

SS - Spread Spectrum

- $T_b \ll T_{coh}$
kódolás

MULTIPLIKATÍV
→ FADING

- $B \ll B_{coh}$
jel

- $\pm \frac{W}{2}$; $u(t)$ korlátozott! és $W \gg B \rightarrow W = \frac{1}{T_{chip}}$ felosztásból az időt T_{chip} -ekre!
mintából előállítva!

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

DFT

$$U(f) = \frac{1}{W} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) \cdot e^{-j2\pi \frac{n}{W} \cdot f}$$

a csatorna felh. relatív hirt $W \gg B$

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f) \cdot T(f, t) \cdot e^{2\pi j f \cdot t} df \Rightarrow z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{W} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) \cdot e^{2\pi j f \left(t - \frac{n}{W}\right)} \cdot T(f, t) \right] df$$

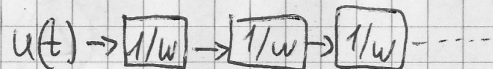
jél
 kódkódja
 időfüggő
 átv. f. v
 Inverz Fourier

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

diszkrét konvolúció!
 konvolúció csere!
 $h(t, \tau)$
 $\left(t - \frac{n}{W}\right)$
 $h_n(t) = \frac{1}{W} \cdot h\left(\frac{n}{W}\right)$

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

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



T_{ms} idő alatt (delay spread, annyi idő alatt megyön a jel)

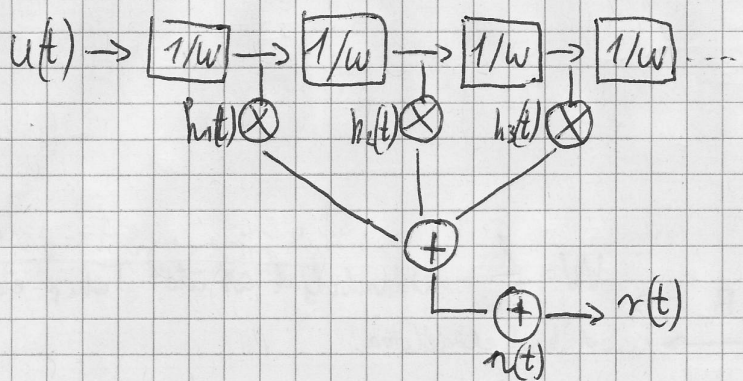
$$\frac{T_{ms}}{T_{chip}} = L = T_{ms} \cdot W = \frac{W}{B_{coh}} = L$$

\downarrow
 $1/B_{coh}$

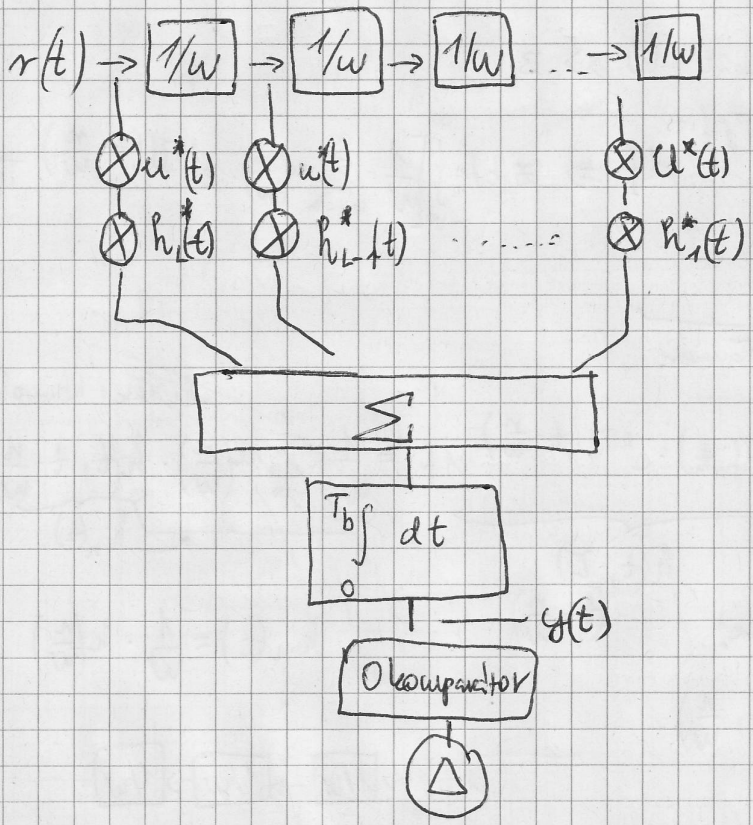
$L = \frac{W}{B_{coh}}$ - belejér a W-be a B_{coh}
 annyi utam van
 a hányzor a koherencia sávleírásig



// átvételek sorozatát sorozom a jelet //



- RAKE továbbítás (1958)
Price & Green



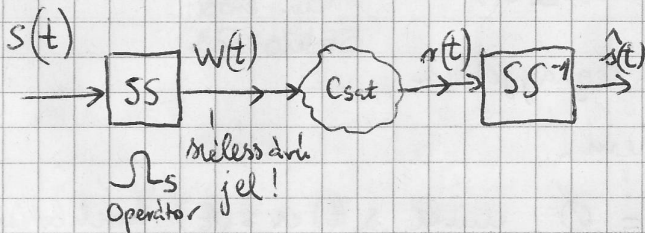
$$r(t) = \sum_{n=1}^L u(t - \frac{n}{W}) h_n(t) + (n(t)) \Rightarrow \text{nem vettük figyelembe!}$$

$$y(t) = \sum_{k=1}^L h_k^*(t) \cdot \sum_{n=1}^L h_n(t) \int_0^{T_B} u^*(t - \frac{k}{W}) \cdot u(t - \frac{n}{W}) dt \Rightarrow \sum_{k=1}^L |h_k(t)|^2 \cdot \int_0^T |u(t)|^2 dt$$

az egyes korrelátorok $\sum_{k=1}^L |h_k(t)|^2$ korrelátorok! jel teljesítmény!
MRC-t hoz létre

9. előadás

• hogyan tesszük ki a szelvényt? (SS) Spread spectrum!



önkioldó művelet

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

$c(t)$: spektrum kiterjesztő jel!

$B_s = \frac{1}{T_s} \rightarrow$ szimbólum sebesség
($s(t)$ sűrűsége)

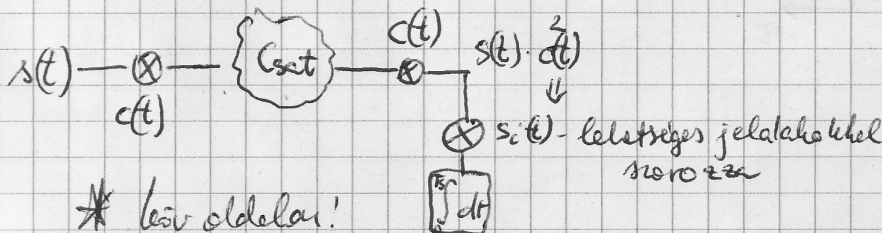
$B_c \approx W_c = \frac{1}{T_c} \rightarrow$ mintavételezés a zajt T_c -chipelő-vel!

