2015.02.09.

~~Optikai hálózatok elemei~~ ~~[illegible]~~

Szélessávú mobil és hírközlési és műsorszóró rendszerek

Szombathy Csaba

Bitó János

összevont 2 tárgy

$\boxed{\text{V 1502}}$

fakultatív labor-szemléltetések

Dr. Ferenczi Pál – Hírközléselmélet

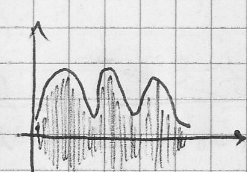
Szombathy Cs.

1. Előadás

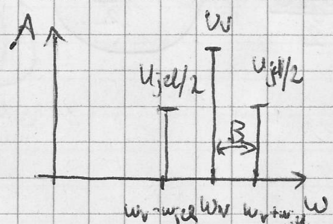
· modulációk AM/FM

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:

$\left.\frac{Jel}{Zaj}\right|_{be}$ —BE— $\boxed{\text{demod}}$ —KI— $\left.\frac{Jel}{Zaj}\right|_{ki}$

⇓

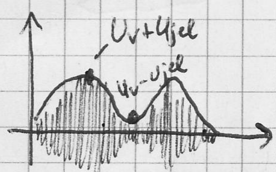
ideális

peremfeltételek: – demodulátor ideális

– $J/Z|_{be} \Rightarrow 10\,dB$

– $R = 1$

$$\frac{\left.\frac{J}{Z}\right|_{ki}}{\left.\frac{J}{Z}\right|_{be}} \Rightarrow \text{burkoló demod!}$$



m^2/max

$$m = \frac{U_{jel}}{U_{vivő}}$$

mod mélység

bemeneten:

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

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

B: legnagyobb frekv. komponens:

kimeneten:

jel $\rightarrow U_{jel}^2$

zaj $\rightarrow \dfrac{4 \cancel{2} \cdot B \cdot k \cdot T}{2}$ (ideális diódákkal lefelezem)

$2 \rightarrow$ sávkorlátozás miatt

de a két oldalsávi amplitúdókat összeadják

és az elemi zajokat is megduplázom (U)

zaj energia 4-szeresére

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

m=100% esetén

② Szorzó demodulátor

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

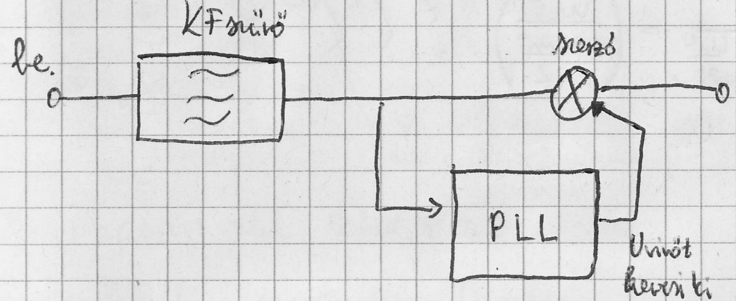
LPF kiszűri!

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

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

← mindkét oldalsávról jött!

+ kondi



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

$$\Downarrow$$

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

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

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

$2\,B\cdot kT \rightarrow$ zaj

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

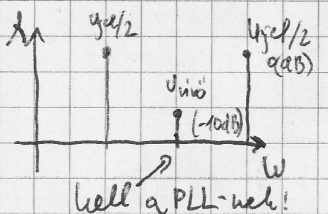
$2\cdot\frac{B\cdot k\cdot T}{4}$

2 oldalsáv megy!

→ keverés miatt elemi szinusznak amplitúdóját felezem ⇒ teljesítményt negyedelem!

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

legyen elnyomott vivőjű!



$$\frac{J}{Z}\Big|_{javulás} \Rightarrow \frac{U_{jel}^2\cdot 2\cdot \cancel{2BkT}\cdot\cancel{4}}{\cancel{4}\cdot\cancel{2BkT}\cdot U_{jel}^2} = \boxed{2}$$

⇓

javul a jel-zaj viszony!

ez idealizált.

