MŰEGYETEM 1782

Jelek alapsávi leírása. Modulációk. A csatorna leírása, tulajdonságai.

2018. október 12.,
Budapest

Alapfogalmak, fizikai réteg

- mindenki által ismert fogalmak (hobbiból azért rákérdezhetek vizsgán):
  - jel, teljesítmény, analóg, digitális, jelek frekvenciatartománybeli leírása, frekvenciasáv, mintavételi tétel, szűrés
- Moduláció:
  - a hasznos jelet át kell a rádiós csatornán vinni, adott frekvenciasávban
    - amplitúdó moduláció (AM): $s(t)= u(t)\cdot\cos(2\pi\cdot f_0 t)$
    - frekvencia moduláció (FM): $s(t)=\cos\left(2\pi f_0 t+\int_0^t u(\tau)d\tau\right)$
    - fázis moduláció (PM): $s(t)=\cos(2\pi\cdot f_0\cdot t+u(t))$
    - u(t) az információt hordozó jel

Alapfogalmak, fizikai réteg

- a vivő amplitúdója, frekvenciája vagy fázisa hordozza az információt
- digitális átvitel: általában egy elemi jel és inverze, amit át kell vinni

Jelek alapsávi leírása

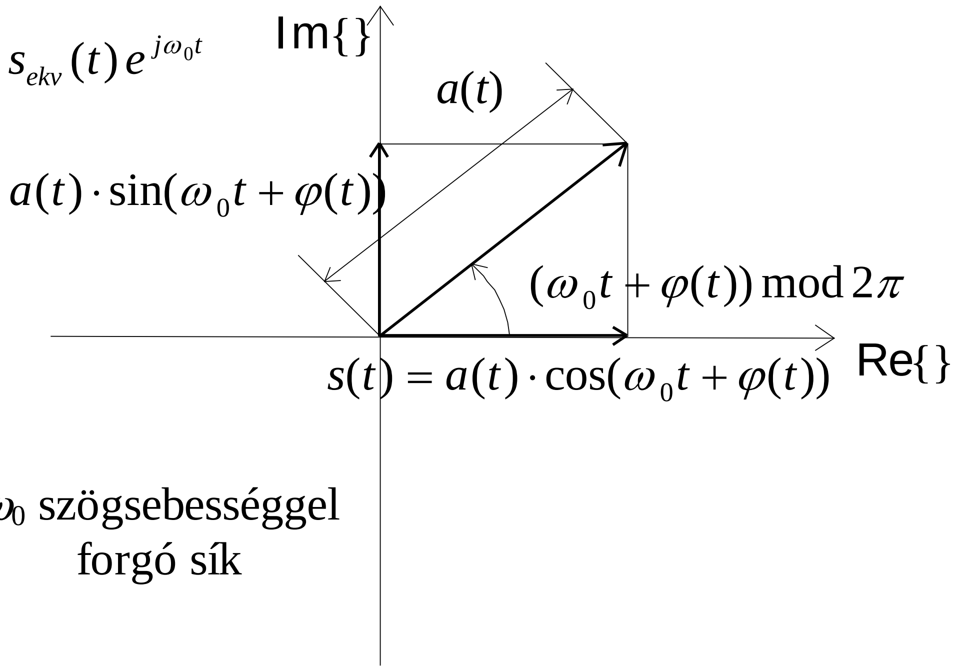
- A jel általánosan: $s(t) = a(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t))$
- felbontva: $s(t) = s_I(t)\cos(\omega_0 t) - s_Q(t)\sin(\omega_0 t)$
- Ahol $s_I(t) = a(t)\cos(\varphi(t))$ a fázisban levő komponens, a kvadratúra komponens: $s_Q(t) = a(t)\sin(\varphi(t))$
- Ebből a jel alapsávi ekvivalensének definíciója:

$$s_{ekv}(t) = s_I(t) + j\, s_Q(t)$$

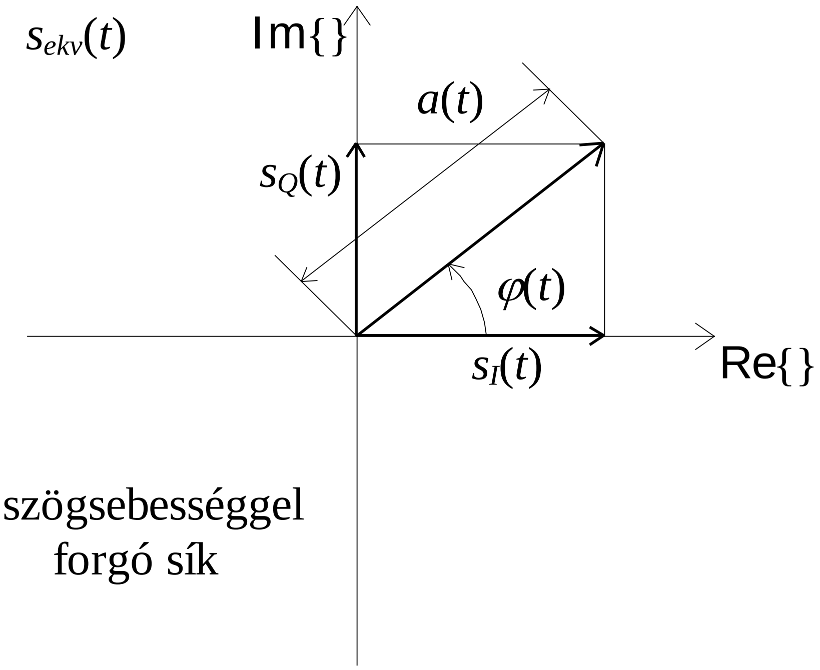
- Haszna: nem kell a vivővel törődni, egyszerűbb, általános összefüggések
- ugye látszik: $s(t) = \mathrm{Re}\left\{ s_{ekv}(t)\, e^{j\omega_0 t} \right\}$

Jelek alapsávi leírása

- Elnevezés: a jel komplex előburkolója: $s_{ekv}(t)\,e^{j\omega_0 t}$
- ugye: $$s_{ekv}(t) = s_I(t) + j\,s_Q(t) = a(t)\cdot e^{j\varphi(t)}$$
-



