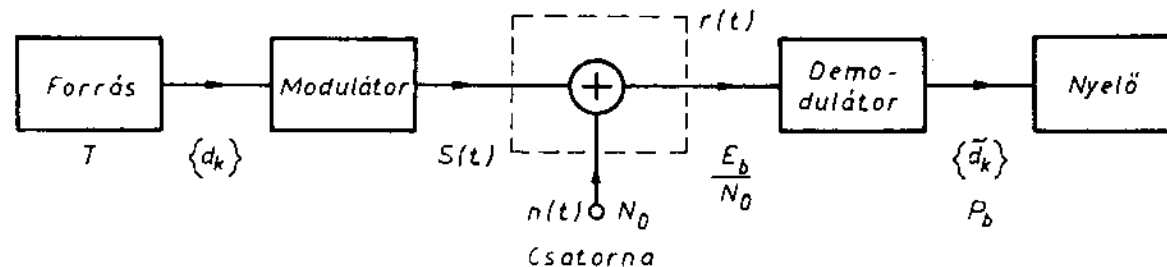


Digitális adatátvitel analóg csatornán

A digitális moduláció feladata a digitálisan tárolt adatok nagy távolságú átvitele. Az adatátviteli csatorna a valóságban létező csavart érpár, coax, rádió csatorna, optika, stb...

A digitális információk átvitelére szolgáló rendszereket két nagy csoportra oszthatjuk:

- Alapsávi modulációs rendszerek: a jelet aluláteresztő jellegű csatornán továbbítjuk (kábel, TDM)
- Vivős modulációs rendszerek: a jelet sáváteresztő jellegű csatornán továbbítjuk (telefoncsatorna, rádiócsatorna, FDM)



A digitális modulációs rendszerek általános blokkvázlata
(additív zajos csatornával)

A forrásból T időközönként érkező $\{d_k\}$ szimbólumokból a modulátor előállítja az $s(t)$ modulált jelet. A modulált jelet a csatornán különböző zavaró és torzító hatások érik (additív zaj, lineáris és nemlineáris torzítás), majd a jel demodulálásra kerül. A demodulátor feladata a $\{\tilde{d}_k\}$ becsült szimbólumsorozat előállítása.

Alapsávi modulációs rendszerek

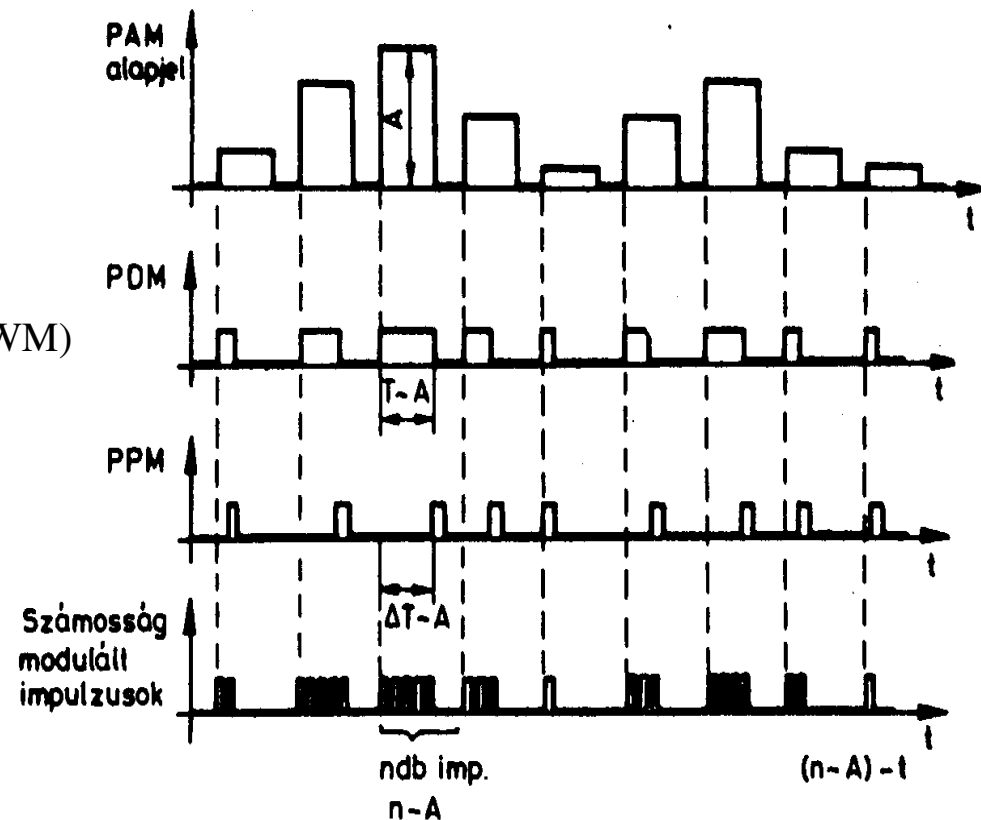
Alapvető pulzus-vivőjű modulációk:

Pulzus amplitúdómoduláció (PAM)

Pulzus szélesség moduláció (PDM vagy PWM)

Pulzus fázismoduláció

Pulzus számosságmoduláció



A rendelkezésre álló sávszélesség és jel-zaj viszony mellett a lehető legnagyobb adatátviteli sebességet kis hibaaránnal a PAM rendszerekben lehet elérni, így erre fókuszálunk.