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

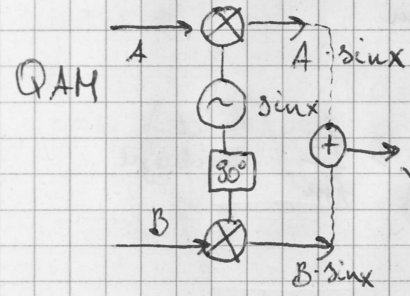
2 oldalsávot hagyok → $\boxed{\frac{J}{Z}\text{ javulás} = 2}$

ha van vivő akkor mindegy mivel demodulálok!

2. előadás

OBW - elfoglalt sávszélesség [nem függ a mod mélységtől]
csak az alapsávi jeltől függ
(négyszögjel vs szinusz)

MOD mélységtől függ az oldalsáv teljesítménye ⇝ hangerő!!



ha sinx → A
ha cosx → B

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

ha $\cos x$

$\downarrow$

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

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

nincs jel!

A, B alapsávi jelek lehet A és D is

először ~~B~~ PAL rendszer színes TV

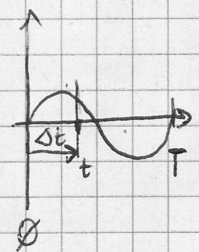
CSAK az ALAPSÁVI JELTŐL függ az RF spektruma.

⇓

mindent alapsávban csinálnak a rádió technikában!

FM

- Spektrumban mászik a jel
- frekvencia löket: a nyugalmi helyzettől mennyit lendül ki → 10 kHz
  (f_D) ~ deviation
- f_m → moduláló jel frekvencia (milyen gyorsan rohangál a frek-ek közt)



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

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

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

f_D löket

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

$\omega_m \Rightarrow 2\pi f_m$

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

$f_m \rightsquigarrow$ modulációs index $\rightarrow \frac{f_D}{f_m}$ — $\frac{\text{löket}}{\text{modulálójel}}$

„kvázi modulációs mélység"

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

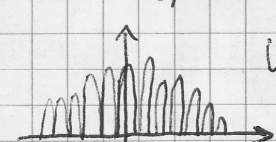
négyszögjellel ugrálok vagy szinuszosan

szinuszosan ugrálok a frekik közt

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

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

ilyen lesz a spektrumkép



ha f_D-t növelem / f_m csökkentem

lehet AM-szerű spektrum FM jelnél → nagyon kicsi löketnél

a BURKOLÓ ÁRUL EL mindent ⇝ FM jelnél lehet olyan MOD INDEX hogy

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

→ jel sávszélessége: (ahol a teljes jel energiájának 1% → onnantól kuka!)

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

WBFM wide-band-FM $\rightarrow$ között $f_0 \pm (f_D + f_m)$

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

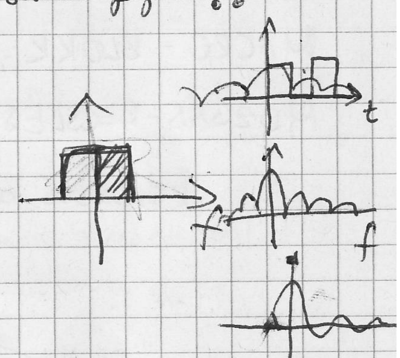
NBFM narrow-band-FM

ha nő a moduláló jel amplitudója befolyásolja az spektrumot és frekvenciája is! → nagyobb löket

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

→ ez elég már!!

ha m jobb lesz akkor drasztikus S/N 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 — teljesen le van kódolva

predicted

bidirectionally coded

8x8 px. blokk ~> DCT

16x16 px makroblokk (I, P, B)

1 sor makroblokk -> szelet

sok szelet ~> kép

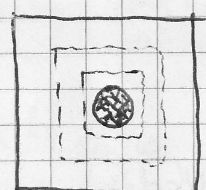
sok kép ~> GOP kell időnként ref. I kép, a GOP egy ilyen I képpel kezdődik

