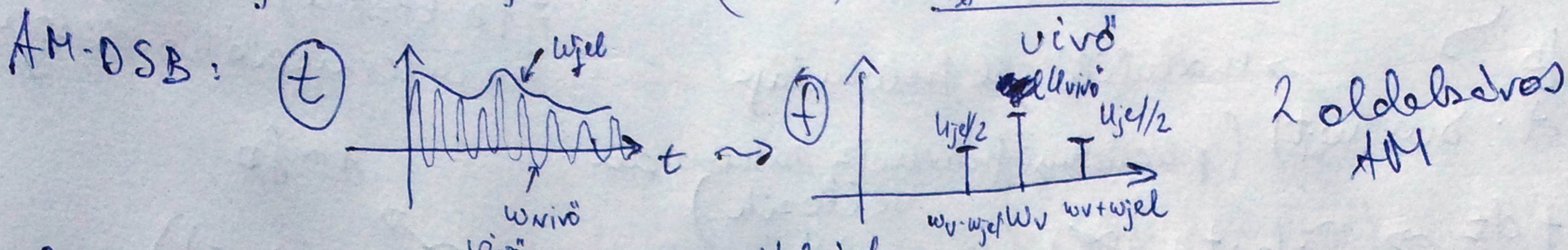


Műsoradó felelős

1. Analog modulációk (t, f) + demod ugyeség.

AM: $U_{jel} \cdot \sin(\omega_{jel}t) \cdot \sin(\omega_v \cdot t) + U_{vivo} \cdot \sin(\omega_v \cdot t)$



demod ugyeség: jel $U_{vivo}^2 + \left(\frac{U_{jel}}{2}\right)^2 \cdot 2$
 zaj $2 \cdot B \cdot k \cdot T$

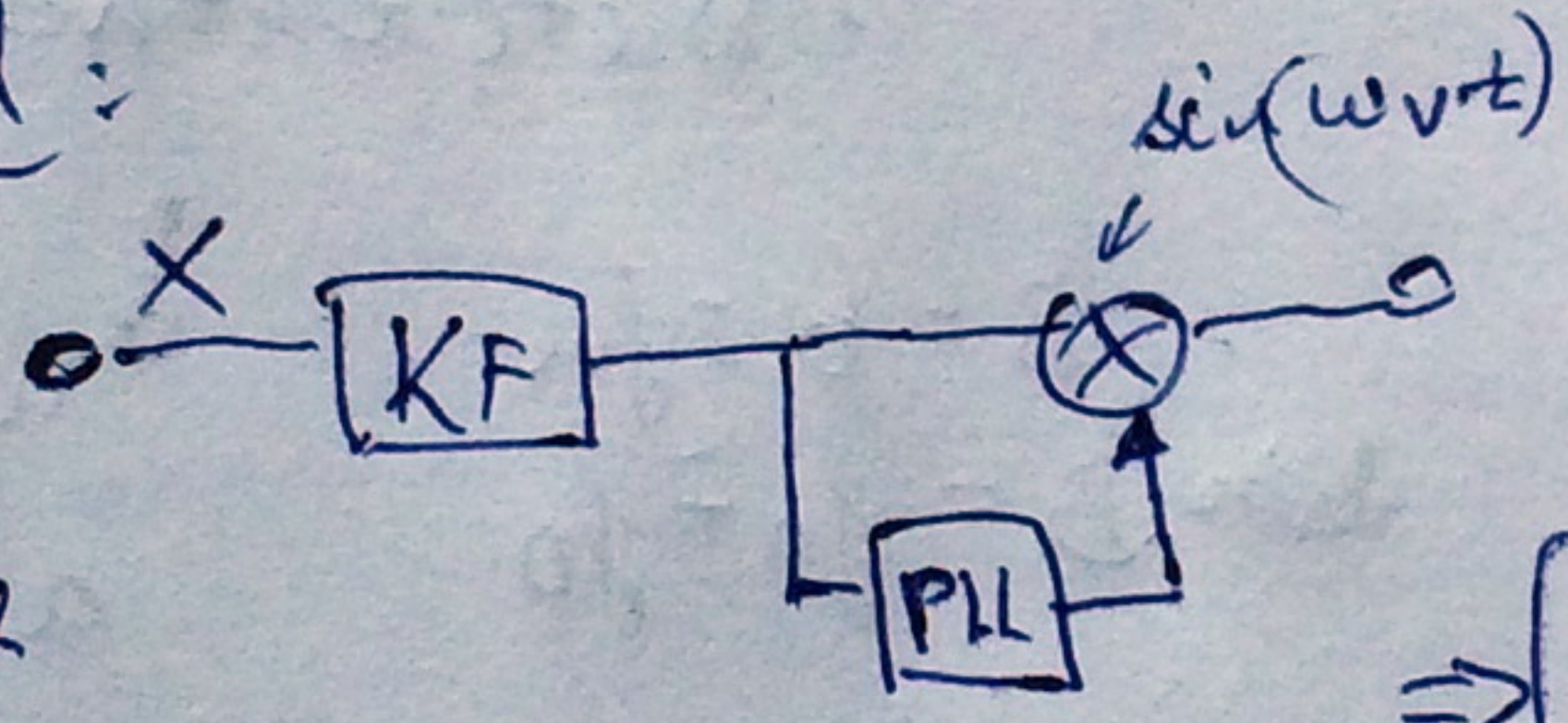
Envelope detector:

2 oldalasvós AM

elemi zajkészt duplácaan \downarrow 4-szeres ENERGIÁ \rightarrow $\frac{2 U_{jel}^2 \cdot 2 B k T}{4 B k T \cdot (U_{vivo}^2 + \left(\frac{U_{jel}}{2}\right)^2 \cdot 2)}$

ideális dióda miatt csak 1-vel \rightarrow $\frac{U_{jel}^2}{U_v^2 + \frac{U_{jel}^2}{2}} = \frac{m^2}{1+m^2} \approx \frac{2}{3}$

mozó demod:



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

zaj be: $2 B k T$ oldalasvós

absó + felső sáv is kell!

$\Rightarrow \frac{1}{2} \sin(\omega_{jel} \cdot t)$ jel ki: $\left(\frac{U_{jel}}{2}\right)^2$

zaj ki: $2 \cdot B \cdot k \cdot T$

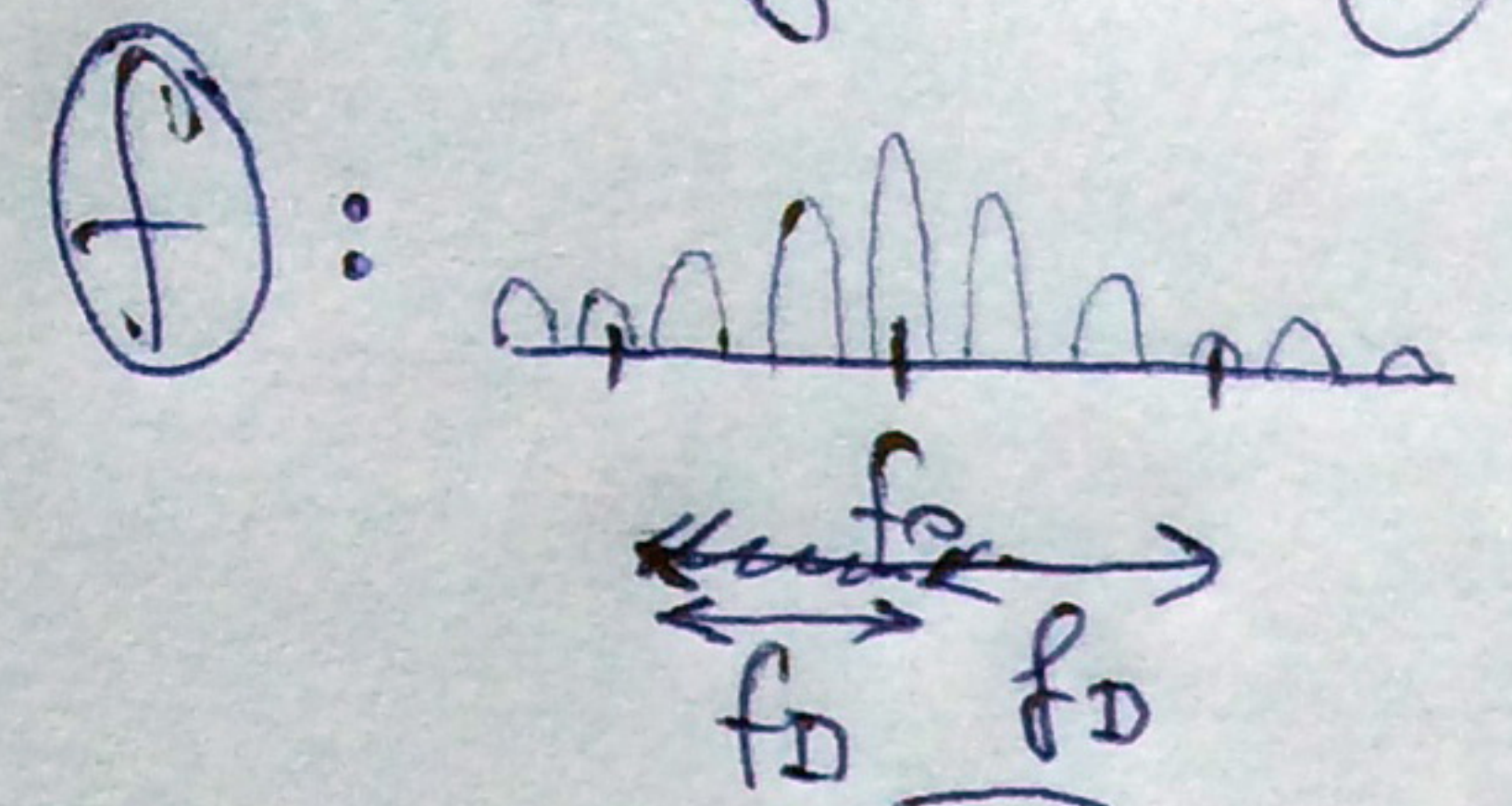
elemi szinusz/2 miatt \rightarrow $\frac{m^2}{1+m^2} \approx \frac{2}{3}$

ha +SC $\frac{U_{jel}^2}{\left(\frac{U_{jel}^2}{2}\right)} \rightarrow 2$ Javalel

2 oldalasvós $\left(\frac{SNR}{GAIN MAX}\right) = 2$

1 oldalasvós $\left(\frac{SNR}{GAIN MAX}\right) = 1$

2. analóg FM \oplus \oplus + clever gain.



f_D frekvencia löket \rightarrow (melyet amplitúdóval rögzít a jel)
 f_m moduláló jel frekvenciája (milyen gyorsan rögzít $\pm f_D$ közt a freki \Rightarrow ez az információ hordozója)

$f_{pill} = f_0 + A \cdot \sin(\omega_m t)$ (pillanatnyi frekvencia numerusain változik)

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

$\alpha + \beta \rightarrow$ mod. index.