→ ilyen lehet DS-SS és FH-SS
 direct sequence frekvencia ugrások
 $c(t)$ és $s(t)$ nem korreláltak és
 $W_c \gg B_s$ és $c(t)$ zajteremtő!
 ez kell a kiterjesztéshez
 $c(t)$ és $s(t)$ véges idejű

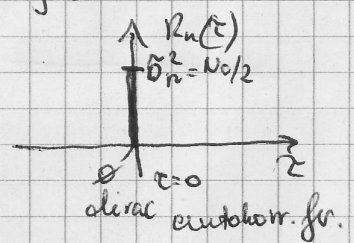
$$T_c \ll T_s$$

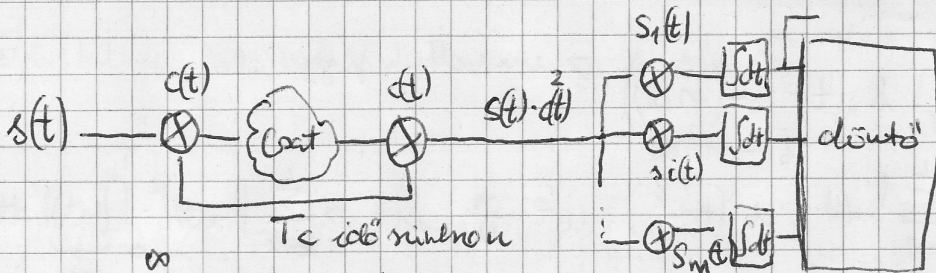
DS-SS esetben: $T_s = N \cdot T_c$

Terminikus zajból veszek mintát!



* lásd előlel!





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

T_c időritékelés

4 féle lehet

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

$t = k \cdot T_s$ T_s ideig integrálunk
attán kiszámítjuk! jeleenergia

↑
épp az
i-ediket
adja
 $t = k \cdot T_s$

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

↑
mivel
 $s(t) \perp c(t)$

↑ legyen (normalizált)
nem erősít!
önkeltés

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

kell döntenem!

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

↑
mest hűldök

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

$s_i(t) \cdot s_j(t) = \emptyset$

↑
ha az i-diket
adta

problémák: T_c időszinkronizáció

$c(t)$ jelet pontosan kell ismernem!

~~szinkronizáció~~

szinkronizáció, csúszó időablakos korrelációval lehet!
megoldás: $n \cdot T_c$ Autokorreláció (szorzás + integrálás)

n_i és n_j zajminta sorozat: kereszt korrelációk = \emptyset

$$\uparrow R_{n_i n_j}(t)$$

pl: CDMA

korrelálatlan \Rightarrow több felhasználó is lehet!



→ a szinkronitás: átvételek jeleivel

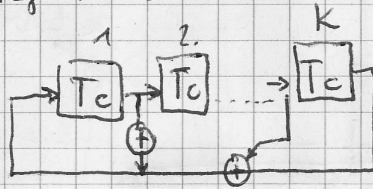
hogyan állítunk elő átvételek sorozatát?

pl: visszacsatolt shift registerrel

m-sequence

csak 0' (nemj0)

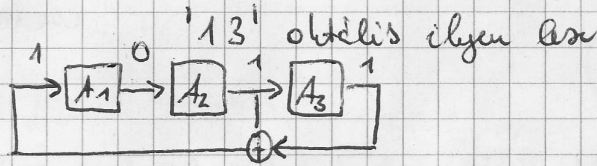
$2^k - 1$ állapot lehet



összeadók

max. hosszú átvételek sorozatát állít elő k darab tárolóval.

ha $k=3 \rightarrow 2^3 - 1 = 7$ hosszú



ez j0, mert nem is kell tárolni!

de nem annyira j0 a korrelációs tulajdonsága!

j0 még '45' '75' '67'

j0 párosok

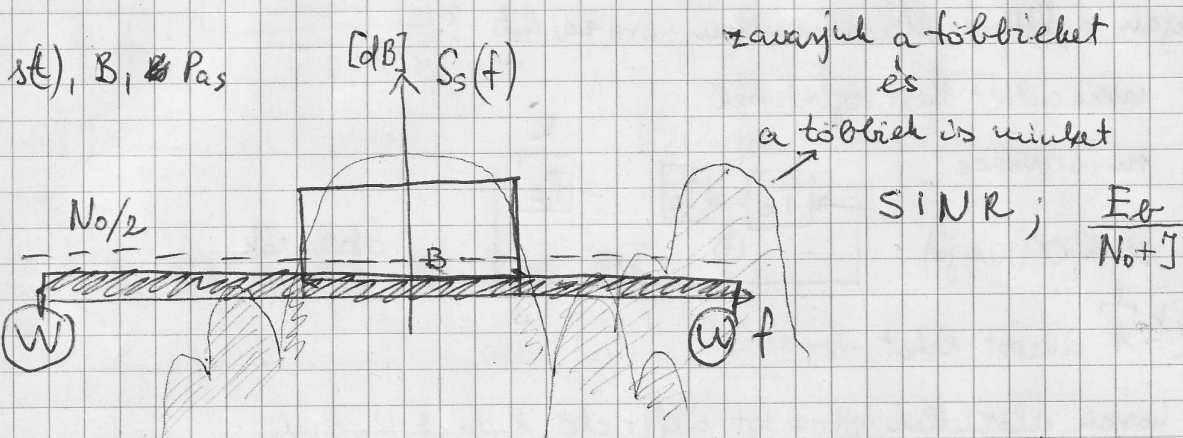
j0 keresztkor. tulajdonság

	A_1	A_2	A_3	C_1
1	1	0	1	1
1	1	1	0	0
1	1	1	1	1
0	0	1	1	1
0	0	0	0	0
0	1	0	0	0
1	1	0	1	1

Gold-kód: páros-uram

10. előadás

SS, DSSS, FHSS



Interferencia: szűrtelen zavarás
szűrtelen csatornában!

ISI: intersymbol interference
(frekvencia szelektivitás)

- nem megoldás, hogy növeljük SINR esetén teljesítményt kövelek
- inkább teressük ki a spektrumot, terítsük szét a teljesítményt.