Pulzus-amplitúdó moduláció

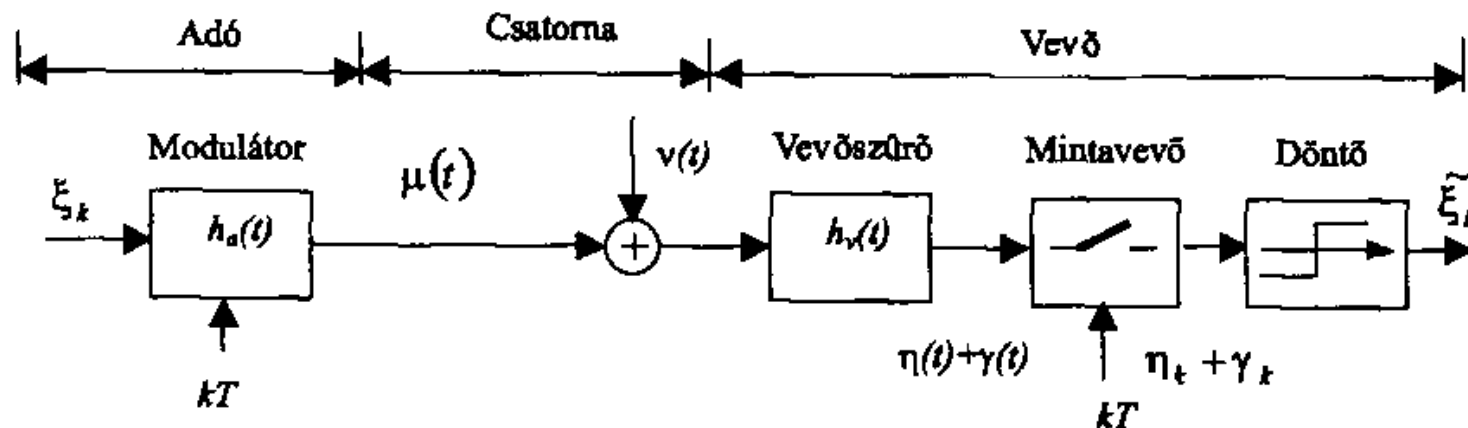
Adó oldalon a soros bitfolyam „0” és „1” szimbólumait T időközönként a modulátor bemenetére vezetjük és a bittartalomtól függően a kimeneten pozitív ill. negatív impulzusok jelennek meg, amelyeket bizonyos jelformálás után átküldünk a csatornán. Ez az eljárás a **kétszintű PAM**.

A vevő oldalon T periódusidővel mintavételezzük a jelet és a minta előjeléből következtetünk a küldött szimbólumra.

Az adó jelformálása aluláteresztő szűrővel valósul meg, amely az impulzusok spektrumát sávhatárolja (mivel a csatornán is véges a rendelkezésre álló sáv szélesség). Ez az adószűrő a modulátor része.

A vevőben célszerű egy vevőszűrőt alkalmazni, mely szintén aluláteresztő jellegű, és a sávon kívüli zajok és zavarok kiszűrésére szolgál, amely a döntés helyességét elronthatja. Ez is végezhet kiegyenlítést is.

A PAM adatátvitel modellje:



Impulzus-amplitúdó moduláció

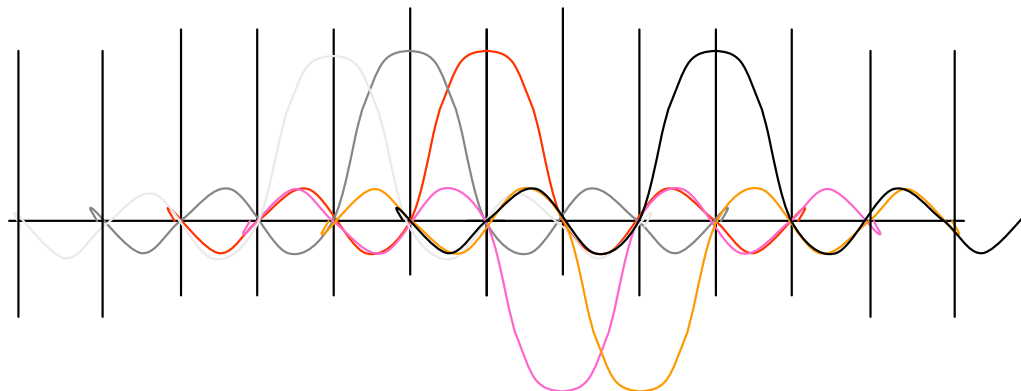
Lehetséges több állapotú PAM létrehozása is, így egy elemi idő alatt több bitnyi információ és átvihető, de az állapotok számának növelésével a döntési szintek közelebb kerülnek egymáshoz, a tévesztés valószínűsége megnő.