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

\rightarrow Bessel fr. feltevések!

kecsi kötetnél \rightarrow alib AM-nél összetévesztendő [elfajult esetben]

Sárvélesség \rightarrow ~~szűrsáv~~ ~~szűrsáv~~:

NBFM: narrow-band-FM $\frac{mod_i < 0,5}{}$

WBFM: wideband-FM $\frac{mod_i \sim 10}{> 5}$

$B = f_0 \pm f_m$
 ~~$B = f_0 \mp f_0$~~

\downarrow moduláló jel amplitúdója ~~negyobbs~~
 \rightarrow negyobbs
löket!

(S/R GAIN MAX) \rightarrow WBFM $\sim \left(\frac{f_D}{f_m}\right)^3$
 \rightarrow NBFM $\sim \left(\frac{f_D}{f_m}\right)^2$ rossz!

3) Csatornahibajelölés:

A csat. forrás és egyéb hatásait figyelni kell venni és hibákat javítani.

a) véletlenszerű zajok: szűrszerű, mert a periodicitások a jelolyanban hiányoznak (periodikus vonalak S)

↓
Egyes jelkomponensek gyakrabban jelkísérnek



↓
VSZ felosztás

↓
Minden jelkomponens egyenkéntesen van részt.

↓
szűrhajtható len.



előállítás
visszatölt
shift regiszterrel
generátor

add +
vevő oldalon
szinkronizálás (állandó generátor)

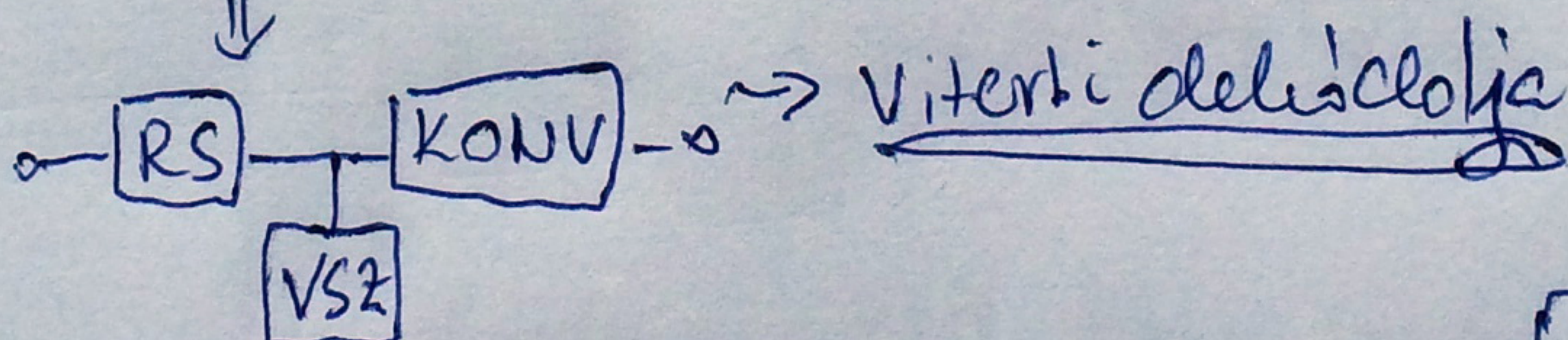
↓ ↓

b) hibajavító kódolás: a csatorna által okozott hibákat jelezni tudja + javítani is esetleg.

(Solusor burst-hibák jöhetnek, ilyenkor hamisulnak a hívások)

2 csoport: lineáris blokk kódok, konvolúciós kódok
(Hanning, RS, BCH) (Trellis, Viterbi)

konvergenst védelem: LDPC, turbókódolás



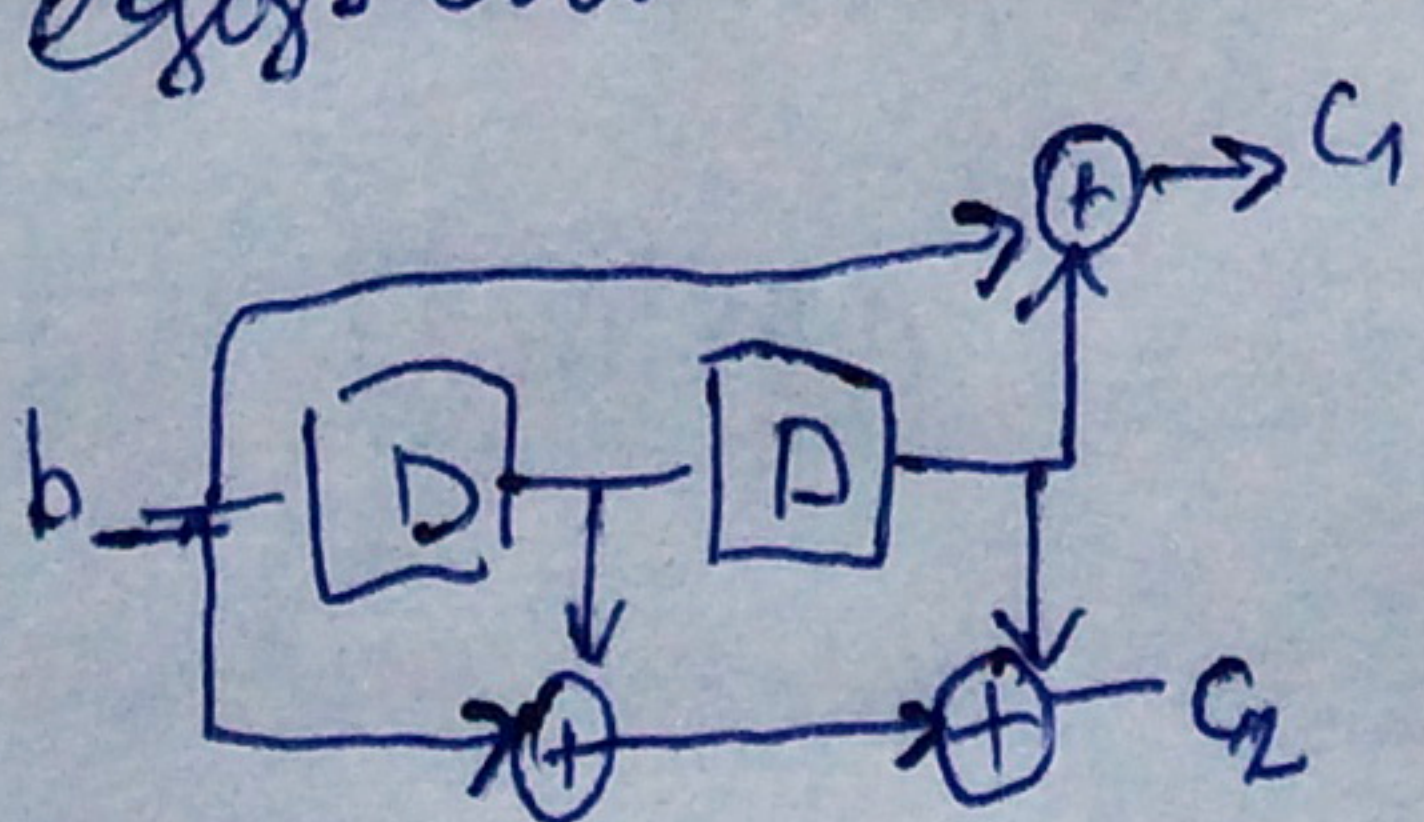
blokk kódok: k üzenet-vez → n-kosm blokkot rendel → kódarány $k_c = \frac{k}{n}$

Lényeges az RS-kódok: egyszerű felépítés és csak a szinkronizációt javít ki

n szinkronizáció esetén
n/2 dtimodizáció hibája jár
n torlós hibák

RS-dekodoló: Petersen G-Bierler

konvolúciós kódok: egyszerű konv. kódok



a feltüntetési üzenet, a bemenet és az előzőek hatására alakul ki

kétszeres: k blokk + 1

az hívás bit van letérsal a következő!

dehidolható Viterbi-vel.

konvolúciós kódolások (pározással)

- bármilyen kódolási létrehozható, ha bealunk don't care-eket
- csökken a pározással a redundancia, de ezzel a hibajavító képesség is!

Adat átvétele:

- burst-ös hibák ellen találjuk ki
- vagy hibaszórást az RS-mű nem tud javítani
- adjuk át az adatot többféleképpen.

↓
szórási hibák → ezt tudja javítani a kódot.
lennek

Lehet bit, vagy blokk szintű átvétel

nagy átvételei mélység → nagy hibajavítás
 ↓
 késleltetés!!!

időbeli konvolúciós átvétel
 Fony → sor-baírás
 (RS-után) onlap-kódolás
 jön

lin. blokk kódok:

$$C = G \cdot u$$

$$G = [I \ B]$$

$$H \cdot C^T = 0$$

$$H \cdot G^T = 0$$

$$H \cdot C^T = H \cdot [u \ B] \cdot G^T = H \cdot u \cdot G^T + H \cdot B \cdot G^T = 0$$

④ Hibajavító kódok:

- blokk kódok: Hamming, RS, BCH
- hibajelzés: parity, CRC
- konvolúciós: Trellis, Viterbi.