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

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

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

$$\boxed{SINR_{DS} = \frac{E_b}{N_0 \cdot B / PG}}$$

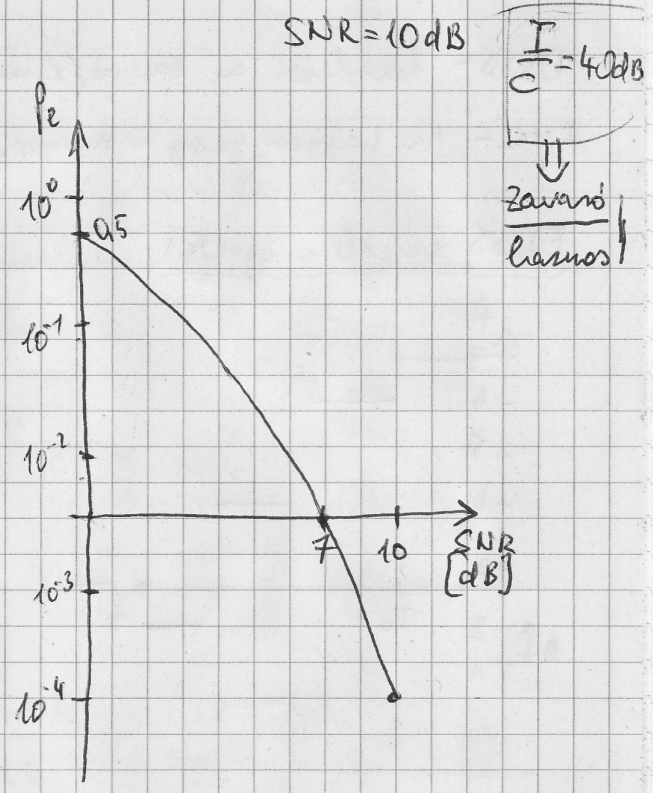
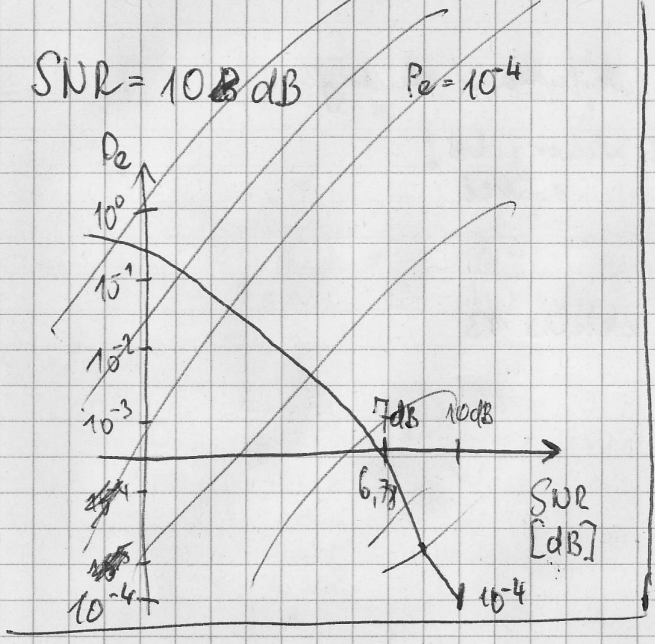
BPSK

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \text{ AWGN}$$

ha az interferencia konfliktalan a hirtelen jellel
akkor jö a DSSS.

ha $P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{SINR}$
 $SINR = 6,78 \text{ dB}$

$$\rightarrow P_e = 10^{-3} \\ \underline{0,1\%}$$



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

de jön a zavarás

$P_{e \max} = 10^{-3}$ - éppen érhető meg a növegy
(kiszámolva megengedett)

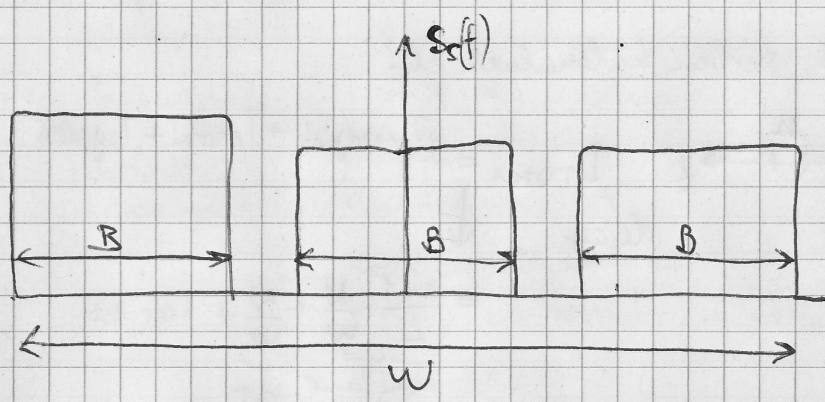
\rightarrow avatamok 40 dB-vel $\frac{I}{C} = 40 \text{ dB}$

nem elég semmit
kiszámolom a spektrumot

HENNYIRE??

$W = PG \cdot B$

FHSS esetben hogy alakul?



gyors / lassú FHSS
↑
bitidőn belül is bitidőn kívül is
vagy

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

egy adott sávban engedélyezett vagyis 10^{-3}

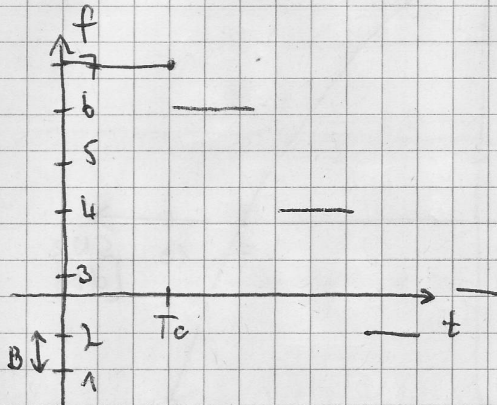
$P_e = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{PG} + \frac{PG-1}{PG} P_e$

10^{-4}

DSSS - ha kicsi a zavaró/hamis interferencia alhőjés.

FHSS - ha nagyon nagy a zavaró jel alhőjés!
szélesség

FHSS edletlen ugratás:



október 13

11. előadás

n-felhívású, N-bit adat

Többszörös hozzáférés:

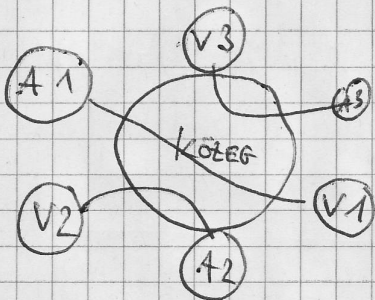
Multiple access (MA) \neq MUX!

W sáv
felhasználás

adatok vagy
vevők
terben elválasztással

egy helyen
kell legyen

MA

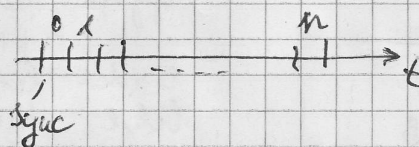


hogyan lehet felosztani a hozzáférést?

- TDMA - időben
- FDMA - frekvenciában
- SDMA - térben
- CDMA - kódokban

SDMA: leghelyesebb térben elválasztással!

TDMA:



$$D_{TDMA} = T_{hozzáférés} + T_{adatok} + T_{terjedés}$$

$$= \frac{n+1}{2} \cdot \frac{N}{W} + \frac{N}{W} + \text{terjedés}$$

nem kell a sor
 bit a csatorna

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

FDMA: 1 felh. $\frac{W}{n}$ sávlelőny

$$D_{FDMA} = \underbrace{\phi}_{\text{hárkeltetés}} + \underbrace{N \cdot \frac{W}{n}}_{\text{rám kénél a sor}} + \underbrace{\text{terj}}_{\text{idő átvitelhez}} + \underbrace{\text{terjedés}}_{\text{terjedés}} = \frac{N}{n} \cdot W$$

SDMA:

$$D_{SDMA} = \underbrace{\phi}_{\text{rám kénél a sor}} + \underbrace{\frac{N}{W}}_{\text{idő átvitelhez}} + \text{terjedés} = \frac{N}{W}$$

CDMA:

$$D_{CDMA} = \phi + \frac{U}{W} \cdot \underbrace{PG}_{\text{hárkeltetés}} + \text{terjedés} = \frac{U}{W} \cdot PG$$

Ér GSM-rendszerben:

SDMA: cella osztás

FDMA: frekvencia újrahasználat!

