

Szelessávú mobil és hirközlési  
és műsorforgató rendszerek

Szabóthy Csaba  
Bito János

összevett 2 tárgy

V1502

laboratóriumi feladatok  
szemléltetések

Dr. Ferenc Pál - Hírközléstechnika

Szabóthy Cs.

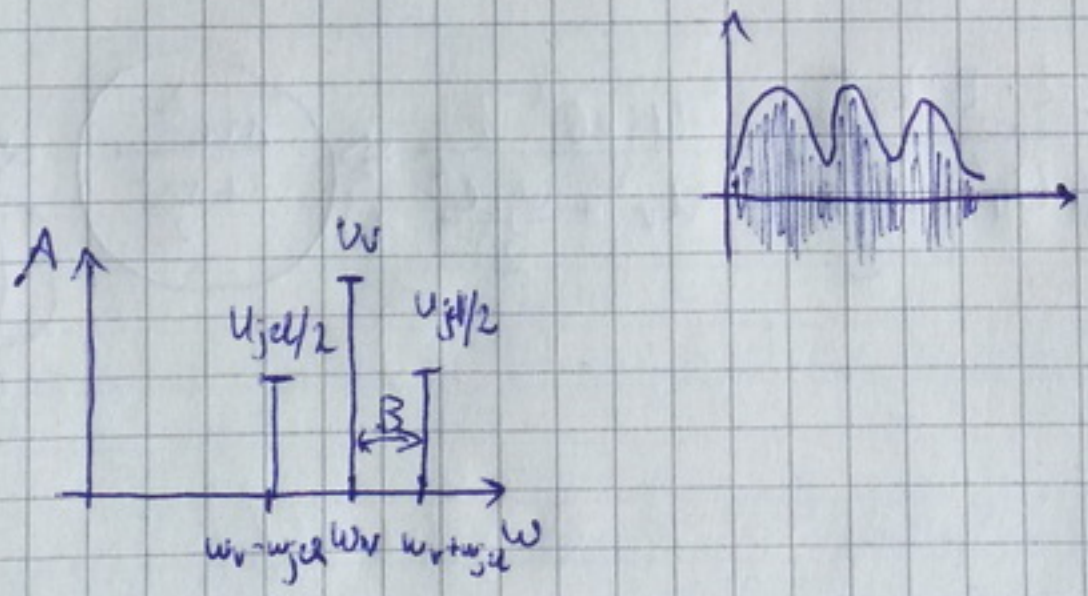
1. Előadás

- modulációk AM/FM

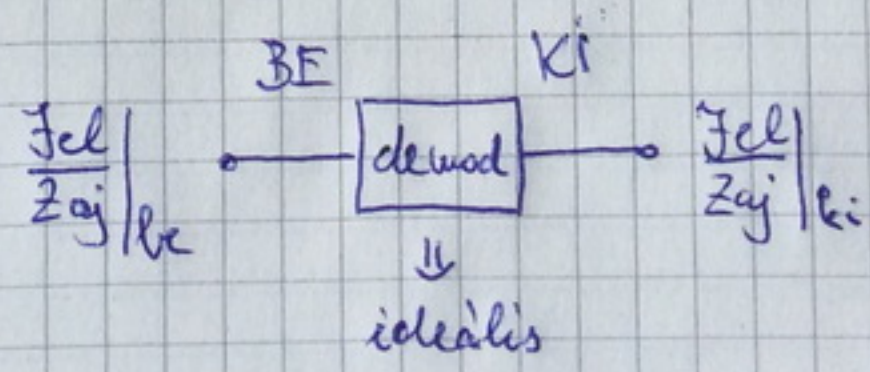
AM  $\rightarrow U_{jel} \cdot \sin(\omega_{jel} \cdot t) \cdot \sin(\omega_{vivo} \cdot t) + \underline{U_{jel} \cdot \sin(\omega_{vivo} \cdot t)}$

- a vivőt hozzá kell adni a torzítatlan átvitelhez

Spektrum:



jel-zaj viszony:

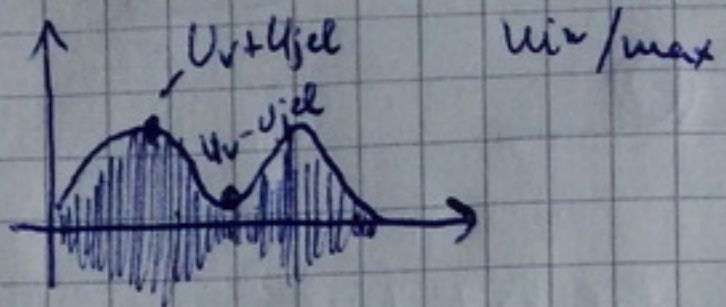


- preszemléltetések:
- demodulátor ideális
  - $\frac{F}{Z}|_{be} \Rightarrow 10 \text{ dB}$
  - $R = 1$



$$\frac{F}{z} \Big|_{ki} \Rightarrow \text{kerülő ágazat!}$$

$$\frac{F}{z} \Big|_{bc}$$



mod  
mélység

$$m = \frac{U_{jel}}{U_{vívó}}$$

bevezetés:

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

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

B: legnagyobb felh. sávszélesség:

kineneten:

jel  $\rightarrow U_{jel}^2$

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

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

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

$m = 100\%$  esetén



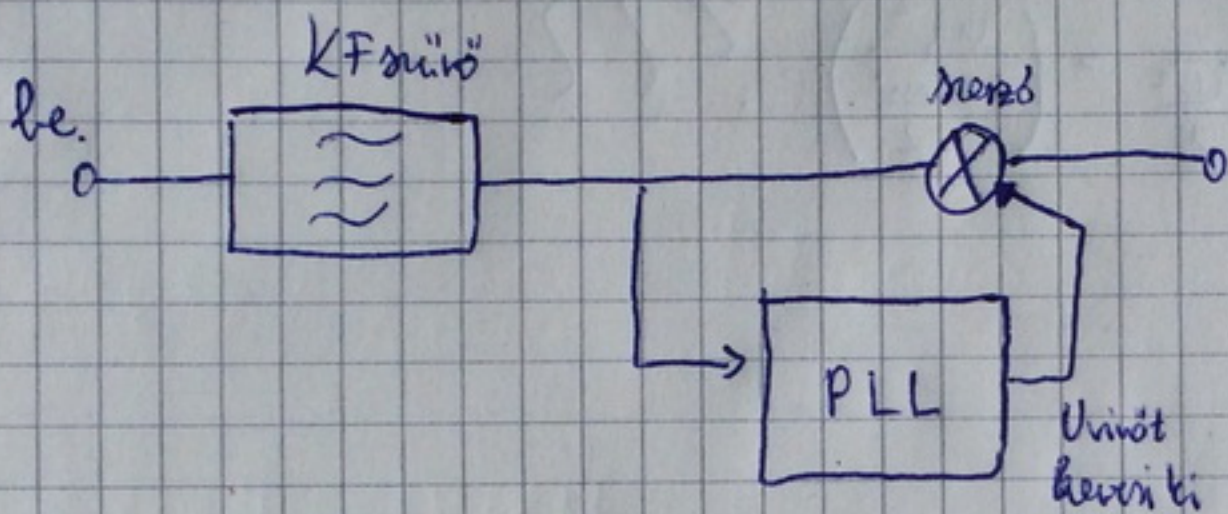
## 2) Szorzó demodulátor

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

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

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

+ 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 hirteleni jel !!!)



