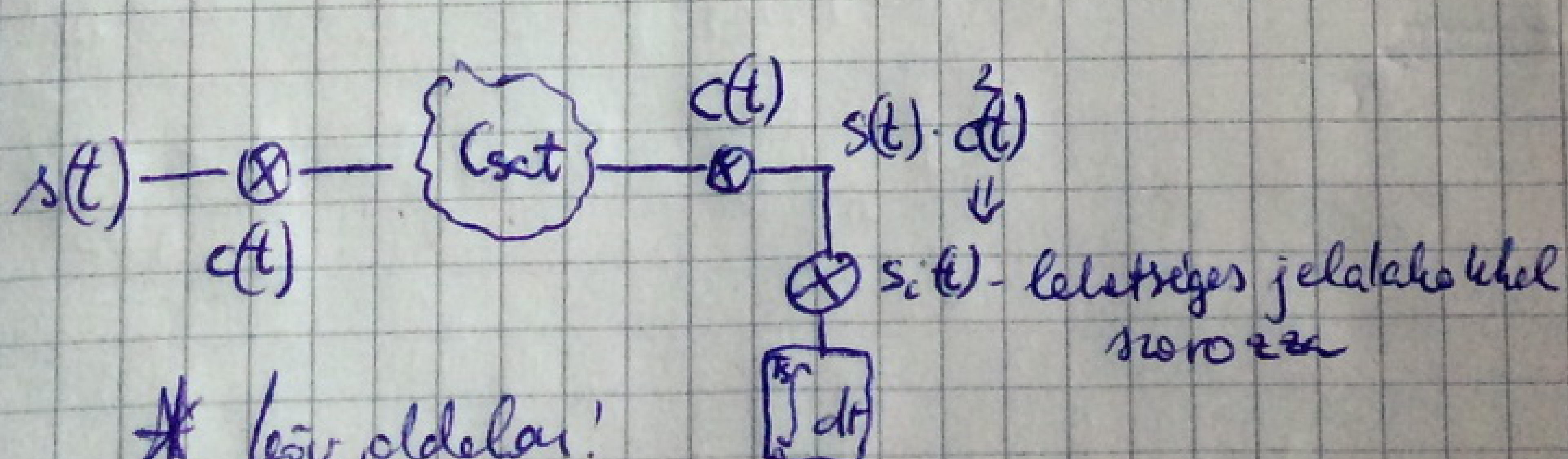
$c(t)$ sávszélessége

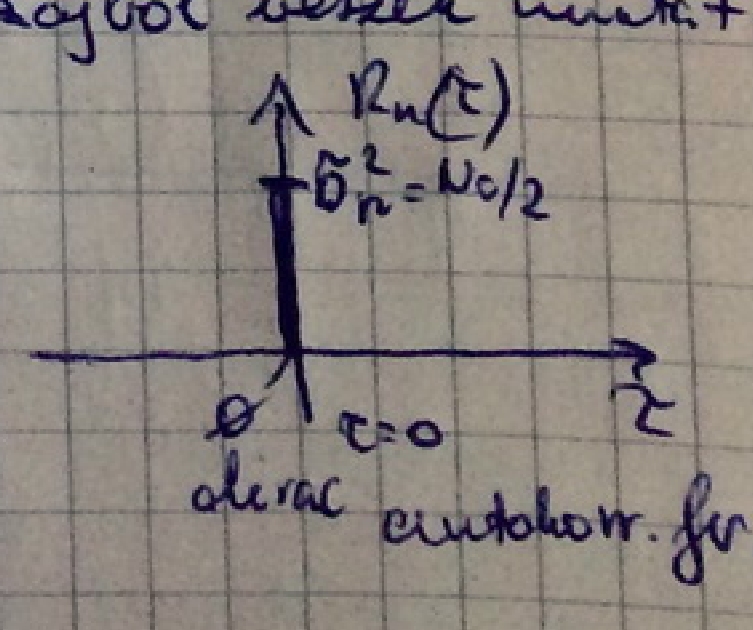
$T_c \ll T_s$

$c(t)$ és $s(t)$ véges idejű

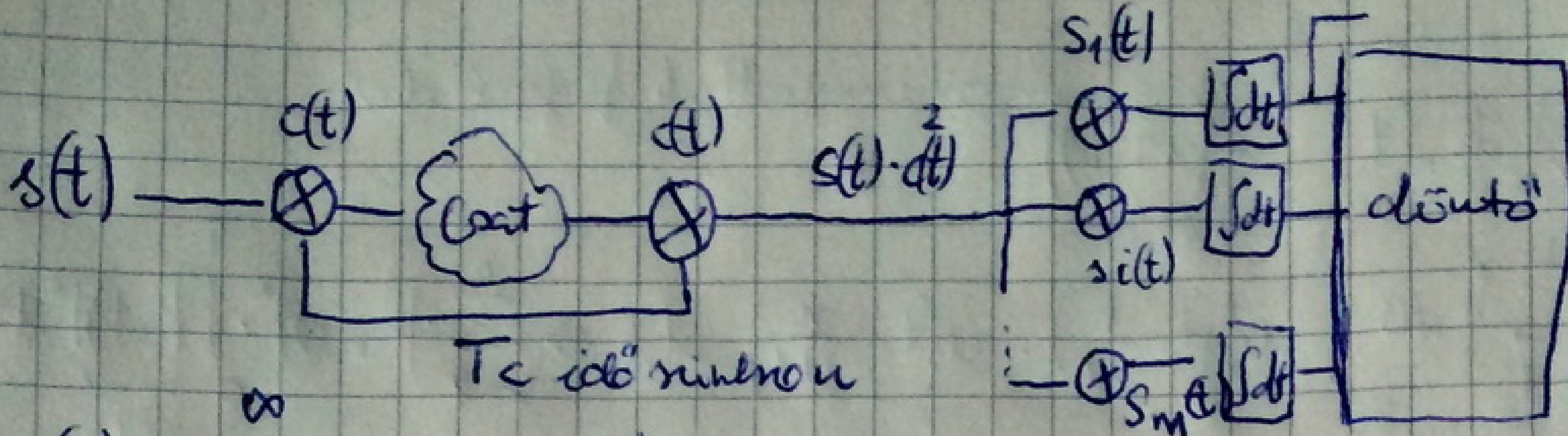
DS-SS esetben: $T_s = N \cdot T_c$

Termikus zajból veszek mintát!





✱ köv oldalon!



M féle lehet

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

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

$t=k\cdot T_s$ Ts -ig integrálunk aztán kisütjük!

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

$$=\int s_i^2(t)\cdot c_i^2(t)\,dt = \int_0^{T_s} \underbrace{s_i^2(t)\,dt}_{\text{jelenergia}} \int_0^{T_s} \underbrace{c_i^2(t)\,dt}_{\text{1 legyen (normalizált)}}$$

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

nem erősít! önkioltás

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

kell döntenem!