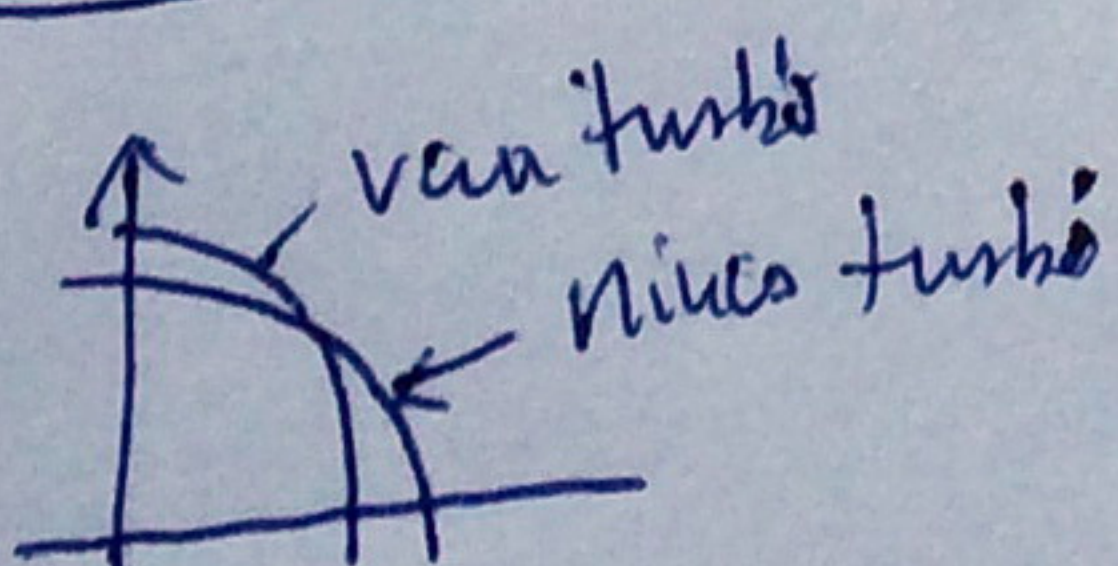
Lágy döntés: kell ismernünk a valószínűségeket

$$LLR = \log_{10} \frac{P(x=0)}{P(x=1)}$$

↓
 meg lehet van a zaj varianciáját

előjele adja az értéket lágy → kemény döntés

Turbó kódoló:



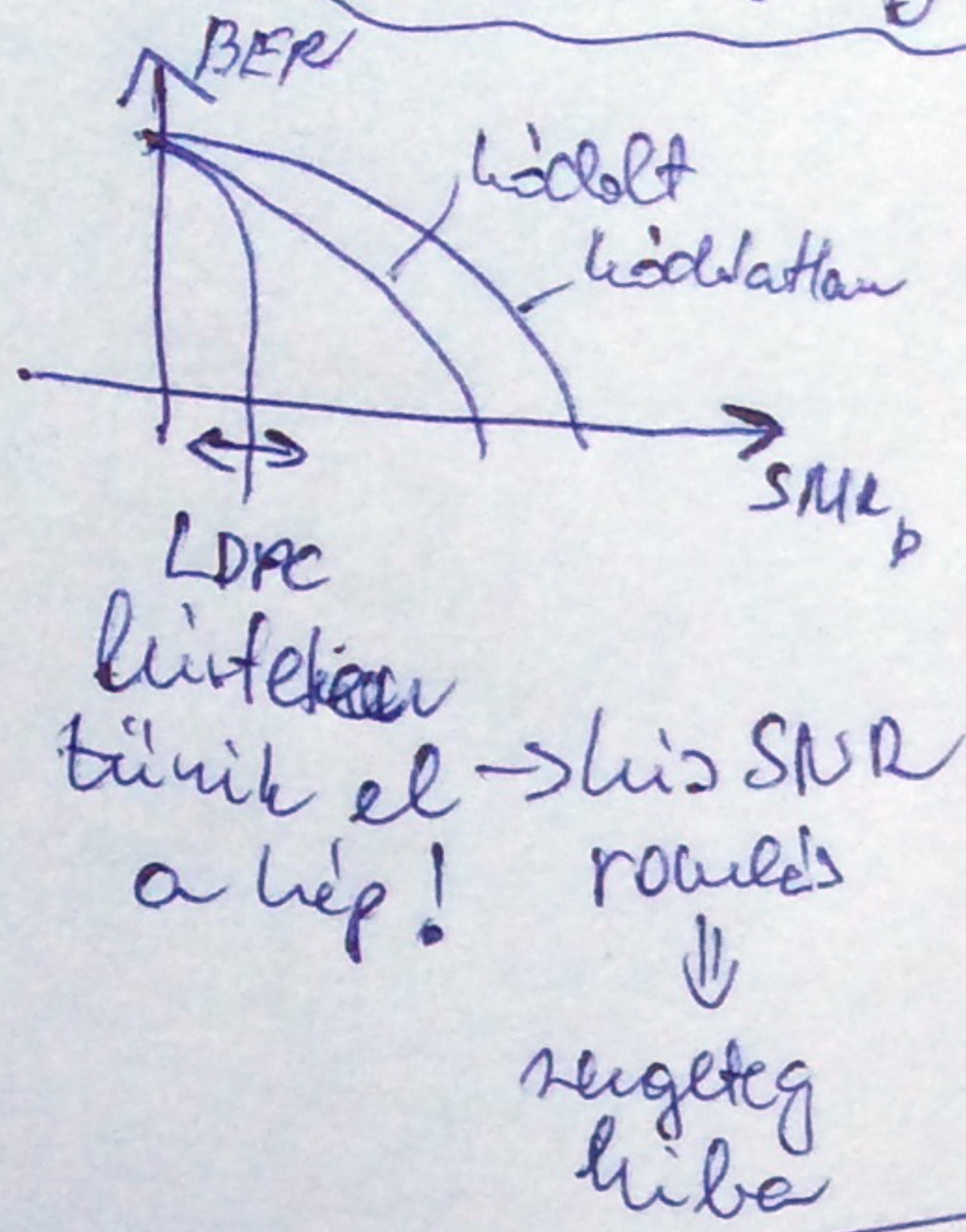
pl: BPSK lágy döntéssel → el lehet jutni nagyon komplex!
 (turbó, LDPC)
 1dB-re a Shannon korlátok

LDPC: low density parity-check: /eljárás ismételté/ [nagyon nagy matrix leve's d'erte'kel]

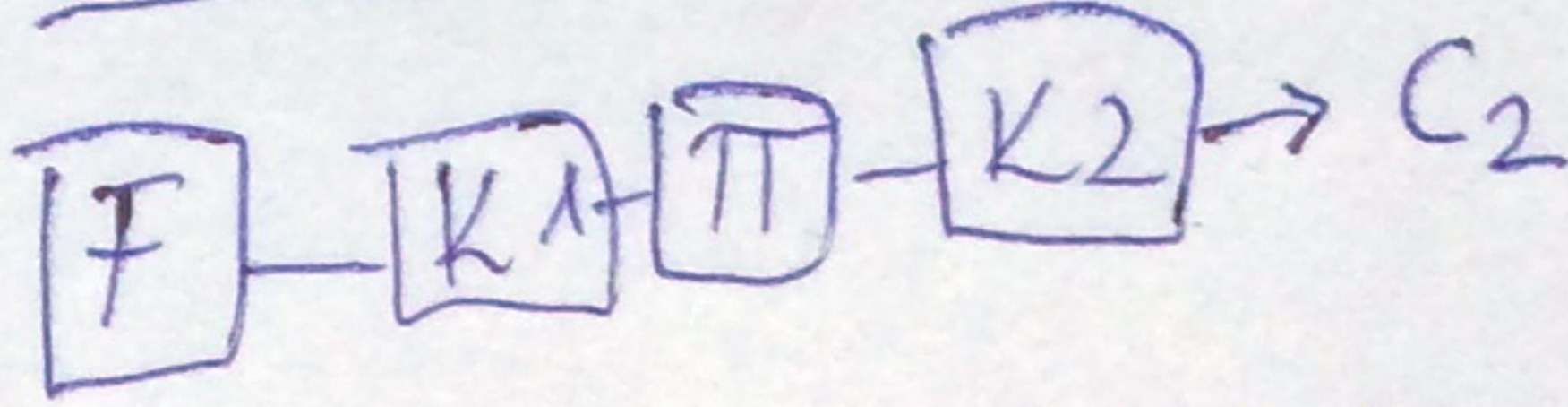
paritás vizsgálatot végez, majd többségi döntést végez!
 vizsgálja a maradék vektorát, ha nem 0 → iterál tovább
 ez lehetővé teszi a legjobb → ad-kódok készítése van!

↓
parity-check
code-ok

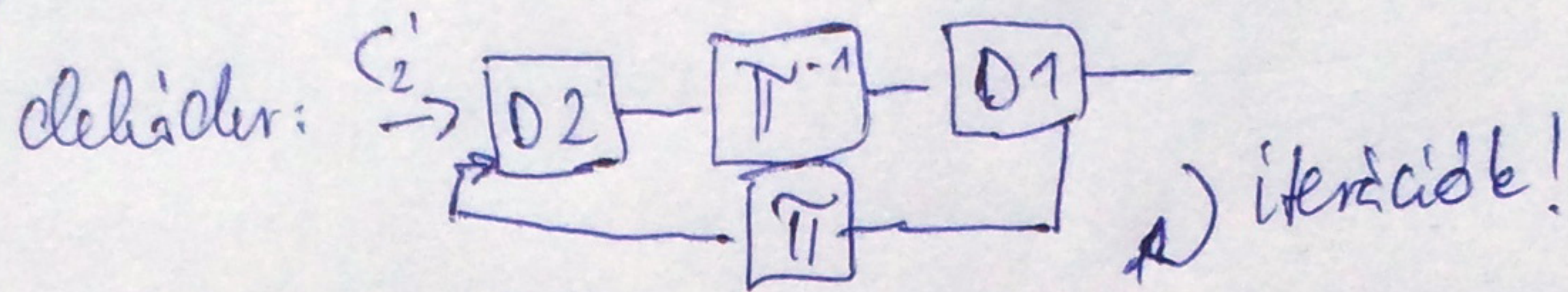
LDPC probléma a DVBT-2 bei:



Turbo kód:



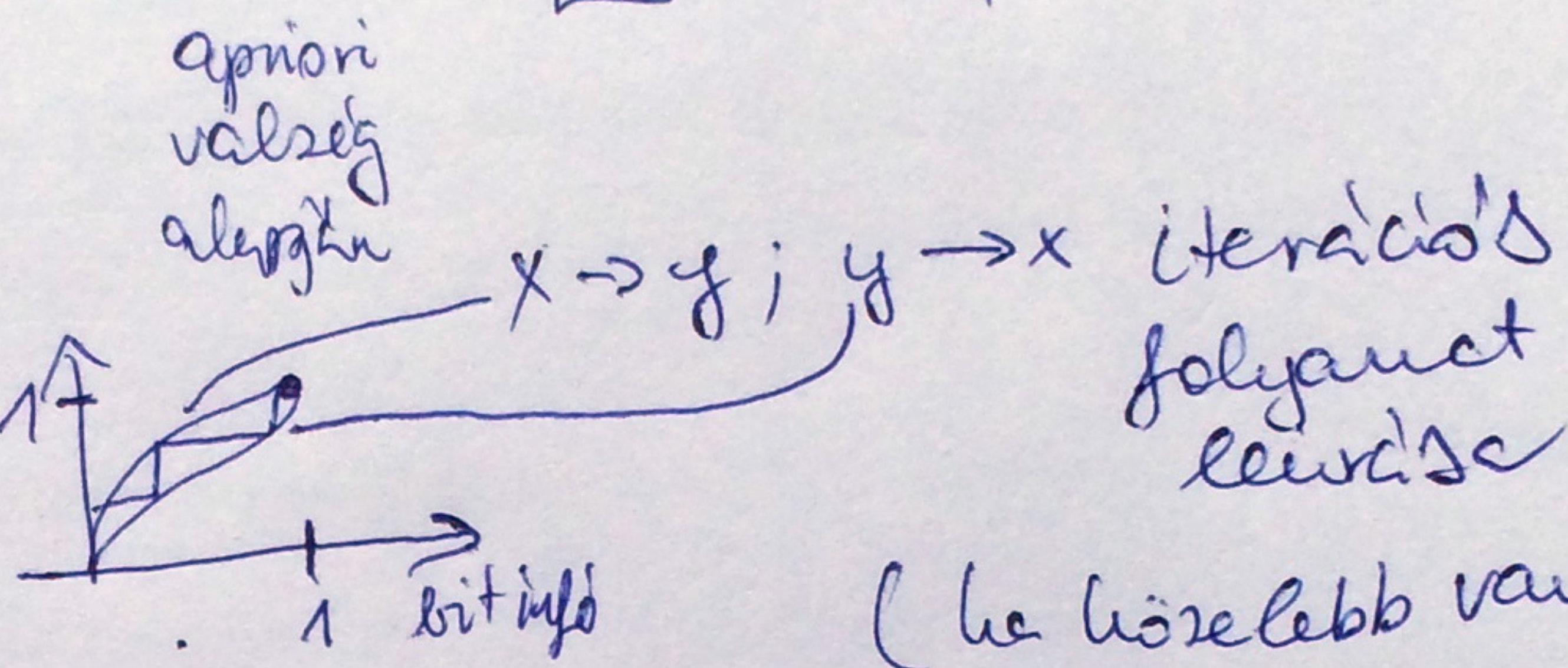
lehet soros vagy párhuzamos kódelítés a kódoló



jó iterációk tulajdonságai

kódoló beállítása a feladatot

ezt EXIT táblázattal segítik: →



(ha közelebb vannak → optimális kódelítés de becsúszhat a bottle-neck effekt miatt. ha távolabb → gyorsabb iterációk nem optimális kód)