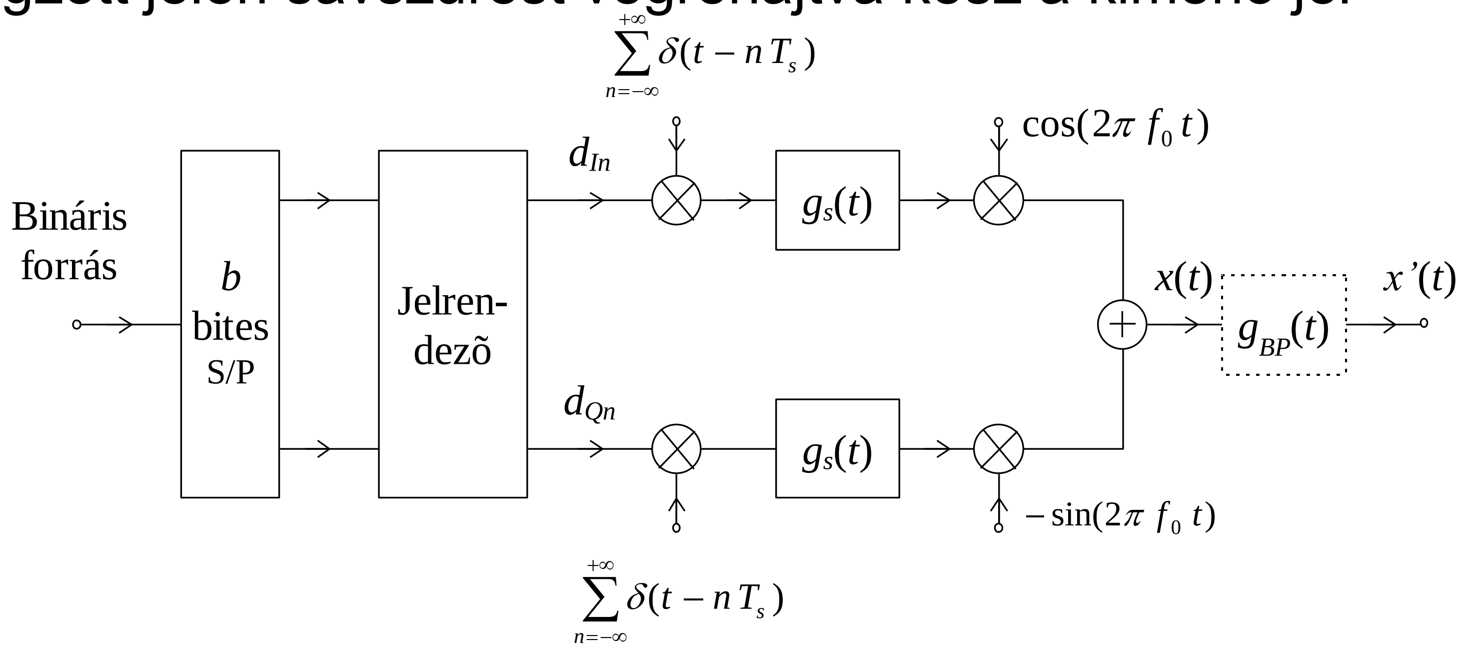
ω_0 szögsebességgel forgó sík



0 szögsebességgel forgó sík

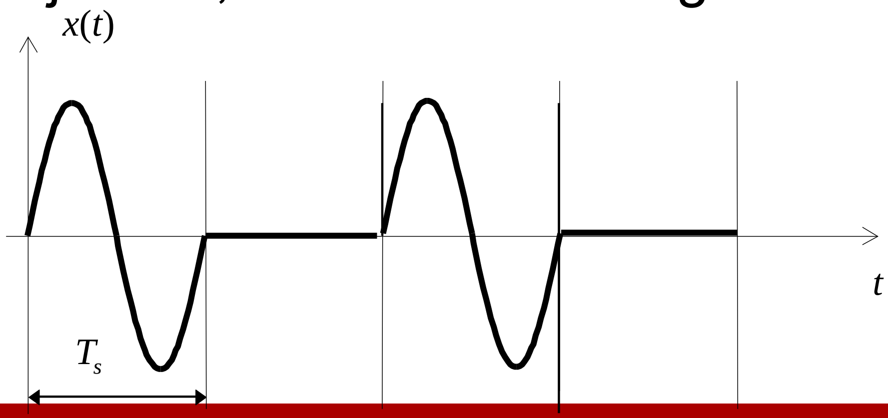
Digitális moduláció

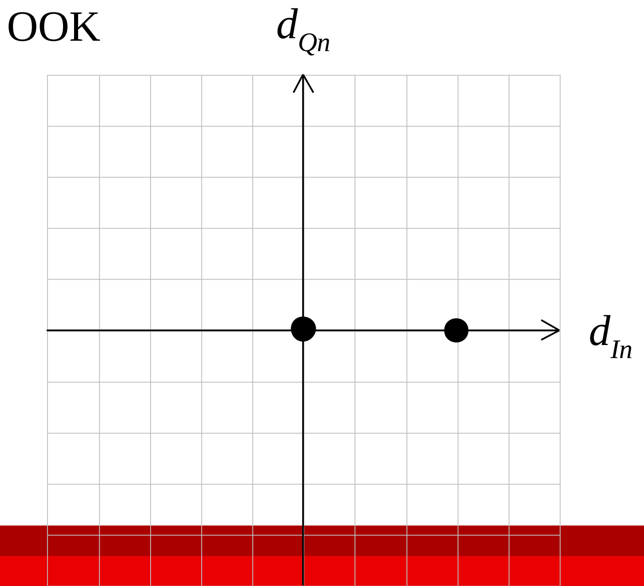
- a bináris forrásból soros/ph átalakítással b bites szavak jönnek
- jelrendező: a bináris szavaknak megfelelő d_I és d_Q értékeket állít elő
- $g_S(t)$: elemi jelalak szűrő, Dirac impulzusokat ráadva a kívánt jelalakot érjük el (a gyakorlatban gyakran nem szűrővel, hanem tárolt jelalakokkal dolgoznak)
- ezeket ültetjük a vivőre (fázisban és kvadratúrában levő komponens)
- az összegzett jelen sávszűrést végrehajtva kész a kimenő jel



Digitális moduláció

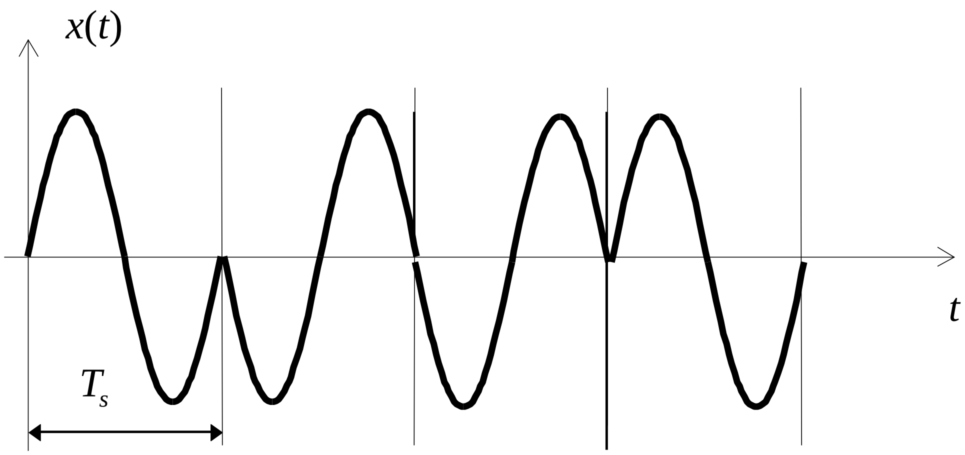
- a d_I és d_Q értékek lehetséges értékeit síkban ábrázolva az ún. konstellációs diagrammot kapjuk, ez gyakorlatilag a vivő fázisát és amplitúdóját mutatja
- elemi jel: mint látható, ennek megfelelően fog változni az I és Q összetevők amplitúdója, így az eredeti jel fázisa is. legegyszerűbb esetben négyszögjel, a simább átmenet és így kisebb sávszélesség érdekében valamilyen lekerekített jeleket szoktak használni
- **Fajták:**
- On-OFF keying : b=1, d_Q mindig nulla, d_I egy vagy nulla, az elemi jelet vagy átvisszük, vagy nem
- jelalak, konstellációs diagram:

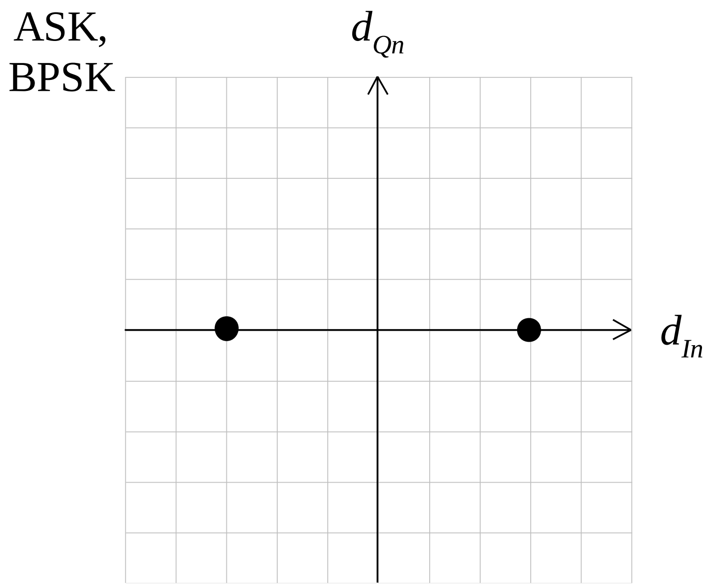




Digitális moduláció

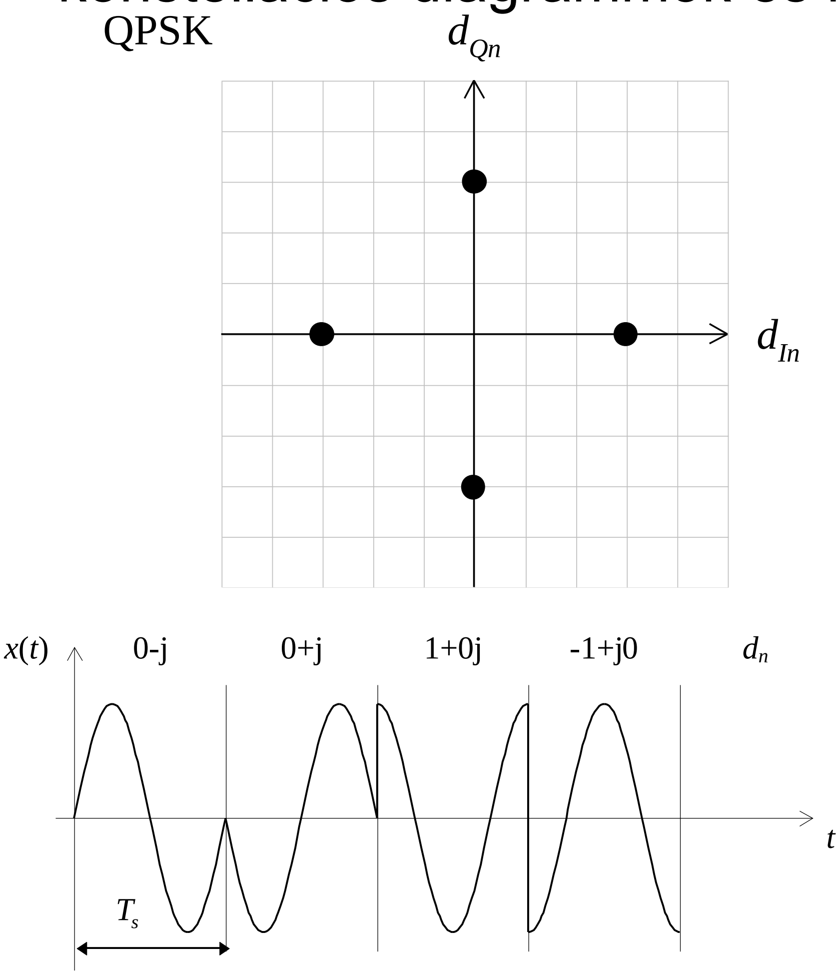
- Amplitúdó billentyűzés, bináris fázisbillentyűzés (ASK, amplitude shift keying, BPSK binary phase shift keying)
- b=1, d_Q mindig nulla, d_I egy vagy mínusz egy, az elemi jel, vagy inverze modulálja a koszinuszt
- időfüggvény, konstellációs diagramm

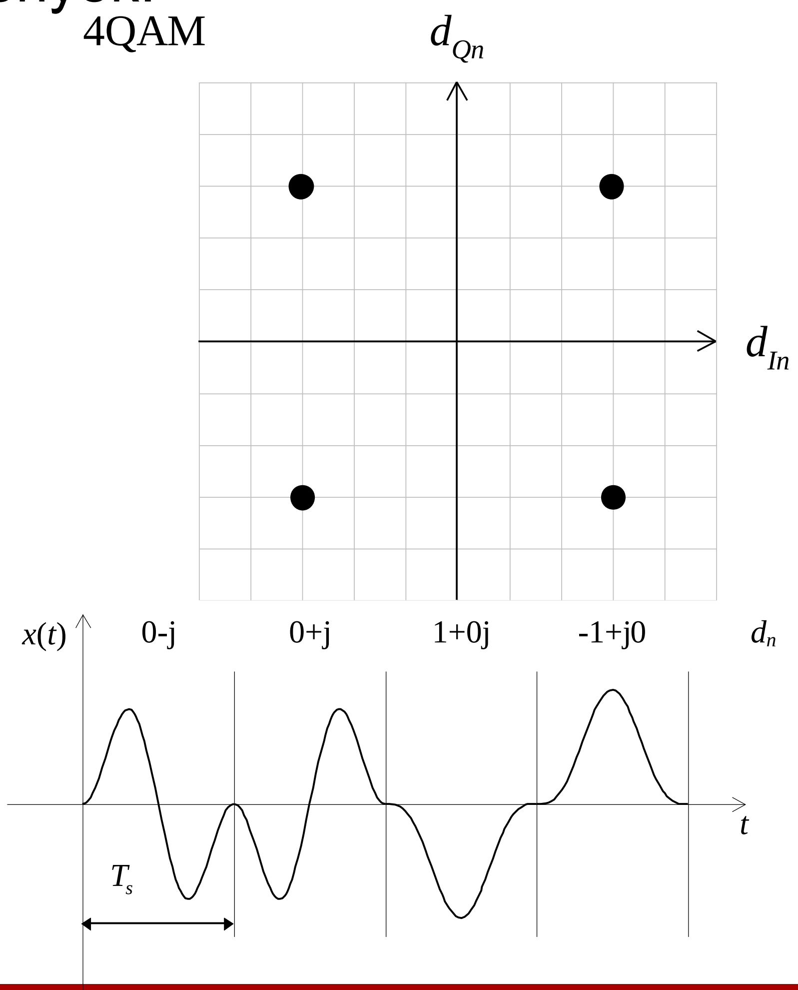




Digitális moduláció

- QPSK (Quadrature Phase shift keying), 4-QAM (4 Quadrature Amplitude modulation), vizsgán: d_I és d_Q értékei
- konstellációs diagrammok és időfüggvények:

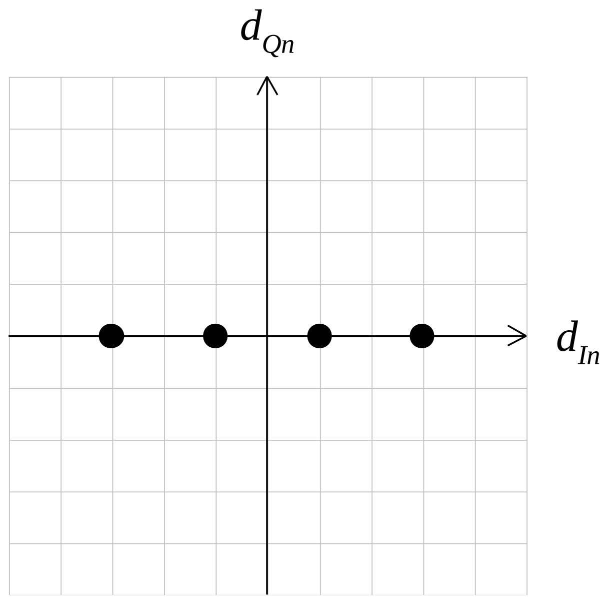




Digitális moduláció

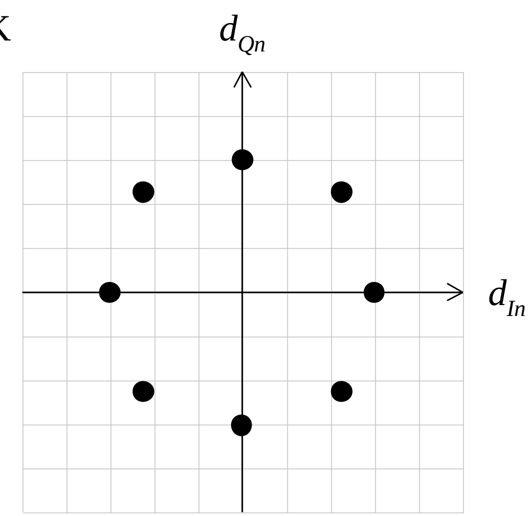
- 4 ASK, vizsgán: d értékei és időfüggvény, ha a konstellációs diagramm:

4ASK



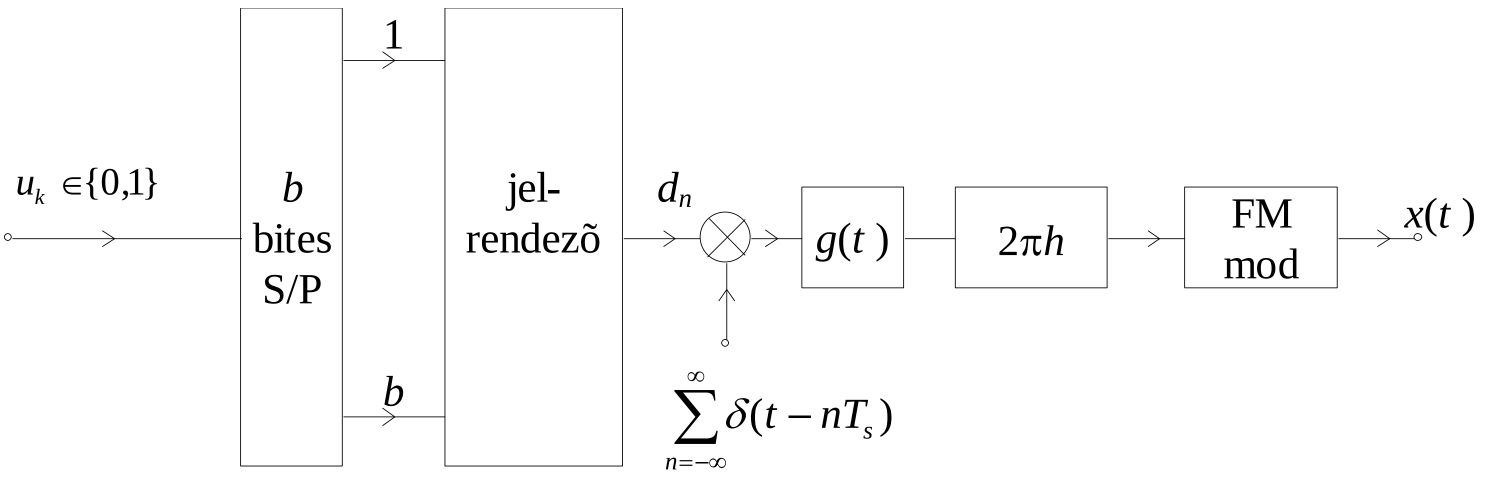
- hasonlóan: 16, 32, 64 QAM
- használt még: 8PSK

8PSK



Digitális moduláció

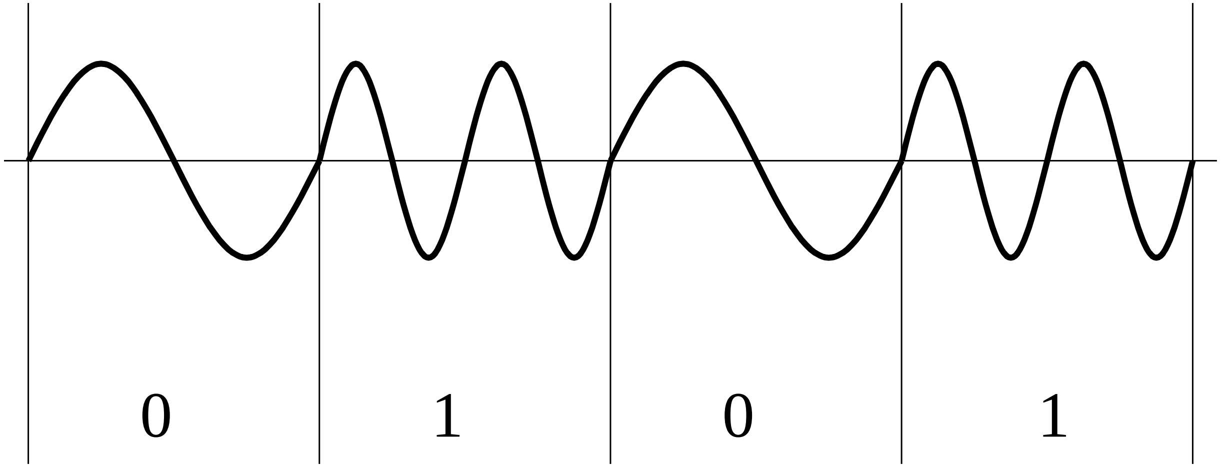
- nem lineáris moduláció (frekvencia moduláció)



- h: fázisforgatásra jellemző (2 pí hányad részével fordul a fázis)
- d_n sorozat: értékei a {-(M-1) ... -1, +1, ..., M-1} tartományból, $M=2^b$ féle frekvencia érték hordozza az információt
- elemi jel: ált valamilyen lekerekített (pl. emelt koszinusz, Gauss), hogy a frekvencia ne hirtelen változzon

Digitális moduláció

- példa: FSK (Frequency Shift Keying)
- időfüggvény:



- vizsgán: 4 FSK időfüggvény

A rádiós csatorna

- Csillapítás: tereptől, időjárástól, távolságtól, frekvenciától, antenna magasságoktól, stb. függ
- Fading: véletlen ingadozás a vett jel teljesítményében (amplitúdójában), sztochasztikus modellek
- Zaj: fehér zaj (Gauss): fehér: az adott sávban konstans teljesítménysűrűségű
- Interferencia: azonos csatornás, szomszédos csatornás, rendszerek közti
- Cél: bithibaarány adott határ alatt maradjon, tipikusan 0.001 alatt

Terjedési modellek

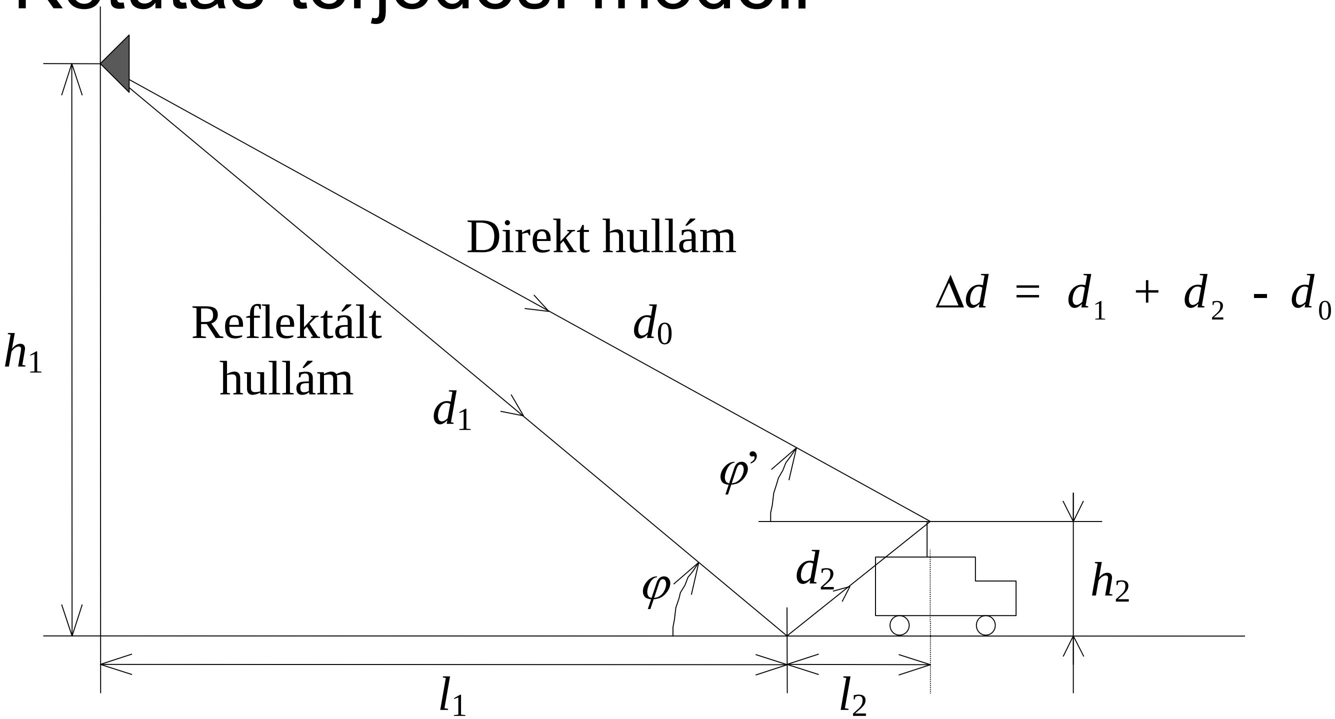
- empirikus modellek: nagy számú mérés alapján vázolt egyenletek, görbék alapján; gyors, könnyen számolható, nem túl pontos
- determinisztikus modellek: az EM hullámok terjedését, diffrakcióját, stb. számoló modellek; szükség van a környezet pontos ismeretére; nagyon nagy számítási kapacitást igényelnek
- szemi-determinisztikus modellek: determinisztikus modellek módosításával, egyszerűsítésével, mérésekhez „hangolásával” készülnek