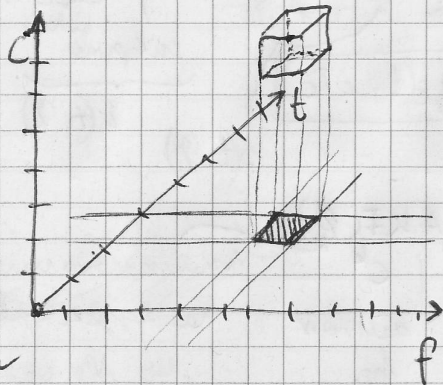
TDMA: időtéseken felhárítások

CDMA rendszer:

új felhasználó jön: GD

CDMA
erőtel

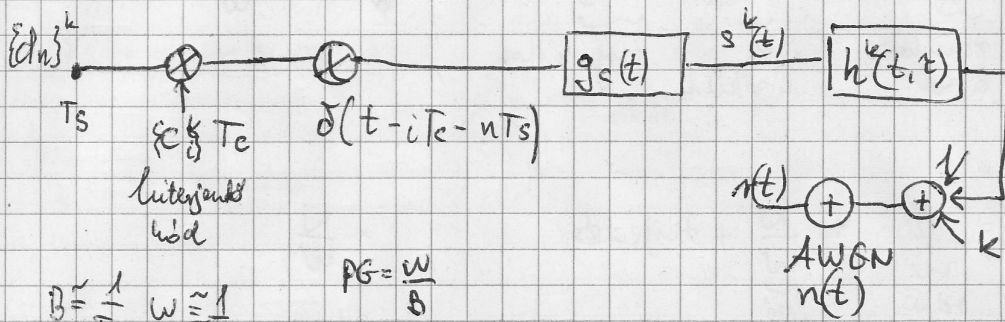
gráfok
degradáció



nem kell szinkronizálni

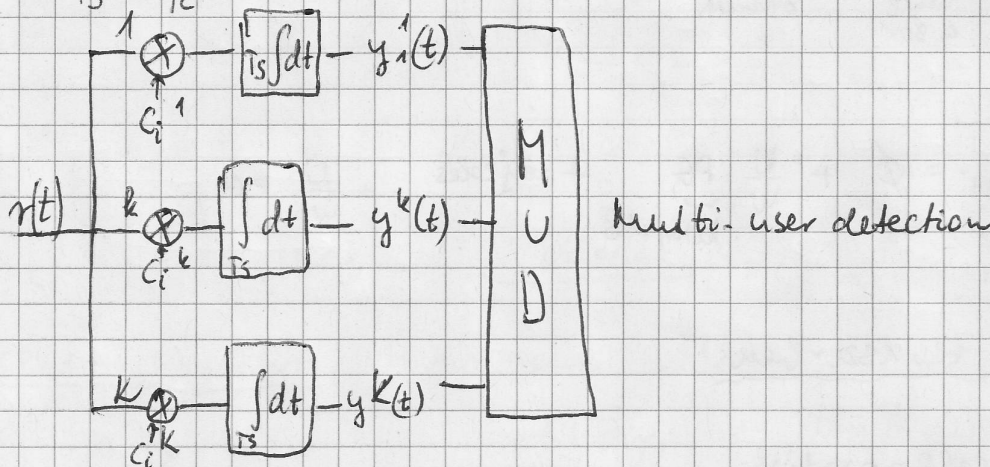
és kíváncsi, csak normális len az interferencia! de ez még nem nagy baj.

DS-SSMA



$$B \approx \frac{1}{T_s} \quad \omega \approx \frac{1}{T_c}$$

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



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

$$= \sum_{k=1}^K d_n^k \sum_{l=1}^L \underbrace{c^k(t)}_{\text{multiplex}} \cdot \underbrace{\alpha(t - \tau_c)}_{\text{viton}} + \underbrace{n(t)}_{\text{noise}}$$

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

$$y_j^k(t) = d_n^k \cdot AKF(\phi)$$

(ideális esetben) konstans a bitábról

c^k autokorrelációs

szerűen van ϕ ha egyezik akkor $\phi = 1$

\rightarrow de nem mindig tökéletes

MUI + MPI
 user user
 interference interference

$$y^k(t) = d_n^k \cdot \underbrace{AKF(\phi)}_{c^k} + \sum_{i=1}^k \underbrace{KKF(\phi)}_{c^i c^k} d_n^i + n(t)$$

valós
 auto-korreláció
 $i \neq k$
 (keresztkorreláció)

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

12. előadás

CDMA lehet FHSS is

vége.

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

Konvolúciós kód: rendelkezik memóriával! (N, k, L, q)
 figyel az előzőtől a következő

lineáris

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

átviteli sebesség

L = memória az állapot mentése?

kezdőérték

• nagy dekodolás: törléses hibás csatorna
 nem mindig a legjobbra döntök

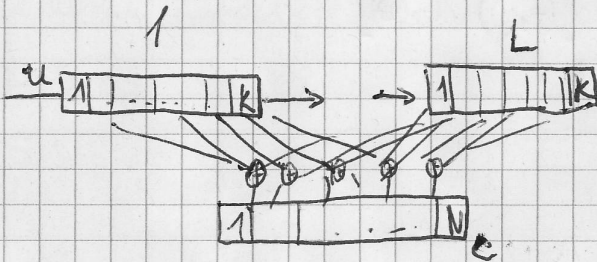
deutichasi

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

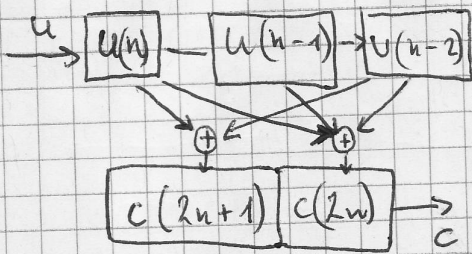
kevény dekodolás:

al Hamming

rajz:



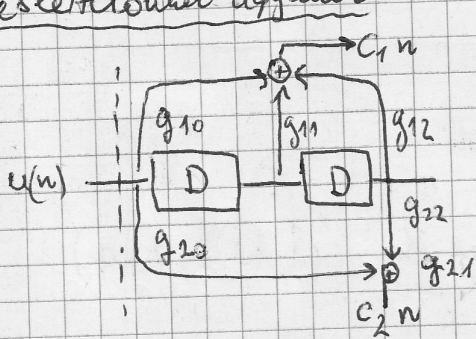
$$q = 2 \quad r_c = \frac{1}{2} \rightarrow (2, 1, 3, 2) \text{ Travis-Lidols}$$