DVB-T2: LDPC + RS

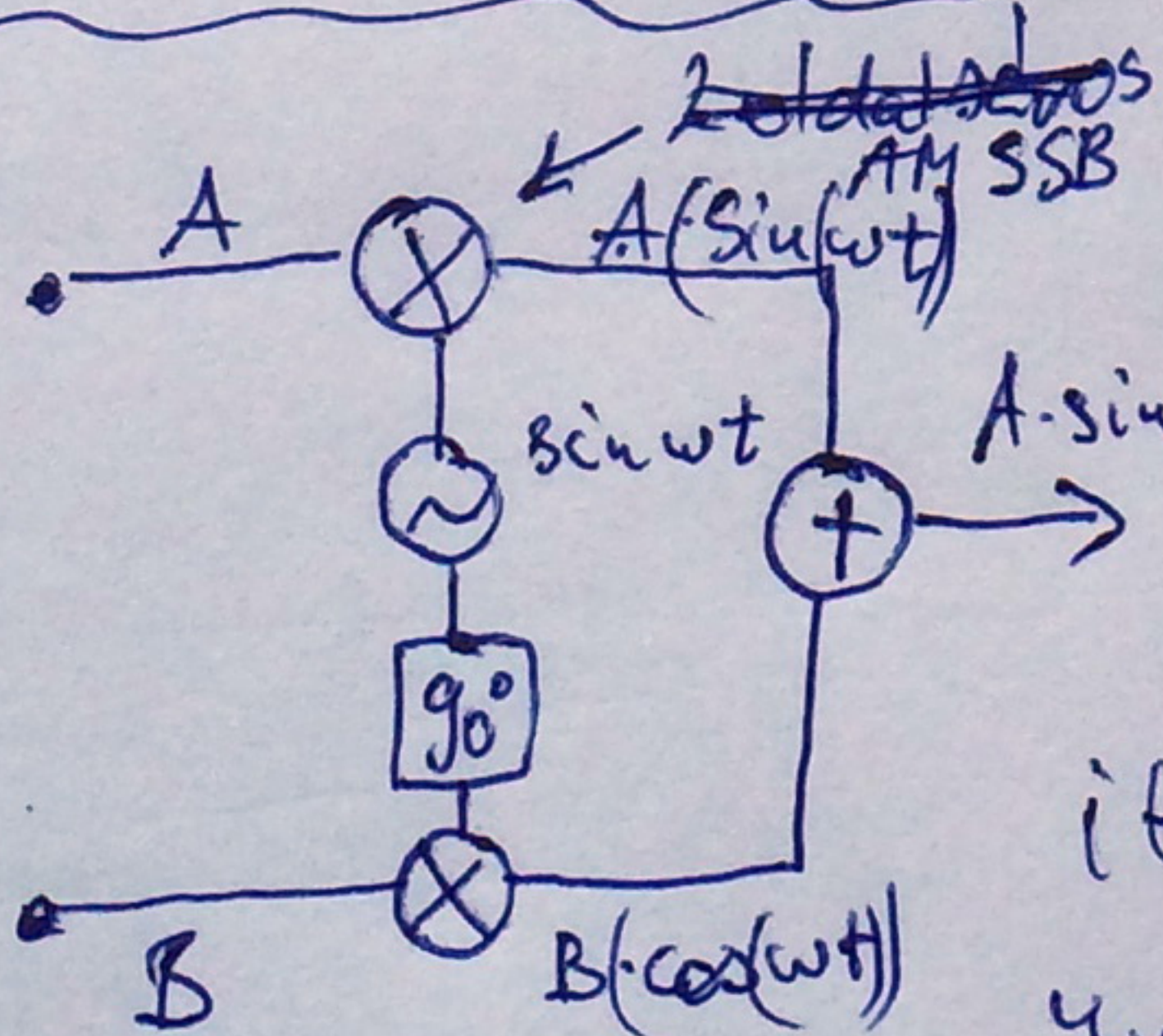
DVB-S2: LDPC + RS + BCH

DVB-T: RS + partícionált konst. kód

DVB-S: RS

5. egyvívős digitális modulációk

IQ modulátor:



analóg QAM modulátor

itt most egyetlen vívő van, erre ahánnyilyen modulációt lehetünk (mi döntjük el).

lehet: QPSK, N-PSK, QAM, N-QAM, BPSK stb.

$B = (1 + \alpha) \cdot \frac{1}{T_s}$
 függ a mód karakteristikától
 Pl: kvett kompresszor esetén
 leképezési tényező
 szimbólum sebesség
 szimbólumok

$V_{sym} = \frac{1}{T_s}$ szimbólumsebesség [1 szimbólum a vívő pillanatnyi állapota]

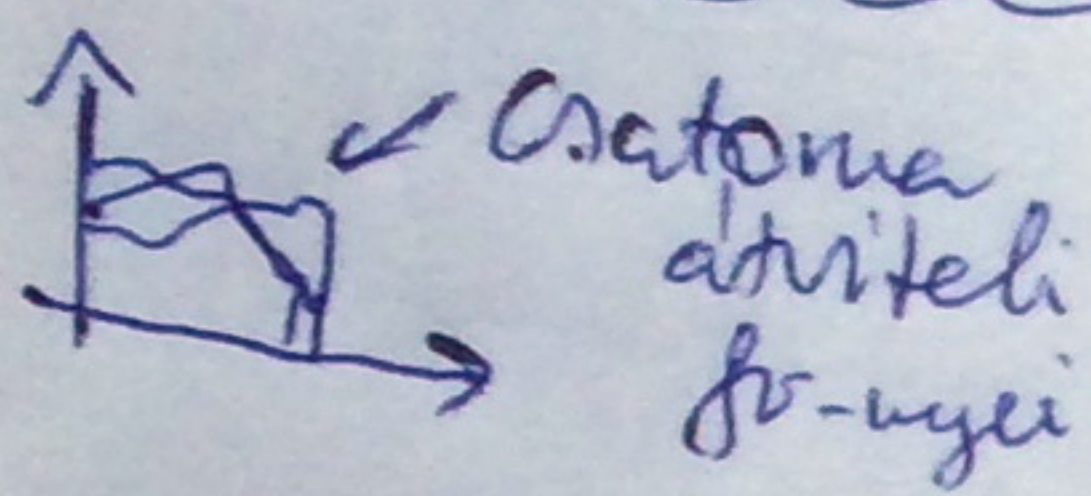
adatszsebesség függ a V_{sym} -től és a moduláció állapotmátrától (M)

[M Band] $V_{Data} = V_{sym} \cdot \log_2(M) = \frac{1}{T_s} \cdot \log_2(M)$ [M Band]

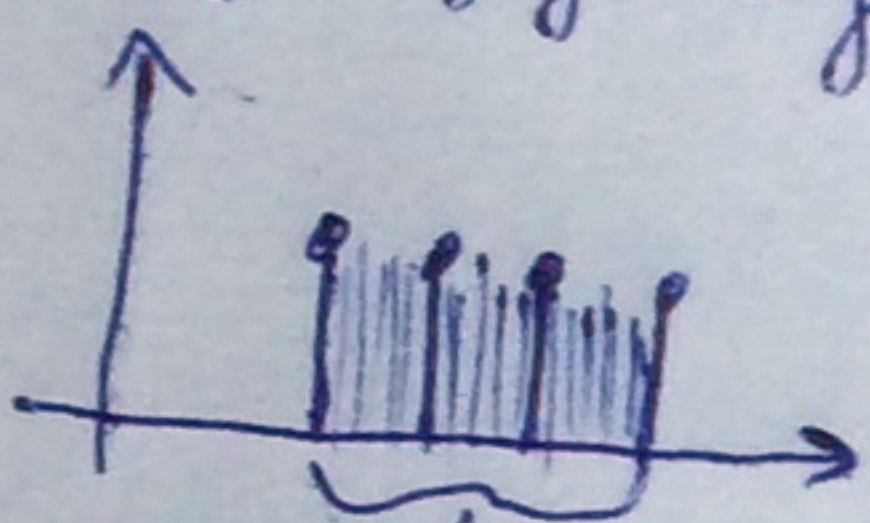
6 OFDM (csatorna hatások, kompenzáció) mi az ortogonalitás?