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

mivel $s_i(t)$ és $s_j(t)$ korrelálatlan

$$\boxed{s_i(t)\cdot s_j(t)=\emptyset}$$

ha az i-diket adták   mást küldök

problémák: Tc időszinkronizálás

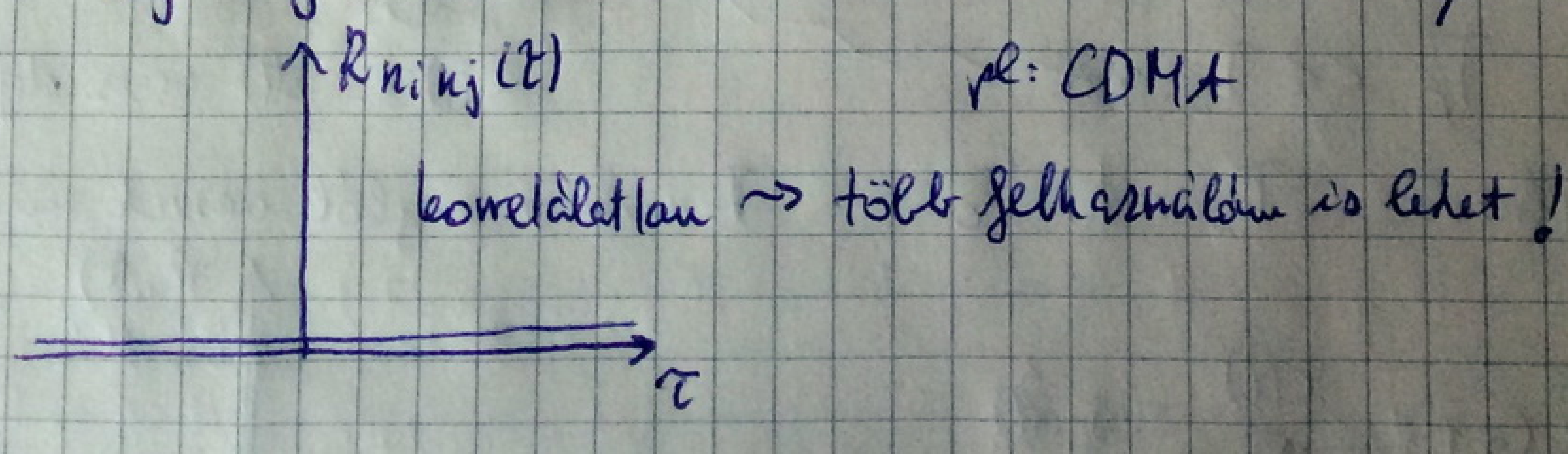
c(t) jelet pontosan kell ismernem!

~~Tc~~

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

n_i és n_j zaj minta sorozat: kereszt korrelációk $=\emptyset$

pl: CDMA

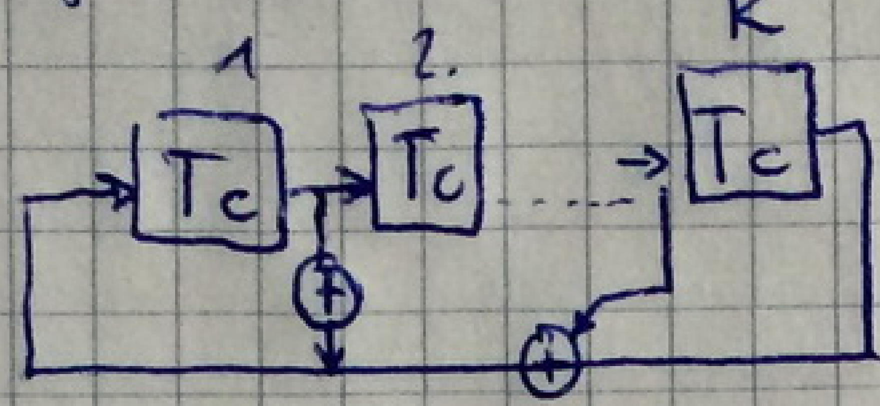


→ a szinkronizálás: álvéletlen jelekkel

Hogyan állítunk elő álvéletlen sorozatokat ?

pl: visszacsatolt Shift regiszterrel

m-sequence



összeadók

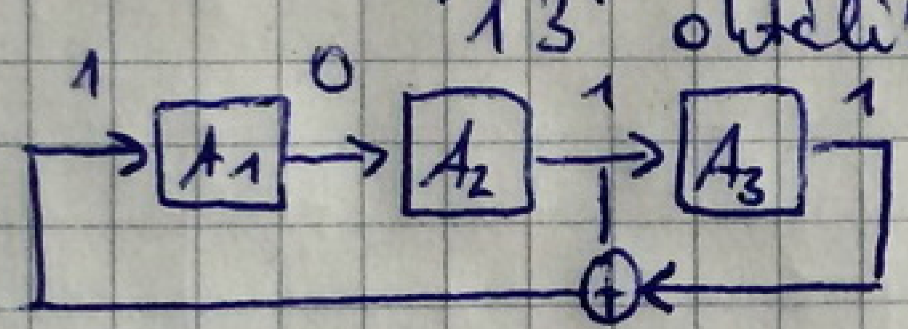
csak '0'

$2^k - 1$ állapot lehet

max. hosszú álvéletlen sorozatot állít elő k darab tárolóval.

ha $k = 3 \to 2^3 - 1 = 7$ hosszú

'13' oktális ilyen lesz



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

jó még $\underbrace{\text{'45' '75'}}_{\text{jó párok}}$ '67'

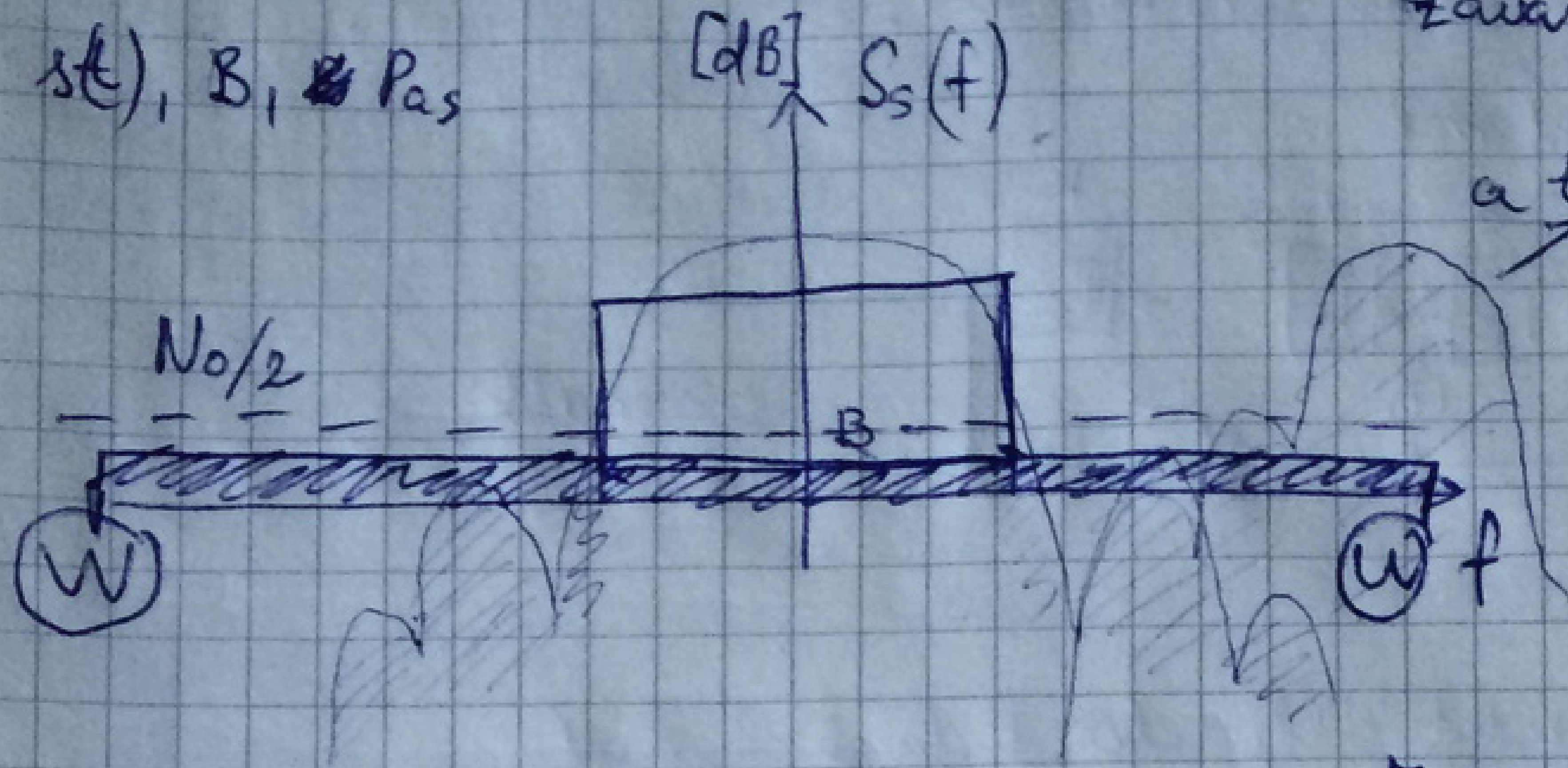
jó keresztkorr. tulajdonság

Gold-kód: papa-mama

10. előadás

SS, DSSS, FHSS

$s(t)$, B, P_{as}



zavarjuk a többieket
és
a többiek is minket

SINR; $\frac{E_b}{N_0+J}$

Interferencia: szándékos zavarás
szomszédos
csatornákon!