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

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

Késleltetökhel ugyant:



$$\begin{matrix} 7 \otimes \\ \underline{g}_1 = [1 \ 1 \ 1] \\ \underline{g}_2 = [1 \ 0 \ 1] \end{matrix}$$

$$\bar{c}_1 = \bar{u} * \bar{g}_1$$

$$\bar{c}_2 = \bar{u} * \bar{g}_2$$

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

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

$$M(D) = \sum_{i=0}^{\infty} m_i \cdot D^i$$

Z-hatás

$$G_1(D) = g_{10} + g_{11} \cdot D + g_{12} \cdot D^2 = 1 + D + D^2$$

$$G_2(D) = g_{20} + g_{22} \cdot D^2 = 1 + D^2$$

$$C_i(D) = U(D) \cdot G_i(D)$$

$$C(D) = U(D) \cdot \bar{G}(D) = U(D) \cdot [G_1(D), G_2(D)]$$

pe:

$$u = 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ \dots$$

$$u(D) = 1 + D^3 + D^4$$

$$C(D) = U(D) \cdot \bar{G}(D) = [u(D) G_1(D) \quad u(D) G_2(D)]$$

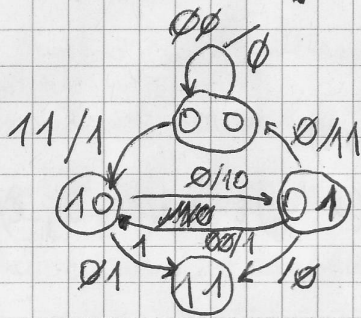
$$= [1 + D^3 + D^4 + D + D^4 + D^5 + D^2 + D^5 + D^6 \quad | \quad 1 + D^3 + D^4 + D^2 + D^5 + D^6]$$

$$[1 + D + D^3 + D^6 \quad | \quad 1 + D^2 + D^3 + D^4 + D^5 + D^6]$$

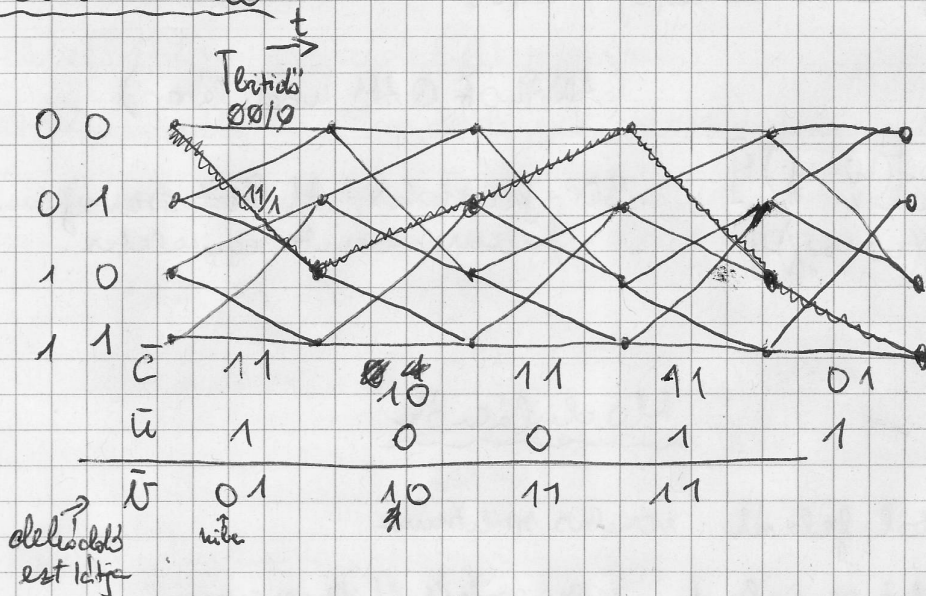
$$c_1 c_2 c_3 c_4$$

$$\bar{c} = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1] \dots$$

Állapotdiag:



Trellis kódoló:



Viterbi algoritmus.

kumulált Hamming távolságok az utakon (trajektoriókon)

Záródó levek van \rightarrow és az utak más Hamming távolságot képviselnek

$d_{free} = \min$ hosszú levek (itt 3) útjai közti Hamming távolság minimuma.

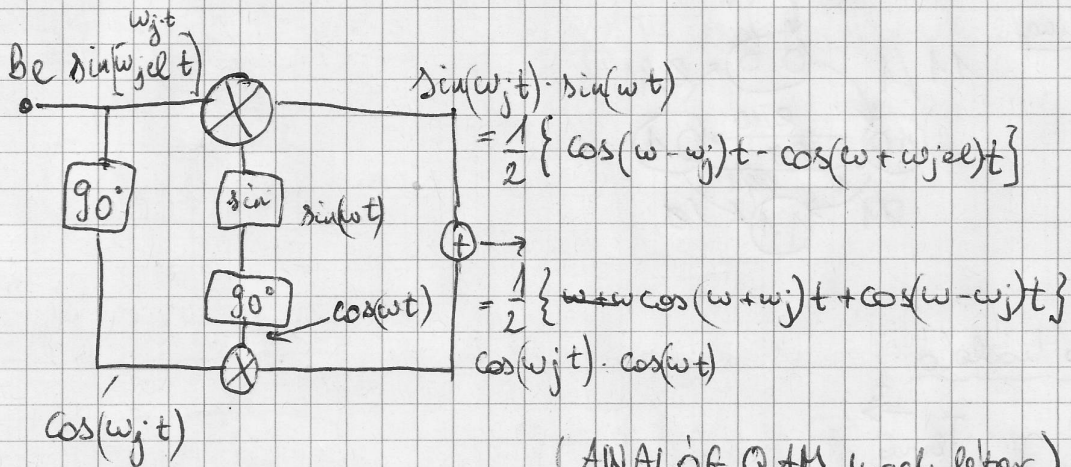
$$L=3$$

$$d_{free} = 5$$

$$\begin{matrix} 00 & 00 & 00 \\ 11 & 10 & 11 \end{matrix} \} \Rightarrow 5$$

13. előadás

Szombathy Cs. rész



- (a) $\oplus \rightarrow \cos(\omega - \omega_j)t$
- (b) $\ominus \rightarrow \cos(\omega + \omega_j)t$

90°-fázistolás: Hilbert transzformációval felváltásmentes egyenlítés.

Modulációk

periodikus jelektől felülül: vonalas spektrum

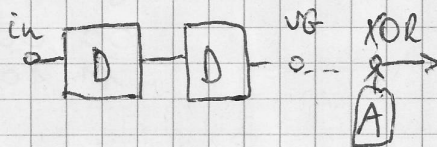
véletlenszerű üzenet generálunk: visszacsatolt shiftregiszterrel.

állandó generátor lesz

„jelbeke-lépedővel kódköröm”

2ⁿ órajelű állandó!

determinisztikus áramkör



VG	A	XOR
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

} verselt üzenet

de kell a szinkron!
mintafeltöltés
először

hibajavító kódolás:

- a hibák burst-ösen jelentkeznek általában.

~ ezért használunk korvolúciós átvivőt!

α , adateroport átvivő: Forney átvivés adetblokk átvivés

β , bit-mintai átvivő = egyszerű

γ , átvivő + kódoló egyszerre

adó
interleaving

vevő
deinterleaving

DAB+

ezelbel 1-2 nagyszignálát lehet javítani.

átvívési sebesség: nagyobb legyen, mint a koherencia idő

hiszteteköbe is bekerült az átvívés. (ahív 0,5-1 sec)

11. előadás

Hibajavítás

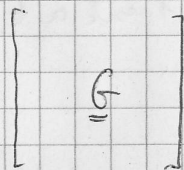
- Blokk: Hamming, RS, BCH
- Hibajelzés: (Paritásbit és CRC)
- Korvolúciós: (Trellis és Viterbi)

LDPC - low density parity check

} elfajult dolgok

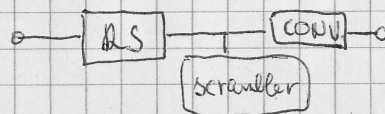
Turbo-kódok:

LDPC:



nagyon nagy matrix $n \times k$ e
nagyon kevés '1' es van $1,2\%$

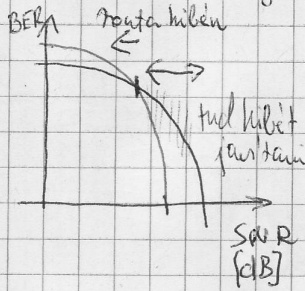
Turbo kód:



Viterbi a dekódoló

2 kódolót

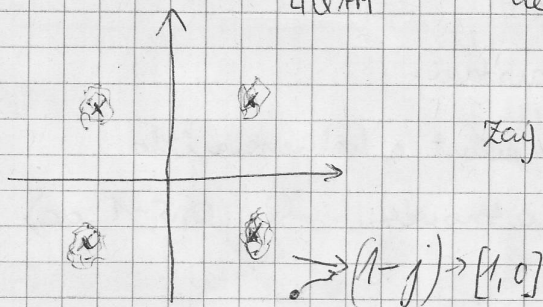
Viterbi - energia igényes, ezért adósnál kerülendő



Lágy / kemény döntés

4QAM

vell a zaj varianciája



Zaj normál eloszlás

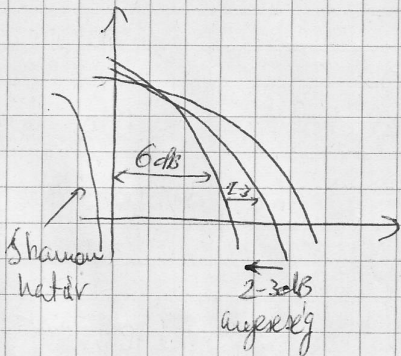
$$LLR = \log_{10} \frac{P(x=0)}{P(x=1)}$$

előjel adja az értéket

→ bit

keménydöntés a végén

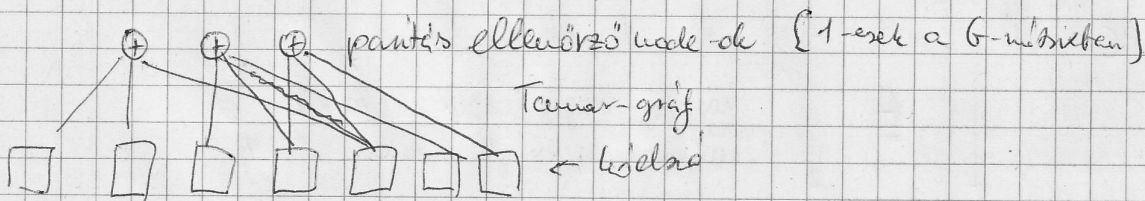
BPSK lágy ~~h~~ döntéssel

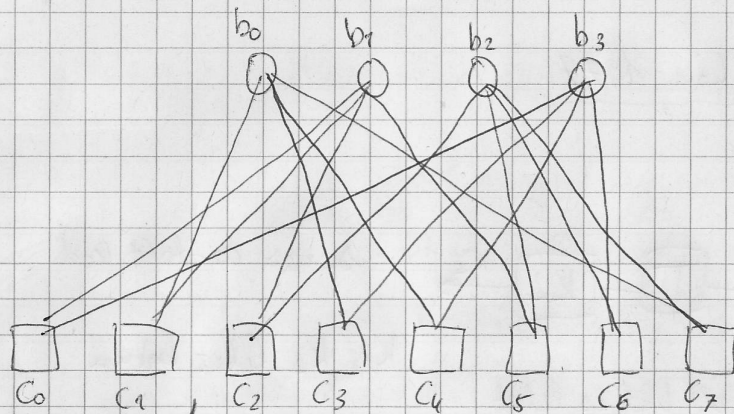


nagyon komplex a megvalósítása

el lehet jutni +1, +0,5dB-ig a Shannon korlától Turbo / LDPC kódokkal

LDPC: low density parity check





$b_0 \rightarrow c_1, c_3, c_4, c_7$
 $b_1 \rightarrow c_0, c_1, c_2, c_5$
 $b_2 \rightarrow c_2, c_5, c_6, c_7$
 $b_3 \rightarrow c_0, c_3, c_4, c_6$

$S' \rightarrow$ 0 $\rightarrow 1$ ^{libre}

csomópontok

kioldott/kapott
 kapott

$c_1 \rightarrow 1, c_3 \rightarrow 1$

$c_4 \rightarrow 0, c_7 \rightarrow 1$

kioldott

$0 \rightarrow c_1, 0 \rightarrow c_3, c_4, c_7$

letakaró és paritásbit

lényeg: csomópontok amszt
 kapott feliról

kioldott: letakaró c_1 és paritásbit
 vizsgáló
 aztán c_n -et is letakaró
 és igazság.

nettó
 kódbitel:
 $c_0 \rightarrow 1$
 $c_1 \rightarrow 1$
 $c_2 \rightarrow 0$
 $c_3 \rightarrow 1$
 $c_4 \rightarrow 0$
 $c_5 \rightarrow 1$
 $c_6 \rightarrow 0$
 $c_7 \rightarrow 1$

csomópontok nettó

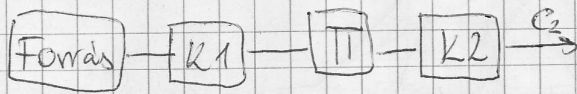
mit mondunk a bitről
 a b-kben?
 többségi döntéssel!

Hogyan egy új kódhoz is vizsgálunk, hogy: $G \cdot H^T = 0$?
 iteratív folyamat szélesleltetést hoz

ez elvezet a legjobbnak, közel kerülhet a Shannon
 korlátához.

LDPC - 1967, Turbo kód - 1977

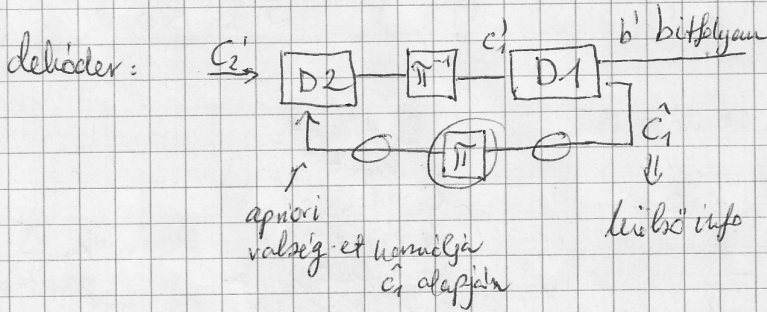
Turbo kód:



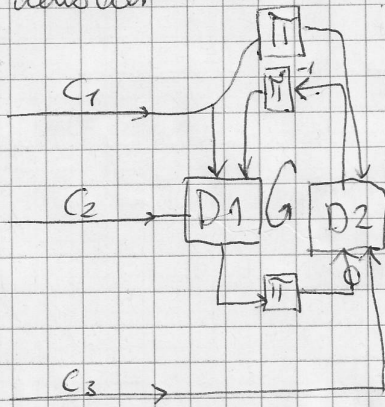
soros csatolt kód

K_1, K_2 lehet bináris

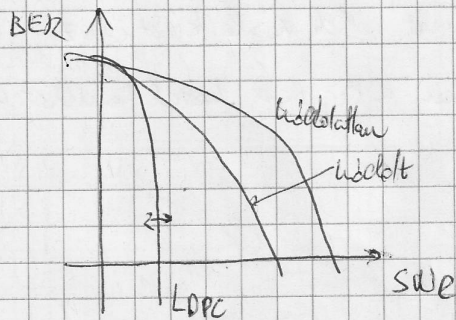
vagy párhuzamos csatolt kód is lehet



párhuzamos decoder

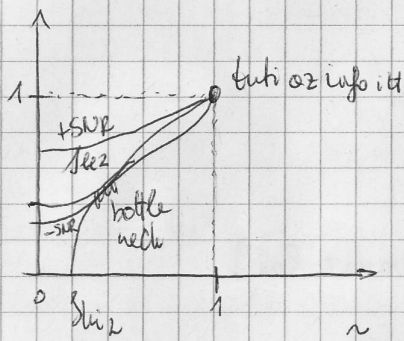


DVB-T 1 problema:



linken
 megmutatja
 a lép

EXIT - tájékoztatás

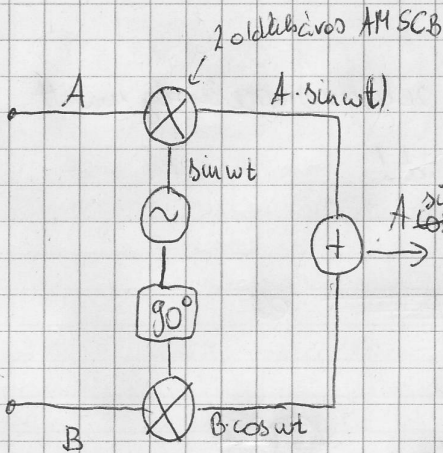


beírva ragadhat az iteráció a "bottle-neck"-ben
 SNR és R_c függő görbék

$R \sim$ iterációszám gyors iteráció \rightarrow rossz határérték.

15. előadás

1-Q modulator:

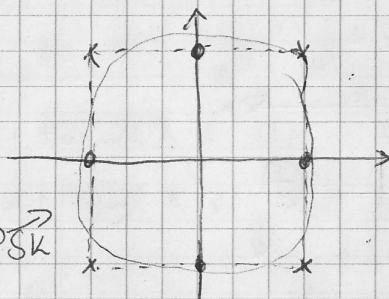
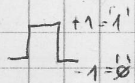


LPF fel

$$A \cos(\omega t) + B \sin(\omega t) \rightarrow A \frac{(1 - \cos(2\omega t))}{2} + B \frac{\sin(2\omega t)}{2}$$

analóg QAM pl a PAL TV-ben szín-TV-ét. tévé
 - a sávnélesség az alapsávi jeltől függ

$A = \pm 1V \sin$
 $B = \pm 1V \sin$



koordináták x

ez fázis moduláció AM-mel??

4QAM/QPSK

ha A és B többállapotú: ez is lehet, de ehelyett nem csak fázis moduláció, hanem fázis+amplitúdó

N-QAM

kvadrature: 90° fázistolás miatt

csak az alapsávi jelből függ a hirtetés.

ez fontos!

spektrumot is az alapsávi jel határozza meg

16 QAM esetben - 4 bitet szippant be

- kell a kezdőfázisra szinkronizálni!

kábel TV-nél 256 QAM is lehet.

digitális = diszkrét állapotok

10-mod-ból akár FSK jelet is lehet csinálni

2G+3G is lehet egyenre

MINDENT AZ ALAPSÁVI JEL HATÁROZ MEG

miért nem a hirtetésen szűnik? relatív sávtelelesség miatt

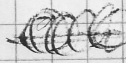
alapsávban korlátozom a spektrumot!
ott lehet jól

Kedd labor!



~~16~~

16. előadás



~~16~~

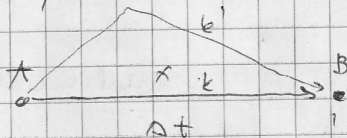
~~16~~

DFDM téma

6

Műhold / kábel tv / műsorátvitel

modell:



$$k \cdot A \cdot \sin(\omega t + \varphi)$$

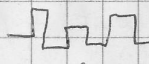
$$\varphi = 2\pi \cdot \frac{\Delta t}{T}$$

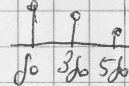
$$\oplus k' \cdot A \cdot \sin(\omega t + \omega \Delta t')$$



$$A \sin(\omega t) + B \sin(\omega t + \delta) = C \cdot \sin(\omega t + \beta)$$

$\Delta t \quad \Delta t'$

lineáris torzítás fázis + frekvencia feltétel  négyzetjelű!

egyenletes időlekeztetés + egyenletes frekvenciaátvitel 

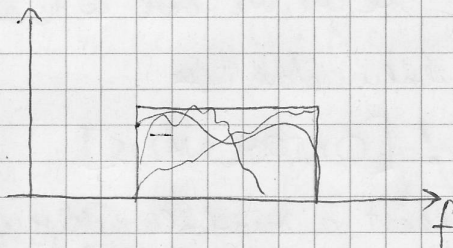
a konstellációs diagramból a többlet terjedés miatt a fázisösszege is rossz lehet!
jó hír → ki lehet egyenlítőzni (lásd EQ)

tudni figyelni és szabályozni a korrakciót.

FSM burst lineáris torzítás ellen a burst kezébe adjuk (TRAINING SEQUENCE)

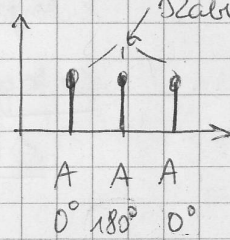
Be kell tudni a lineáris torzítást!

Alapprobléma:



szűk sávú jeleket alkalmazhatunk
lehatárolhatjuk ⇒ NEM EZ A LÉNYEG!

szabványú jelek (amúgy na.)