Csatorna hatások: földfelhíri műsoroknál problémák, többletes terjedés → lin. torzítást okoz!
 est a lin. torzítást kell kompenzálni, mozgó vevőkémlelék doppler hatás
 fele védelem kell: reflexiók elleni, illetve doppler eltolódás elleni (egymene mindkettő nem kompenzálható)

OFDM megoldás rendszer: jó spektrum kihasználás, sok 100 vagy 1000 vevő egyenként mellett. Lényege, hogy beiktatunk szabvány vevőket és ezekkel mérjük a csatorna időfüggő átviteli fr-ét (impulzus válasz)

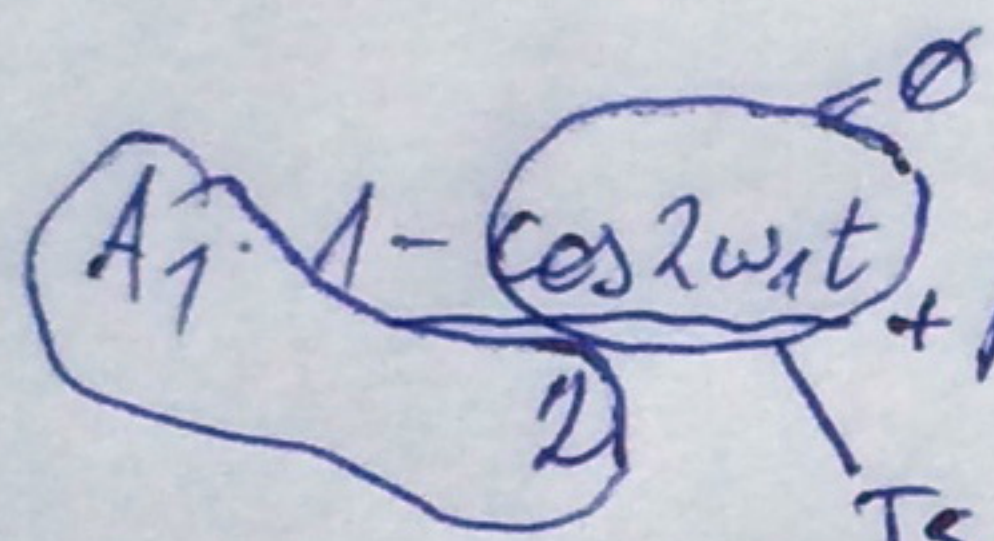


a sok vevő miatt a csatorna frekvencia és fázis nemet fel tudja mérni az OFDM így egy megfelelő FIR szűrővel kompenzálható valós időben.



Szabvány vevők (adott fázis és amplitúdó)

példa: $A_1 \cdot \sin(\omega_1 t) + \beta_1 \cdot \cos(\omega_1 t) + A_2 \cdot \sin(\omega_2 t) + \beta_2 \cdot \cos(\omega_2 t) \cdot \sin(\omega_1 t)$



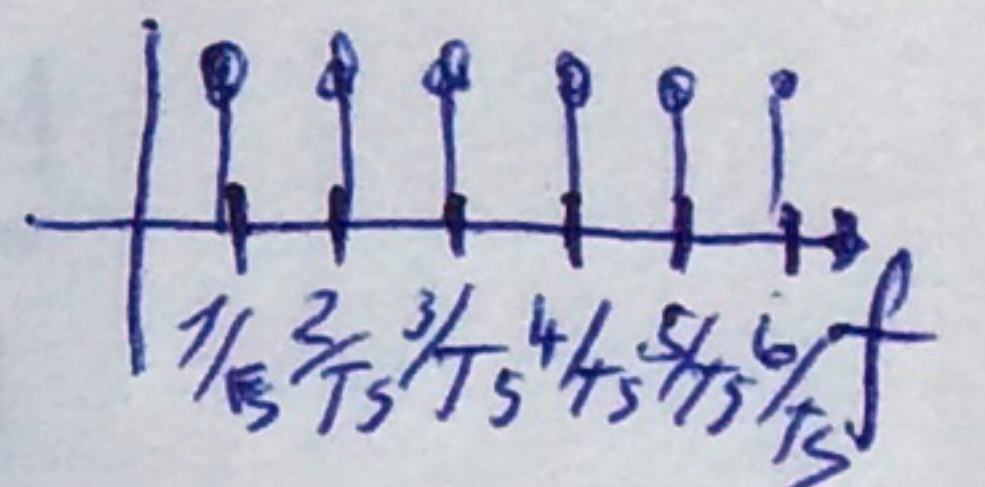
ϕ -t ad az integrálban
 ha ω_2 is egész periódust ír le T_s alatt.
 ω_1 és ω_2 is egész periódust ír le

→ így lesz az integrál \emptyset

bármely 2 vevő egy szimbólumidőre vett integrálja \emptyset .

ez az ORTOGONALITÁS

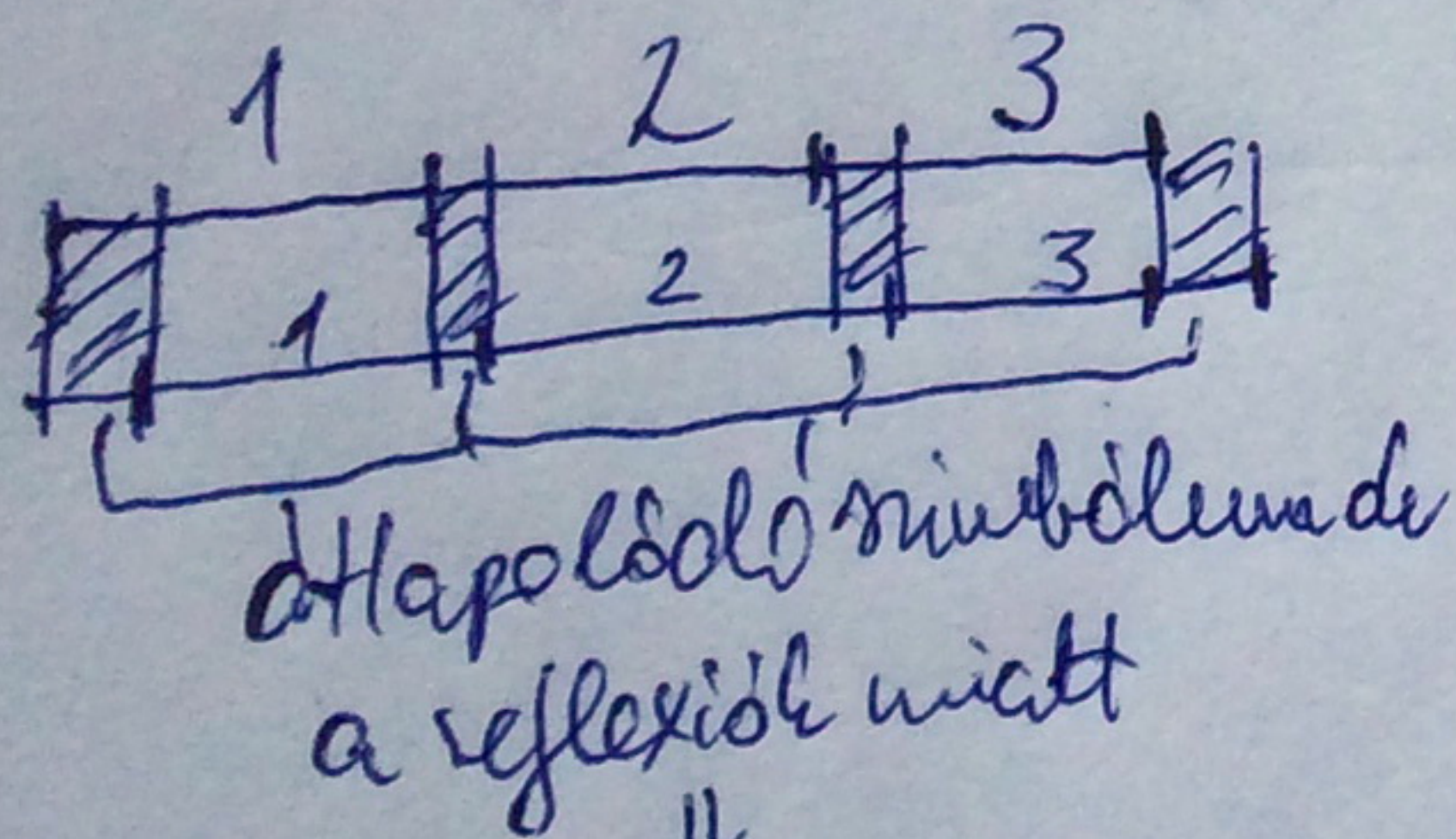
innen következik hogy az egyes vevő éppen $\frac{1}{T_s}$ -re vannak egyezettől:



Védelem a többletes terjedéssel szemben:

vételi oldalról / FFT állítás (ablak) + védelmi idő

védelmi idő alkalmazása: 1/4, 1/8, 1/16 stb.



átlapoló szimbólumok a reflexiók miatt
 ↓
 boml az ortogonalitás

szimbólum határoltat megállapítjuk az autokorrelációs fr-ét

FFT ablak helyét változtatva

védett vagyok a reflexiókkal szemben

(amíg nincs átlapolás addig önkorrelát a szim. jel) ha átlapolódik → ugrás!

erőt kell a védelmi idő (mésolyuk a szimbólum elejét a végébe) → nem boml (marad az ortogonalitás egész szim. periódus)

⇒ változtatható a védelmi időt ha engedi a csatorna átviteli

védelem a Doppler eltolódással szemben:

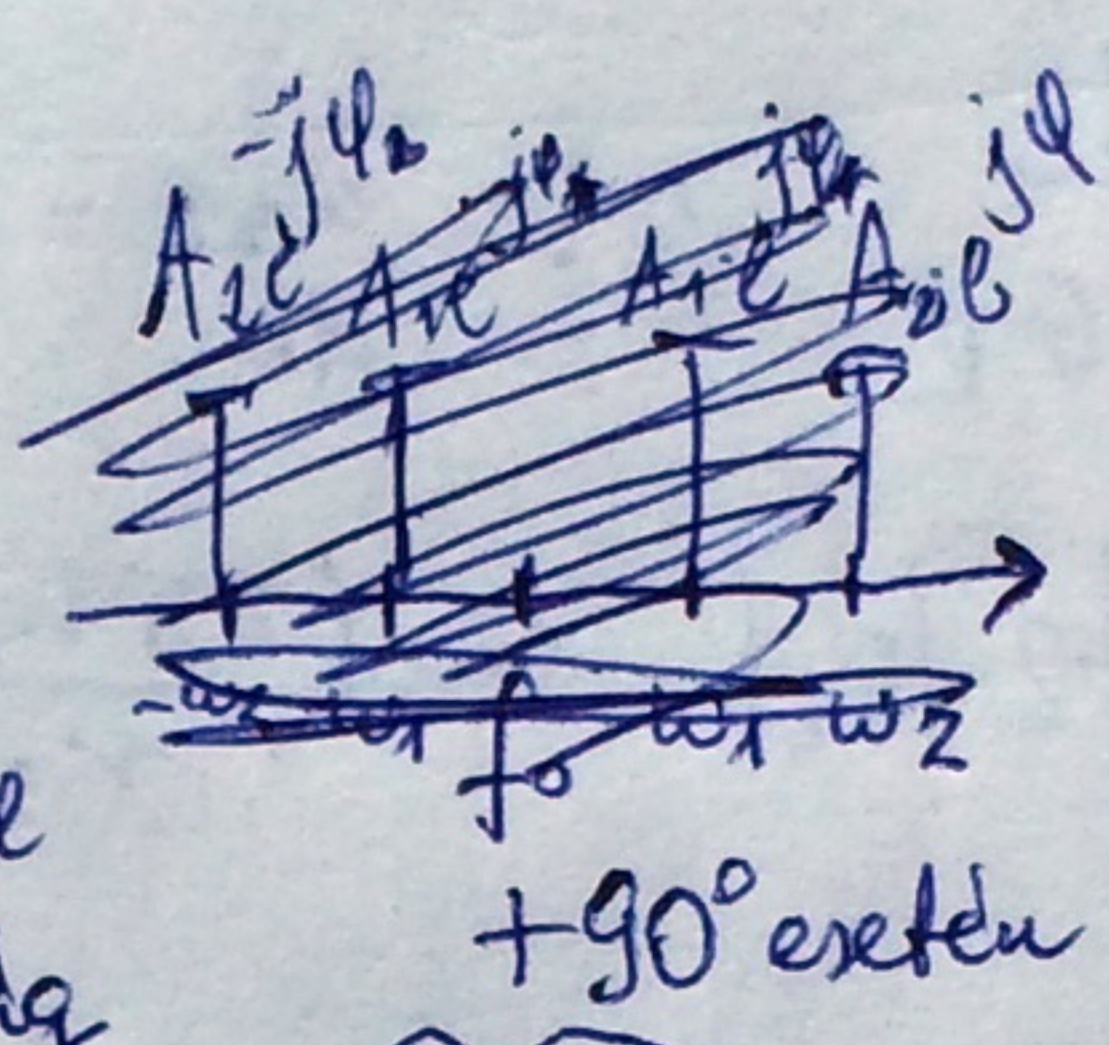
pl: DVB-T 6817 viró helyett 1705 viró \rightarrow távolabb lesznek a virók \rightarrow nehezebben közelíthető a Doppler miatt!
 de! ha nem akarjuk az adatsebességet növelteni \rightarrow 4 seres szimbólumsebesség