Maradván a kétszintű PAM vizsgálatánál, a digitális modulációnál nem az alakhű jelátvitelre törekszünk, hanem, hogy a vevő oldalon a mintavételi időpillanatokban a helyes döntéseket meg tudjuk hozni, minél kisebb hibaarányal.

Ami zavaró, hogy a T időközönként a rendszer átviteli karakterisztikájából eredő impulzusalakok lecsengő, ill. $\sin(x)/x$ szerint lengő szakaszai egymásra hatnak, egymásba átnyúlnak. Ezt nevezzük **szimbólumközi áthallásnak (Intersymbol Interference: ISI)**

Cél az ISI kiküszöbölése legalább az nT mintavételi időpillanatokban!

Amire törekszünk, azt időtartományban a következőképp lehetne szemléltetni. Az eredő időfüggvény ezeknek az elemi jeleknek az összege minden időpillanatban:



ISI mentes csatorna

A modulátor diszkrét idejű bemenettel és folytonos kimenettel rendelkezik. Az impulzus válasz függvénye $h_a(t)$. Az üzenetekkel való gerjesztés egy-egy egységimpulzusnak tekinthető a bemenetén. Erre a súlyfüggvényével arányos jellel válaszol. A modulátor súlyfüggvényét tulajdonképp egy adószűrő határozza meg.

A bemeneten a 0 és 1 szimbólumok a -1 és +1 értékre konvertálódnak. Ez a bemenő üzenethalmaz. ξ_k

A modulátor kimenő jele:

$$\mu(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \xi_k h_a(t - kT)$$

Az adószűrő átviteli karakterisztikája a $h_a(t)$ Fourier transzformáltja:

$$H_a(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h_a(t) e^{-j2\pi ft} dt$$

Megjegyezzük, hogy a $H(f)$ függvényt a korábbiakban $K(j\omega)$ -nak jelöltük!

A vevőszűrő esetében:

$$h_v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_v(f) e^{+j2\pi ft} df$$

ISI mentes csatorna

Az adó és a vevőszűrő kaszkád kapcsolása miatt az eredő átviteli karakterisztika:

$$H(f) = H_a(f) H_v(f)$$

(A súlyfüggvények pedig konvolválódnak)

Az eredő függvényt a csatorna karakterisztikája is befolyásolhatja!

A mintavételező bemenetén a jel:

$$\eta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \xi_n h(t - nT)$$

A mintavételező kimenetén a jel a kT -ik időpontban (a zajtól most eltekintve):

$$\eta_k = \eta(kT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \xi_n h(kT - nT) = \xi_k h(0) + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq k}}^{\infty} \xi_n h((n - k)T)$$

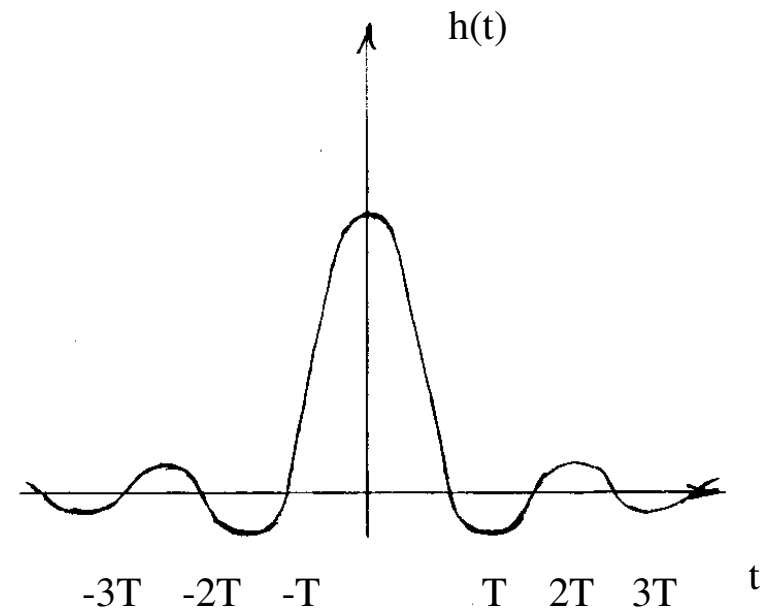
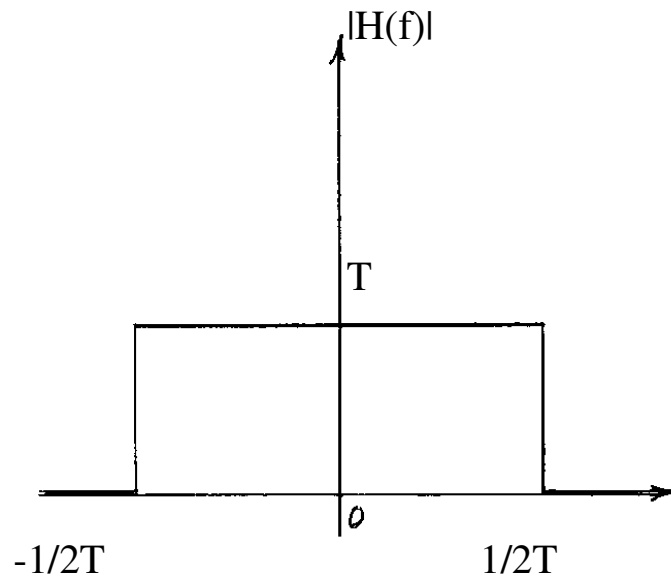
ISI mentes átvitel akkor valósulhat meg, ha olyan $h(t)$ -t választunk, amelyre igaz:

$$h(nT) = \delta_{n0} = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases}$$

ISI mentes csatorna

A követelményt triviálisan kielégíti egy ideális aluláteresztő szűrő karakterisztika. Ilyen azonban nincs a valóságban. A szűrő $H(f)$ átviteli karakterisztikával és az inverz Fourier transzformációval meghatározható $h(t)$ súlyfüggvénnyel rendelkezik:

$$h(t) = \int_{-1/2T}^{1/2T} H(j\omega) e^{j2\pi ft} df = \frac{\sin(\pi(1/T)t)}{\pi(1/T)t}$$

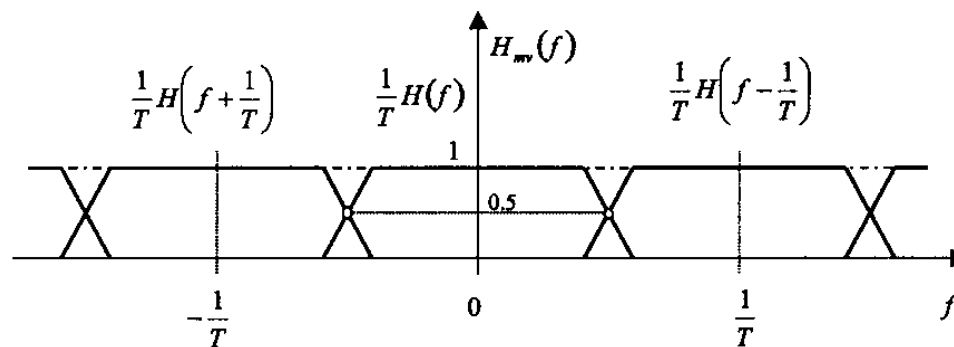


ISI mentes csatorna

Nyquist nevéhez fűződik, hogy az ideális karakterisztikát nem kell megvalósítani az ISI kiküszöböléséhez, csupán az alábbi **Nyquist kritériumot** kell betartani.

Mivel a végpontok között nézve mintavételes rendszerről beszélünk az átviteli karakterisztika periodikus. Erre a periodikus esetre kell, hogy érvényes legyen:

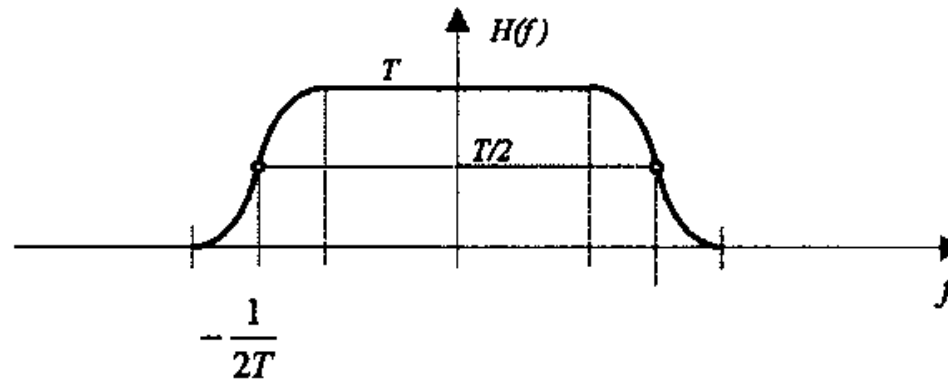
$$H_{mv}(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} H\left(f - n\frac{1}{T}\right) = 1$$



Szavakban: A mintavételezésből adódó periodikus kiterjesztés következtében fellépő átlapolódás az átviteli karakterisztikában olyannak kell lenni, hogy kiadódjon a konstans „1” érték.

ISI mentes csatorna

Ennek a feltételnek minden olyan karakterisztika eleget tesz, amely aluláteresztő jellegű és páratlan szimmetriájú (pontszimmetrikus) az $1/2T$ és a $-1/2T$ pontokhoz tartozó 0,5 függvényértékekre (ezt hívják Nyquist pontnak).