Terjedési modellek

- makrocella:
  - kétutas terjedési modell (determinisztikus), kettős meredekségű modell
  - Okumura-Hata modell (empirikus)
  - módosított Okumura-Hata
- mikrocella
  - kettős meredekségű modell (empirikus)
  - Walfish-Ikegami modell (empirikus)
- Walfish-Ikegami:
  - városi területeken használt (utcák lefedettségére)
  - házak magassága, utca szélessége
  - tetők feletti terjedés és diffrakció
- beltéri modellek

Terjedési modellek

- Kétutas terjedési modell



- alapvető eredmény (elméleti): $P_V \cong P_A \cdot \left(\frac{h_1 h_2}{d^2} \right)^2$
- javítás: frekvencia-függés: $P_{Veff}=P_V \cdot f^{-n}$

Terjedési modellek

- kettős meredekségű modell (mikrocellás): gyakorlati tapasztalat: a csillapítás értéke (decibelben) a távolság logaritmusával adott meredekség szerint nő (kb. a távolság mínusz második hatványa szerint)
- egy adott távolság után (breakpoint) a távolság nagyobb negatív hatványa szerint (4-5), azaz logaritmikusan nagyobb meredekséggel
- $L_P = L_1 + 10g_1\log(d)$ ha $d < d_{bp}$
- $L_P = L_1 + 10g_1\log(d_{bp}) + 10g_2\log(d/d_{bp})$ ha $d > d_{bp}$
- $d_{bp} = 4h_{BTS}h_m/\lambda$

Terjedési modellek

- Okumura-Hata modell (COST 231)
  - a csatorna csillapítását becsli
- L_P= A+Blog(f)-13.82log(h_{BTS})-a(h_m)+(44.9-6.55log(h_{BTS}))log(d)
- a csillapítás decibelben megadva
- A=69.55 és B=26.16 ha 150 MHz < f < 1000 MHz
- A=46.3 és B=33.9 ha 1500 MHz < f <2000 MHz
- f: vivőfrekvencia, h_m: mobil antenna magassága, h_{BTS}: BS antenna effektív magassága (átlagos környező tengerszint feletti magassághoz képest)

Terjedési modellek

- Okumura-Hata modell (COST 231)
- a mobil antenna magasság korrekció: $a(h_m)$
- kisvárosi környezetben:

$$a(h_m)=(1.1 \log(f)-0.7)h_m - (1.56 \log(f)-0.8)$$

- nagyvárosokban:

$$a(h_m)=8.29(\log(1.54h_m))^2 -1.1 \quad f < 200\ \text{MHz}$$

$$a(h_m)=3.2(\log(11.75h_m))^2 -4.97 \quad f > 400\ \text{MHz}$$

Alapvetően nagy kiterjedésű, sík városi környezetre.

Terjedési modellek

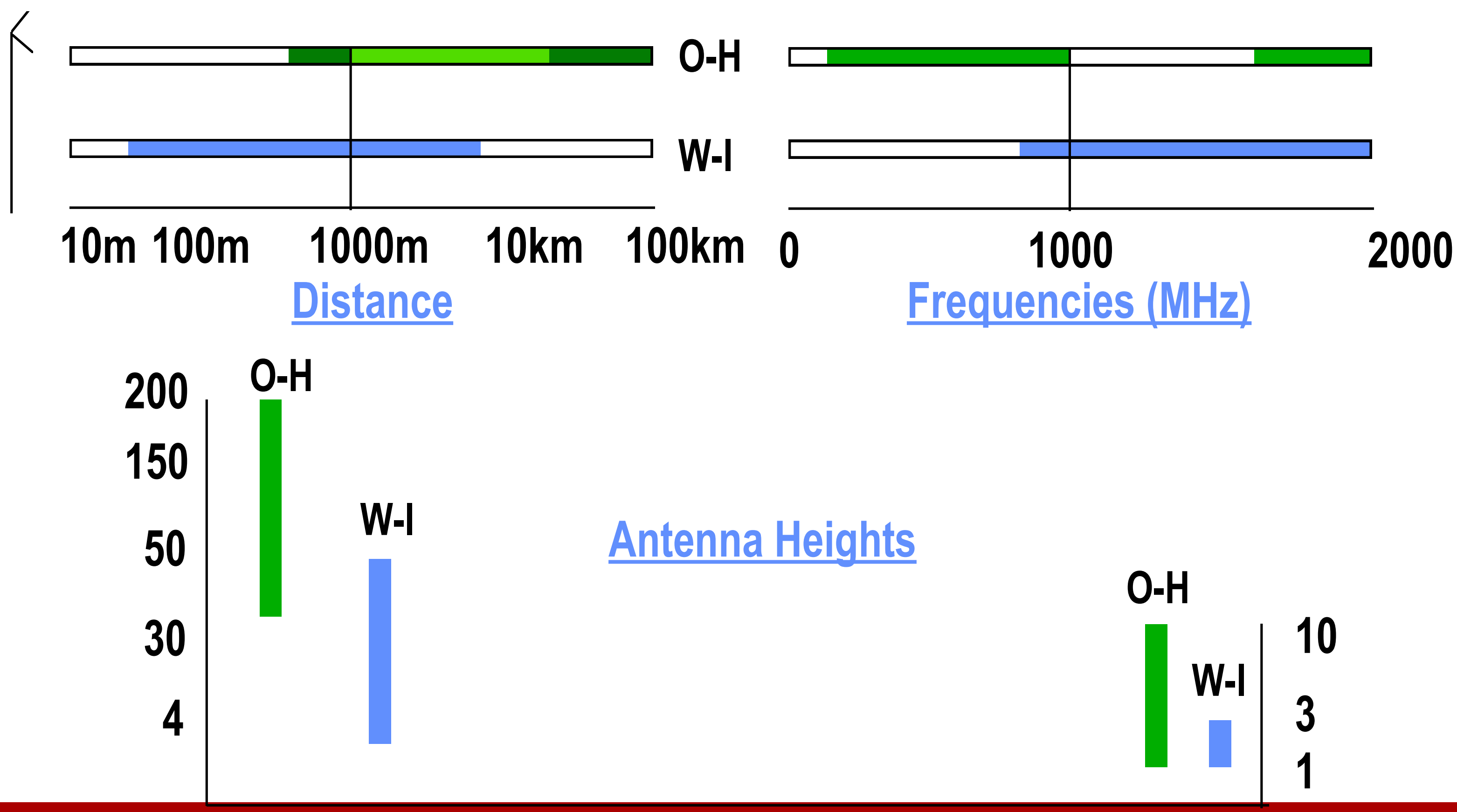
- Okumura-Hata modell (COST 231)
- módosítás dombos, városon kívüli, erdős, stb. területekre
- $L_{eff} = L_P + L_{Diff} - L_{morpho}$
- L_{Diff}: diffrakciós csillapítás, a terjedési útban lévő tárgyak miatt, számolható
- L_{morpho}: morfológiai osztályok szerinti módosítás
- L_{morpho} értékei: pl. vízfelület: 20, erdő: 8, külváros:6

Terjedési modellek

- Walfish-Ikegami modell (COST 231)
- mikrocellák, városi környezet
- két összefüggés: látható mobil (Line of Sight, LOS) és nem látható (NLOS)
- LOS (utcákban), „kanyon” hatás, a csillapítás számítása: $L_P = 42.6 + 20\log(f) + 26\log(d)$
- NLOS: $L_P = 32.44 + 20\log(f) + 20\log(d) + L_{rsd} + L_{msd}$
- L_{rsd}: az utca körüli épületek tetejének szórása
- L_{msd}: a távolabbi tetőkön való szórás
- ezek számítása: átlagos utca szélesség, átlagos épület magasság, utcák irányszöge az antennához képest, stb

Terjedési modellek

- O-H és W-I
- a csillapítási modellek minden paraméterét nem kell bemagolni, azt kell tudni hogy mik befolyásolják a csillapítást és hol használható az adott modell

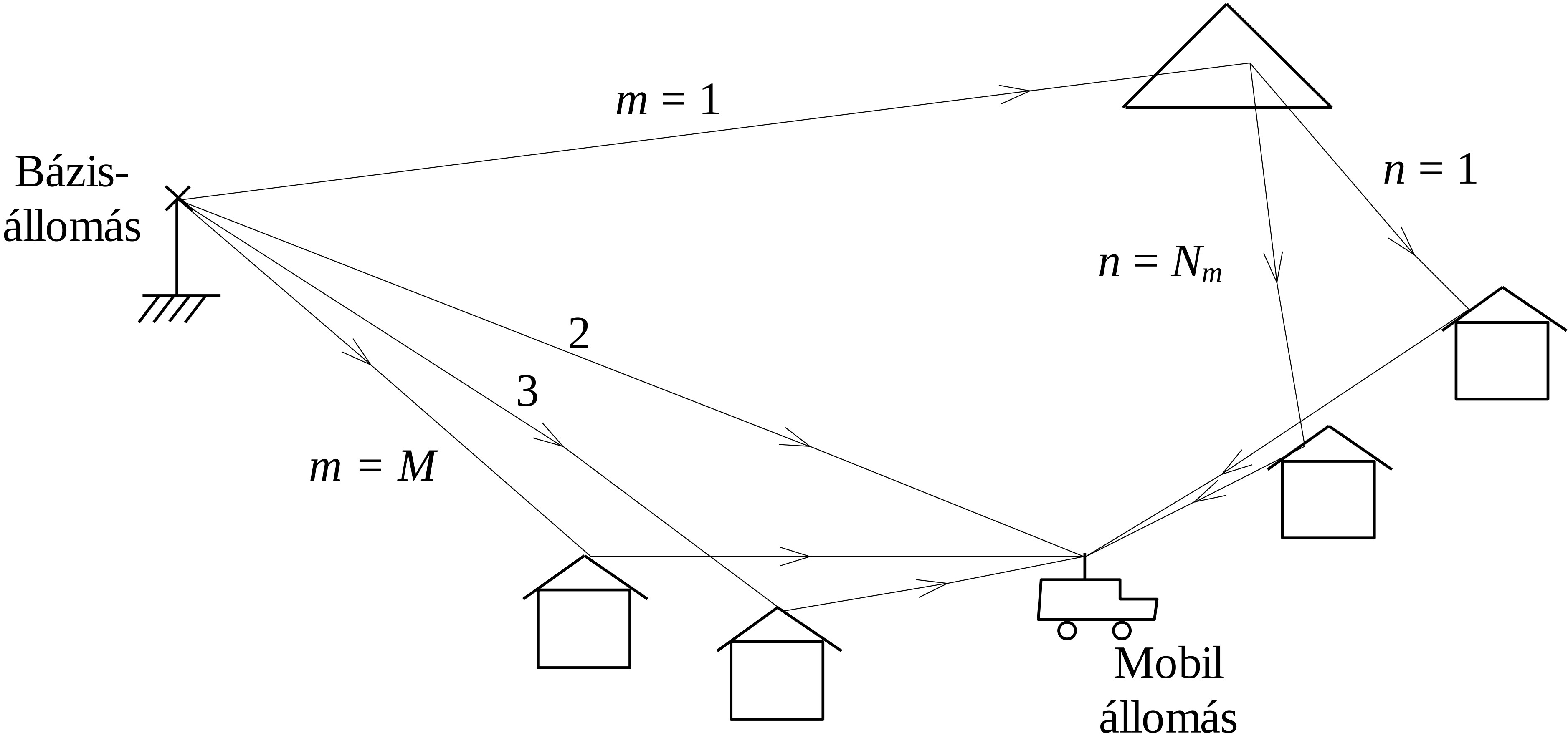


Terjedési modellek

- beltéri modellek: az épületek alaprajza, építőanyaga, falak anyaga és vastagsága befolyásolja
- bútorzat, emberek mozgása is befolyásolja, időben változó
- számítás: geometriai diffrakciós modellek, empirikus adatok alapján
- pl. $L_{in}=L_0 + L_C + sum(n_{wi}L_{wi}) + (n_f)^e L_f$
- L_0: szabadtéri csill., L_C: empirikus konstans
- n_{wi} i. típusú falak száma a terjedési útban, L_{wi}: csill.
- n_f: hány padlón keresztül terjed
- $e=(n_f + 2)/(n_f + 1) - k$; k empirikus

A fading

- Többutas terjedés: fő és mellékutak



A fading

- m fő terjedési útvonal sorszáma (m=1,...,M)
- n mellékútvonal sorszáma (n=1,...,NM)
- $r_{mn}(t)$ az *mn* útvonalon haladó jel a vevő helyén
- α_{mn} a csillapítási tényező
- τ_{mn} a késleltetés
- f_{mn} a Doppler-csúszás $f_{mn} = \frac{f_0 v}{c} \cos\psi_{mn}$
- v a mobil sebessége
- ψ_{mn} a mozgás és a hullámterjedés iránya által bezárt szög
- c a fénysebesség
- f_0 vivőfrekvencia
- A jelünk: $s(t) = \mathrm{Re}\{s_+(t)\} = a(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi(t))$

A fading

- Az mn útvonalon érkező jel komplex előburkolója a vevőben: $r_{+_{mn}}(t) = \alpha_{mn} s_{ekv}(t - \tau_{mn}) e^{j2\pi f_0 (t - \tau_{mn})} e^{j2\pi f_{mn} t}$
- A vett jel tehát ezek összege:
$$r_+(t) = \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N_m} \alpha_{mn} s_{ekv}(t - \tau_{mn}) e^{j2\pi f_0 (t - \tau_{mn}) + j2\pi f_{mn} t}$$
- Ha a szóródás után az egyes mellékutakon közel azonos hosszúságú utat tesz meg a vevőig, vagy csak olyan kis mértékben tér el az egyes utakon, hogy a változás a szimbólumidőhöz képest kicsi, akkor jó közelítés: $T_m = \frac{1}{N_m} \sum_{n=1}^{N} \tau_{mn}$
- Így:
$$r_+(t) = \sum_{m=1}^{M} s_{ekv}(t - T_m) e^{j2\pi f_0 t} \underbrace{\sum_{n=1}^{N_m} \alpha_{mn} e^{-j2\pi f_0 \tau_{mn} + j2\pi f_{mn} t}}_{z_m(t)}$$

A fading

- Azaz a vett jel komplex alapsávi ekvivalense:

$$r_{ekv}(t) = \sum_{m=1}^{M} s_{ekv}(t - T_m) z_m(t)$$

- A fadinget a komplex szorzófaktor jelenti, ami általánosan:

$$z_m(t) = x_m(t) + j\, y_m(t)$$

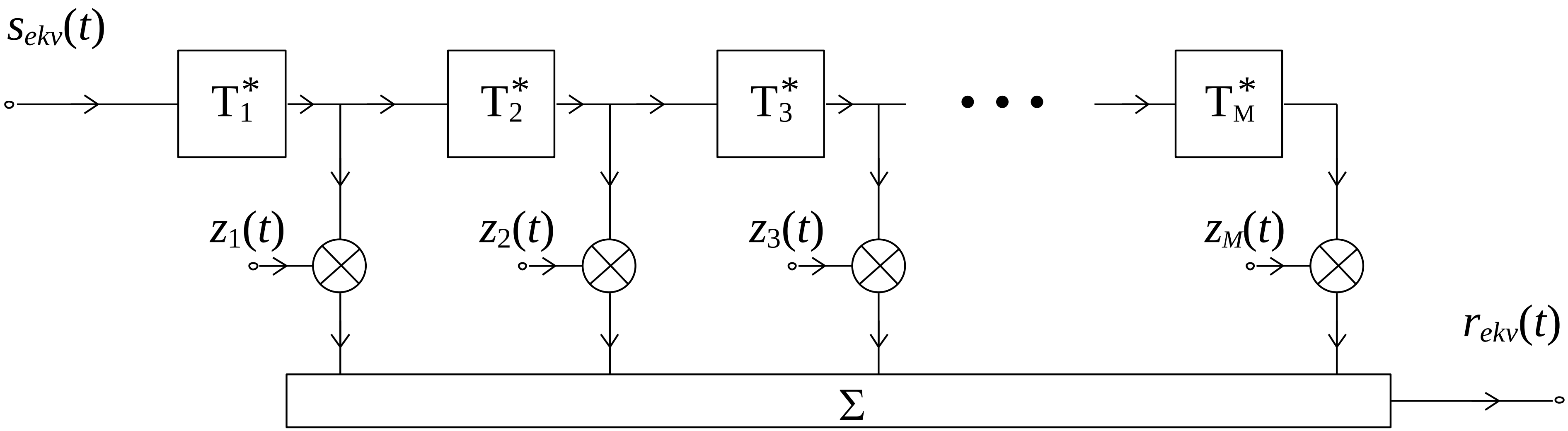
- A mellékutak csillapítása, késleltetése és Doppler szórása időben változik, véletlenszerű. Ha a mellékutak száma nagy, a jellemzők pedig függetlenek és azonos eloszlásúak, akkor a centrális határeloszlás tétel értelmében a valós és képzetes rész is normális eloszlású
- Aleset: nagyon sok mellékútvonal van csak, a vett jel alapsávi ekvivalensében egy késleltetés, egy szorzó (M=1)
- Modell: x és y 0 várható értékű, szigma szórású normális eloszlású

A fading

- A csatorna modellje pedig a következő:

$$T_1^* = T_1 \;;\; T_i^* = \sum_{j=0}^{i} T_j^*$$

-



A fading

- Nos, a komplex szorzófaktor mit jelent fázisban és amplitúdóban?
- $A = \sqrt{x^2 + y^2}$
- $\phi = artg\left(\frac{y}{x}\right) \bmod 2\pi$
- 1. házi feladat: $f_A(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}}$ Rayleigh eloszlás
- $f_\phi(\varphi) = \frac{1}{2\pi}$ egyenletes eloszlás
- Ez a Rayleigh fading. Ilyen csatornán a jelből vett minta Rayleigh eloszlású véletlen csillapítást szenved

A fading

- Várható értéke: $\mathrm{E}[A] = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\,\sigma$

- Második momentum: $\mathrm{E}\left[A^2\right] = 2\sigma^2$

- Szórásnégyzet: $\mathrm{E}\left[\left(A - \mathrm{E}[A]\right)^2\right] = \mathrm{E}\left[A^2\right] - \left(\mathrm{E}[A]\right)^2 = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right)\sigma^2$

A fading

- A bithibaarány becsléséhez, ill. Teljesítéshez a jel-zaj viszonyt kell tudni (különböző modulációkra ismert a bithiba arány jel-zaj viszony függése)
- A jel-zaj viszony: $\Gamma = \dfrac{A^2 T}{2N_0} = \dfrac{E_s}{N_0}$
- Ennek várható értéke, azaz az átlagos SNR:

$$\gamma_0 = \mathrm{E}[\Gamma] = \frac{T}{2N_0}\mathrm{E}\left[A^2\right] = \mathrm{E}\left[\frac{E_s}{N_0}\right]$$

- Mivel *A* Rayleigh eloszlású, a második momentumát tudjuk, így

$$\gamma_0 = \frac{T\sigma^2}{N_0}$$

A fading

- Mi a jel-zaj viszony eloszlása?
- Levezetés után: $$f_\Gamma(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0} e^{-\frac{\gamma}{\gamma_0}}$$
- Azaz az SNR exponenciális eloszlású!
- A Rice fading: a vett jel amplitúdója Rice eloszlású, származtatása: a vevőig egy közvetlen terjedési úton + végtelen sok mellékúton jut el a jel
- a lognormál fading (lassú fading): a csatorna csillapításához (pl. Okumura-Hata alapján) logaritmikus skálán egy normális eloszlású véletlen csillapítás adódik, a mobil mozgása során bekövetkező, tereptárgyak, épületek általi árnyékolás miatt, lassan változik