\rightarrow $\frac{1}{4}$ seres szimbólumidő \rightarrow $\frac{1}{4}$ seres védelmi idő \rightarrow Reflexiók ellen időtöbbletek vagyok.

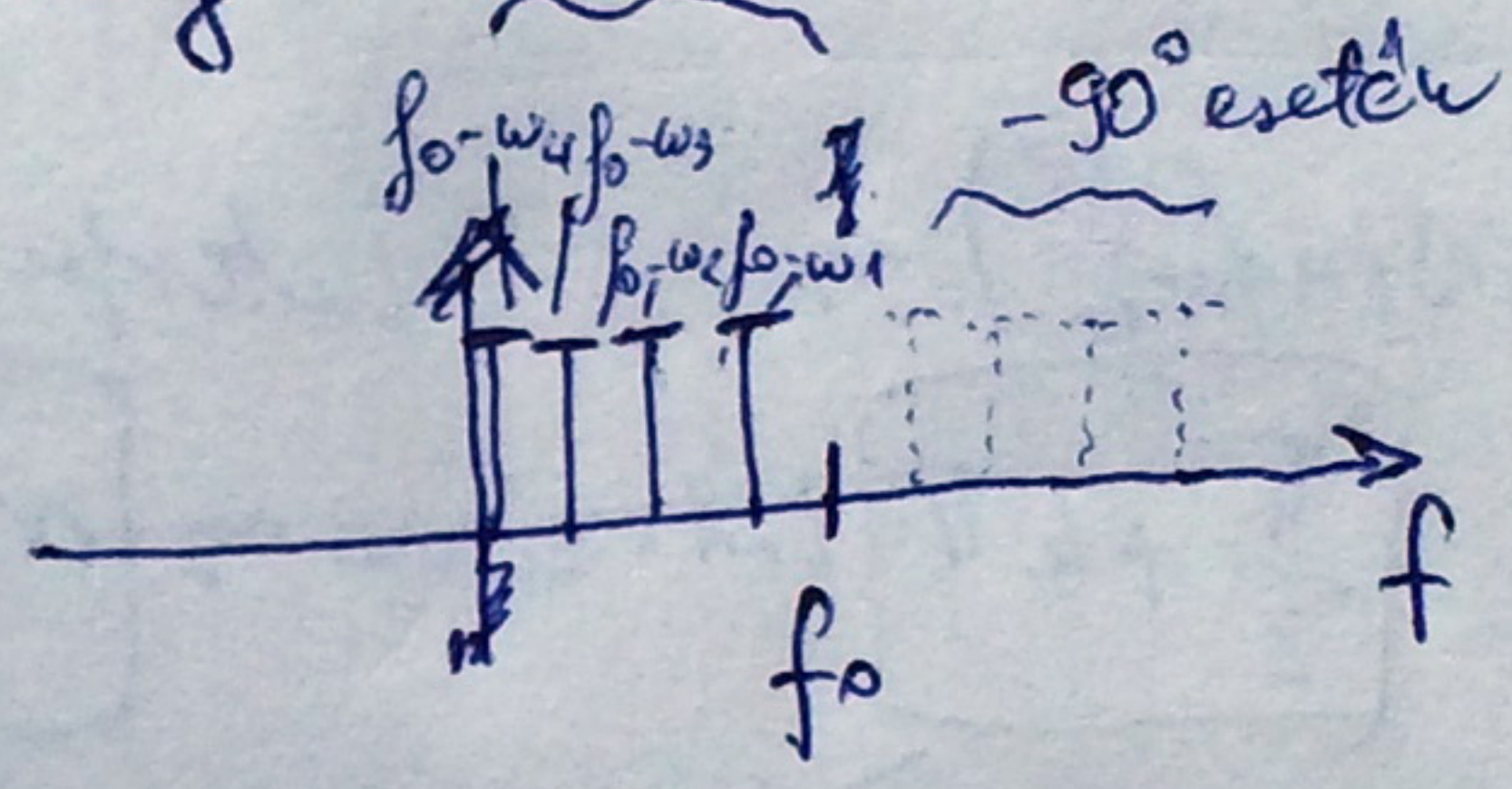
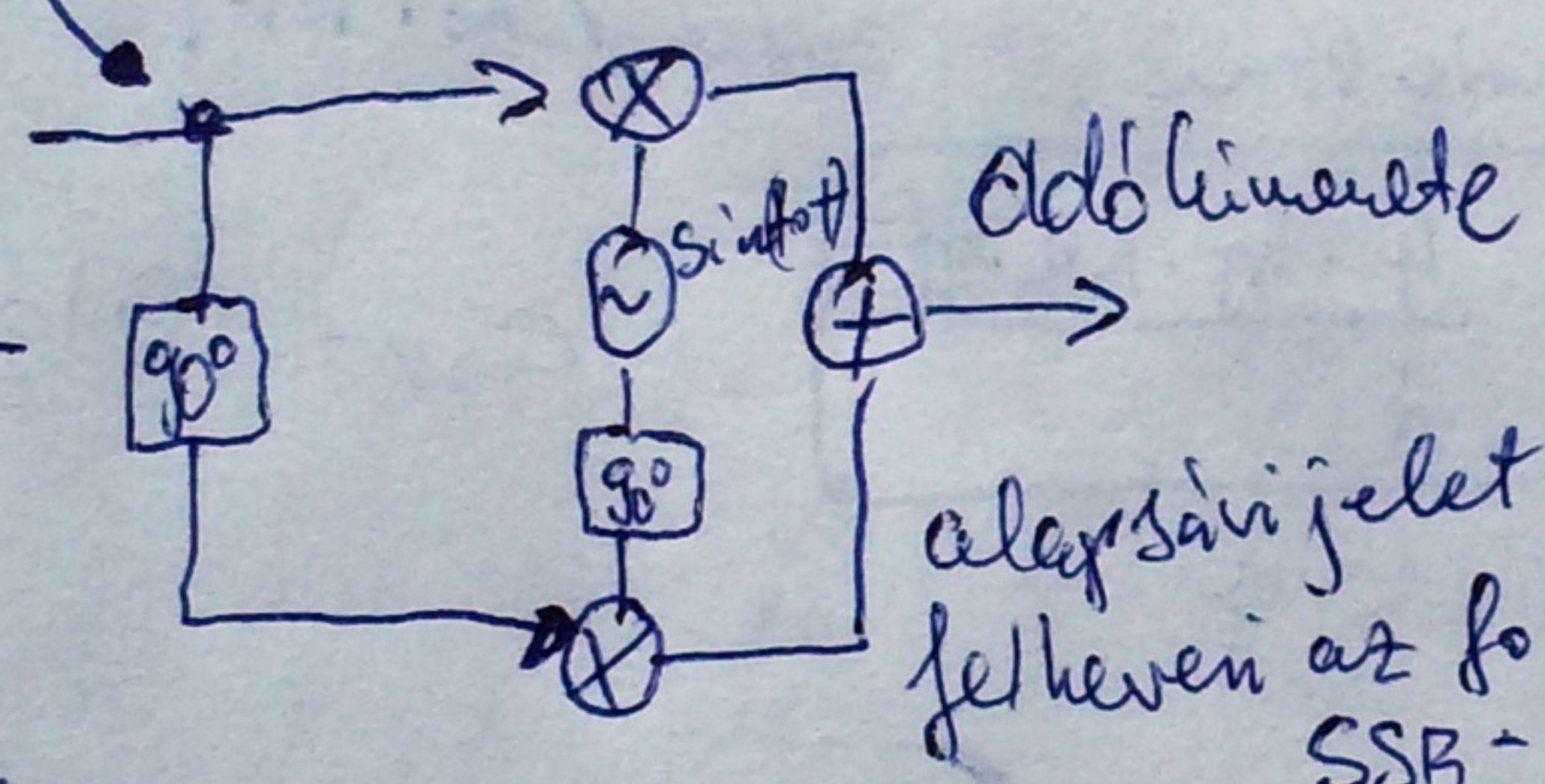
Vagy Doppler vagy reflexiók

modulátor:

bemeneten $\rightarrow \sum_{i=1}^n A_i \cdot e^{-j\phi_i} \cdot e^{j\omega_i t}$
 komplex amplitúdó ω_i az f_0 -tól való távolság



\rightarrow alapsávban előállítjuk az ~~SSB~~ jelet



lineáris forrás?