0,5-1 sec-ként van I kép

MACRO-BLOKK

MOZGÁS-BECSLÉS ~ foci labda

keresési ablak



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

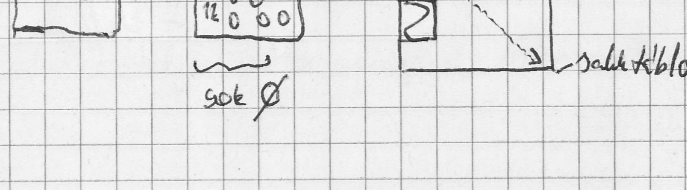
~~megjelenítési~~ átviteli ~~sorr~~

I BBP BBP BBP

DTS - decoding time stamp

DCT - természetes képtartalomra discrete-cos-trafó

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



+ kvantálási mátrixok

$$\begin{array}{|ccccc|}
\hline
8 & 7 & 7 & 6 & \\
7 & 7 & 6 & & \\
7 & 6 & & & \\
6 & & & & \\
 & & & & 1 \\
\hline
\end{array}$$

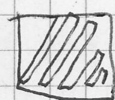
létrám mátrix

→ 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 makróblokkok [elemzi a képtartalmat]

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

~ DCT helyett integer trafó

MP3 ~ MPEG1 - Layer 3

MPEG4-AAC 384kbit/s 5.1 hang

4. előadás

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

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

hírelm

szélessávú... tárgy

$s(t)$ → LTV →

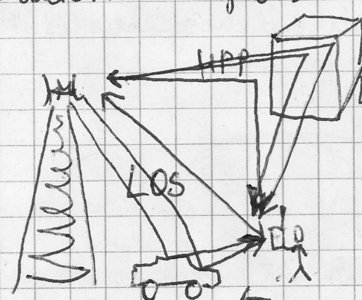
linear time-variant

$h(t, \tau)$

régi t

A vezeték nélküli csatorna időfüggő lineáris rendszer!

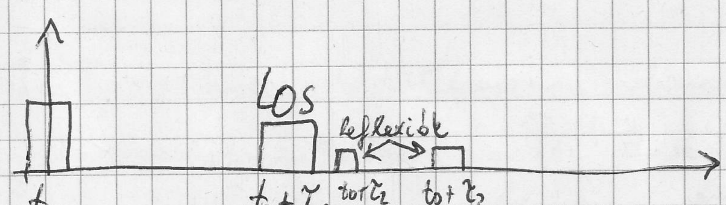
a mobil csatorna ilyen!

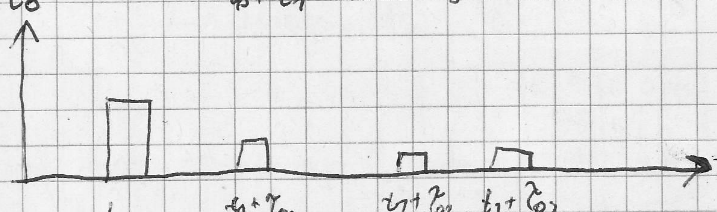


LOS ~ Line of Sight
MPP ~ Multi Path Propagation

MINDEN MOZOGHAT

fading: időben változó csillapítás okozza ezt





időfüggő az impulzus válasz.

kezdőfázis

$\vartheta(t) = \sqrt{2} \cdot A \cdot \cos(\omega_c t + \phi)$ ⇝ vivőjel

vivő körfrekvencia

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

\+

\+ modulálójel (alapsávi) jel

véges elemszámú, véges idejű, véges energiájú

[digitális jel]

↓ megszámlálható

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

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

pl: QAM levezetése a kettőnek

addíciós tétel

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

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

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

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

$s(t)$

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

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

vett jel; terjedési utak; pillanatnyi

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

$z(t) = \sum_{n=1}^{N} c_n(t) \cdot u(t - \tau_n(t)) \cdot e^{-j\omega_0 \cdot \tau_n(t)}$

vett jel komplex burkolója

közelítés

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

Ha ω_c nagy [GHz] és $dt \to 0$

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

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

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

átlag idő eltérés

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

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

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

ha $\Delta\tau_n(t) \ll T_s$ $\rightsquigarrow$ multiplikatív fading lép fel, nem okoz ISI-t

$\checkmark$ ($\forall n$-re) időkonstans [szimbólumidő]

átlagtól eltérés [távoli reflexiókat elhanyagoljuk] értsd.