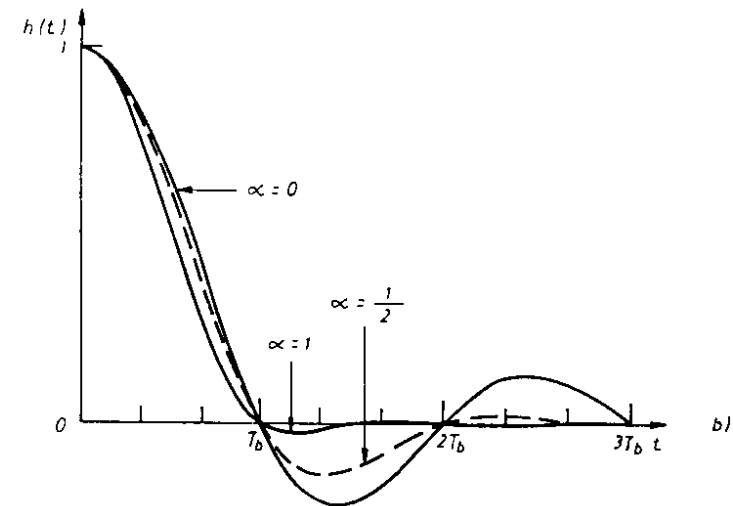
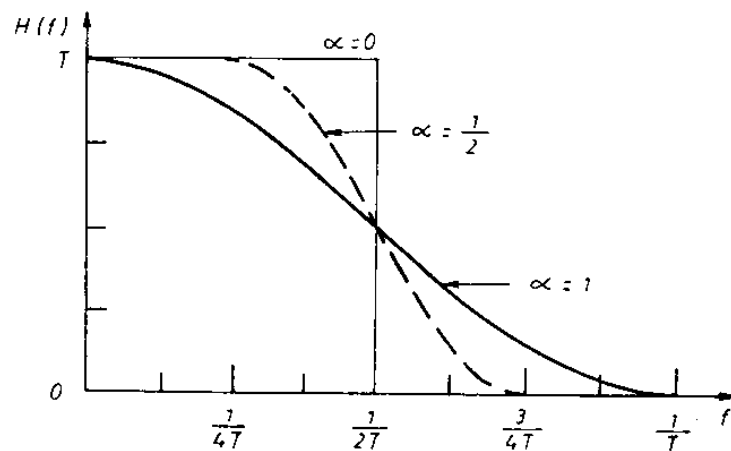


Látható, hogy végtelen sok karakterisztika eleget tesz a Nyquist kritériumnak, mivel a frekvencia eloszlásra nem ír elő semmit.

- Látható, hogy az ISI nem szüntethető meg, ha $1/2T$ sávszélességnél kevesebb áll rendelkezésre.
- Látható az is, hogy $1/T$ -nél nagyobb sávszélességre nincs szükség, mert akkor nem érvényesül a kritérium

ISI mentes csatorna

A Nyquist kritérium szemléltetése idő és frekvenciatartományban:



A szűrőkarakterisztikák megválasztásánál figyelembe kell venni, hogy az eredő átviteli karakterisztika:

- Ha túl meredek, akkor nagy lesz az időtartományban az időfüggvény belengése, ami kis időzírtési bizonytalanság esetén is nagy tévesztési valószínűséget visz a rendszerbe
- Ha túl lankás, akkor pedig nagy sávszélességet igényel a csatornától

Jó kompromisszum az emelt-koszinusz csatorna karakterisztika (ld. előző oldali $H(f)$)

ISI mentes csatorna

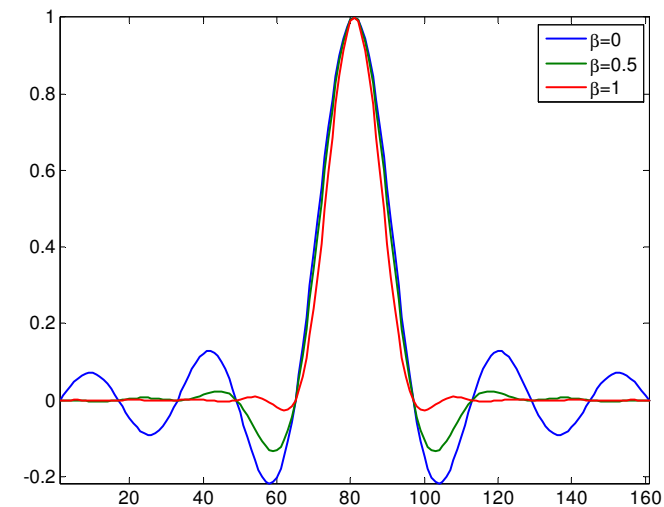
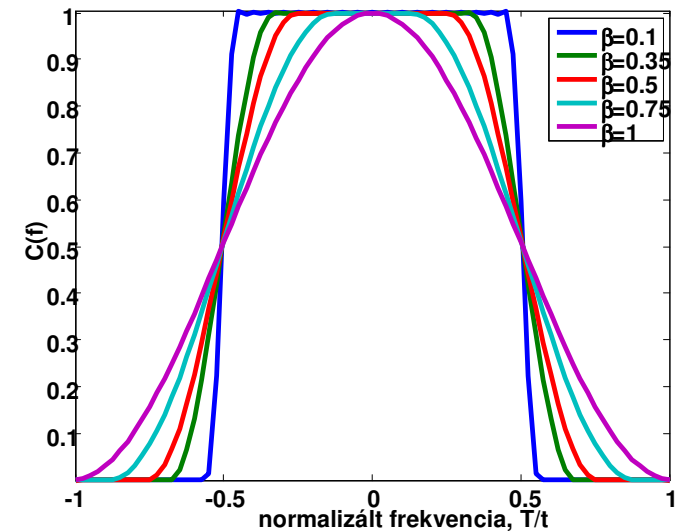
Emelt koszinusz csatorna karakterisztikával megvalósított súlyfüggvény. Ez nem kauzális de eltolással azzá tehető, mint ahogy az ideális szűrő esetében láttuk.