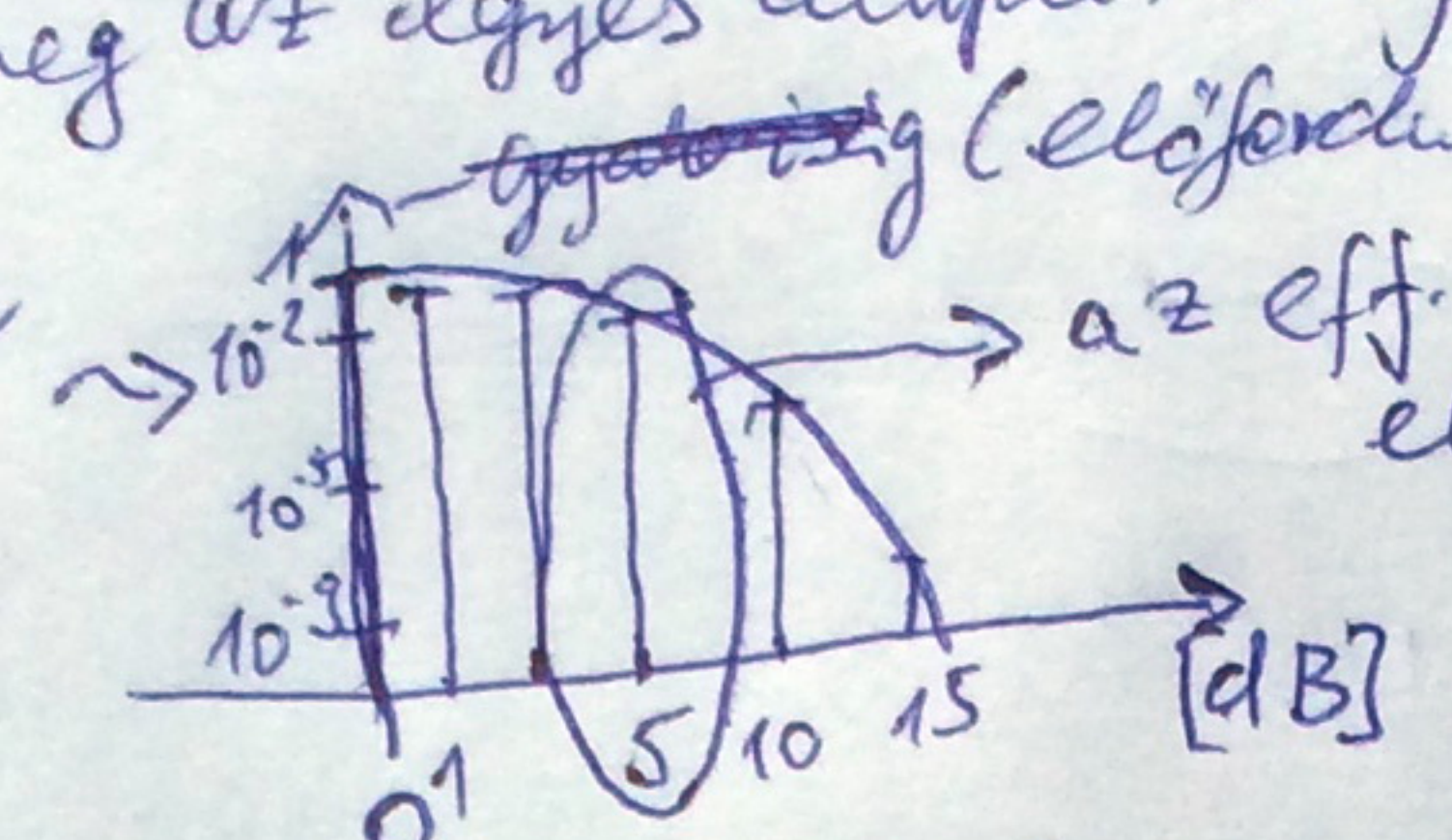
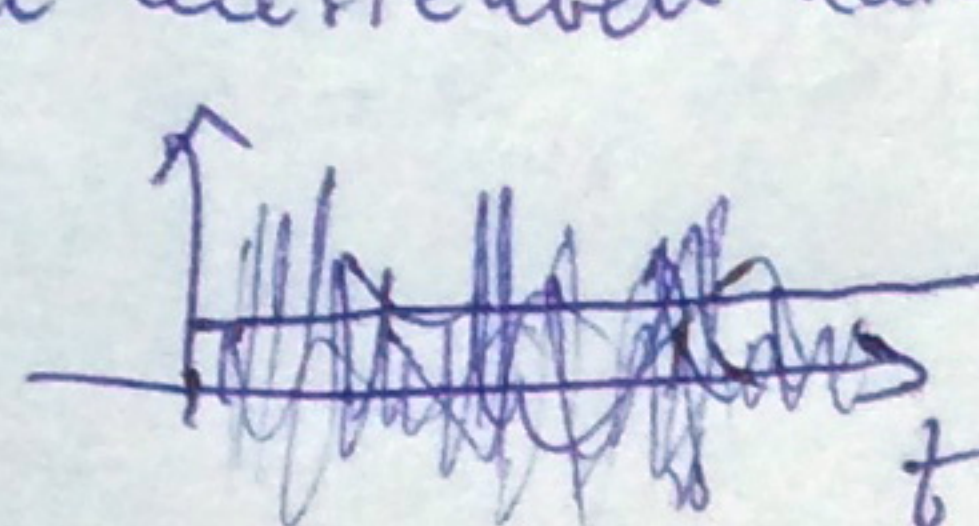
az alapsávi ~~SSB~~ jelet

Uvő oldalon FFT-zni kell alapsávban \rightarrow ez megoldható ha nem felhívás lenne 5 GHz-on lenne FFT-zni ∇

MINDENT ALAPSÁVBAN

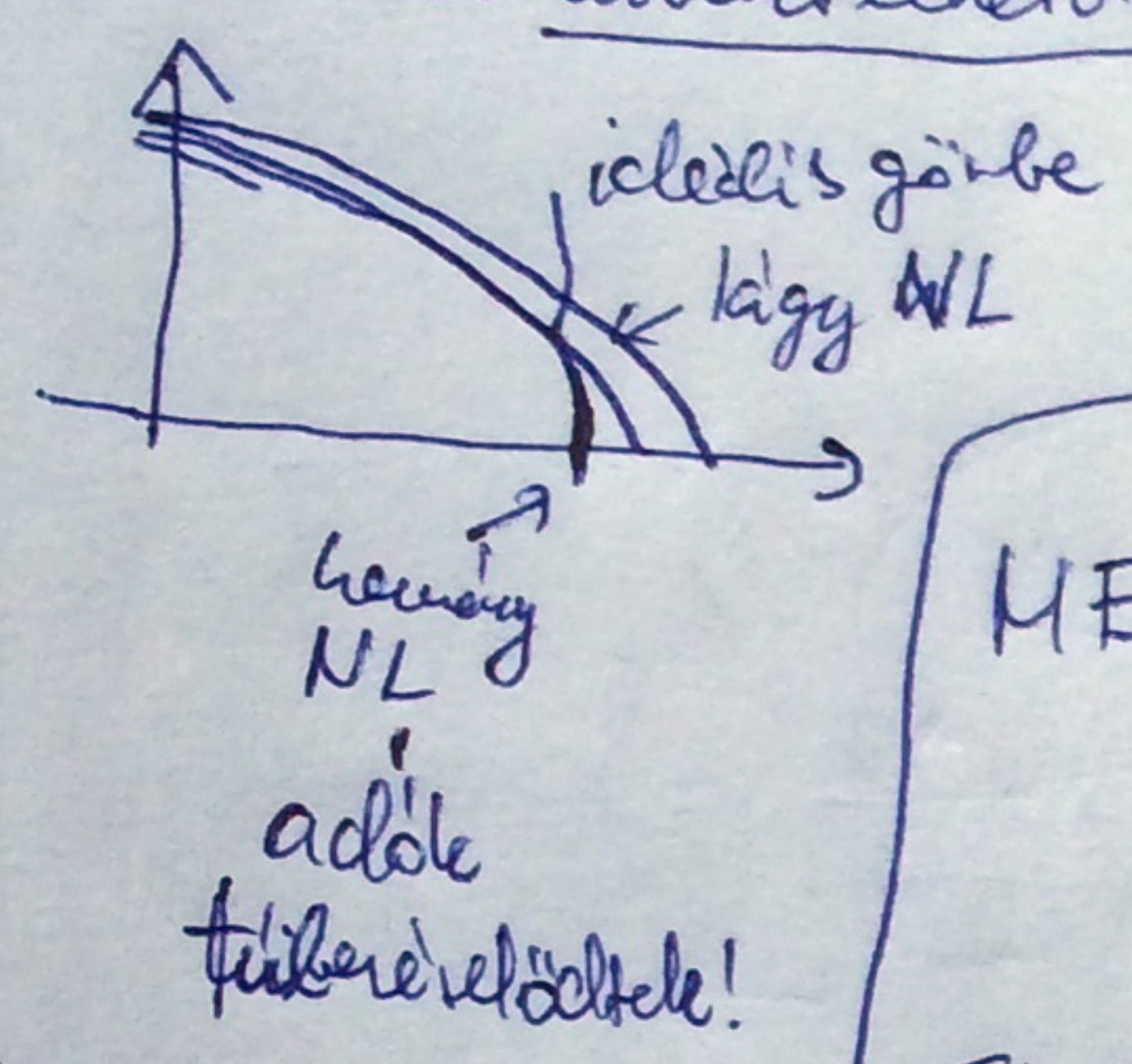
7. CCDF: a digit. mod. jelek időtartomány beli alakja szabványos, ezért definiáljuk az amplitudó eloszlást!

Complementary Cumulative Distribution Function: vizsgált időtart. beli jel effektív értékét milyen mértékben haladják meg az egyes amplitudójú jelek.



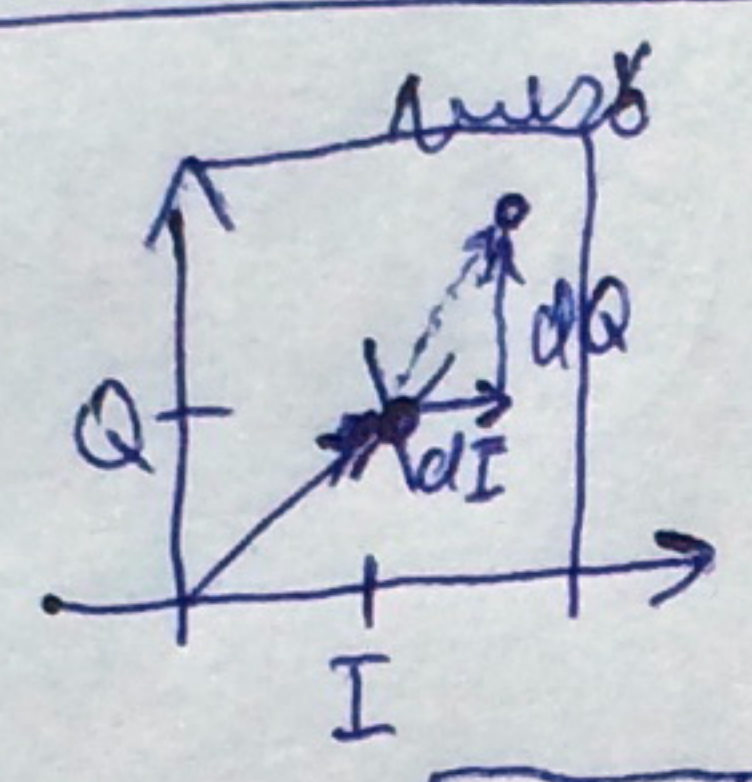
→ az eff. értékkel 5dB-vel nagyobb értékek előford. valószínűsége.
→ az effektív értékkel ennél dB-vel nagyobb értékek

hullám, lágy nemlinearitások (az adók lineárisíthatósága)



CCDF mérés Gaussi görbe (zajnesű jel esetén!) látszik, hogy egy ilyen jel dinamikai tartományra elég nagy, akár 10-15dB

MER:



$$MER = 10 \cdot \lg \left(\frac{\sum_{i=1}^n (I_i^2 + Q_i^2)}{\sum_{i=1}^n (dI_i^2 + dQ_i^2)} \right) \rightarrow \text{minél nagyobb annál jobb}$$

(helyes átlagos energiája / hibajel energiája)

EVM:

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (dI_i^2 + dQ_i^2)} \cdot 100\%$$

→ minél kisebb annál jobb

~ konstelláció legnagyobb E. pontján tartózkodó amplitudó

OFDM esetben:

örvökre kell értelmezni a MER és EVM értékeket, nem az összes örvöre együtt, mivel selektív fading esetén nem megoldható pontos leírás az átvitel minőségéről.