Csak az amplitúdó és fázis mentet megvesszük

interpoláció

kiegészítést
jó

OFDM lényege: tudja a frekv. és a fázis-
mentet is kompenzálni
a szabványú jelek miatt

OFDM vevő ?? 1700 oszcillátor

1Q demod ? 1700 fázistoló

jelek: ① $w_1 \int \sin w_1(t) = I_1 \Rightarrow \int e^{-jw_1 t}$
 $\int \cos w_1(t) = Q_1$

adat hordozó jelek ② $w_2 \int \sin w_2(t) = I_2 \Rightarrow \int e^{-jw_2 t}$
 $\int \cos w_2(t) = Q_2$

③ w_3

④ w_4

az antennán 1 darab
jel van.

⇒ ez Fourier-transzformáció

Is ideig kell térni

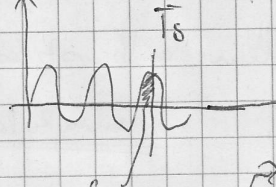
kiadja az I, Q értékeket

Amplitúdó és Fázis értékeket
hagyom meg.

pl. (2) $A_1 \sin(\omega_1 t) + \beta_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \sin(\omega_2 t) + \beta_2 \cos(\omega_2 t)$

• $\sin(\omega_1 t)$

$A_1 \cdot \frac{1 + \cos(2\omega_1 t)}{2} + \beta_1 \cos(\omega_1 t) \cdot \sin(\omega_1 t)$



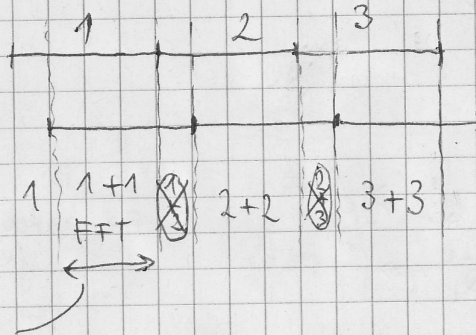
$\cos(2\omega_1 t) \neq 0$ úgy kell megválasztani a mintavétel időt, hogy ezen periódus fussen le ω_1, ω_2 -ből a T_s alatt

$\frac{1}{T_s}, \frac{2}{T_s}, \dots, \frac{N}{T_s}$
 1. vivő N. vivő

bármely 2 vivő mintavételére vett integrálja nulla! [ORTOGONALIS]

Orthogonalis → ezért a mintavételre reciprokán a vivők között elozet

2 utas probléma



de ez rövidebb lehet a mintavételével → korulqz ortogonalitás!

hull korrelációs vesző (1+2) (2+3) esetben kevesebb van!

hosszabb mintavétel kell hisz érvényes!

FFT általában változtathatjuk kell (a helyét) [mérték ugyanaz!]
 $T' = T + \Delta T \rightarrow 1/4, 1/8, 1/32$
 III FFT itt is adok

hosszabb videleken idő" kell, mint a közelebbi idő"

legnagyobb felbontás kell vételezni

nyújtva a mintavételt a minimumhoz képest $1/4, 1/8, 1/16$

csatorna modellel \rightarrow védelmi időt meghatározom.

17. előadás

2 kérdés Szombathy-ból, kifejtés

demodul-nyerség, FM

nem lesz példa!

vizsga: inkább nemélt, nem kérdések, kivétel is kell, de nem mélyen
analog + egyirányú / OFDM

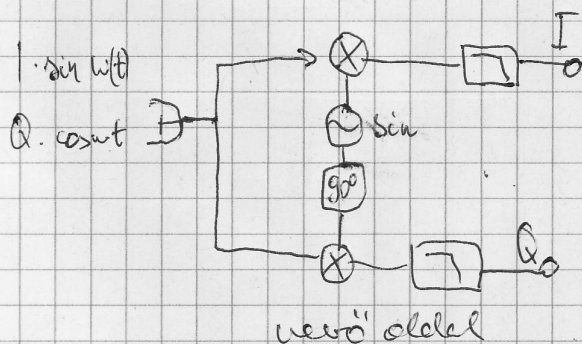
idj 11.
konzi: hétfő 2-től

OFDM:

$$1. A \cdot \sin(\omega_1 t) + B \cdot \cos(\omega_1 t) = V_1 \cdot e^{j(\omega_1 t + \varphi_1)}$$

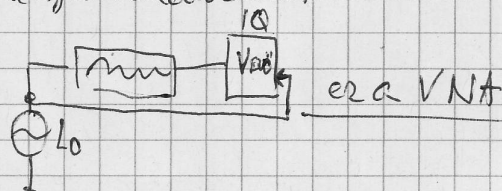
$$2. C \cdot \sin(\omega_2 t) + D \cdot \cos(\omega_2 t) = V_2 \cdot e^{j(\omega_2 t + \varphi_2)}$$

ω_1 és ω_2 ortogonális
ha az integrálás δ
a szimultánidőre



ez is egy komeláció igazából
a sin és cos-komelációban
így megy a VNA is!

a Fourier-trafó is egy komeláció
csak felvételében!



AD0 oldal:

$$1. A_1 \cdot e^{-j(\omega_1 t + \varphi_1)}$$

$$2. A_2 \cdot e^{-j(\omega_2 t + \varphi_2)}$$

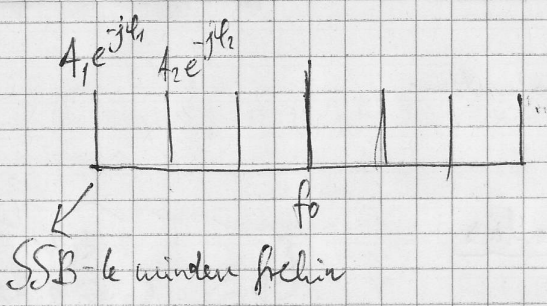
$$n. A_n \cdot e^{-j(\omega_n t + \varphi_n)}$$

$$\left. \begin{array}{l} 1. \\ 2. \\ \vdots \\ n. \end{array} \right\} \sum_{n=1}^n \frac{A_n \cdot e^{-j \varphi_n} \cdot e^{-j \omega_n t}}{\text{komplex amplitúdó}}$$

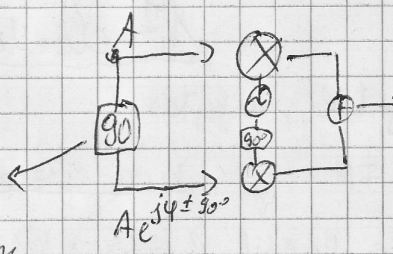
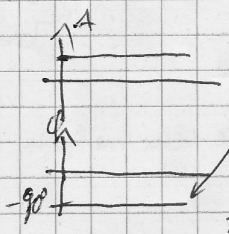
0110101

② hívő \rightarrow
QPSK

1 fH-en kellene FFT 56Hz
mintavételel \rightarrow felvétel



lin. torzítás
nincs, ha lin. a fázis is



OFDM modulátor

len lineáris torzítás
Sok! Hilbert trafo

alapsárvan kell létrehoznom a komplex I, Q jelet (B = számolás sebesség)

utána felleverem \odot |
SSB f_0

egyandyan fázismentes
~
kiegyenlített