$$H(f) = \begin{cases} T & \text{ha } 0 \leq |f| \leq f_1 \\ \frac{T}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \frac{|f| - f_1}{f_2 - f_1} \right) \right] & \text{ha } f_1 \leq |f| \leq f_2 \\ 0 & \text{ha } f_2 \leq |f| \end{cases}$$

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{j2\pi ft} dt =$$

$$= \frac{\sin \pi \frac{t}{T}}{\pi \frac{t}{T}} \frac{\cos \left(\beta \pi \frac{t}{T} \right)}{1 - \left(2\beta \frac{t}{T} \right)^2}$$

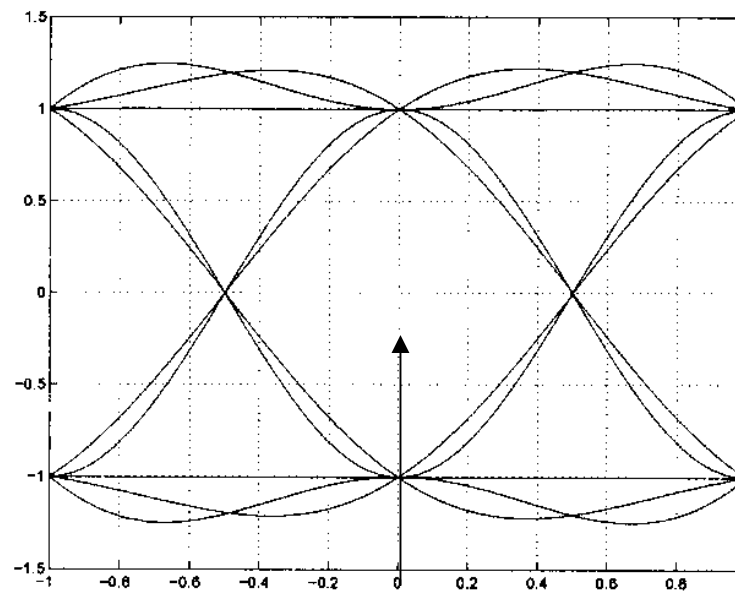
β a lekerekítési paraméter



ISI mentes csatorna

Amennyiben az oszcilloszkópot a kinyert órajellel szinkronozzuk és felrajzoljuk egymásra a vonali jelalakokat, akkor a **szemábrához** jutunk. A szemábra jól mutatja azt az optimális időpillanatot, amikor a legnagyobb valószínűséggel tudunk helyes mintát venni. Ez a szem legnagyobb nyílása.

A mintavételi időpillanatban, ha ISI mentes a csatorna, akkor az aktuális szimbólum tisztán 1 vagy -1 értéket ad, a megelőző szimbólumok lengései ekkor 0 additív értéket hoznak a mintavételbe.