$\Downarrow$

vádió csat. multiplikatív fading

$$z(t) = \underbrace{u(t-\bar{\tau}(t))}_{+\text{ idő szinkron}}\cdot\underbrace{e^{-j\omega_c\cdot\bar{\tau}(t)}}_{\text{fázisforgás}}\cdot\underbrace{\sum_{n=1}^{N} C_n(t)\cdot e^{j\omega_c\cdot\Delta\tau_n(t)}}_{b(t)\cdot e^{j\Phi(t)}}$$

u(t) kepható $\checkmark$ +PLL $\checkmark$ (lassú)

komplex sztochasztikus folyamat

u(t) (lassú)

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 — 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. fajtú 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.O. RICE

0. rendű
1. fajú módosított
Besselfv.

5. előadás

- recap...

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

várható szórás korreláció

- Gauss-folyamat: $G_x(\mu_x, \sigma, \varrho_x)$ $\quad \sigma^2 = E\{b^2 - E^2\{b\}\} = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right)\sigma^2$

(3param)

$G_y(\mu_y, \sigma, \varrho_y)$ $\quad \varrho_x = \varrho_y = \delta(\phi)$

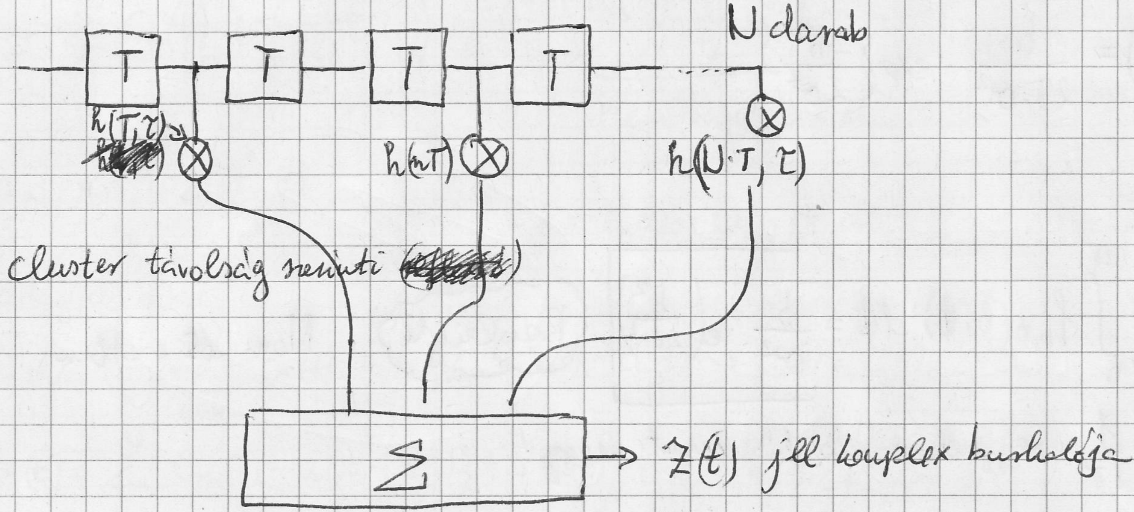
$\sigma_x = \sigma_y = \sigma$

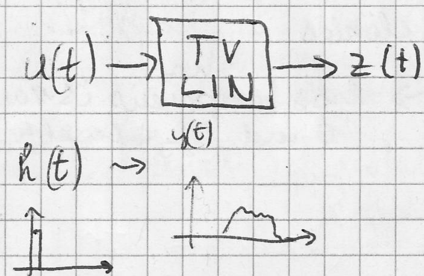
(A mobil rádiócsatorna amplitudó eloszlása NLOS esetben Rayleigh eloszlást követ)

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

ciklostacionárius folyamat. (egy részciklusan belül stacionáriusnak tekinthető!)