A MER és EVM értékek csak addig kitelesek, amíg a hibaehtörök nem viszik ki a konstelláció egy pontját annak döntési tartományából.

Amíg alacsony a BER addig megbízhatóak a MER, EVM értékek.

Oratorna lineáris torzításának és impulzusvilágításának mértéke

DVB-T rendszerekben: folyamatos és rövid pilot-jelek (minden 3-dik vido) mérnek a oratorna komplex (frekvencia és fázis) mértékét.

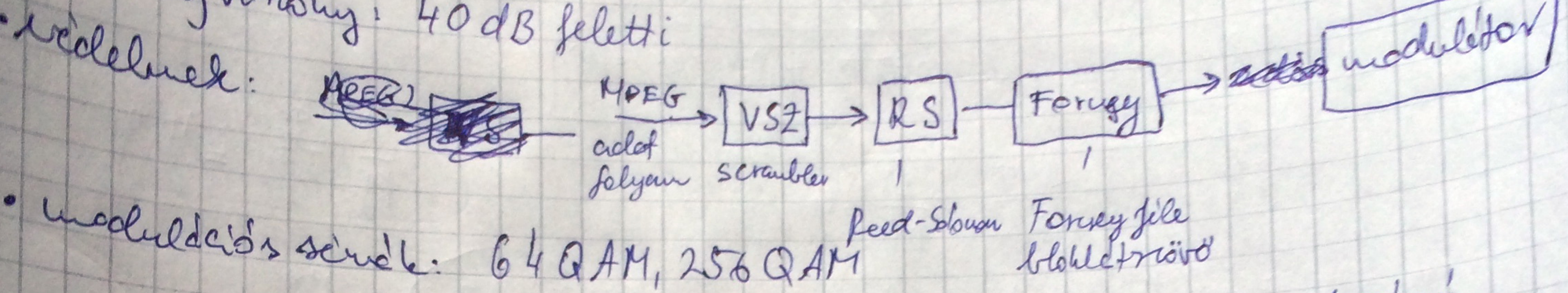
AMP és FAZ. mérték diagramon szemléltethető

→ ezt IFFT-zve kapjuk a oratorna impulzusvilágítást → reflexiók mértéke és minősége és reflexiók

DVB- rendszerek

DVB-C

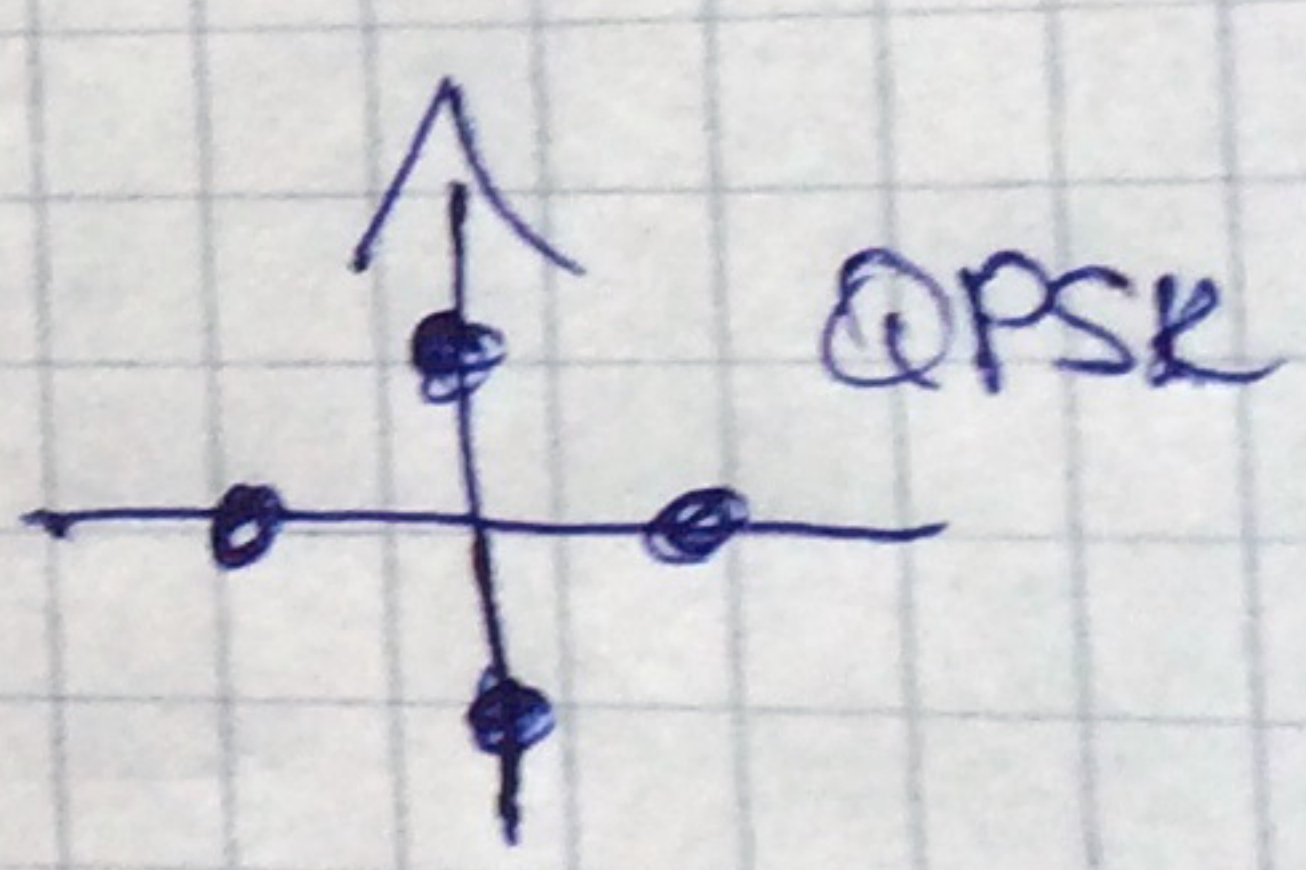
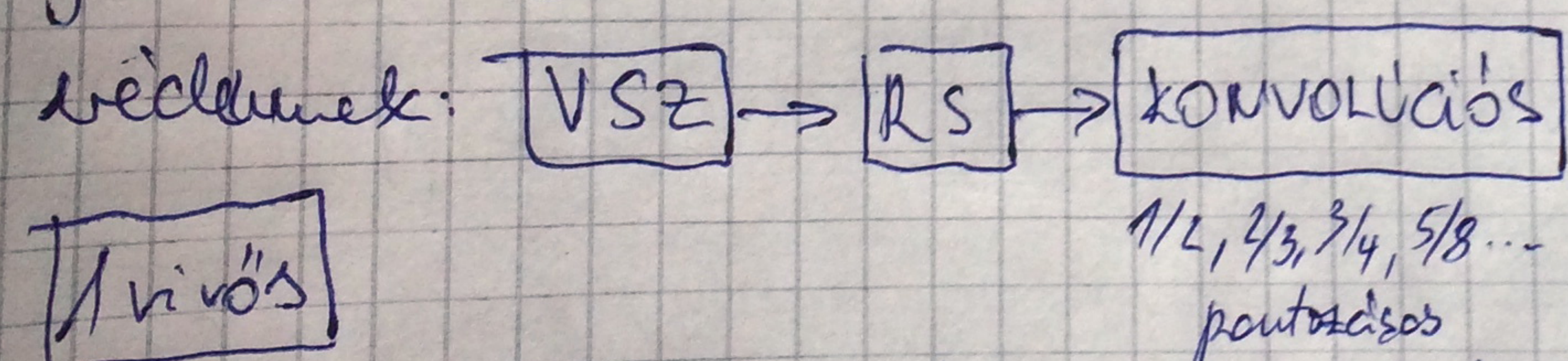
- kábel TV, jól méretezhető a hálózat
- nem lineáris torzítás: VAN
- lineáris torzítás: NINCS (ha megfelelően illesztett a tápsvonalak)
- jel-zaj viszony: 40 dB feletti



- modulációs módok: 64 QAM, 256 QAM
- egyerívűs átvitel fő jel-zaj viszony miatt lehet magas állapotszámú modulációt alkalmazni 0,15-ös leberkítési érték cos értékkel.

DVB-S

- műholdas műsorszórási, irányított antenna (parabola)
- nem lineáris torzítás: VAN (műholdon lévő erősítő hűveselése miatt)
- lineáris torzítás: NINCS (mivel téiben selektív nagyon az antenna, visszereflekciók, egyenes terjedés)
- jel-zaj viszony: ROSSZ 10-15 dB maximum



- 1vívűs moduláció: QPSK alacsony állapotszám a rossz jel-zaj viszony miatt.

DVB-T

- földi csatorna, reflexiók, Doppler jelenség
- nem lineáris torzítás: NINCS
- lineáris torzítás: VAN (reflexiók miatt, több-utas terjedés)
- vevők: vívők közti átvitel, RS kódoló, konvolúciós kódoló
 ↓
 relatív fading-ek ellen

- szórívűs: OFDM rendszer → adat vívők: 64 QAM
- PILOT vívők: QPSK vagy 64 QAM → csatorna mérése
- scattered TPS-vívők: BPSK

DVB-T: 1705 vagy 6817 vivő van

gyorsan mozgó | távolabbi
kezőkéművek | vivők
esetén
jobb Doppler védelem
rossabb reflexió
ellen
védelem

csatorna pontos kompenzálás
reflexiók ellen jobb védelem
Doppler ellen gyenge védelem (zárnyibb vivő elkerülés)
↓
könnyebb áttapadás
↓
bomlhat az ortogonálisítás

- többféle védelmi idő: 1/4 1/8 1/16 stb

- sokféle adásparaméter van → TPS vivők (BPSK) megoldhatják az adás
fulejdoságot.