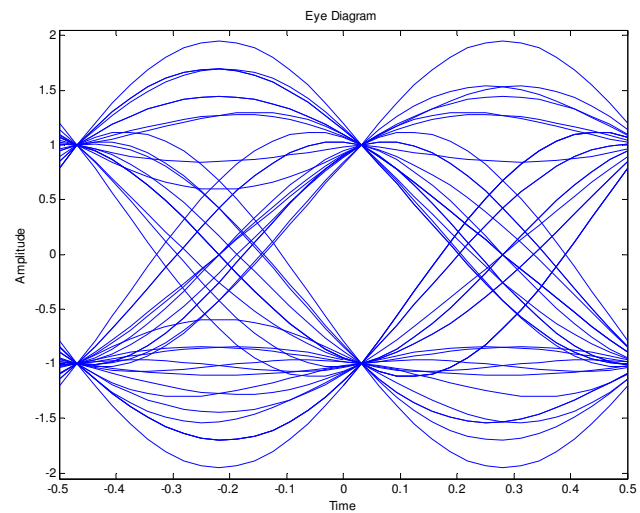
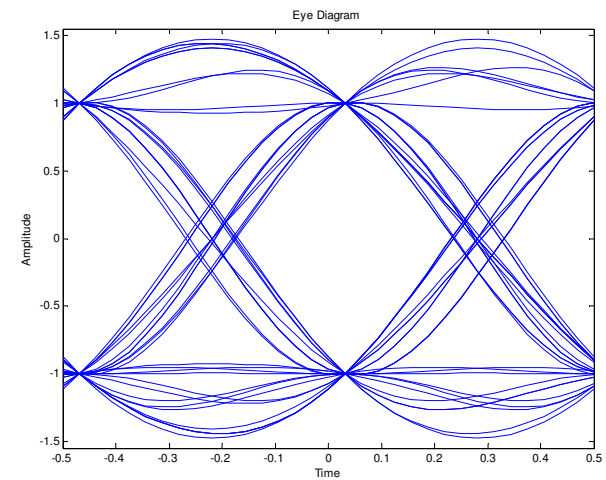
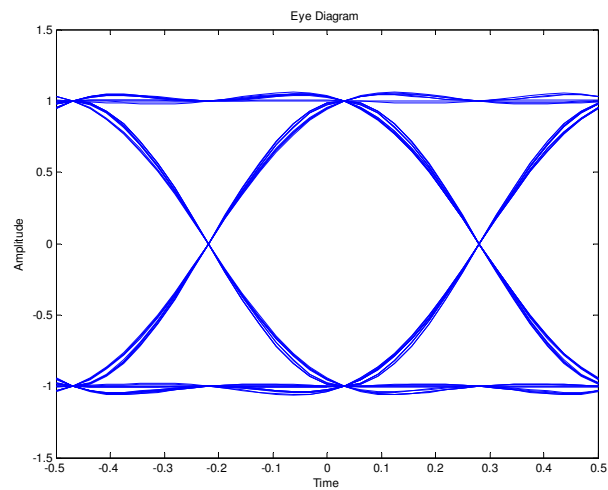
$$(\beta = 0.25)$$

optimális mintavételi időpillanat (nT)

A zaj és a jitter a jelhez adódva csökkentik a szem nyílását, így a döntés jóságát.

ISI mentes csatorna

Különböző lekerekítési paraméterek esetében a szemábra:

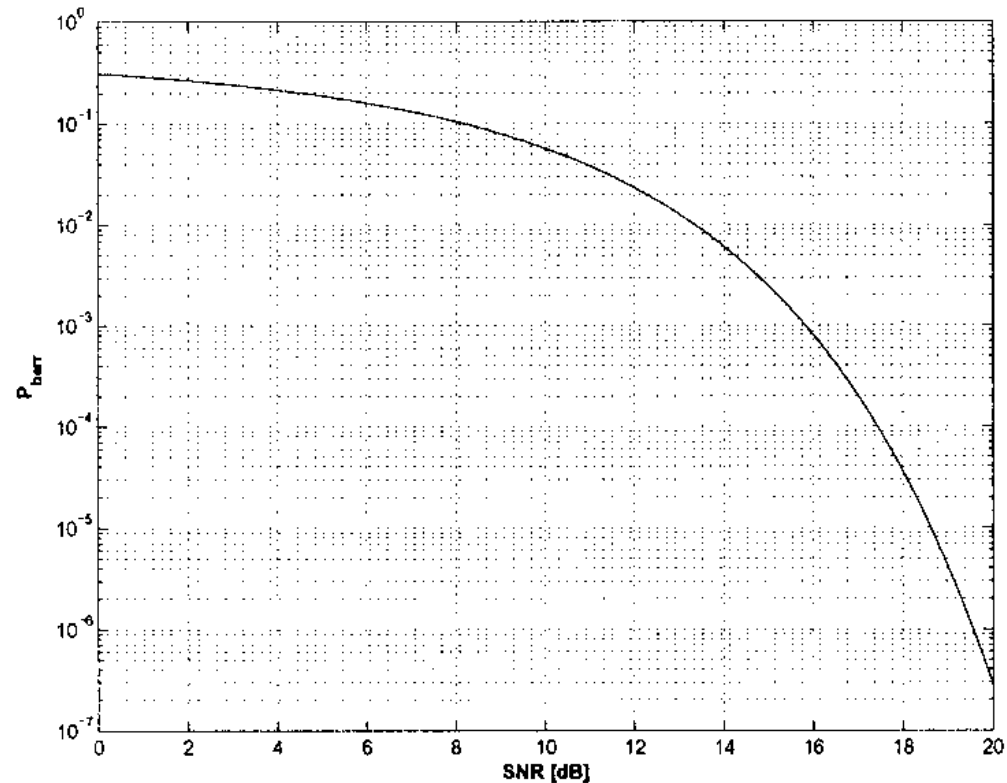


A bithiba valószínűsége

Eddig nem foglalkoztunk az ISI mentes csatorna additív zajával. Most ennek hatását vizsgáljuk.