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

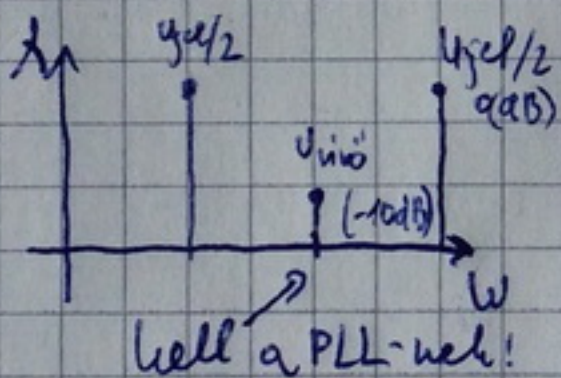
$2 B \cdot k \cdot T \rightarrow \text{zaj}$

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 amplitúdóit felismerem  $\Rightarrow$  teljesítményt meggye'elem!  
 2 ~~oldalsáv~~ oldalsáv megy!

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

legyen elnyomott vevőjű!



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

javul a jel-zaj viszony!

ezt idealizált.

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

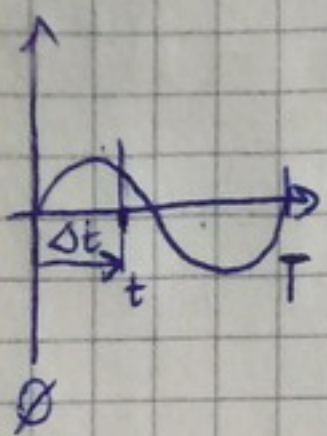
2 oldalsávolt legyenek  $\rightarrow \boxed{\frac{F}{2} \text{ javulás} = 2}$

ha van vevő akkor mindig mivel demodulálók!









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

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

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

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

$\omega_m \rightarrow 2\pi f_m$

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

$\rightarrow$  modulációs index  $\rightarrow \frac{f_0}{f_m}$  löket  
 "közé modulációs mélység"  $f_m$  modulálójel

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

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

$$\cos(x \cdot \sin y) \rightarrow \underbrace{K_0}_{\text{közé}} + \underbrace{J(x)}_{\text{Bessel-fü}} \cdot \underbrace{\sin(l \cdot y)}_{\text{Bessel-fü}}$$

ilyen lesz a spektrumkép



ha  $f_0$ -t növelek /  $f_m$  csökken

lehet AM-reni spektrum FM jellel  $\rightarrow$  nagyon kicsi löketnél

a BORKOLÓ ARUL EL mindkett  $\rightarrow$  FM jellel lehet olyan MOD INDEX nagy

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

$\rightarrow$  jel hatékonysága: (ahol a teljes jel energiájának 10%  $\rightarrow$  a moduláló jelébe kerül!)



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

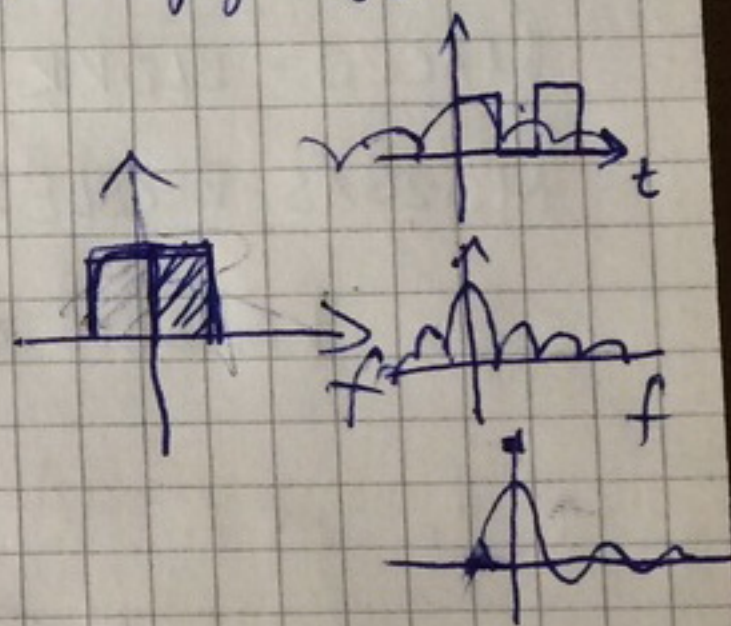
WBFM  $\sim \left(\frac{f_D}{f_m}\right)^3$

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

} demod egyszerűség

$\rightarrow$  ez elég nagy!!

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



### 3. eloadás

- Forrás kódolás: csökkenítjük az adat mennyiségét, de a számokra érdekes információkat őrzünk.

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

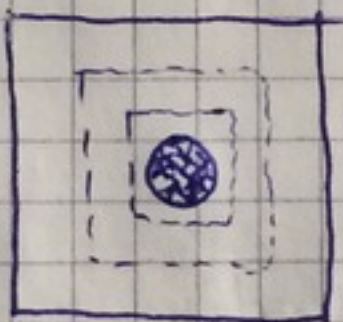
sok kép → GOP kell időnként ref. I kép, GOP egy ilyen I képpel kezdődik

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

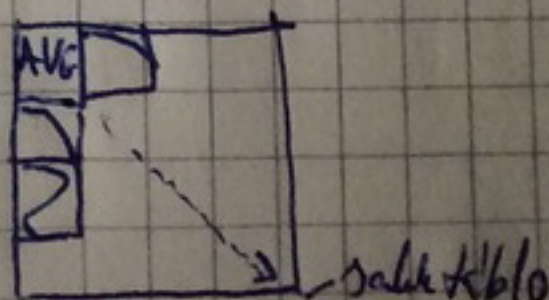
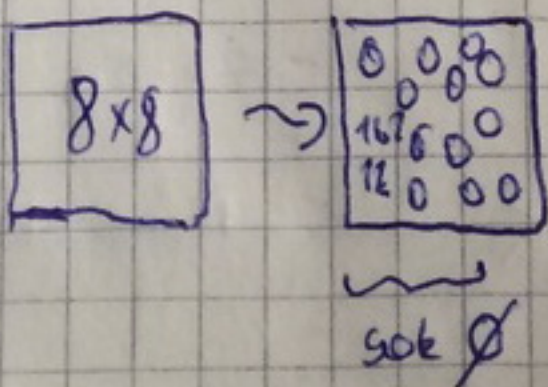
DTS - decoding time stamp

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 nélkül

~ DCT helyett integer transz

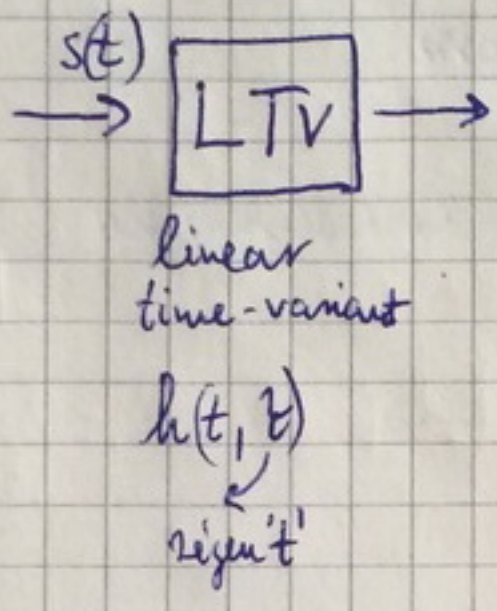
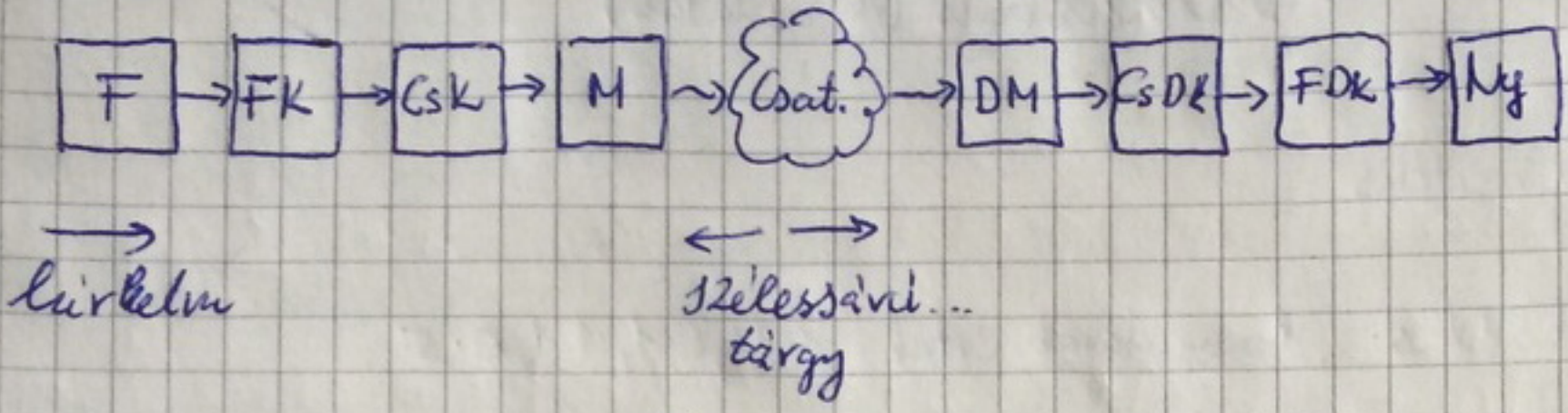
MP3 ~ MPEG-1-Layer 3

MPEG-4-AAC 384 kbit/s 5.1 hang



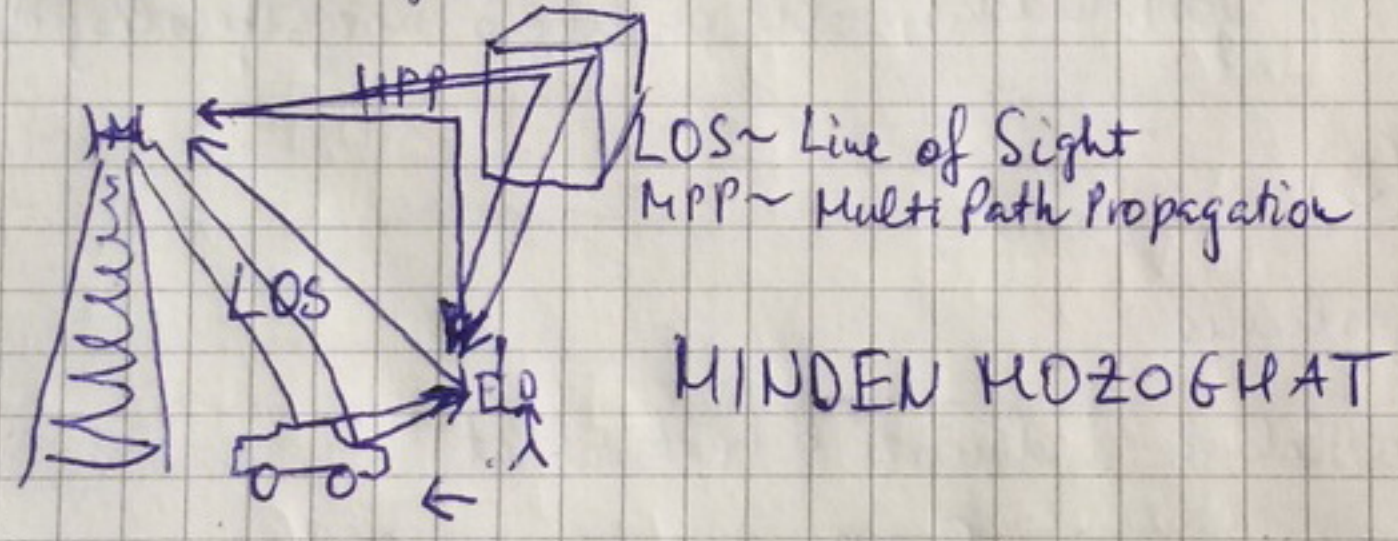
# 4. előadás

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

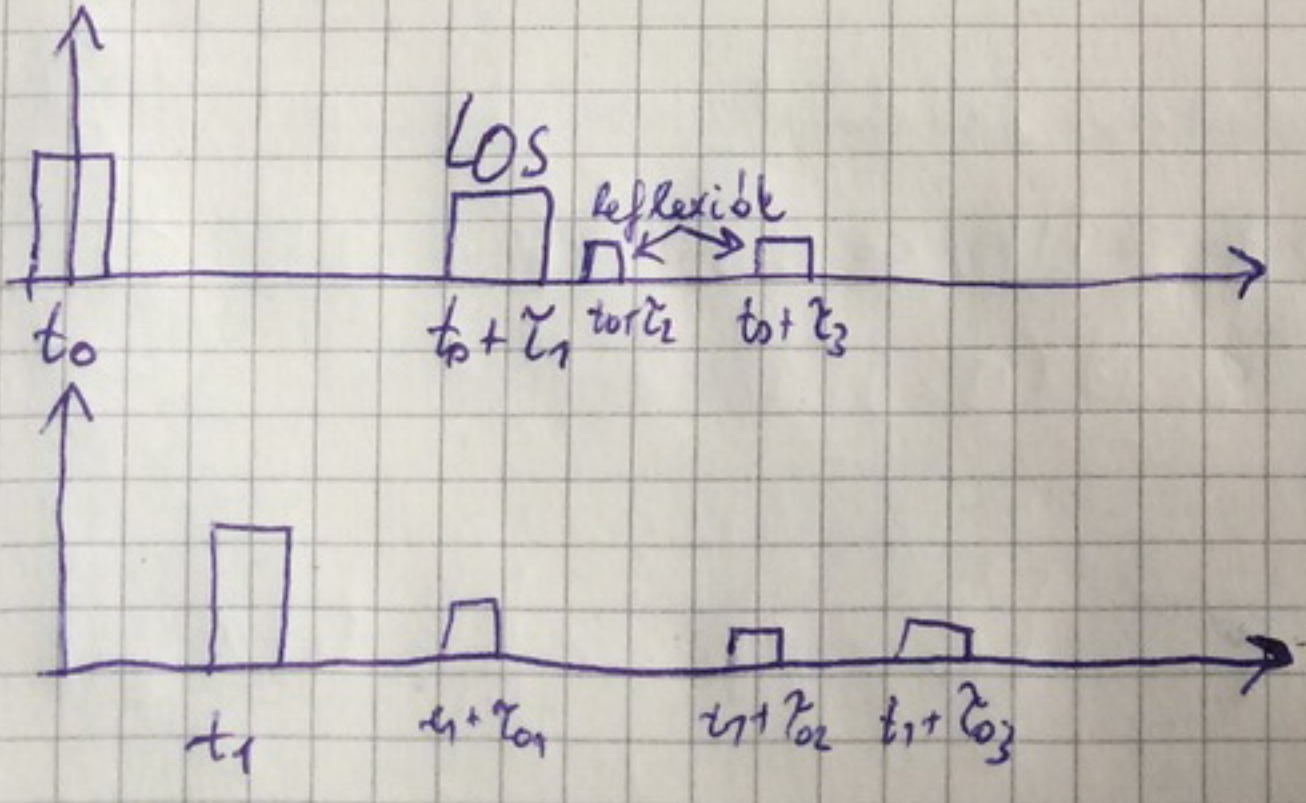


A veszték nélküli csatorna időfüggő lineáris rendszer!

a mobil csatorna ilyen!



fading: időben változó állapítás okozza ezt



időfüggő az impulzus vélem.



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

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

+  
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 kétfélek

additív tétel

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

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

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

$$r(t) = \sum_{n=1}^N c_n(t) \cdot s(t - \tau_n(t)) \quad \text{[időben diszkrét esemény]} \quad \begin{matrix} \text{vett jel} \\ \nearrow \\ \text{terjedési utak} \end{matrix}$$

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

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

vett jel  
komplex  
burlója

$$z(t+dt) = \sum_{n=1}^N \left[ c_n(t) + \overset{\text{közelítés}}{c_n'(t) dt} \right] u \left[ t - [\tau_n(t) + \tau_n'(t) dt] \right] \cdot e^{-j \omega_c [\tau_n(t) + \tau_n'(t) dt]}$$

Ha  $\omega_c$  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 késésetek eltérése az átlaghoz

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

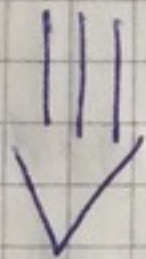
$$\Delta \tau_n = \bar{\tau}(t) - \tau_n(t) \rightarrow \tau_n(t) = \bar{\tau}(t) - \Delta \tau_n(t)$$

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

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

átlag idő eltérés

[távoliból reflexiókat elhanyagolhat] értsd.



rádiócsatorna multiplikatív fading

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

+ időszinkronon fázisforgás

u(t) kapható + PLL

(lassú) ← (lassú)

(lassú)

komplex stochasztikus folyamat

ha a terjedési úton a késésetek és a csillapítások fluktuálnak

$\Rightarrow$  fluktuáló 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!

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

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)

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

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

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

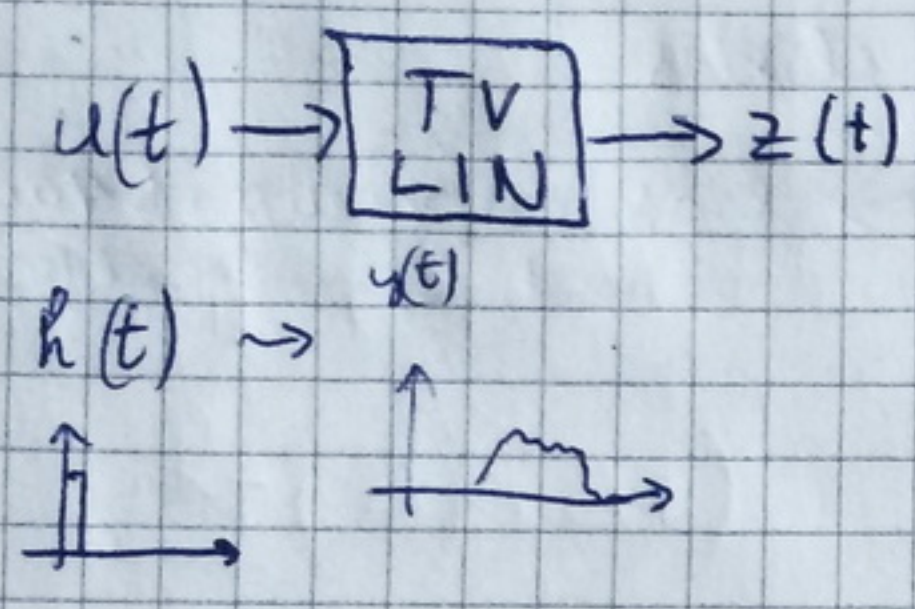
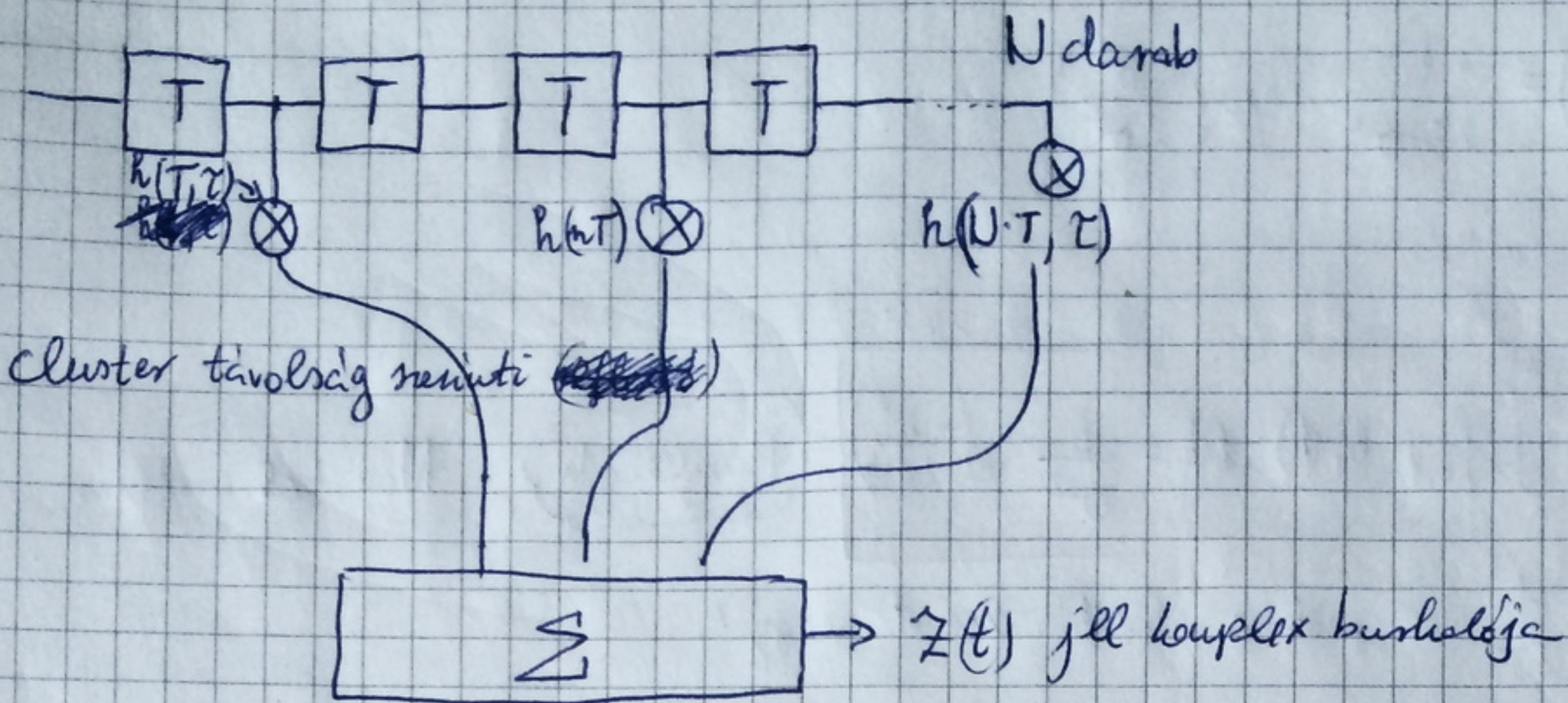
(A mobil rádiósatona amplitudó eloszlása NLOS esetben Rayleigh eloszlást követ)

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

ciklostacionárius folyamat. (egy rétegtérben belül stacionáriusnak tekinthető!)

(München-ben)





időfüggő folytonosan síró közeg:

Bello-féle rendszer függvényekkel írható le.

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

Bello-féle leírás



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

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

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

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

Nézzük a korrelációt (helleme a WSS def-hoz)

időben leképezésben mennyire korrelált

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

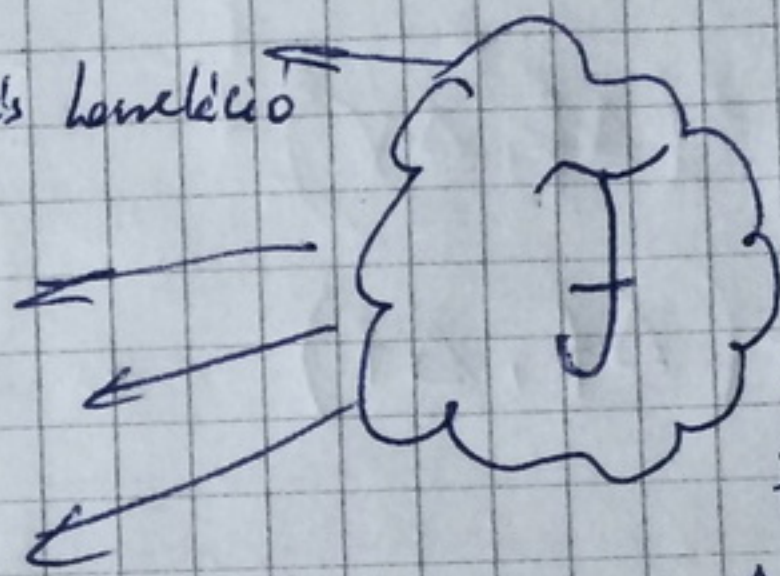
Double Fourier!

idő-leképezés korreláció

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

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

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



Fourier  
transzformációk  
↓  
oro 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  $\Delta t$ -től függ) [WSS(t) nemint]

$$N = -\nu_1$$

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

nem függ t-től  
lehetően integrálható

csak  $\Delta t$

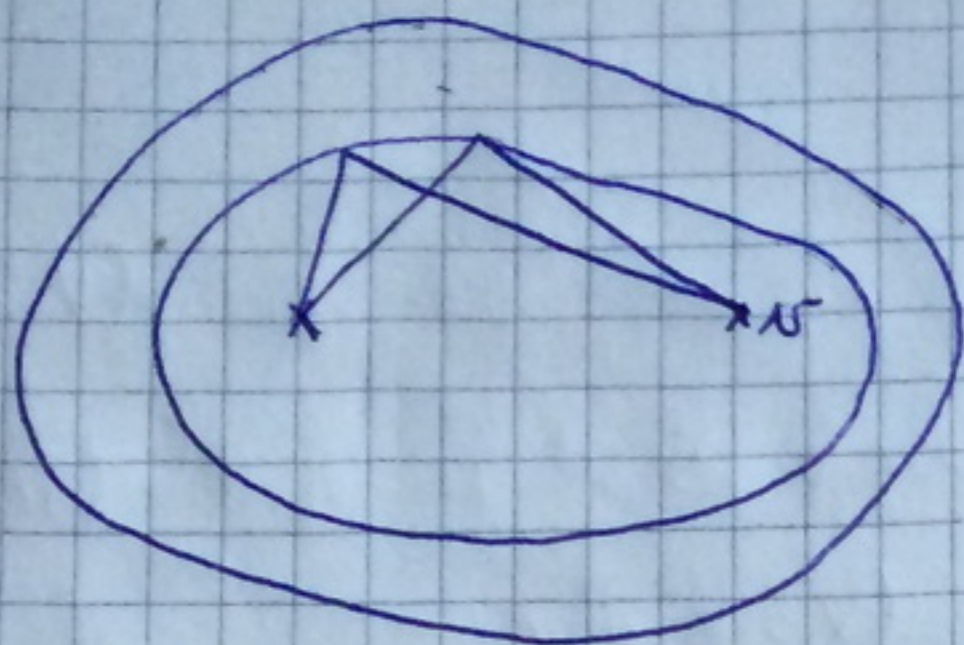
↓  
leintegrálva

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

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

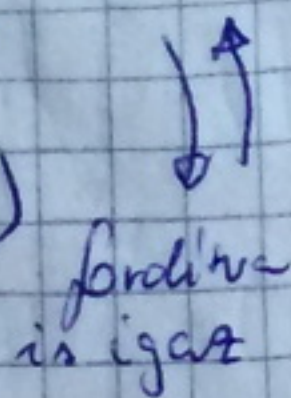


elliptikus esetben:



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

(est mondja az integrál)



azonos Doppler elnevezés más hisztogramok jelle közelítőleg!

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

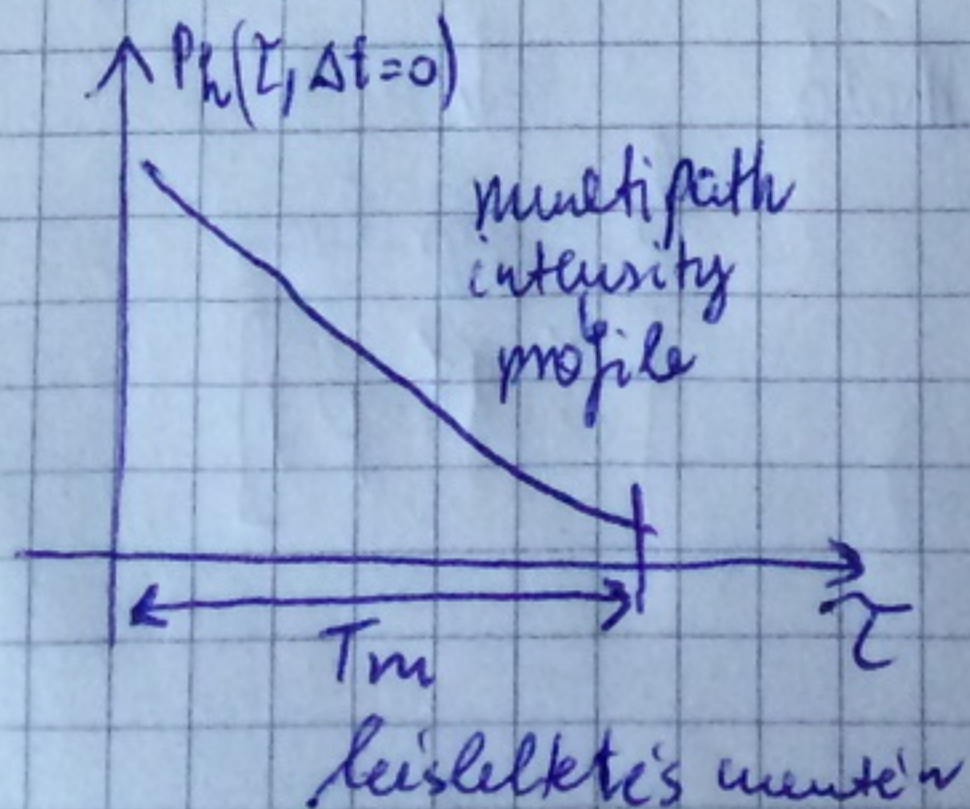
... recap ...

a csatorna legyen WSSUS minden nempontból (időben)

WSSUS  
esetben

WSSUS  $\rightarrow R_h(\tau, \sigma, t, s) = E\{h(\tau, t) \cdot h^*(\sigma, s)\} = R_h(\tau, \sigma, \frac{t+s}{2}, \Delta t) =$   
 $= P_h(\tau, \Delta t) \cdot \delta(\tau - \sigma)$   
 teljesítmény jellegű WSS US

(Van  $\frac{1}{2}$  normával is)  
 $\Phi_h$  néven!



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

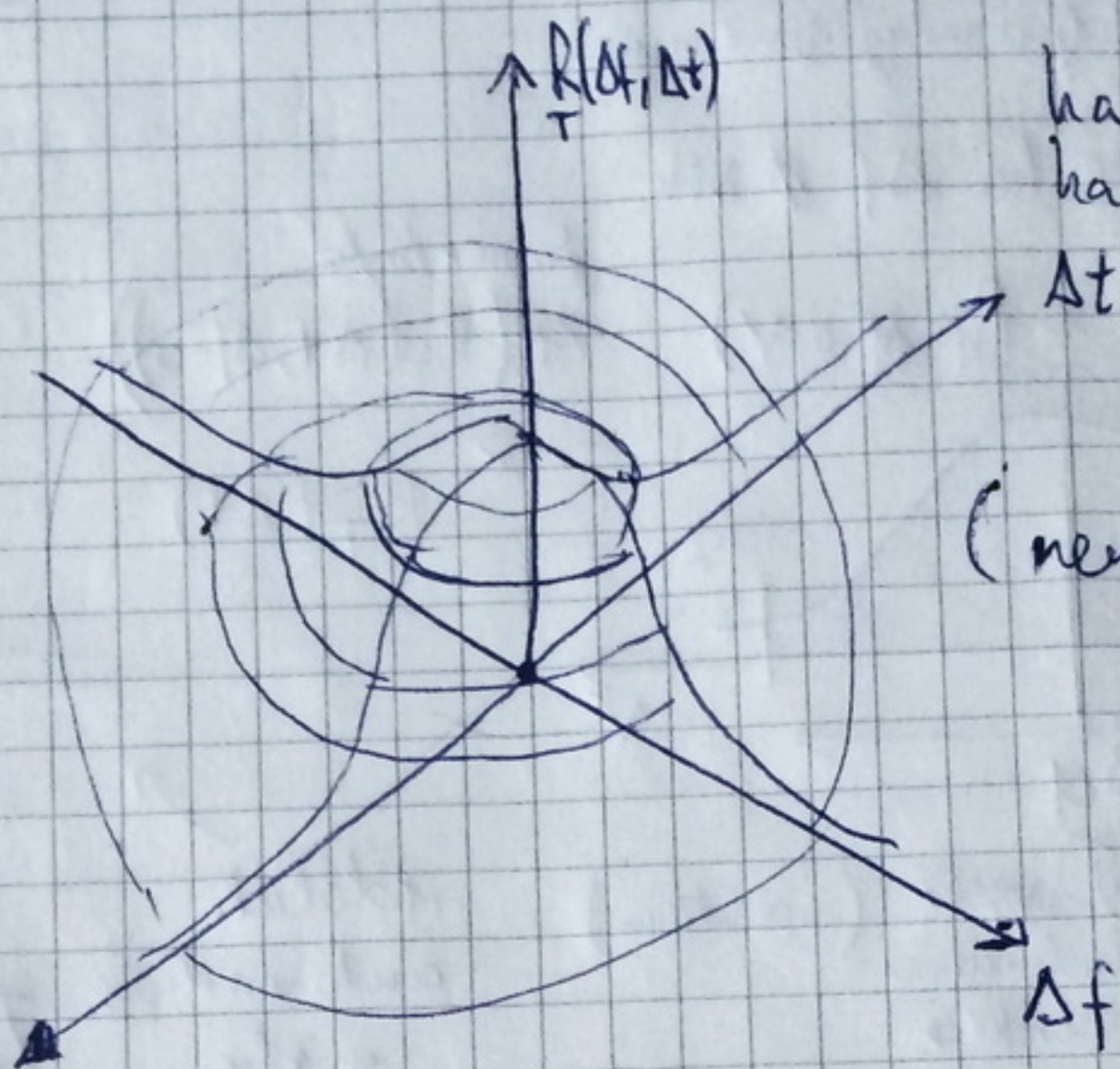


$$R_T(f, e, t, s) = E\{T(f, t) \cdot T^*(e, s)\} \stackrel{\downarrow}{=} R_T(\Delta f, \Delta t)$$

$$e = f + \Delta f$$

$$s = t + \Delta t$$

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

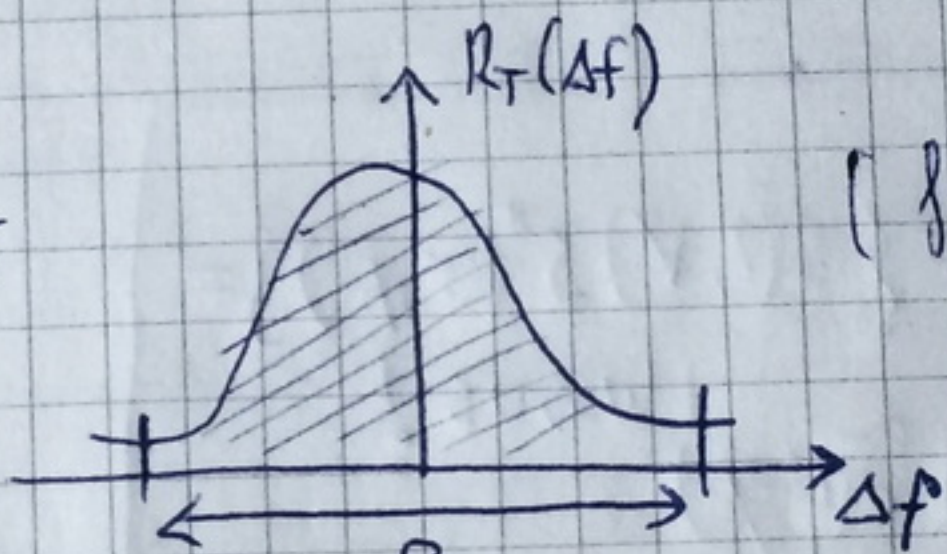


ha  $\Delta t = 0 \rightarrow R_T(\Delta f)$   
ha  $\Delta f = 0 \rightarrow R_T(\Delta t)$   
(löv oldalán)

(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)

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

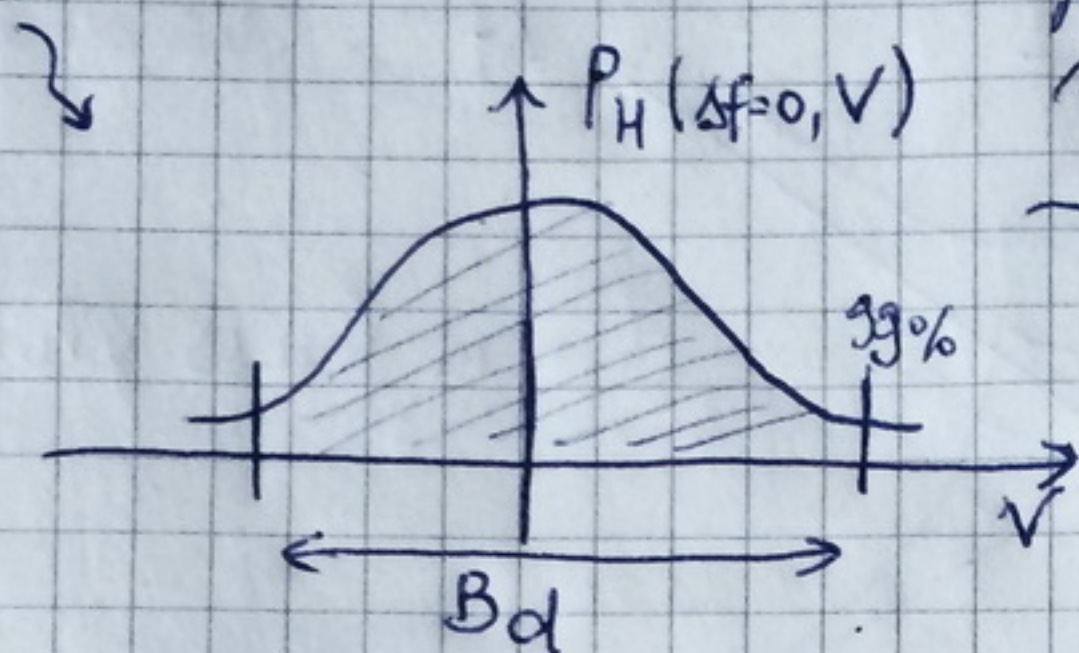
$$R_T(\Delta t) \rightarrow P_R(\Delta f = 0, \tau)$$



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

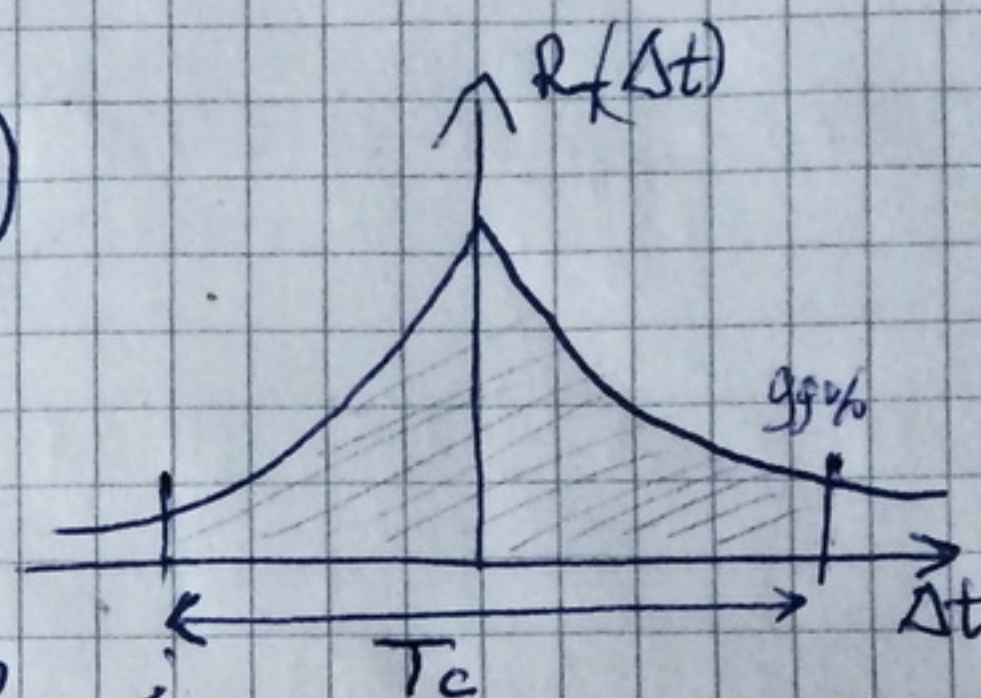
$P_H(\Delta f, v) =$  Doppler-terjedelmű spektrum.

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



Doppler (spektrum) helyezés növekedés

Furiertranszformáció  
 $\mathcal{F}\{R_T(\Delta t, \Delta f=0)\} = R_T(\Delta t)$



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

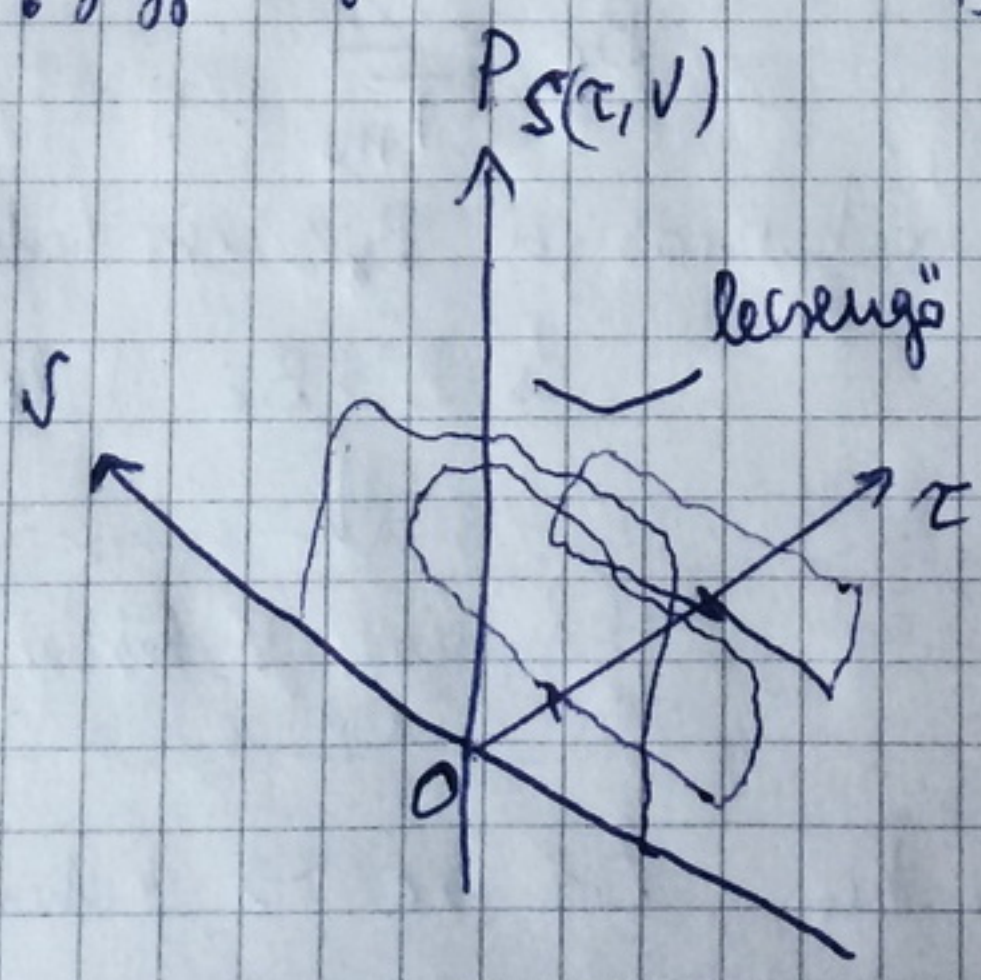
$$R_S(\tau, \sigma, \mu, v) = E\{S(\tau, v) S^*(\sigma, \mu)\} =$$

+ WSSUS!

$$= P_S(\tau, v) \delta(\tau - \sigma) \delta(v - \mu)$$

hasonlóképpen doppler! figyeljen!

S  
Scattering fcn



helyesírói környezet (közeli reflexiók)

hegyvidéki környezet (távolsági reflexiók)

doppler spektrum u. alakú

WAAAAA  
 meeeeee!

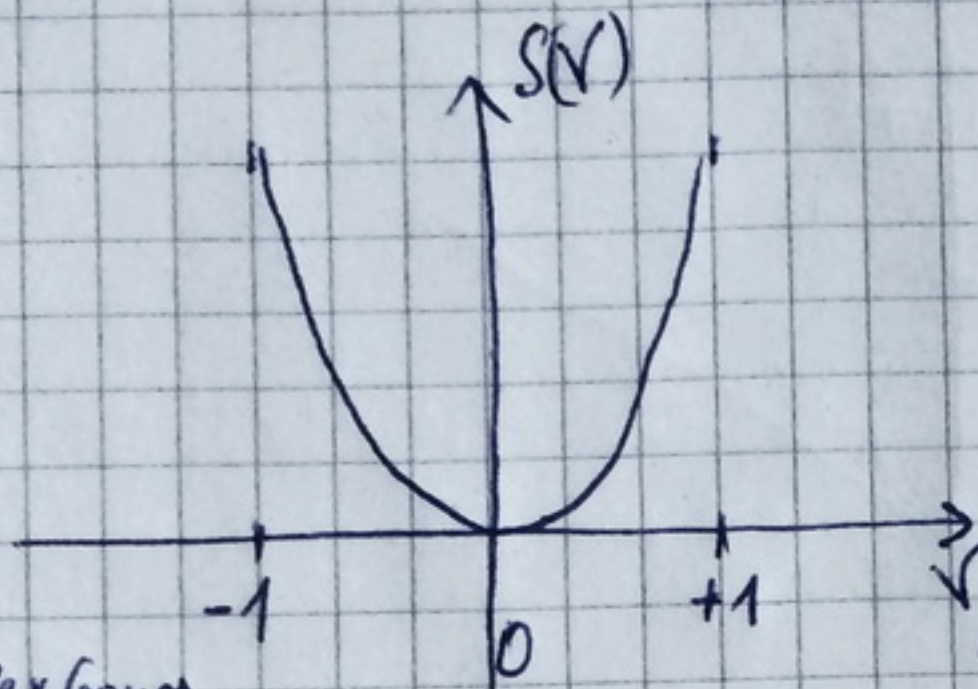


$$\int_0^{\infty} P_s(\tau, V) d\tau \rightarrow \text{Doppler spectrum}$$

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

miért van az  $u$ ?

Faltes mérte ki 1930 körül (New York helvécso)   
 rendőri rádióadás



teljesítmény sűrűség eloszlása  
 a Doppler frekvencián

komplex Gauss

mértés

$V/V_{max} \rightarrow$  max abs. értékű Doppler frekvencia!

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

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

vald jel

CMPLX

hathatósága

$\tau$ -val odébb