(München-ben)





időfüggő folytonosan szóró közeg:

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

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

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{U(f-\nu)}_{\text{bemenőjel Fourier-trafója}} \cdot H(f-\nu,\nu)\, d\nu$$

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

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

Nézzük a korrelációt (kellene a WSS def-hoz)

időben késleltetésben mennyire korrelált

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

Double Fourier!

$R_T(f,e,t,s)$ => idő - frekvencia korreláció

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

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

$\int$ Fourier transzformációk sorozata

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

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

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

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

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

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

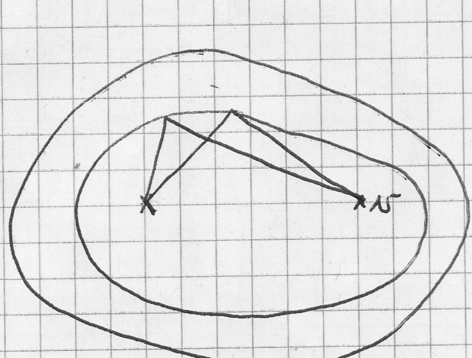
$$= \iint_{-\infty}^{\infty} \underbrace{R_h(\tau,\sigma,\Delta t) \cdot e^{-2\pi j \cdot \mu \cdot \Delta t}}_{\text{nem függ } t\text{-től}} \cdot \underbrace{e^{2\pi j(\nu_1-\mu)t}}_{\text{csak } \Delta t}\, dt\, d(\Delta t)$$

külön integrálható → $P_S(\tau,\sigma,\nu)$

kiintegrálva → $[\delta(\nu_1-\mu)]$

(Fourier trafó szorzás)

ellipsis esetben:



az azonos késleltetést, de a különböző Doppler eltolást szenvedő komponensek korrelálatlanok!

(ezt mondja az integrál)

fordítva is igaz

azonos Dopplert elszenvedő más késleltetésű jelek korrelálatlanok!

US: uncorrelated scattering

(ha a frekvenciában WSS a folyamat)

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

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

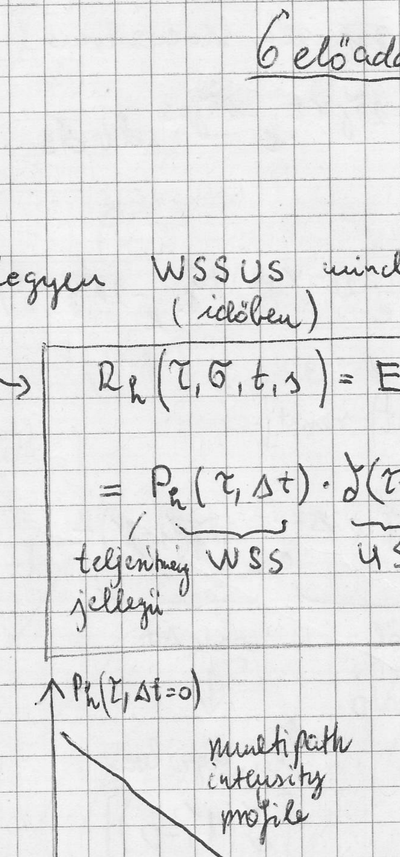
WSSUS esetben

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

ha $s=t+\Delta t$

teljesítmény jellegű

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



késleltetés mentén az átlagteljesítmény eloszlása

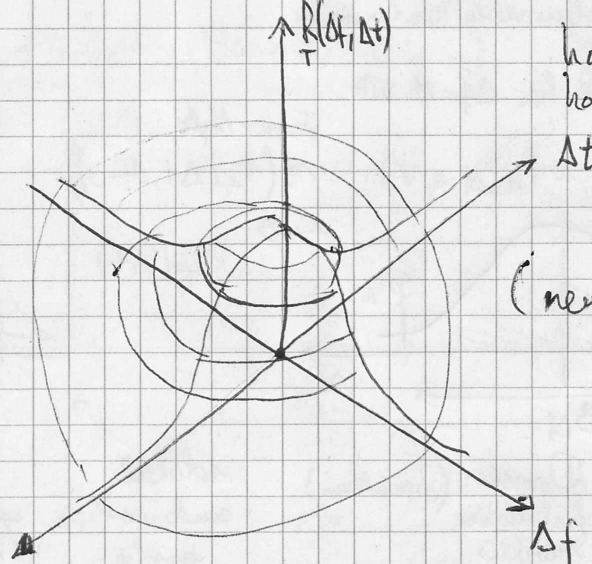
T_m = amennyi idő alatt a teljesítmény 99,99%-a megérkezik (késleltetési kiterjedés) delay spread

WSSUS

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

$e = f + \Delta f$
$s = t + \Delta t$

" Spaced frequency
spaced time
correlation fcn."

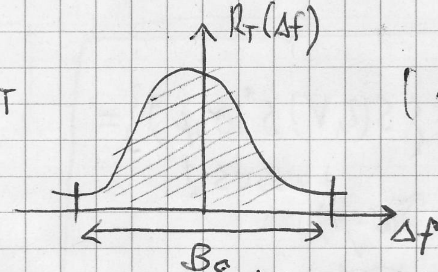


ha $\Delta t = 0 \rightarrow R_T(\Delta f)$
ha $\Delta f = 0 \rightarrow R_T(\Delta t)$
(köv oldalon)

(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!)

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

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

$\Downarrow$

frekvencia szelektív csatorna.

ha $B < B_c \rightarrow$ koherens csatorna

WSSUS

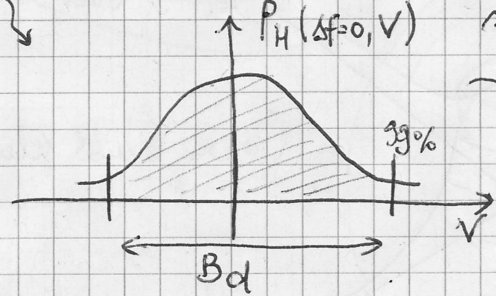
$$R_H(f,e,V,\cancel{\mu}) = E\{H(f,V) \cdot H^*(e,\cancel{\mu})\} = \underbrace{P_H(\Delta f, V)}_{\text{frekvencia WSS miatt}} \cdot \underbrace{\delta(V-\cancel{\mu})}_{V \text{ és } \mu \text{ Dopplerek korrelálatlanok WSSUS miatt}}$$

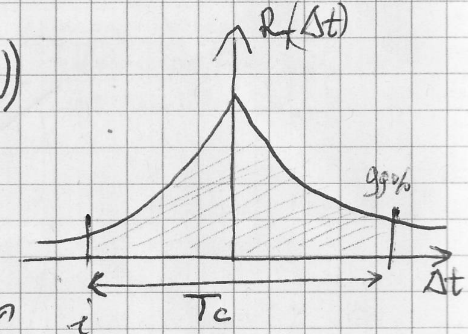
$P_H(\Delta f, V)$ = Doppler-teljesítmény spektrum.

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

Fourier trafó

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





~~Dop~~ Doppler (spektrum) frekvencia szórodás

időbeli autokorrelációs görbe

időbeli koherencia

$T_c \Rightarrow$ koherencia idő

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

ha $T_S < T_c$ → időben nem szelektív
(szimbólumidő)

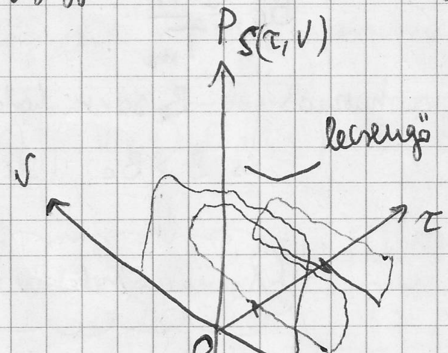
ha $T_S > T_c$ → időben szelektív

$$R_S(\tau,\sigma,\mu,V) = E\{S(\tau,V)\, S^*(\sigma,\mu)\} = \quad + \text{WSSUS!}$$

$$= P_S(\tau,V)\, \underbrace{\delta(\tau-\sigma)}_{\text{késleltetés}}\, \underbrace{\delta(V-\mu)}_{\text{doppler}}$$

! független !

S
Scattering fcn



belvárosi környezet
(közeli reflexiók)

hegyvidéki környezet
(távoli reflexiók)

doppler spektrum U alakú

WÀÁÁÁÁ

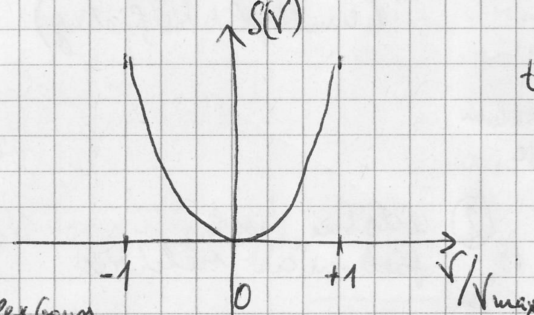
neeeeee!

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

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

miért van az U ?

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



teljesítmény sűrűség eloszlása
a Doppler frek.-mentén

ν/ν_{max} ⇝ ν_{max} abs. értékű Doppler frekvencia!

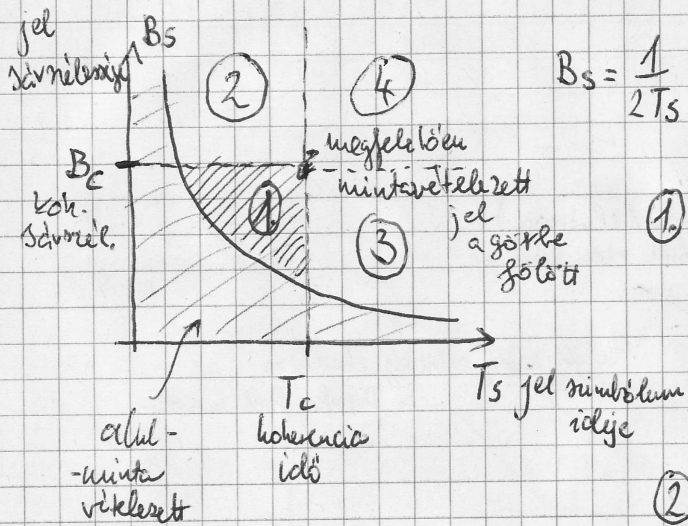
komplex Gauss szórása

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

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

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)

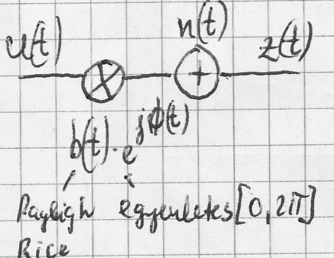
2. időben lassú frekvencia szelektív

3. időben gyors nem frekvencia szelektív

4. frekvencia és idő szelektív!

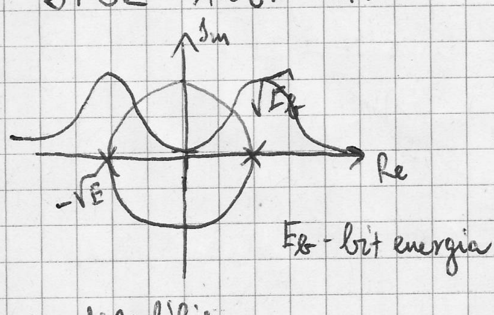
Zajok:

AGWN + multiplikatív fading



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

BPSK AWGN esetben



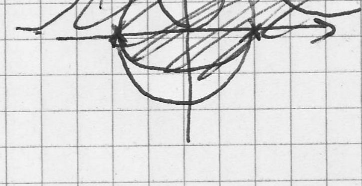
$P_{hiba} = 1/2 \cdot erfc\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$ $\qquad N_0/2 = \sigma_n^2$

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

E_b - bit energia

antipodális
(szemben van az 1 és a 0 értéke)

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]

$$f_0(b) = \frac{b}{\sigma_b^2} \cdot \exp\left[-\frac{b^2}{2\sigma_b^2}\right]$$

b eloszlása Rayleigh

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

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

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

második centrális momentum

valség! ↓ sűrűségfv.

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

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

$$P_e = \int P_e(b) \cdot f_0(b^2)\, db^2$$

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

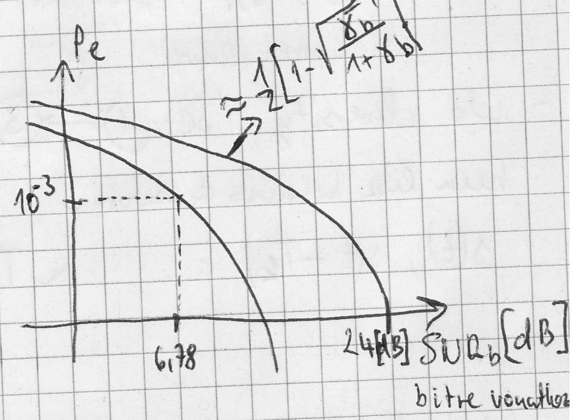
b^2 várható értéke

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

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

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

(①. esetben vagyunk és teljesül a Nyquist)



Rayleigh-eset

BPSK

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

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

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

↓

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

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

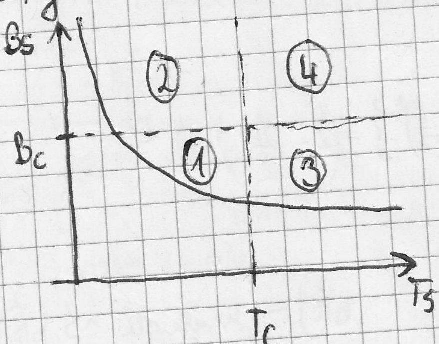
nem kell

(BFSK

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

DIVERSITY

~~diversity~~



~~több~~ csatorna legyen ugyanazt a jelet átvinném

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 → 3

  nem lesz koherens a csatorna

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

(interleaving eljárás)

ezek ismétlő hibajavító kódolások!

interleaving!

időbeli átszövés kell a burst-hibák miatt

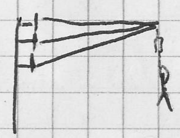
t hiba $\quad t$ jó

0 0 0 0 0 | / / / / | 0 0 0 0

hiba csomag

- Tér diversity : több antenna

MISO, SIMO, MIMO, SISO



- Polarizáció diversity $\quad H+V$

- Angle of Arrival diversity

foglalkozunk a térdiversityvel és az SS - spread spektrum eljárással

8. előadás

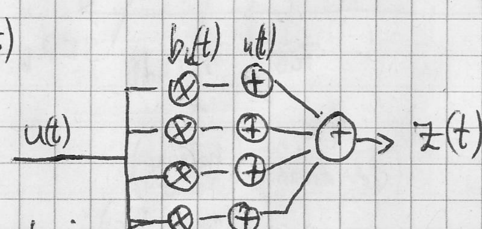
Tér - diversity:

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 bejött 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 $\rightsquigarrow \beta_b$ - L db úton

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

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

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

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

eloszlása
khi^2
2L szabadságú

$$\underset{\text{BPSK}}{P_e} = \int_0^\infty \tfrac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\sqrt{\beta}\; f_\beta(\beta)\, d\beta \approx \left(\frac{1}{4\bar{\beta}}\right)^L\cdot\binom{2L-1}{L}$$

hatvány szerint csökken a hiba valószínűség

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

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