ISI: intersymbol interference
(frekvencia szelektivitás)

- nem megoldás, hogy romló SINR esetén teljesítményt növelek
- inkább terjesszük ki a spektrumot, terítsük szét a teljesítményt.

$$\frac{W}{B} = PG$$ - feldolgozási nyereség

$$w(t) = s(t) \cdot c(t)$$

$$w(t) \cdot c(t) = s(t)$$

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

BPSK

ha az interferencia korrelálatlan a hasznos jellel akkor jó a DSSS.

$$P_e = \frac{1}{2} \mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$ AGWN

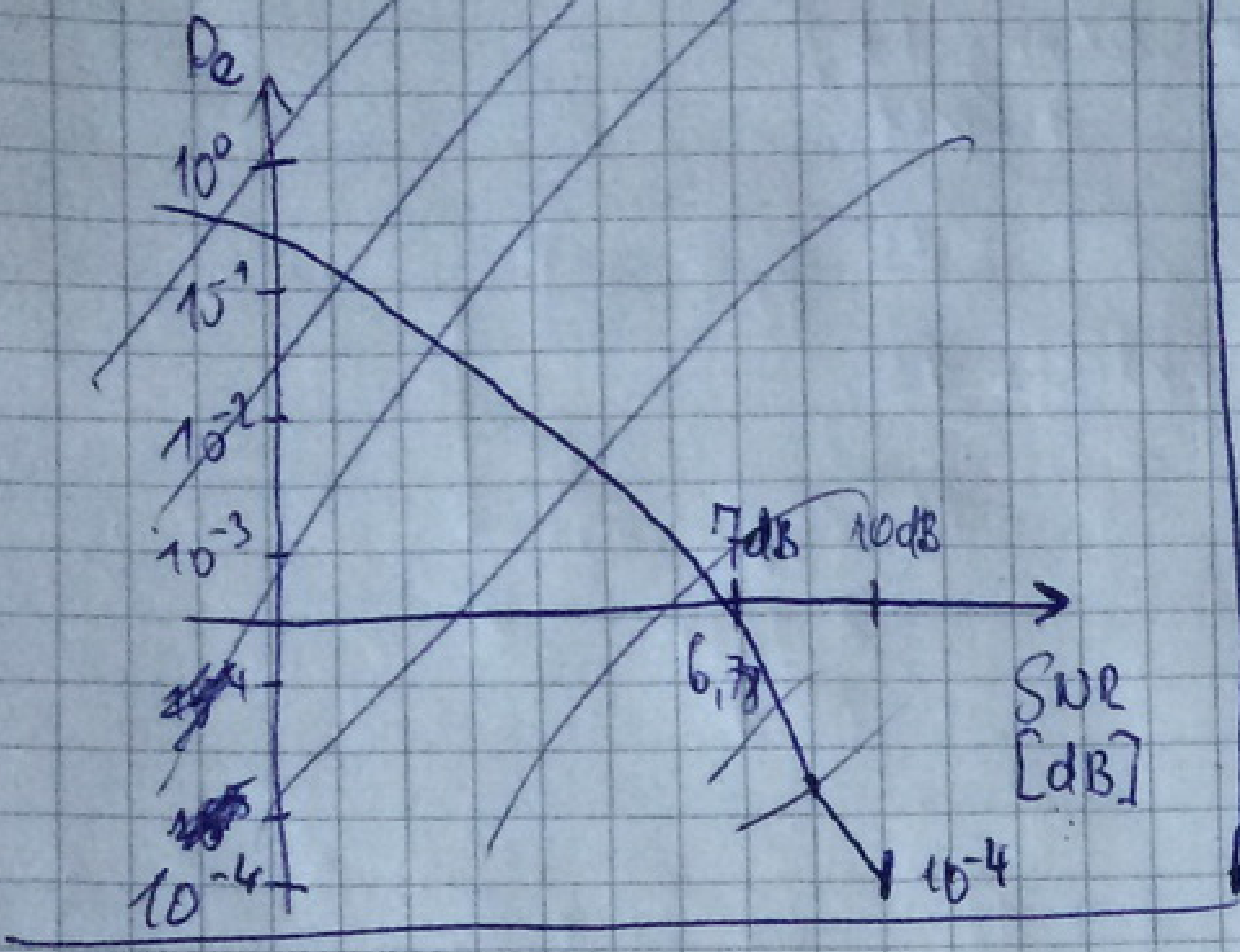
$+J$

ha $P_e = \frac{1}{2} \mathrm{erfc}\sqrt{SINR}$

$SINR = 6{,}78\ dB \rightarrow \boxed{P_e = 10^{-3}}$

0,1%

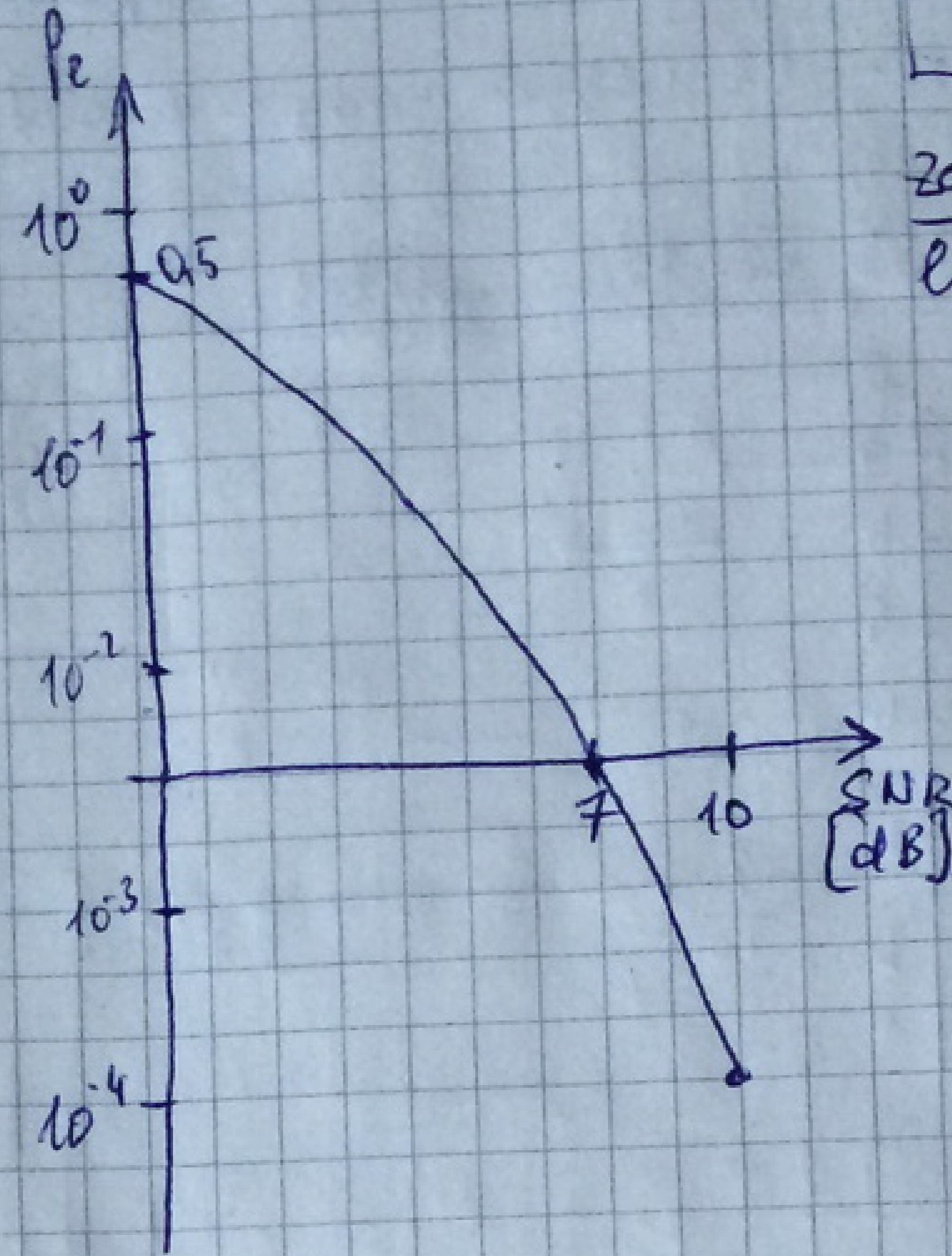
SNR = 10 dB $\quad P_e = 10^{-4}$



SNR = 10 dB $\quad \frac{I}{C} = 40$ dB

⇓

zavaró / hasznos



$SNR = 10\,dB \rightarrow P_e = 10^{-4}$

de jön a zavarás

$P_{e\,max} = 10^{-3}$ – éppen érthető még a szöveg (beszédnél megengedett)

Zavarnak 40dB-vel $\frac{I}{C} = 40\,dB$

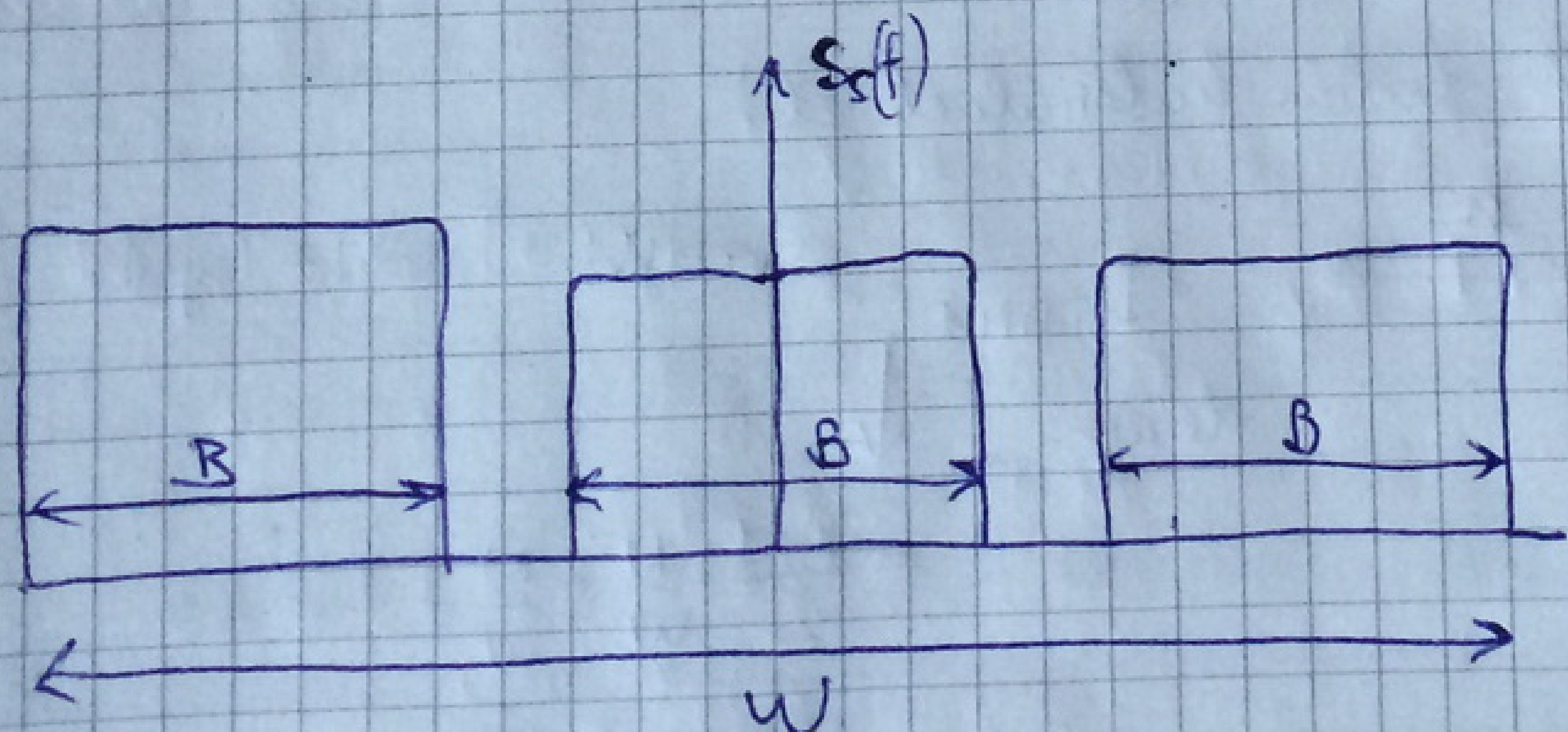
nem érteni semmit

kiterjesztem a spektrumot

MENNYIRE ??

$\boxed{W = PG \cdot B}$

FHSS esetben hogy alakul?



gyors / lassú FHSS

bitidőn belül is / bitidőn kívül ugrik csak

PG darab B széles sáv: $W = B \cdot PG$

egy adott sávban vagyok ⇒ $\boxed{P_{e\,FH} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{PG} + \frac{PG-1}{PG} P_e}$

eredeti

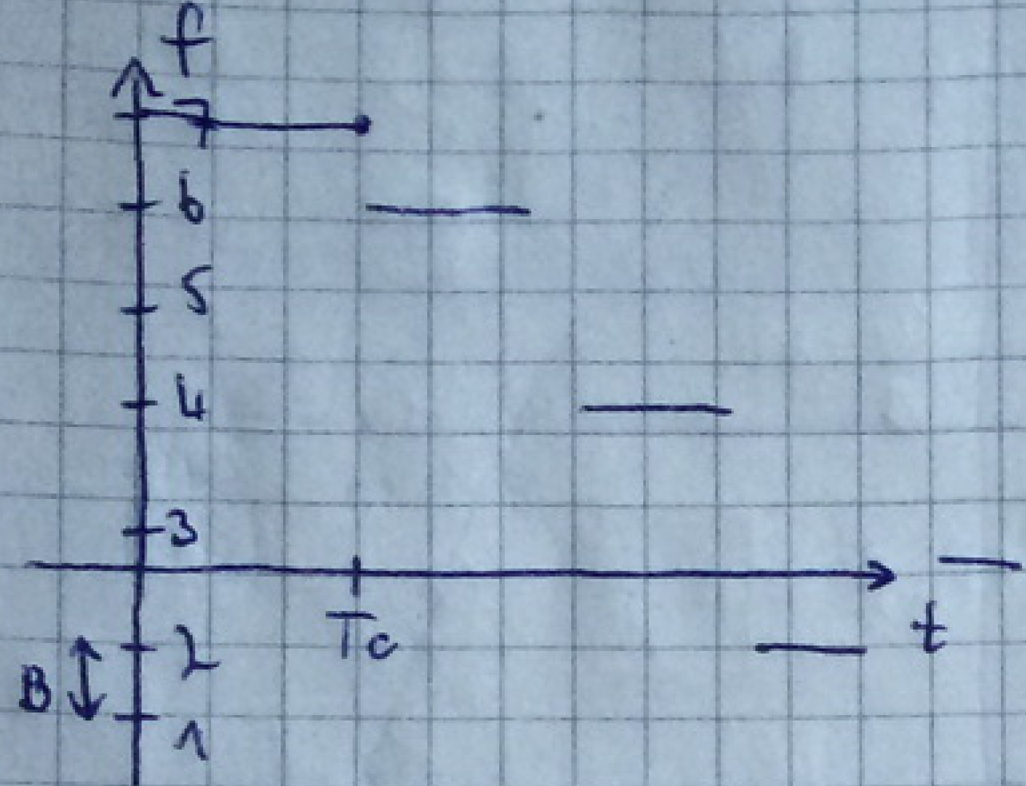
engedett 10^{-3}

10^{-4}

DSSS – ha kicsi a zavaró/keskeny interferencia akkor jó.

FHSS – ha nagyon nagy a zavaró jel akkor jobb!
sokkal

FHSS véletlen ugratás:



oktális 13

11. előadás

n - felhasználó, N - $\frac{\text{bit}}{s}$ adat

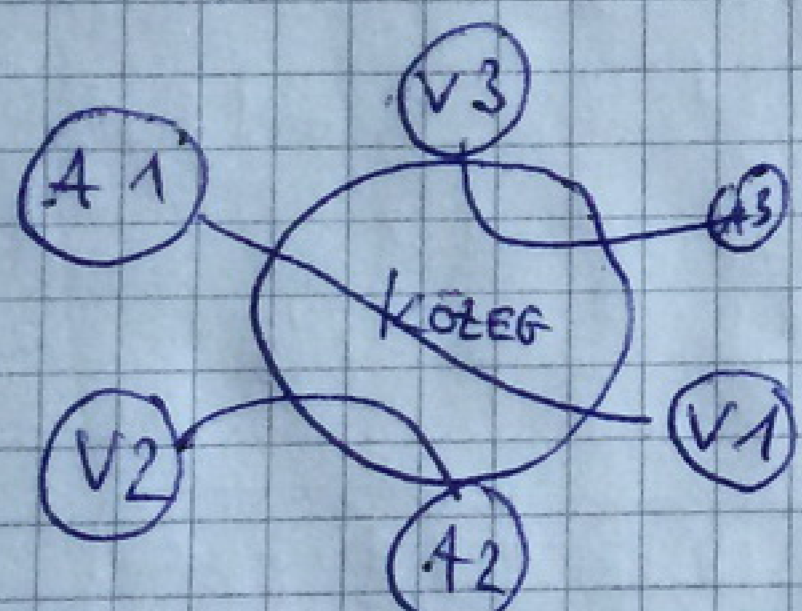
W sáv frekvencia

Többszörös hozzáférés: Multiple access (MA) ≠ MUX!

Multiple access: adók vagy vevők térben elkülönültek

MUX: egy helyen kell legyen

MA

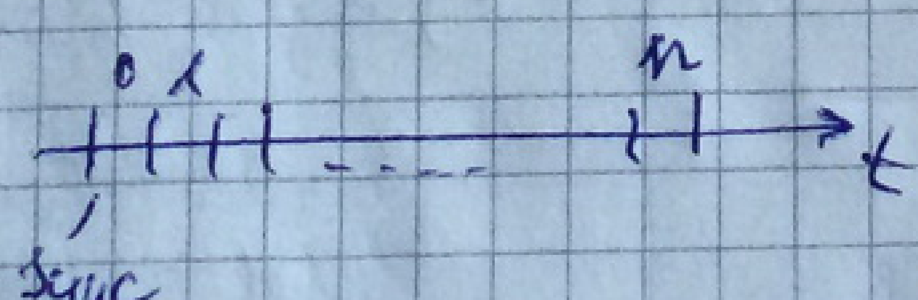


hogyan lehet felosztani a hozzáférést?

TDMA – időben
FDMA – frekvenciában
SDMA – térben
CDMA – kódban

SDMA: keskeny nyalábbal térben különülnek el!

TDMA:



D_{TDMA} = $T_{hozzáférés} + T_{átvitel} + T_{terjedési}$

delay

$$= \underbrace{\frac{n+1}{2}\cdot\frac{N}{W}}_{\text{rám kerül a sor}} + \underbrace{\frac{N}{W}}_{\text{bit átvitele}} + \text{terjedés}$$

$$= \frac{n+3}{2}\cdot\frac{N}{W}$$

FDMA: 1 felh. $\frac{W}{n}$ sávszélesség

$$\underbrace{D_{FDMA}}_{\text{késleltetés}} = \underbrace{\emptyset}_{\text{várni kell a sor}} + \underbrace{N \cdot \frac{n}{W}}_{\text{idő átvitelhez}} + \underbrace{\text{terj}}_{\text{terjedéshez}} = n \cdot \frac{N}{W}$$

SDMA:

$$D_{SDMA} = \underbrace{\emptyset}_{\text{várni kell a sor}} + \underbrace{\frac{N}{W}}_{\text{idő átvitelhez}} + \text{terjedés} = \frac{N}{W}$$

CDMA:

$$D_{CDMA} = \emptyset + \frac{N}{W} \cdot \underbrace{PG}_{\text{kiterjesztés}} + \text{terjedés} = \frac{N}{W} \cdot PG$$

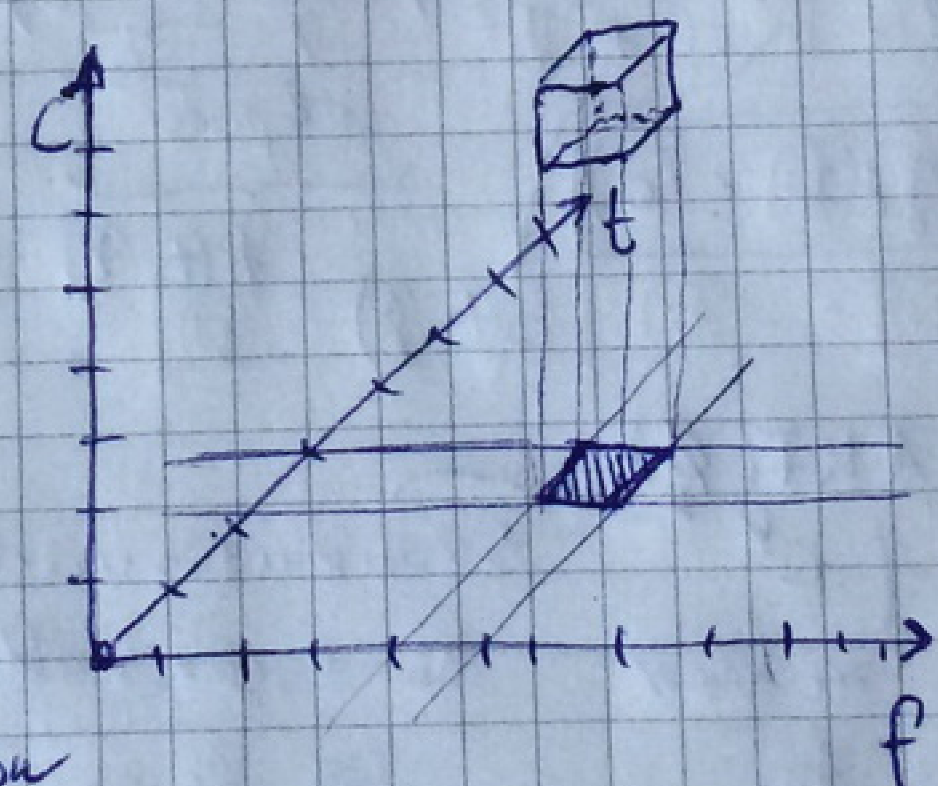
~~Sz~~ GSM-rendszerben:

SDMA: cellaosztás

FDMA: frekvencia újrahasználat!

TDMA: időrésekben felhasználók

CDMA rendszer:

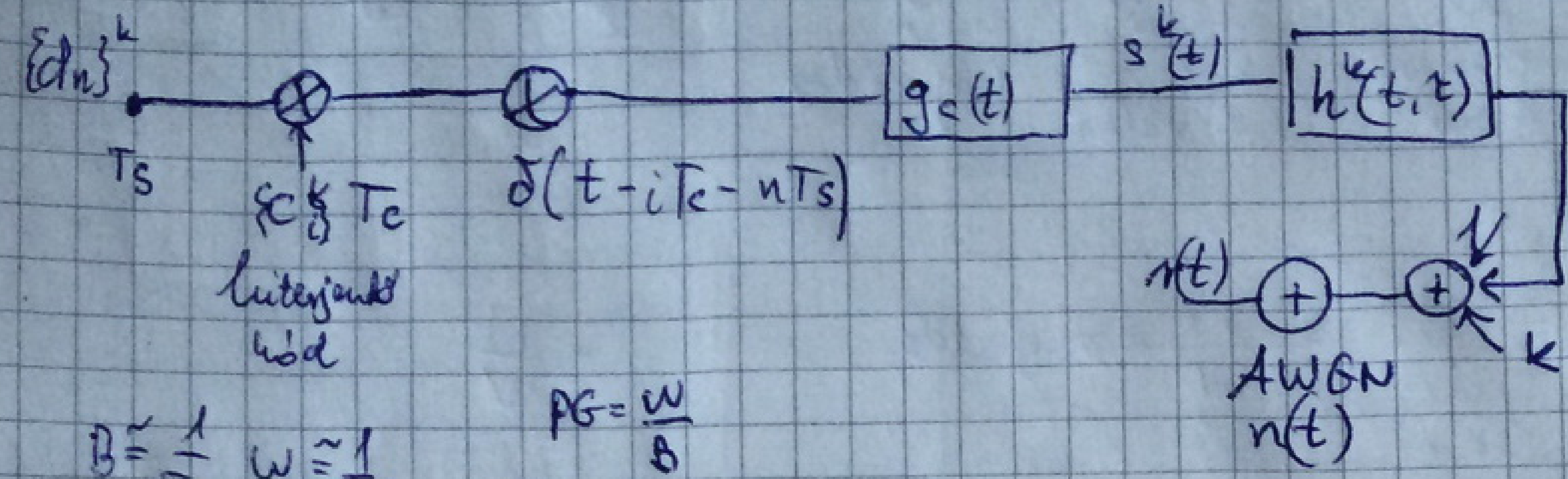


új felhasználó jön: GD

CDMA esetén — graceful degradation

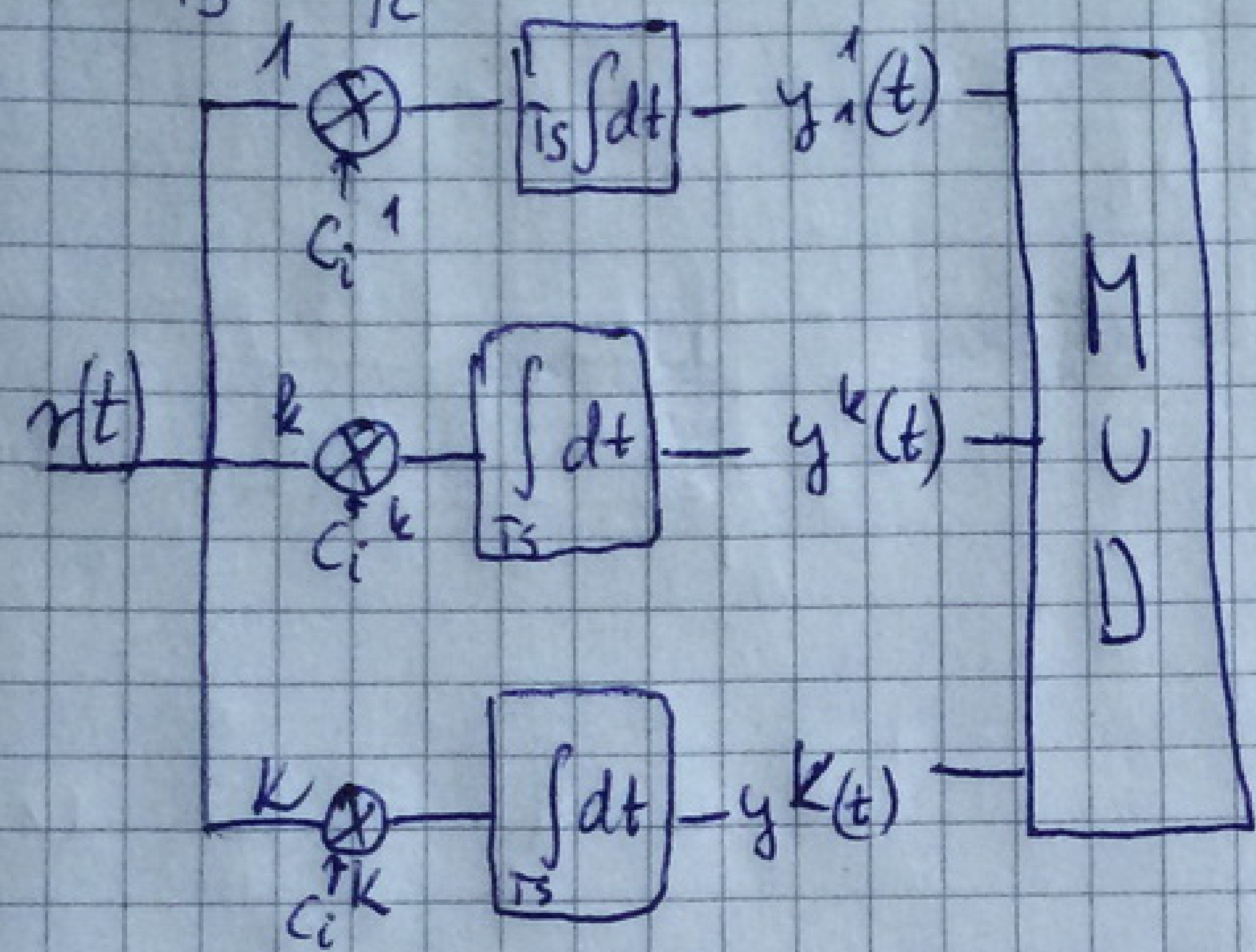
nem kell visszautasítanom a hívást, csak rosszabb lesz az interferencia! de ez még nem nagy baj.

DS-CDMA



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

$B \cong \frac{1}{T_S}$ $\quad W \cong \frac{1}{T_c}$



multi-user detection

$$r(t) = \sum_{k=1}^{K} \int_{-\infty}^{\infty} s^k(t-\tau) \cdot h(t,\tau)\, d\tau + n(t) =$$

$$\cancel{y^k(t)} = \sum_{k=1}^{K} d_n^k \sum_{l=1}^{L} c^k(t) \cdot \alpha(t - \tau_l) + \underbrace{n(t)}_{n(t)}$$

terjedési út

csillapítás, úton

$h(t,\tau)$

$$\boxed{c^k(t) = \sum c_i^k \cdot g_c(t - iT_c)}$$

$s(t-\tau)$

$$y^k(t) = d_n^k \cdot AKF(\emptyset)$$

(ideális esetben)

d_n^k: konstans a bitidőben

c^k: autokorr fv.

szinkronitás miatt $\emptyset$

ha egyezik akkor $\cancel{\ }$ = 1

↳ de nem mindig tökéletes

MUI + MPI

multi user interference

multi-path interference

$$\underset{\text{valós}}{y^k(t)} = d_n^k \cdot \underbrace{AKF_{C^k}(\varnothing)}_{\text{auto-korreláció}} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{k} \underbrace{KKF_{C^i C^k}(\varnothing)}_{\text{keresztkorrelációk}} d_n^i + n(t)$$

$$\bar{y} = \bar{\bar{R}} \bar{d} + \bar{N}$$

12. előadás

CDMA lehet FHSS is

vége.

Csatornakód: (N, k, q) lineáris blokk kódoló

Konvolúciós kód: rendelkezik memóriával! (N, k, L, q)

függ az előzőtől a következő

lineáris

$R_c = \frac{k}{N}$

kódarány

L = mekkora az ablak méret?

kényszerhossz

$g(x)$ generátor polinomok - nem triviális az előállítása!

- lágy dekódolás: törléses bitás csatorna

nem mindig a legközelebbire döntök

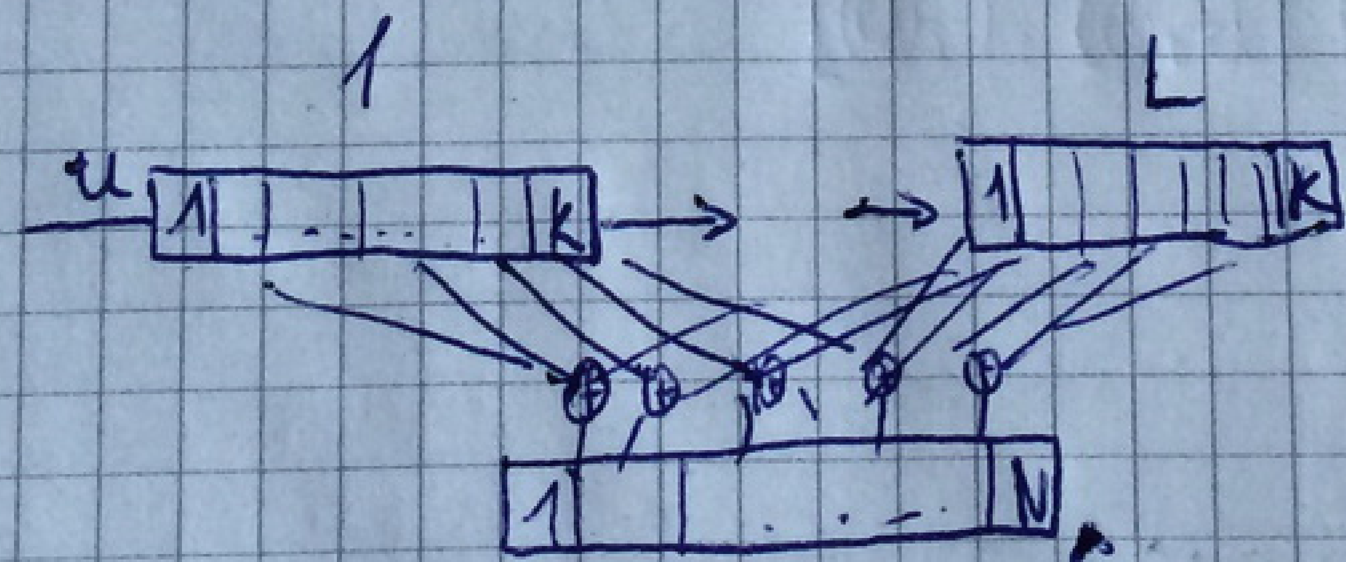
$d_{euklideszi}$

kemény dekódolás:

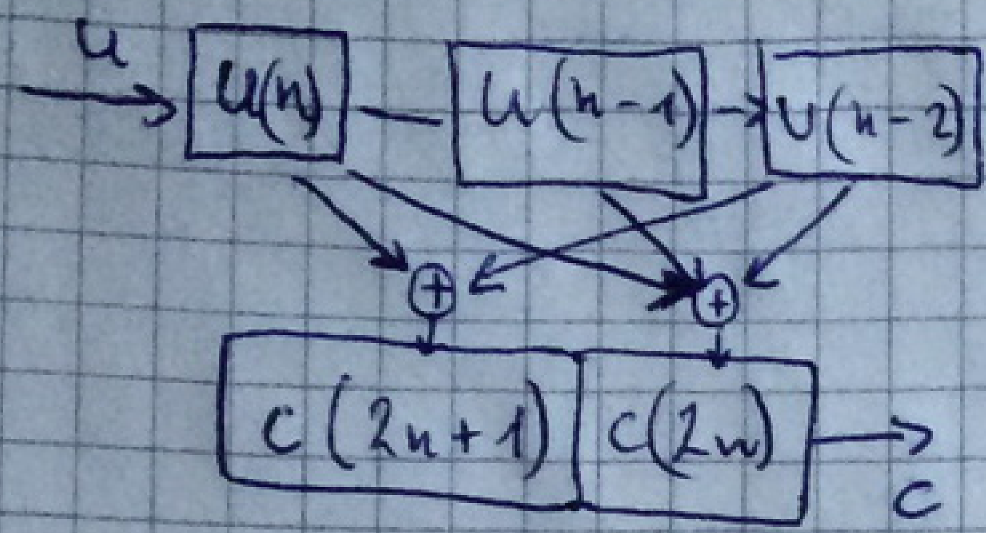
$d_{Hamming}$

- szisztematikus
- rekurzív ⇔ turbó

rajz:

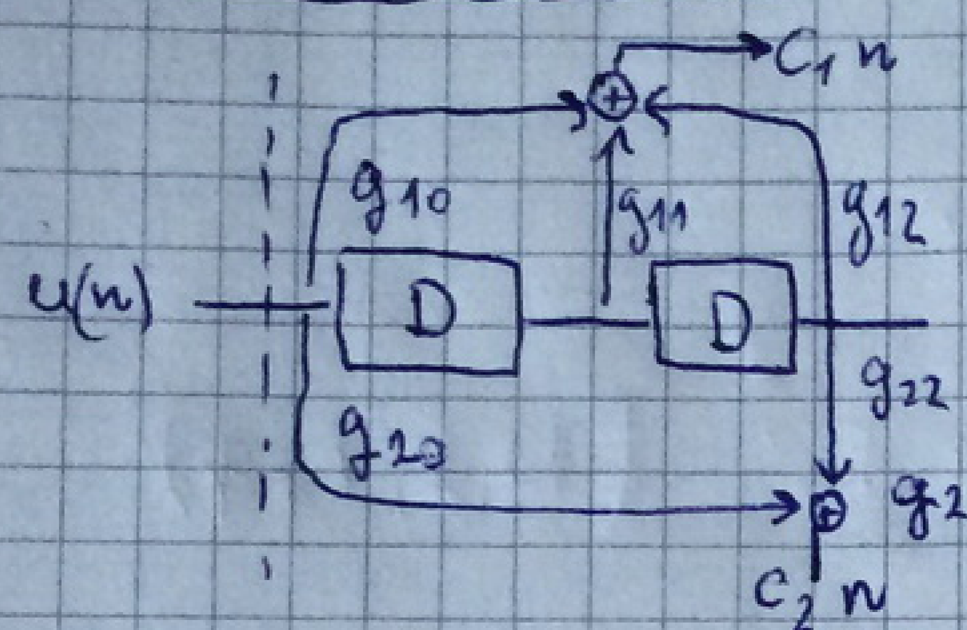


$q = 2 \quad R_c = \frac{1}{2} \rightarrow (2,1,3,2)$ Trellis-kódoló



$$c(2n) = u(n) + u(n-1) + u(n-2)$$
$$c(2n+1) = u(n) + u(n-2)$$

Késleltetőkkel ugyanez:



7⑧

$$\underline{g}_1 = [1\ 1\ 1] \qquad \bar{c}_1 = \bar{u} * \bar{g}_1$$
$$\underline{g}_2 = [1\ 0\ 1] \qquad \bar{c}_2 = \bar{u} * \bar{g}_2$$

$$c_i(n) = \sum_{j=0}^{L-1} u(n-j) \cdot g_{ij} \mod q$$

időkésleltetés

$$Z(x) = \sum_{i=0}^{\infty} x_i z^{-i} \ ; \quad D = z^{-1}$$

$$U(D) = \sum_{i=0}^{\infty} u_i \cdot D^i$$

Z-trafó

$$G_1(D) = g_{10} + g_{11} \cdot D + g_{12} \cdot D^2 = 1 + D + D^2$$
$$G_2(D) = g_{20} + g_{22} \cdot D^2 = 1 + D^2$$
$$C_i(D) = U(D) \cdot G_i(D)$$
$$\bar{C}(D) = U(D) \cdot [\bar{G}(D)] = U(D) \cdot [G_1(D), G_2(D)]$$

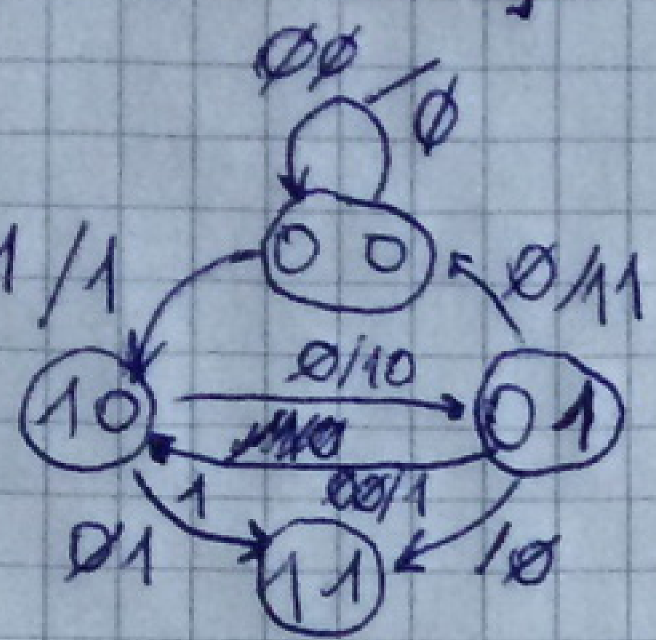
pl:

$u = 1\ 0\ 0\ 1\ 1 \ldots\ldots$

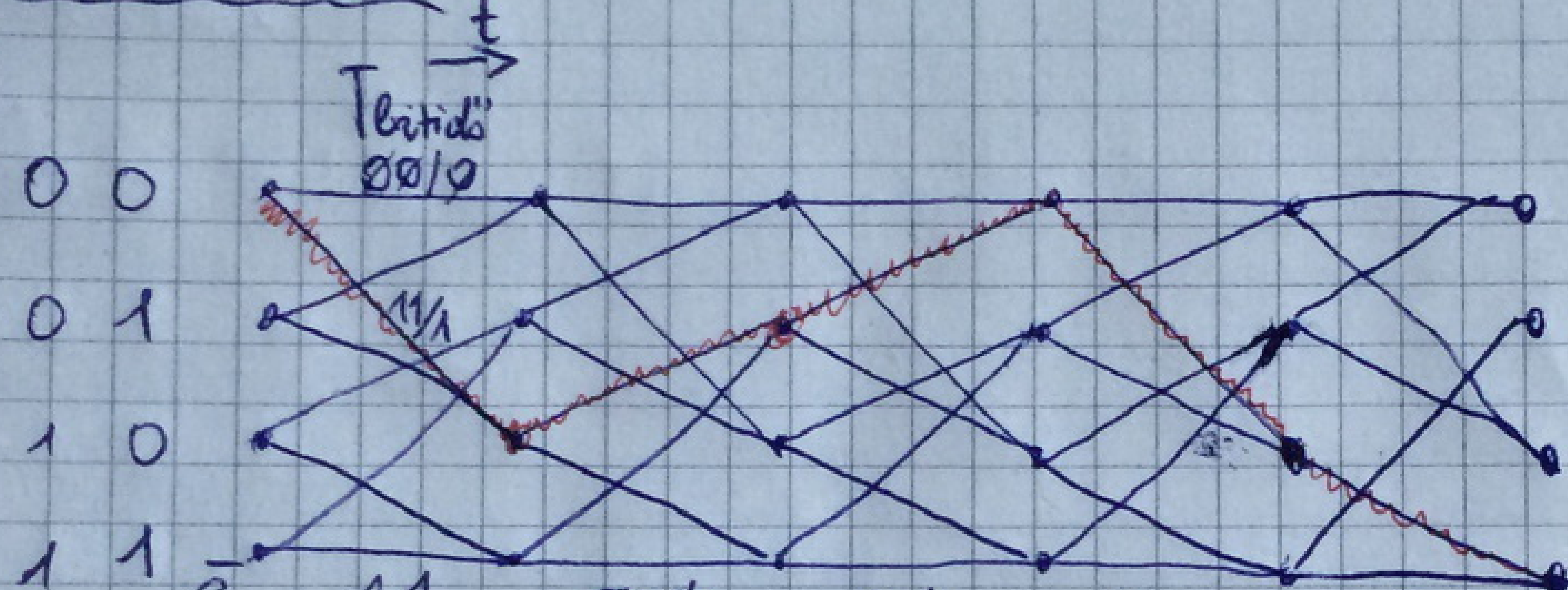
$$U(D) = 1 + D^3 + D^4$$
$$C(D) = U(D) \cdot \bar{G}(D) = [U(D)\,G_1(D) \quad U(D)\,G_2(D)]$$
$$= [1 + D^3 + \underbrace{D^4 + D + D^4}_{0} + \underbrace{D^5 + D^2 + D^5}_{0} + D^6 \ | \ 1 + D^3 + D^4 + D^2 + D^5 + D^6]$$
$$[1 + D + D^3 + D^6 \quad 1 + D^2 + D^3 + D^4 + D^5 + D^6]$$

$\begin{array}{l} \quad c_1\, c_2\, c_1\, c_2 \\ \bar{C} = [1\;1\;1\;0\;1\;1\;1\;1\;0\;1\;0\;1\;1\;1] \ldots \end{array}$?

Állapot diag.:



Trellis kódoló:



$\bar{C}$	11	~~01~~ 10	11	11	01
$\bar{u}$	1	0	0	1	1
$\bar{v}$	01	10	11	11	

dekódoló ezt látja — hiba

Viterbi algoritmus.

kumulált Hamming távolságok az utakon (trajektóriákon)

Záródó hurok van → és az utak más Hamming távolságot képviselnek

d_{free} = min hosszú hurkok (itt 3) útjai közti Hamming távolságok minimuma.

L = 3

$\left.\begin{array}{l} 00\;\;00\;\;00 \\ 11\;\;10\;\;11 \end{array}\right\} \Rightarrow 5$

$d_{free} = 5$