Additív Gauss zajt feltételezve keressük annak valószínűségét, hogy a vett üzenet nem egyezik meg a küldött üzenettel. Az eredményt grafikusan, a jel-zaj viszony függvényében adjuk meg.

$$P_{berr} = P \left\{ \tilde{\xi}_k \neq \xi_k \right\}$$

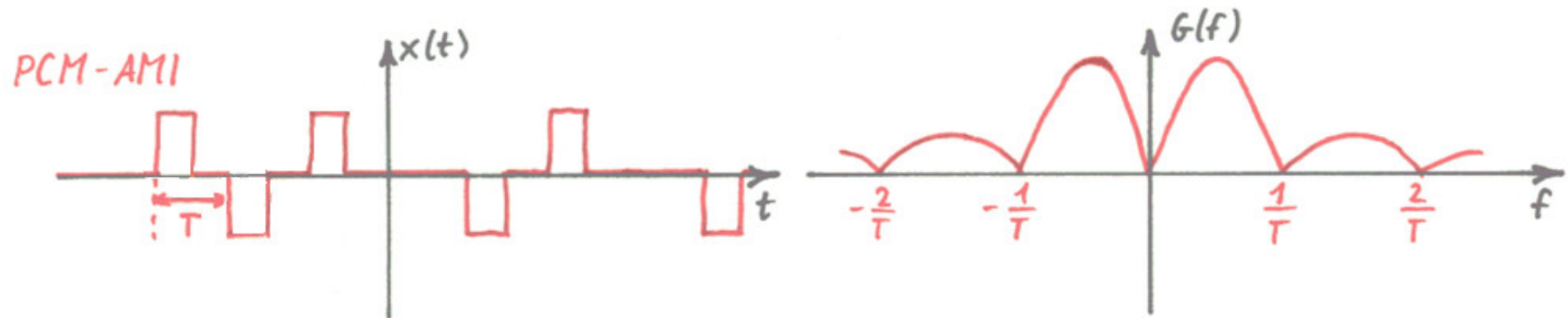


Vonali kódok ITU-T G703 2Mb/s-os interfészen

Az átviteltechnikában az alábbi fő szempontokat is figyelembe kell venni:

- A vonali jelnek ne legyen DC tartalma
- Az órajel kinyerhető legyen, ne legyen sok „0” egymás után a vonalon

Ennek megfelelően nem kétszintű PAM-ot használnak hanem AMI (Alternate Mark Inversion) ál-háromállapotú kódokat. Az értékkészlet: -1, 0, +1. A vonalon a bipoláris szabálynak megfelelően minden „1” impulzus előjelét ellenkezőre váltják. Így a DC nulla lesz.

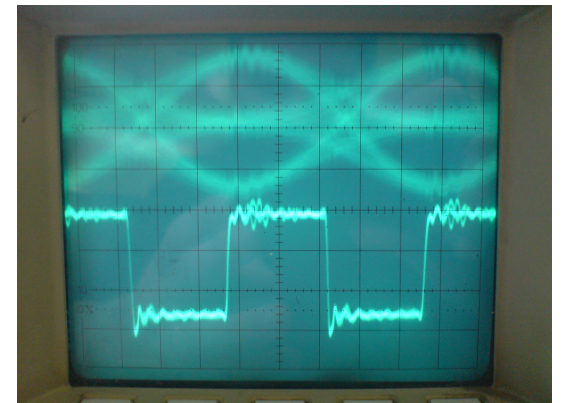
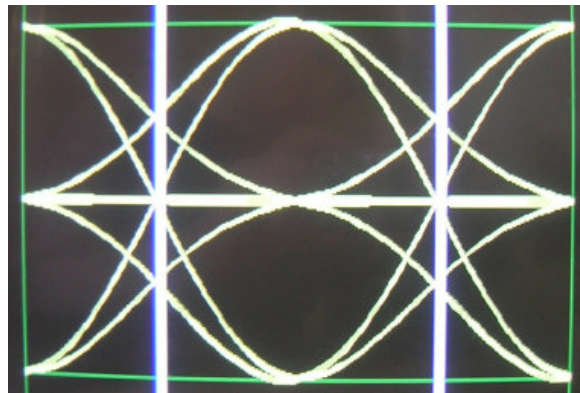
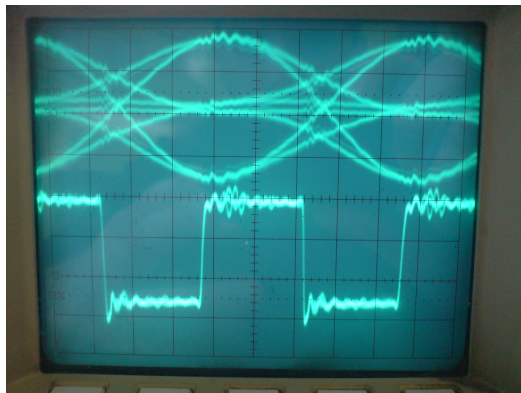


A hosszú „0” sorozatokat pedig különleges bipoláris szabály sértésekkel jelölten, impulzus mintázatokkal váltják ki (pl. HDB3). Így az órajel kinyerése is biztosított, és nem függ az információtartalomtól.

Vonali kódok ITU-T G703 2Mb/s-os interfészen

2Mb/s-os ITU-T G703 (E1) interfész jel (75 Ohm-on)

A vételi oldalon a kiegyenlítés után (zajmentes, szimulált és additív zajjal terhelt eset):



Nem optimálisan kiegyenlített vonal szemábrája:

