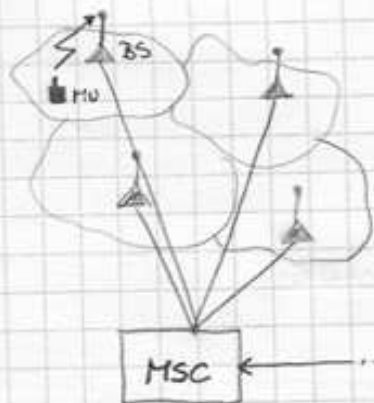


Zgradba mobilnih sistemov



MU - mobile unit / mobilna postaja

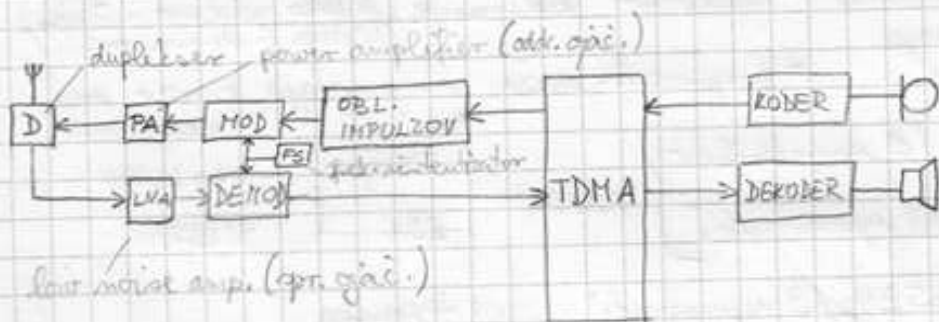
BS - base station / bazna postaja

MSC - mobile switching centre / mobilna tel. centrala

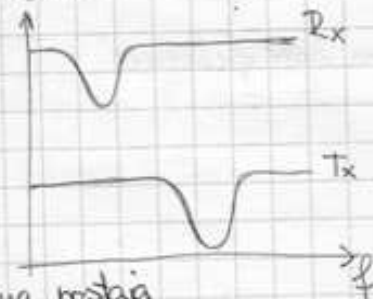
... PSTN - javno telefonsko omrežje

Bazna postaja

Mobilna postaja / terminal



Duplexer

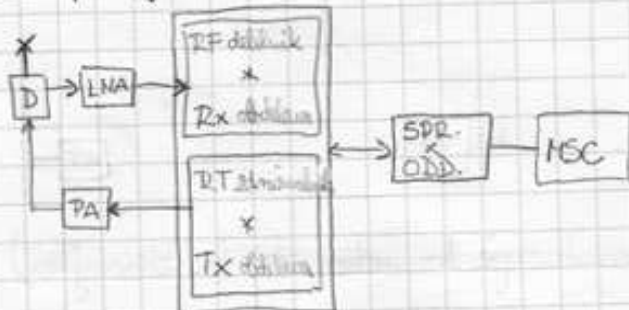


KOMUNIKACIJA:

MU → BS
Reverse Ch (povratni)

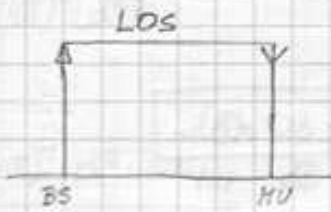
MU ← BS
Forward Ch (naprejni)

Bazna postaja



RAZŠIRJANJE VALOVANJA

1) V vidni liniji = LOS



2) Ni vidne linije = N-LOS

a) ODBOJ



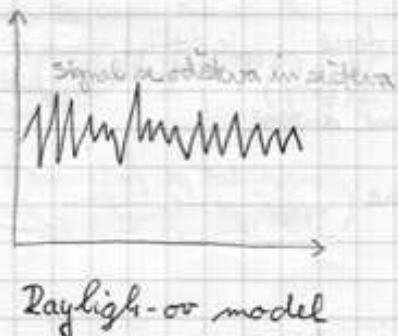
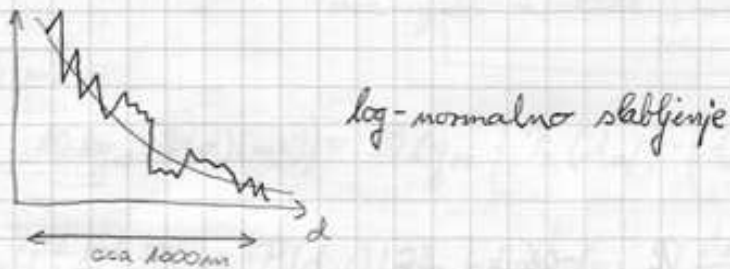
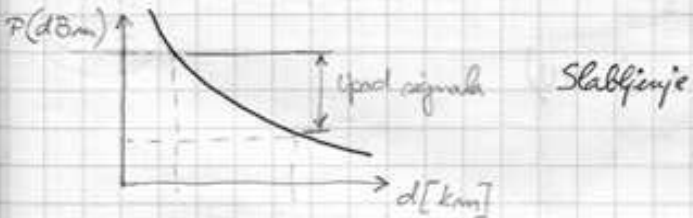
b) UKLON



c) RAZPRŠITEV



SLABLJENJE:



Enote moči in razmerij

Primerjava moči:

Absolutna moč = primerjamo z 1 mW

mW ↔ dBm

1 mW = 0 dBm

$$P [dBm] = 10 \log_{10} \frac{P [mW]}{1 mW}$$

$$P [dBm] = 10 \log_{10} \frac{1000 mW}{1 mW} = 10 \log_{10} (1000) = \underline{\underline{30 dBm}}$$

$P = U \cdot I = U^2 \dots$

$10 \log_{10} U^2 = 20 \log_{10} U$

$10^{-5} mW = -80 dBm$

$1 \mu W = -30 dBm$

$\frac{0,001 mW}{1 mW}$

Slabjenje

$SNR [dB] = 10 \log_{10} \frac{P_s [mW]}{P_n [mW]}$

0 dB : $P_s = P_n$

20 dB : $P_s = 100 \cdot P_n$

3 dB : $P_s = 2 P_n$

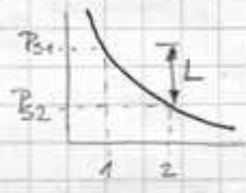
$\log x + \log y = \log (x \cdot y)$

$\log x - \log y = \log \left(\frac{x}{y} \right)$

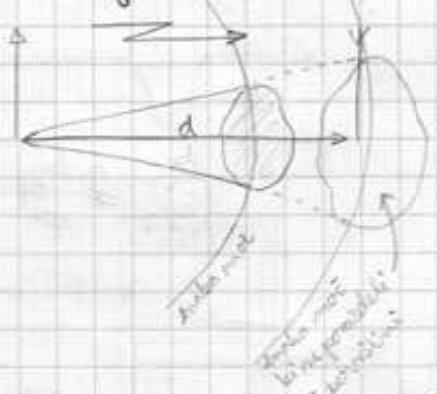
$= P_s [dBm] - P_n [dBm]$

Slabjenje

$L [dB] = P_{s1} [dBm] - P_{s2} [dBm]$



Sevalni diagram → v vse strani (značilno za BS in MU)



$P_{rx} = f(d) = d^{-2}$

moč upada po negativni potenci kvadratne oddaljenosti

IZRAČUN:

$$P_{rx} = \frac{P_{tx} \cdot G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot d^2 \cdot L}$$

P_T ... oddajna moč

G_T ... dobitek odd. antene

G_R ... dobitek sprejemne antene

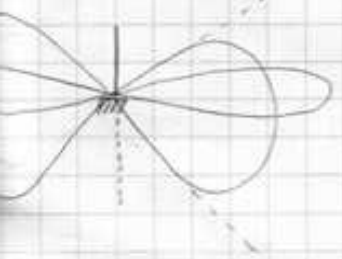
λ ... valovna dolžina (ničja kot je frekvenca) (večje je dobit)

d ... razdalja

L ... ≥ 1 dodatne izgube

(vseeno se ne sme oditi) (če se samo ne 1/2 moči) je dobitek 1/4 moči $10 \log_{10} 4 = 6 dB$

Straniki ois anten:



$P_T \cdot G_T \dots$ EIRP (Ekvivalentna izsevana moč) koliko izseva niza W/FI naprava (wireless doma max. 50 mW)

$\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot d^2}$ kolikokrat se signal poveča (če λ za 0,5 se 2x zmanjša)

$$\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot d^2} = \frac{1}{L_{free} \text{ dB}} \rightarrow -10 \log_{10} \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} = -20 \cdot \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d} = L_{free} \text{ [dB]}$$

Slabljenje praznega prostora

$$P_R = \frac{EIRP}{L_{free} \cdot L} \cdot G_R$$

1. $d_{ref} = 500 \text{ m}$ od baze do prvega moč
 $P_{T500} = ?$

$$P_{R500} = \frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot d^2 \cdot L} \cdot d \quad P_R \cdot (d_{ref})^2 \cdot d_{ref}^2 = \frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2}{4\pi^2 \cdot L} = P_T(d) \cdot d^2$$

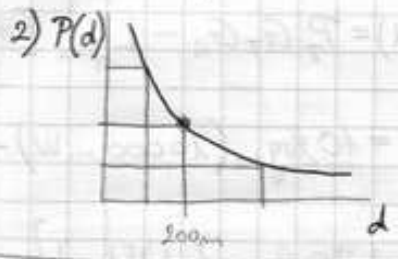
$$P_{R5000} = \frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot d^2 \cdot L}$$

V primeru da BS vidimo izračunano moč:

$$P_R(d) = P_R(d_{ref}) \cdot \left(\frac{d_{ref}}{d}\right)^2$$

referenčni izračun moči na neki razdalji

1) Pomerimo moč na $d_{ref} \rightarrow P(d_{ref})$
 $d_{ref} = 200 \text{ m} \quad P = 0,1 \text{ mW}$



Moč se zmanjša od 100m-11m in obratno sorazmerno razdalji

$\rightarrow \text{dB(m)}$

$$10 \log_{10} (P(d) [\text{mW}]) = 10 \log_{10} \left\{ P_R(d_{ref}) \cdot \left(\frac{d_{ref}}{d}\right)^2 \right\} \quad \text{ekvivalentno}$$

$$P(d) [\text{dBm}] = P(d_{ref}) [\text{dBm}] + 10 \log_{10} \left\{ \left(\frac{d_{ref}}{d}\right)^2 \right\}$$

$$P(d) [\text{dBm}] = P(d_{ref}) [\text{dBm}] - 20 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{ref}}\right)$$

$$P_R(d) = \underbrace{P_T G_T}_{\text{EIRP}} \cdot \underbrace{G_R}_{\text{}} \cdot \underbrace{\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot d^2}}_{\frac{1}{L_{\text{free}}}} \cdot \frac{1}{L}$$

$$L_{\text{free}} = -20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot d} \right); \quad \lambda = \frac{c}{f} \quad c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

$$= -20 \log_{10} \left(\frac{c}{4\pi \cdot f \cdot d} \right) = -20 \log_{10} \left(\frac{c}{4\pi \cdot f [\text{MHz}] \cdot 10^6 \cdot d [\text{km}] \cdot 10^3} \right) =$$

$$L_{\text{free}} = \underbrace{-20 \log_{10} \left(\frac{3 \cdot 10^8}{4\pi \cdot 10^3} \right)}_{32,44} + 20 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(d)$$

32,44

Primer: a) $P(d_{\text{ref}}) = \frac{P_T G_T G_R \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot (d_{\text{ref}})^2 \cdot L} = \frac{10 \text{ W} \cdot \frac{\text{m}^2}{(4\pi)^2 \cdot (100 \text{ m})^2 \cdot 3^2} = \underline{\underline{0,7 \mu\text{W}}}$

$P_T = 10 \text{ W}$

$f = 900 \text{ MHz}$

$d = 2000 \text{ m}$

$L = 1$

$G_T = G_R = 1$

$d_{\text{ref}} = 100 \text{ m}$

$P(d_{\text{ref}}) [\text{dBm}] = 10 \log_{10}(0,7 \cdot 10^{-3} \text{ mW}) = \underline{\underline{31,5 \text{ dBm}}}$

$P_R(d) = P_R(d_{\text{ref}}) \cdot \left(\frac{d_{\text{ref}}}{d} \right)^2 = 0,7 \mu\text{W} \cdot \left(\frac{100}{2000} \right)^2 = 0,7 \mu\text{W} \cdot \frac{1}{400} = 0,00175 \mu\text{W}$

$\rightarrow \underline{\underline{-57 \text{ dB}}}$

ali $= -31,5 \text{ dBm} - 20 \log_{10} \frac{1}{20} = \underline{\underline{-57 \text{ dB}}}$

b) $P_R(d) = P_T G_T G_R - L_{\text{free}} [\text{dB}]$

$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300 \cdot 10^6 \text{ m/s}}{300 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}} = \frac{1}{3} \text{ m}$

$= 10 \log_{10}(10000 \text{ mW}) - \left\{ 32,44 + 20 \log_{10}(f) [\text{MHz}] + \right.$

$\left. + 20 \log_{10}(d) [\text{km}] \right\} =$

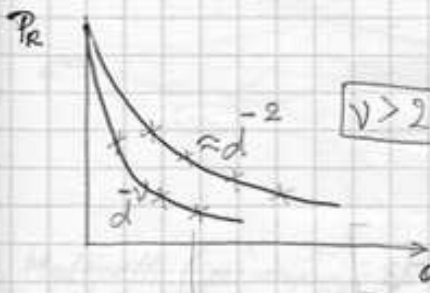
$= 40 \text{ dBm} - (32,44 + 20 \log_{10}(900) + 20 \log_{10}(2)) = \underline{\underline{-57,5 \text{ dBm}}}$

Resnične razmere N-LOS

$$a) P_r = d^{-\nu} \quad \nu \geq 2$$

$$P_r(d) = P_r(d_{ref}) \cdot \left(\frac{d_{ref}}{d}\right)^\nu$$

→ eksponent slabljenja



dBm: $P_r(d)[dBm] = P_r(d_{ref})[dBm] + 10\nu \log_{10}\left(\frac{d_{ref}}{d}\right)$

$$2,5 \leq \nu \leq 4$$

b) EMPIRIČNI modeli (izmerjena o različnih točkah)

1.) OKAMURA (1968)

$h_T = 200\text{ m}$, $h_R = 3\text{ m}$ + korekcijski faktorji (površina, krivulje, ...)

2.) HATA (1980)

$$L_p = 69,55 + 26,16 \cdot \log_{10}(f) + [44,9 - 6,55 \log_{10} h_{base}] \cdot \log_{10}(d) - 13,82 \cdot \log_{10} h_b - a(h_{mo})$$

- različni a za:
- velika mesta
 - mesta
 - podeželje
 - predmestje

$$d \geq 1\text{ km}$$

3.) LEE



$$L = L_0 + 10\nu \cdot \log_{10}(d) + \alpha_c$$

L_0 ... izmerjena izgube pri 1 km

ν ... eksponentna ocena slabljenja

$$\alpha_c = 10 \log_{10}(F)$$

$$F = F_1 \cdot F_2 \cdot F_3 \cdot F_4 \cdot F_5$$

$$F_1 = \left(\frac{h_{Ts}}{30,5}\right)^2 \quad F_4 = \left(\frac{h_{Rv}}{3}\right)^2$$

$$F_2 = \frac{P_T(w)}{10} \quad F_5 = G_R$$

$$F_3 = \frac{G_T}{4}$$

$$L_p(d) = L(d) + 20 \log_{10}\left(\frac{h_{ref}}{10}\right)$$

Kako se signal razširi znotraj zgradbe?

Modeli razširjanja valovanja V ZGRADBAH

1) Veliko območje (ELZ)

1BS = več zgradb

$$L_{ELZ}(dB) [dB] = 10 \log_{10} \left[L_d(d_0) \cdot \left(\frac{d}{d_0}\right)^{\nu_d} \cdot L_B(d_0) \cdot \left(\frac{d}{d_0}\right)^{\nu_B} \cdot A_B \right]$$

slab.
znotraj
zgradbe

slab.
znotraj
zgradbe

zaradi oddaljenosti
od antene

Prehod iz zgradbe
(faktor slabljenja)

$$\nu_d = 2; 3-6$$

$$\nu_B = 0.5-1.5 \quad (\text{slabjenje zgradbe})$$

2) Veliko območje (LZ)

1BS = 1 objekt - BS znotraj objekta

$$L_{LZ}(d) [dB] = 10 \cdot \log_{10} \left[L_d(d_0) \cdot \left(\frac{d}{d_0}\right)^{\nu_0} \right]$$

$$\nu_0 = 2-3 : 1 \text{ nadstropje}$$

$$> 3 : \text{med nadstropji}$$

3.) Srednje območje (HZ)

1BS - za del zgradbe

$$L_{HZ}(d) [dB] = 10 \log_{10} \left[\left(\frac{4\pi f_0 d}{c}\right)^2 \cdot F(d) \cdot W(d) \cdot R(d) \right]$$

slab.
zaradi
oddaljenosti
od oddaljenosti prostora
(izguba v zraku med stenami)

izguba v
nadstropju

izguba
sten

izguba
odboj

4.) Mala območja (SZ)

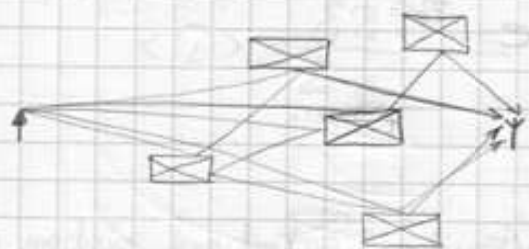
1BS - 1 prostor

$$L_{SZ} = L_{HS}$$

$$\nu = 2 \quad (\text{LOS} - \text{antena vidna})$$

$$\nu = 3.5 \quad (\text{N-LOS} - \text{je ne vidna})$$

PRESI HANJE



Multipath (množenje po več poteh)

MODELI

STATISTIČNI (jakost)

- Rayleigh (na vidiku brane)
- Rician (doda do vidiku BS)
- Lognormalni (doda do zmožnosti signal upada)

Multipath model neposredni

- Doppler (kvaliteta (B))

Rayleigh

a) pošlem impulz $\delta(t)$ \rightarrow $e_r(t) = \sum_{i=1}^N a_i p(t-t_i)$ koda zakasnenih impulzov



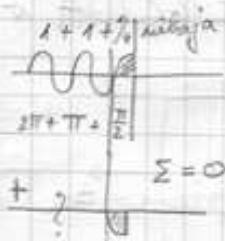
b) kosinusni signal

$$e(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(2\pi f_0 t + \phi_i)$$

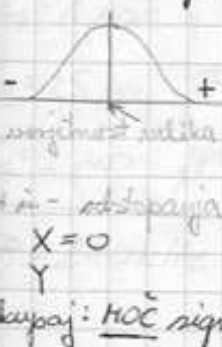
↖ fazi kot (≡ relativna zakasnitev)

$$= \underbrace{\cos(2\pi f_0 t)}_{\text{brzina frekvence}} \cdot \underbrace{\sum_{i=1}^N a_i \cos \phi_i}_X - \underbrace{\sin(2\pi f_0 t)}_Y \cdot \underbrace{\sum_{i=1}^N a_i \sin \phi_i}_Y$$

$$= X \cos(2\pi f_0 t) + Y \sin(2\pi f_0 t)$$



Gaussova porazdelitev



$$A = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad \text{Jakost signala}$$

$2\sigma^2 = P_0$
povprečna moč signala

Rayleigh-ova porazdelitev

$$f_p(p) = \frac{1}{2\sigma^2} \cdot e^{-\frac{1}{2\sigma^2} p} \cdot u(p) \quad \text{moč signala}$$

$P_{antena} = \int_0^{P_{thr}} f(P) dP = \int_0^{P_{thr}} \frac{1}{P_0} \cdot e^{-\frac{P}{P_0}} dP = 1 - e^{-\frac{P_{thr}}{P_0}}$

$P_{thr} \leftarrow$ moč praga - izpad
 verjetnost izpada signala

Povprečna moč signala: $P_0 = 100 \mu W$

Minimalna moč za sprejem: $P_{thr} = P_{min} = 25 \mu W$

$P_{ant} = 1 - e^{-\frac{P_{thr}}{P_0}} = 1 - e^{-\frac{25}{100}} = 1 - 0,78 = 22\%$

da pride do izpada pri temni moči

Picioni: Direktni val + odboj

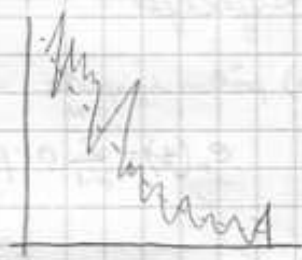
$k = 10 \log \frac{A_0^2}{2\sigma^2}$

A_0 - moč direkt. vala
 $2\sigma^2 = P_0$ - moč odbitih valov

$A_0 = 0 \Rightarrow k = -\infty \Rightarrow$ Rayleigh

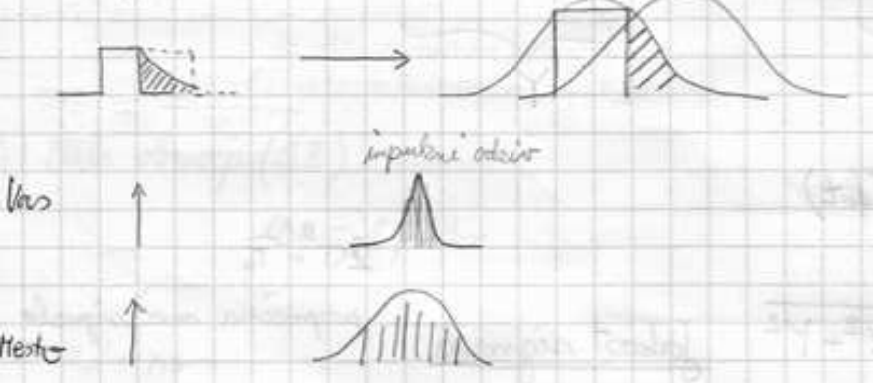
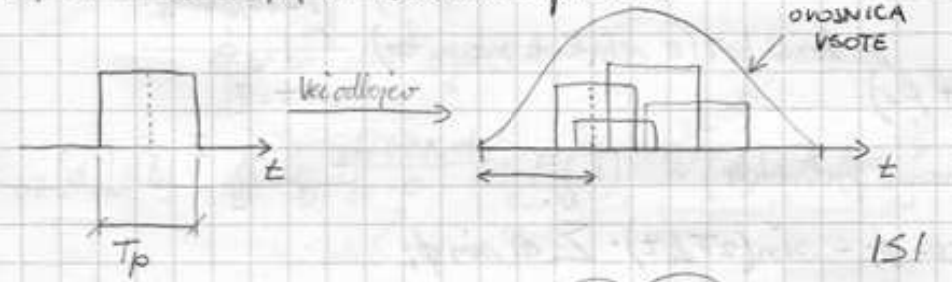
$A_0 \gg P_0 \Rightarrow$ Gaussova por. moči

Lognormalni model (odloži in eksponentno slabljenje)



DISPERZIJA v časovnem prostoru

Zakasnite.



Vis →
 Heste →

če je POUČNA zakasnitev

$$\langle \tau \rangle = \frac{\sum_{i=1}^N P_i \tau_i}{\sum_{i=1}^N P_i}$$

RMS zakasnitev

$$\sigma_D = \sqrt{\langle \tau^2 \rangle - \langle \tau \rangle^2}$$

in mednja kvadratna vrednost zakasnitve

$$\langle \tau^2 \rangle = \frac{\sum_{i=1}^N P_i \tau_i^2}{\sum_{i=1}^N P_i}$$

a) če je $N=1$ (ena pot)

$$\langle \tau \rangle = \frac{P_1 \tau_1}{P_1} = \tau$$

$$\langle \tau^2 \rangle = \frac{P_1 \tau^2}{P_1} = \tau^2$$

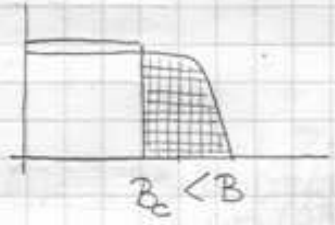
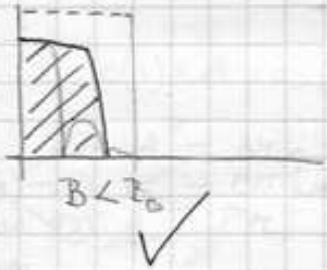
$$\sigma_D = \sqrt{\tau^2 - \tau^2} = 0$$

NI DISTERZIJE

b) $\sigma_D > 0$ prihaja do razmazanosti

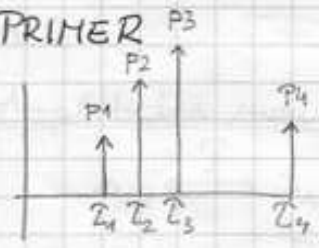
$$B_c = \frac{1}{5\sigma_D}$$

B_c - pasovna širina kanala



frek. selektiven kanal oz. frek. omejen (signal se razmaže)

1. PRIMER



$$\langle \tau \rangle = \frac{0,5 \cdot 0,01 + 1 \cdot 0,1 + 1,5 \cdot 0,001 + 2 \cdot 1}{0,01 + 0,1 + 0,001 + 1} = 1,896 \mu s$$

$$\langle \tau^2 \rangle = \frac{0,5^2 \cdot 0,01 + 1^2 \cdot 0,1 + 1,5^2 \cdot 0,001 + \dots}{0,01 + 0,1 + 0,001 + \dots} = 3,695 \mu s^2$$

$\tau_1 = 0,5 \mu s, P_1 = 0,01 \text{ mW}$

$\tau_2 = 1 \mu s, P_2 = 0,1 \text{ mW}$

$\tau_3 = 1,5 \mu s, P_3 = 0,001 \mu W$

$\tau_4 = 2 \mu s, P_4 = 1 \text{ mW}$

$$\sigma_D = \sqrt{\langle \tau^2 \rangle - \langle \tau \rangle^2} = \sqrt{3,695 - (1,896)^2} = 0,315 \mu s$$

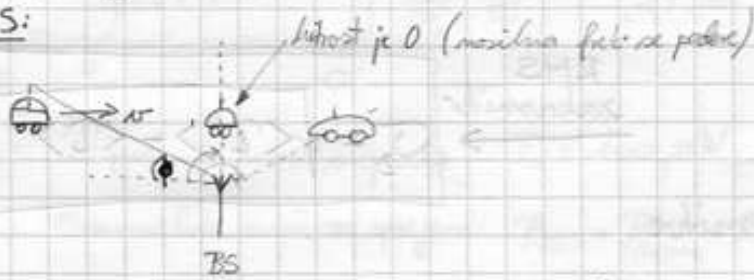
$$B_c = \frac{1}{5\sigma_D} = 675 \text{ kHz}$$

$B = 240 \text{ kHz}$

Ni frek. selektiven kanal.

Dopplerjev efekt

Pogoj LOS:



$$f_d = f_0 \cdot \frac{v}{c}$$

relativna sprememba frekvence zaradi dopplerjevega pojma

$$f_{\text{konutna}} = f_0 + f_d \cdot \cos(\phi_i) \quad \text{konutna frekvenca}$$

Pogoj N-LOS:

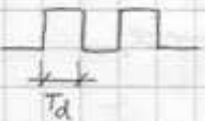
Več poti \rightarrow vsota prispevkov $\phi_i \rightarrow$ (Rayleigh)

Znotraj trajanja \rightarrow dolžina enega simbola

Dolga impulsi:



Kratek impulsi / Bolj odporen na f_d



KOHERENČNI ČAS

$$T_c = \frac{9}{16T \cdot f_d} \quad \text{ocena spliva}$$

$$T_d < T_c$$

dolžina simbola/impulsa

$$v = 100 \text{ km/h} \quad f_0 = 200 \text{ MHz}$$

$$c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

$$T_c = ?$$

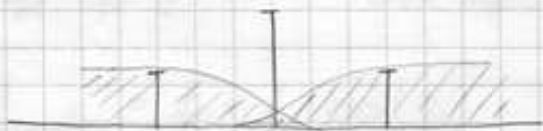
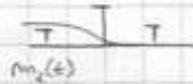
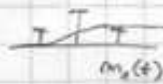
SSB = modulacija z enim bočnim pasom



DSB = modulacija z dvema bočnima pasoma

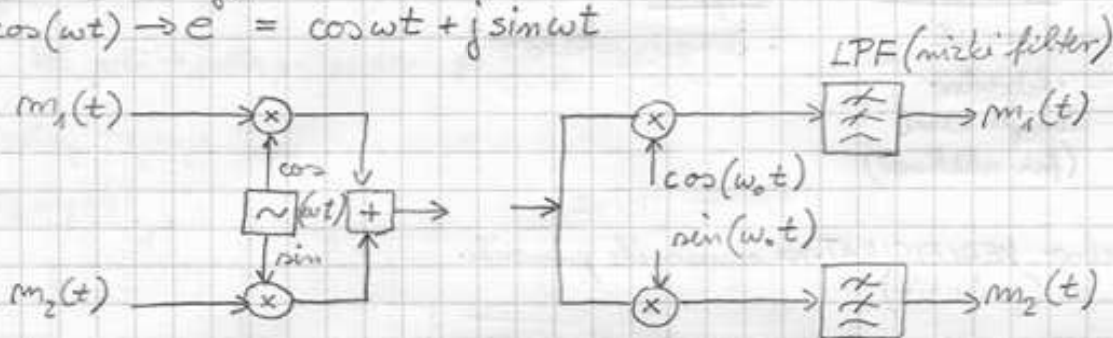


VSB = neidealni filter



QAM (kvadratura) $m_1(t)$ $m_2(t)$ da prenašamo $m_1(t)$ in $m_2(t)$

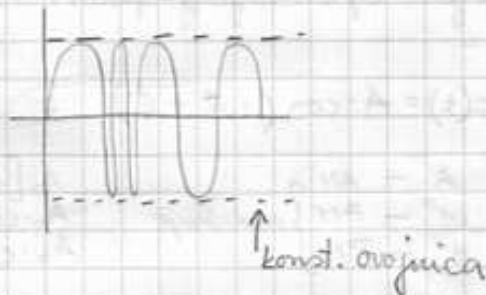
$$\cos(\omega t) \rightarrow e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t$$



KOTNE MODULACIJE (nelinearne modulacije) oz. FM modulacije

$$s(t) = A_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi(t))$$

$$\phi(t) = \begin{cases} m(t) & \text{PM} \\ \int m(\tau) d\tau & \text{FM} \end{cases}$$



Modulacijski indeks

$$\beta_f = \frac{\Delta f}{W}$$

W - pasovna širina $m(t)$

Pasovna širina FM signala:

$$B_{FM} = 2 \cdot (\beta_f + 1) \cdot W \begin{cases} \text{ozkopasovna FM } (\beta \ll 1) \\ \text{širokopasovna FM } (\beta > 1) \end{cases}$$

$$m(t) \rightarrow \int_{-\infty}^t \rightarrow \text{PM} \rightarrow P_{FM}$$

$$m(t) \rightarrow \frac{1}{dt} \rightarrow \text{FM} \rightarrow P_{PM}$$



Modeli kanalov



Vse modele je potrebno VERIFICIRATI na resničnih primerih. (poskusit)

MODULACIJE V MOBILNIH SISTEMIH

Modulacija = spreminjanje parametrov signala z namenom prenosa informacij

$$c(t) = A \cdot \cos(\omega t + \phi)$$

- ① $A \rightarrow AM$
- ② $\omega \rightarrow FM$
- ③ $\phi \rightarrow PM$

to se spreminja

$$A_0 [1 + k_{AM} m(t)] \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi)$$

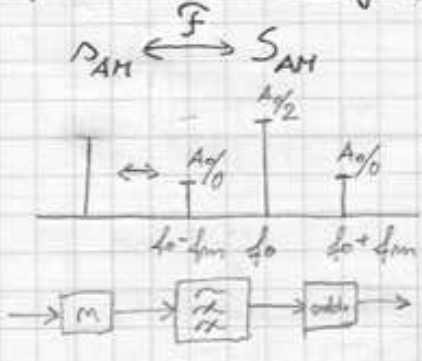
$$A_0 \cdot \cos[2\pi f_0 t + 2\pi k_{FM} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau]$$

$$A_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t + k_{PM} m(t))$$

$$\begin{cases} -1 < k_m < 1 \\ -0 < k_{AM} < +1 \end{cases}$$

AM

- Amplitudna modulacija (linearne modulacije)



$$k_{AM} = 1$$

$$m(t) \rightarrow m(\omega)$$

$$-f_m \quad +f_m$$

$$B = 2 \cdot f_m$$

v GSM nadomestimo $m(t)$ s podatki

modulacijski

signal $m(t) \rightarrow$ podatki

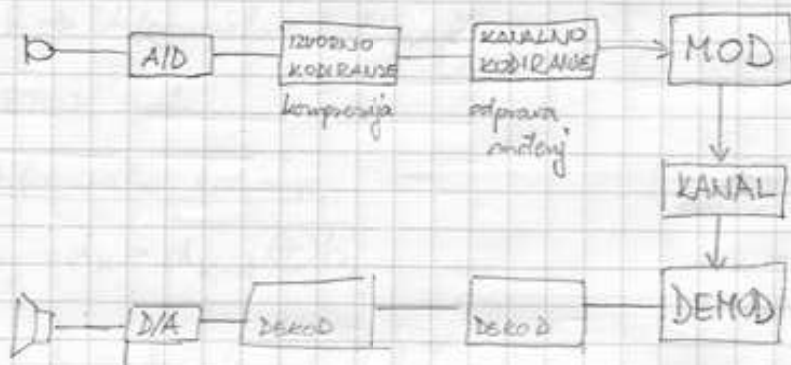
oblikujemo $m(t)$ na dogovorjen način za prenos podatkov

Razlogi za digitalizacijo :- kvaliteta prenosa (odpornost na motnje)

- VLSI (stopnja integracije je dovolj velika da to znamo narediti)

- ECC (poprava napak)

- enkripcija



Simbol in bit

"0" "1" binarni simboli

$m=2$

"0" "1" "2" "3" "4" "5" "6" "7" "8" "9" desetiški simboli $m=10$

Informacijska vsebina simbola

Osnova: 1 bit/simbol

$$m = \log_2 m [\text{bit/simbol}]$$

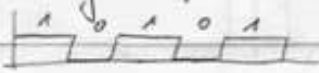
$$m = \log_2 10 = 3, \dots \text{ bit/simbol}$$

PRIMER:


000 = 0
001 = 1
⋮
111 = 7
3-biti
8 mel. simbolov

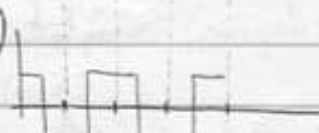
Prenos podatkov - zaporedni prenos simbolov

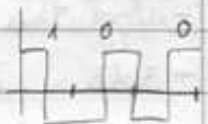
Oblikovanje impulzov

1)  UNIPOLARNI ZAPIS
(ne vračanje na ničlo - NRE)

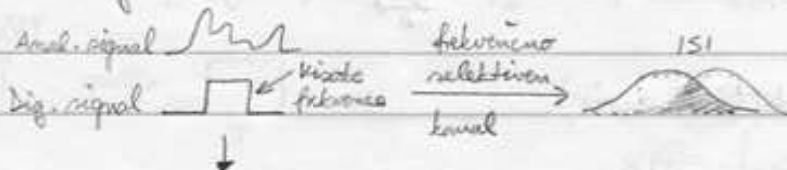
2)  BIPOLARNI ZAPIS

3)  UNIPOLARNI ZAPIS
(vračanje na ničlo - RE)

4)  BIPOLARNI IMPULZ z vračanjem na 0
(Manchester kodiranje)



Modulacija:

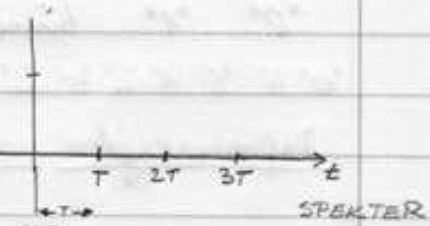




Oblikovanje impulzov

1. Nyquistov teorem

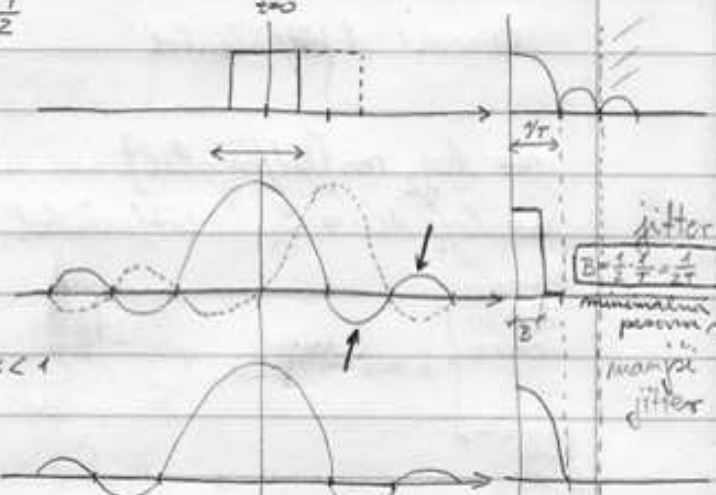
$$x(t) = 0 \quad t = k \cdot T; \quad k \neq 0$$



močnosti: Pravokotni impulz $x(t) = \begin{cases} 1, & -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} \\ 0, & \text{drugo} \end{cases}$

Sinc(t) impulz

$$x(t) = \frac{\sin \frac{\pi t}{T}}{\frac{\pi t}{T}}$$



dirigijeni kosinus

$$\frac{\sin \frac{\pi t}{T}}{\frac{\pi t}{T}} \cdot \frac{\cos \frac{\pi t \alpha}{T}}{[1 - \frac{4\alpha^2 t^2}{2T^2}]^2} \quad 0 < \alpha < 1$$

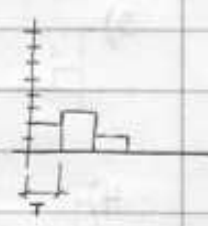
$$RC \quad x(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} [1 + \cos(\frac{2\pi}{T} t)] & -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} \\ 0 & \text{drugo} \end{cases}$$

Pasovna širina signala: $B \geq \frac{1}{2T} = \frac{R}{2}$

Simbolna (Bitna) hitrost: $R = \frac{1}{T}$

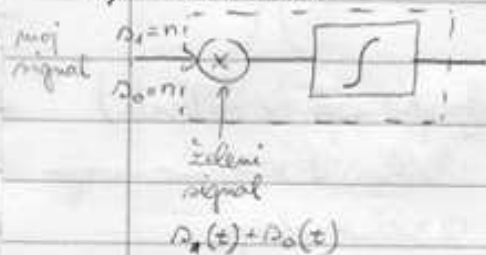
lahko prenašam 8 različnih vrednosti v periodi T

PASOVNA ŠIRINA (B)



- absolutna B: nič zunaj pasovne širine je 0
- 3dB B: nič upade za 3dB (za 50%)
- ekvivalentna B: →
- 0 to 0: pasovna širina je do prve ničle
- omejeni spekter (-50dB)
- močnostna B (kdaj bo zajete 50% moči)

b) KORELATOR



$$X_G(t) = \int_0^t x(\tau)^2 d\tau$$

Simboli

$m \geq 2$ (več kot 2 različna simbola)

Več modulatorskih nivojev = več nivojska modulacija

00 - 0 $\log_2 m$ [bit/simbol]

01 - 1

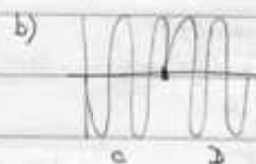
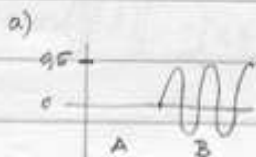
10 - 2

11 - 3

$$S = \{s_1(t), s_2(t), \dots, s_m(t)\}$$

$$s_i(t) = \sum_{k=1}^N a_{ik} \phi_k(t); \quad i = 1, \dots, m$$

1. Bipolarni signal:



$$\psi_1 = \sin(\omega t) \quad a_{11} = 1$$

$$a_{21} = -1$$

2. Ortogonalni signal

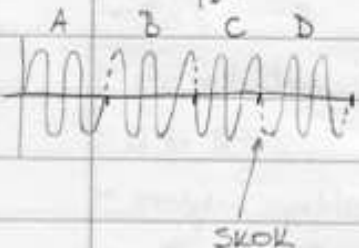
$$\psi_1 = \sin(\omega t) \quad \psi_2 = \cos(\omega t)$$

$$a_{11} = 1 \quad a_{12} = 0$$

$$a_{21} = 1 \quad a_{22} = 0$$

$$a_{31} = 0 \quad a_{32} = 1$$

$$a_{41} = 0 \quad a_{42} = -1$$



SNR in digitalne ~~info~~ modulacije

1. Energija/bit (energijška učinkovitost)

$$E = S \cdot T$$

\uparrow \uparrow
 moč časovna (biti)

2. Spektralna učinkovitost

$$\frac{R \text{ (rate - hitrost) [bps]}}{B \text{ (pasovna širina) [Hz]}}$$

$$SNR = \frac{S_{\text{signal}}}{N_{\text{noise}}}$$

Normirani šum:

$$N_0 = \frac{N}{B} \text{ (šum na pasovno širino)} \quad (T = \frac{1}{R})$$

Izpeljava: $E = S \cdot T$

$$\frac{E}{k_b} = \frac{S}{N_0} \cdot T = S \cdot \frac{B}{N} \cdot T = \frac{S}{N} \cdot \frac{B}{R}$$

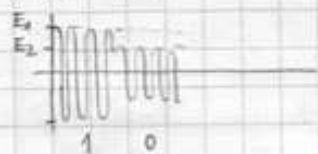
$$\frac{\text{Energija}}{\text{Normirani šum}} = \frac{SNR}{\text{spektralna učinkovitost}}$$

Digitadne modulacije

1) ASK (ampl. sklopa modulacija)

$$D_{\text{ASK}}(t) = \sqrt{\frac{2E_i}{T}} \cdot \cos(2\pi f_0 t), \quad i = 1, 2 \text{ (če gre za binarno)}$$

$E_{1,2}$ = ampl. sklop. mod.



Primer primer:

$$E_1 = 0, E_2 = E$$

OOK

on-off keying

verjetnost za napako: $p(e) = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E}{2N_0}}$

Zelo občutljiva na šum, zato danes v brezžičnih komunikacijah ni več uporabna.

2) BPSK (binarno fazna sklopa modulacija)

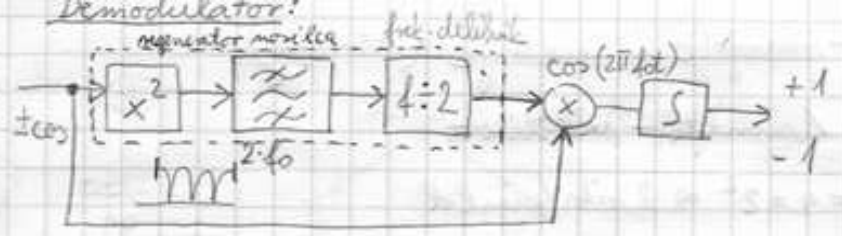
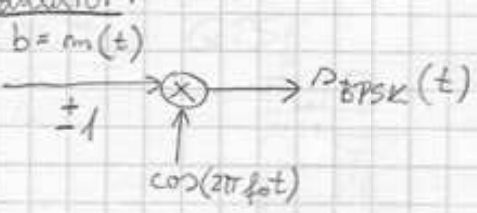
če je "1" bo faza signala $\phi = 0$
 če je "0" bo faza signala $\phi = \pi$ (180°)

$$D_{\text{BPSK}} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(2\pi f_0 t); & b = "1" \\ -\sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(2\pi f_0 t); & b = "0" \end{cases}$$

⇔ fazni sklop prazni vrsto spektralne komponente



$$\frac{B}{R} = 1 \text{ bps/Hz} \text{ - (null-to-null + B.S.)}$$



$$p(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E}{N_0}}$$

jitter (fazno tazenje): $p(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}} + \Delta\Phi \right) \quad \Delta\Phi < 20^\circ$

3) DPSK

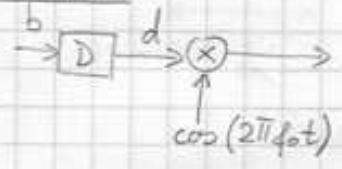
- a) b → diferencialno kodiranje
- b) BPSK modi:

a) Diferencialno kodiranje

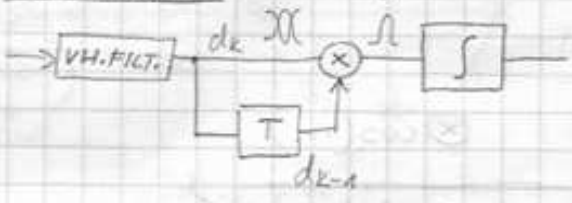
diff. kodiranje simbol → $d_k = d_{k-1} \oplus b_k$

b_k	1	0	0	1	0	0	1	1
d_k	1	1	0	1	1	0	1	1

Modulator:



Demodulator:



Obzljaja dvojna optimalna resitev:

$$P_{\text{BPSK}} = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E}{N_0}\right) \quad \text{1dB slabši od BPSK}$$

M-aryna modulasi (M-ary)

1 simbol - nec litov

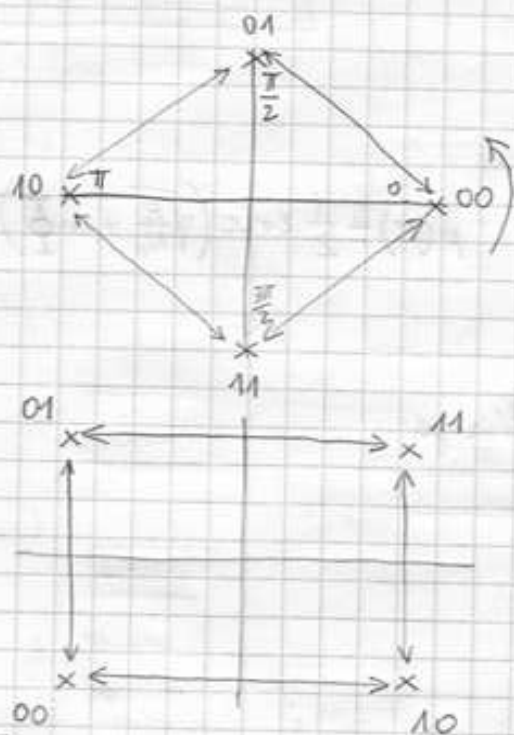
$$M = 4 = 2^2 \Rightarrow 2 \text{ bita/simbol}$$

$$\Delta_{BPSK} = \{0, \pi\}$$

$$\Delta_{QPSK} = \left\{ 0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2} \right\}$$

$$\Delta_{QPSK} = \sqrt{\frac{2E}{T_s}} \cos(2\pi f_0 t + \phi_n)$$

$$T_s = 2T_b$$

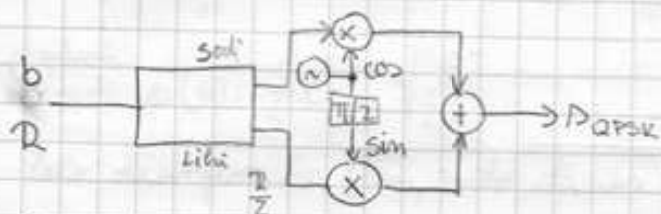


$$\sqrt{\frac{2E}{T_s}} \cos\left(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{4} + \phi_n\right) = 00$$

$$= \underbrace{\sqrt{\frac{2E}{T_s}} \cos\left(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{4}\right) \cdot \cos \phi}_{I \text{ (kosinusni del)}} - \underbrace{\frac{\sqrt{2E}}{T_s} \sin\left(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{4}\right) \cdot \sin \phi}_{Q \text{ (sinusni del)}}$$

QPSK		
$b_0 b_1 b_2 b_3 \dots$	$b_0 \quad b_2 \quad b_4$	$\otimes \cos(\dots)$
	$b_1 \quad b_3 \quad b_5$	$\otimes \sin(\dots)$

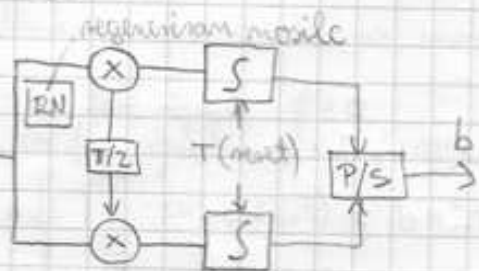
2x BPSK



(+) 2x rate (2x oja pasama risina)

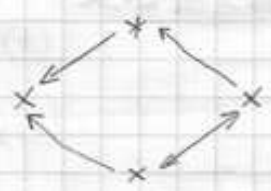
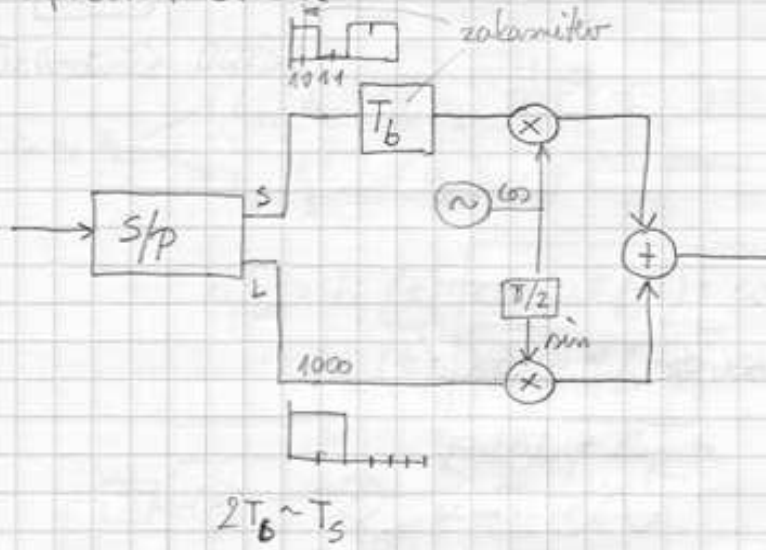
(-) 1) R.N

Demod.:



2) preskok π (spekter)

Ofsetna QPSK



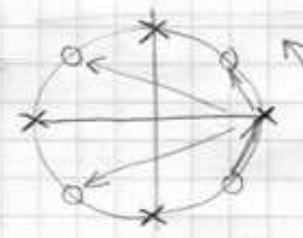
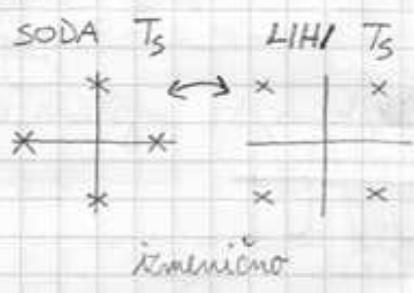
- 1) ni več skotov T (manjša B)
- 2) tresel sem diferencialno
↓
RN ni potrebna

$\pi/4$ QPSK

- 1) QPSK opredeljena učinkovitost $M=2 \rightarrow M=4$
1bit 2bit/simbol
- 2) OQPSK: —||—
+ diferencialnost (RN) (T)

vzorec - signal je konstanten
(trajanje simbola = ?)
problem sinhronizacija

3) $\pi/4$ QPSK

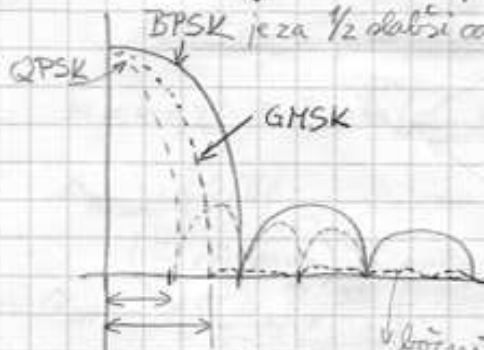


4 različni simboli!

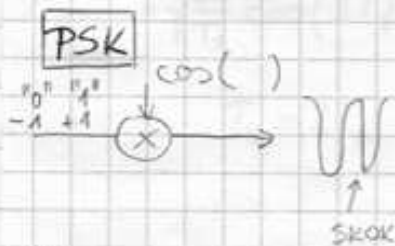
S tem upeljemo sinhronizacijo!

Primerjava med postopki

BPSK je za $\frac{1}{2}$ obsega od QPSK



bočni snopi so pri GMSK minimalni



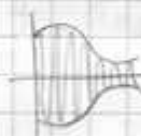
(1.)

"Linearni"

AM \rightarrow 1, 0 (ASK) \rightarrow s NEKONST. OVOJNICO

PM \rightarrow +1, -1 (PSK)
SKOKI faze, amplitude (Hnozilnik)

AM



FM (PM)



(2) "Nelinearni"

Konstantna ovojnica

Zvezni prehodi faze/frekvence!

Oblika impulza

PM \leftrightarrow FM

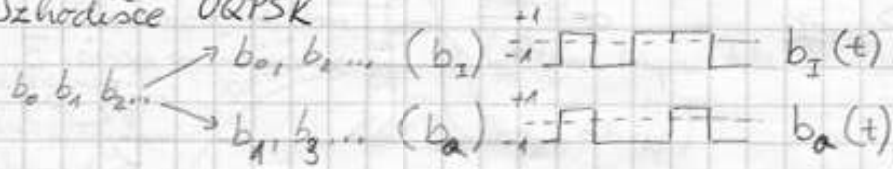
(2) Modulacija s konst. ovojnice

zvezni fazni prehodi \rightarrow nižji bočni snopi v spektru \rightarrow

\rightarrow boljše $\frac{R}{B}$, uporaba neposrednih ojačevalnikov v odd. nelinearnih

MSK

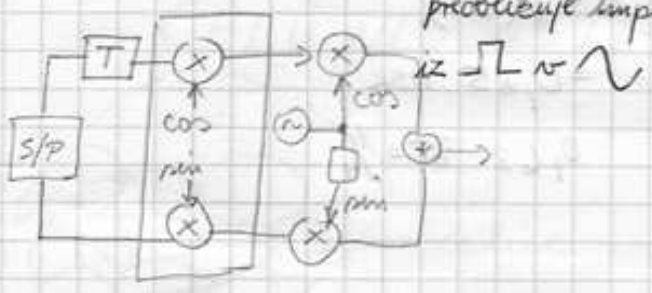
Izhodišče QPSK



$$P_{MSK} = b_1(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{4})$$

$$b_2(t) \cdot \sin(2\pi f_0 t) \cdot \sin(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{4})$$

predlikuje impulz



- rezultat:
- bočni snopi moč. spektra so nižji
 - širši osnovni snop
 - slabša spektralna učinkovitost

Realizacija:

$b_1 \rightarrow$ analogni FM modulator

b_2

GMSK

Sedaj:

zgodil se + gaussian filter

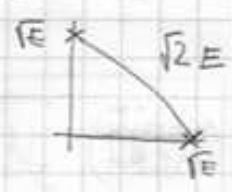
+ dodatno zmanjšam stranski napon

- gaussian impulz ne ustreza Nyquistu \Rightarrow digitalni mod. ni izvedljiv
zato naredimo analogni modulator - G impulzi

Uporabimo CPFSK (modulacija s frekvenčnimi skoki in z vseno fazo)

$$P_{FSK} = \begin{cases} \sqrt{\frac{E}{T}} \cdot \cos(2\pi(f + \Delta f)t) & \text{"1"} \\ \sqrt{\frac{E}{T}} \cdot \cos(2\pi(f - \Delta f)t) & \text{"0"} \end{cases}$$

(kod = faza \rightarrow frekvenca)



$$b(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \cdot g(t - nT)$$

$$P_{DFM} = A_0 \cdot \cos \left[2\pi f_0 t + \pi \int_{-\infty}^t b(t) dt + \phi_0 \right]$$

MSK $\left\{ \begin{array}{l} a \cdot b = \pm 1 \\ \theta(t) = \dots \end{array} \right.$



$$h_G(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \cdot e^{-\frac{\pi^2 t^2}{\alpha^2}}$$

$\alpha = \frac{0,5887}{B}$

širina \rightarrow večja B, večja 1/B, manjšam metriki osrednje kanalov

GMSK se uporablja v GSM.



$$P_{GMSK} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{\mathcal{E}}{N_0}}$$

$$\mathcal{E} = 4(BT)$$

$$= 0,85 \text{ MSK}$$

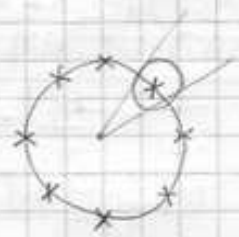
$$0,68 BT = \frac{1}{4}$$

Splošna M-ribovska mod.

M=2	b_m
M=4	a

$$P_{MPSK}(t) = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}}{T_b}} \cdot \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}(m-1)\right); m = 0, 1, \dots, M-1$$

8-PSK
(3-biti)
EDGE



16-PSK



no signalnega prostora to ne pomeni no prostora (mitni prostor)

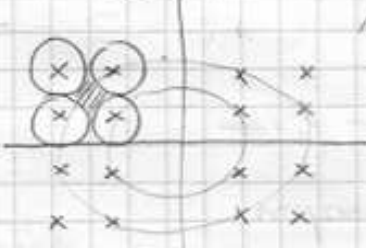
$M > 8$

M-PSK - zelo občutljiv na SUM

M-QAM



16-QAM



manj mitnega prostora

DVB (digitalna TV oddajanja)

Signali menjata amplitudo in fazo.

$$P_{QAM} = \underline{a}_i \cdot \cos(2\pi f_c t) + \underline{b}_i \cdot \sin(2\pi f_c t)$$

a_i, b_i -faktorji

MPSK in M-QAM

-B enaka

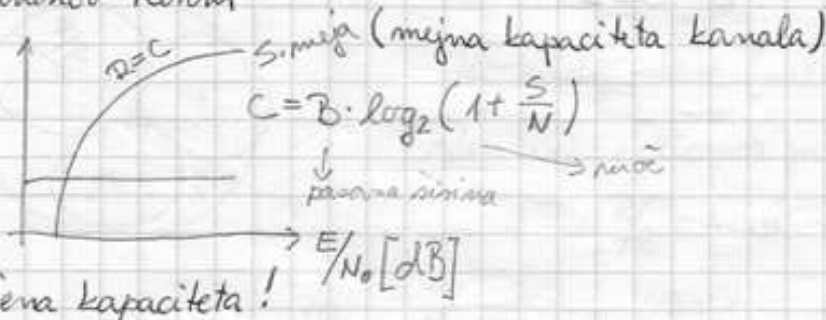
$m > 8$ BER pri QAM manjši

literna mreža

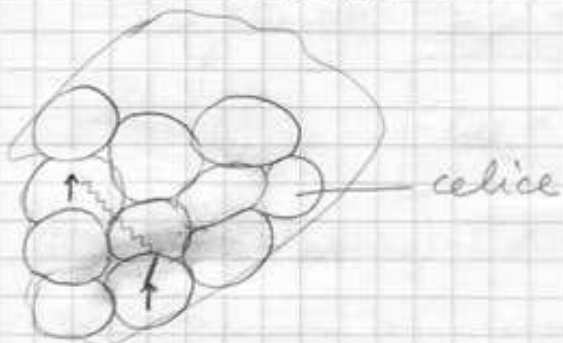
Močnostna + spektralna učinkovitost

Shanonov teorem

Spektralna učinkovitost



ČELIČNI SISTEMI

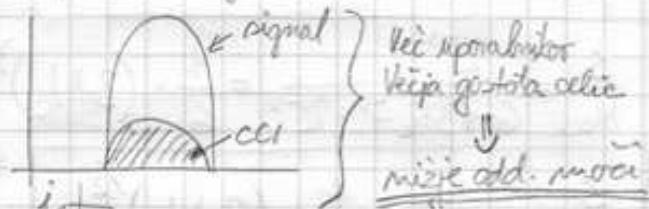


+ delitev območja

+ zmanjšanje moči

- CCI - sočasna interferenca

- na istem kanalu istovremno koristni signal in moteče od drugih anten

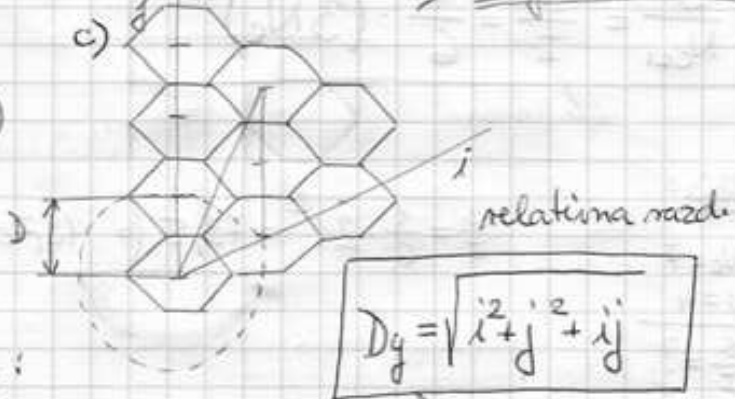
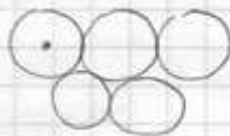
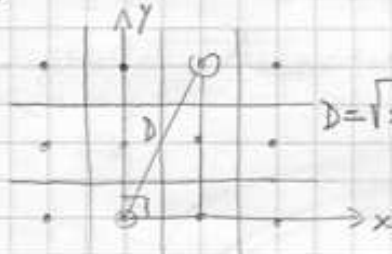


Modeli celičnega pokrivanja

a) kvadratna celica

b) krožne celice

c)



Razdalja med celicami z istim nosilcem:



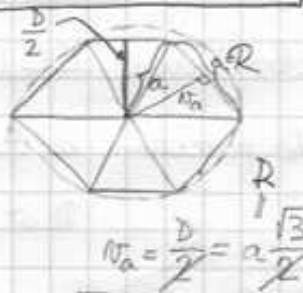
$$D_7 = \sqrt{2^2 + 1^2 + 2 \cdot 1} \cdot (2\sqrt{3}) = \sqrt{7} \cdot R\sqrt{3}$$

$$N_c = 1, 3, 4, 7, 9, 12, 13$$

↑
št. celic

$$D_c = \sqrt{N_c} \cdot (R\sqrt{3})$$

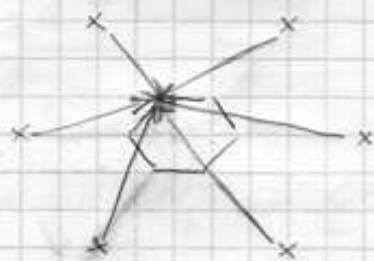
$$D_4 = \sqrt{2^2 + 0^2 + 2 \cdot 0} \cdot (R\sqrt{3}) = \sqrt{4} \cdot R\sqrt{3}$$



$$D = R\sqrt{3}$$

razdalja med sosedi

Sokanalne motnje (na robu celice)



6x CCI

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{N_s + N_{CCI}} \quad \text{splošno}$$

motnje
CCI

$$N_s \Rightarrow 0$$

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{N_{CCI}}$$

$$P \propto d^{-\nu} \quad \text{moč (razdalja)}$$

$$N_{CCI} \propto (\sqrt{N_c} \cdot \sqrt{3} \cdot R)^{-\nu} \cdot 6$$

$$\sqrt{a} = a^{1/2}$$

$$\frac{S}{N_{CCI}} = \frac{R^{-\nu}}{6 \cdot \sqrt{3} N_c^{-\nu} \cdot R^{-\nu}} = \frac{1}{6} \cdot (3 N_c)^{\nu/2}$$

$$\boxed{\frac{S}{N_{CCI}} = \frac{S}{I} = \frac{1}{6} \cdot (3 N_c)^{\nu/2}}$$

interferenca

Kaja:

$$N_c = 7$$

$$\nu = 4$$

$$\frac{S}{I} = ?$$

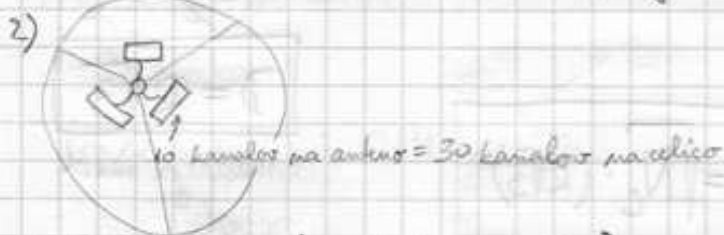
$$\frac{S}{I} = \frac{1}{6} \cdot 21^2 = 73,5 \quad (= 18,7 \text{ dB}) \quad \text{signal/SUM}$$

Izboljšave CCI

$\frac{125}{3}$ frekvenc na celico

1) N_c povečam iz 7 na 9 (vendar ^{potem} imamo manj frekvenc na celico)

Rast celic zmanjšuje učinkovitost posamezne.



Sektorizacija (3 ali 6 sektorjev)

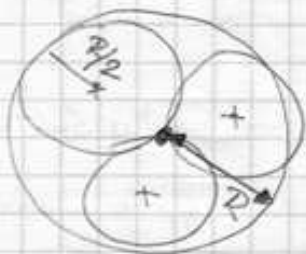
Celico razdelimo na tri sektorjev

$$3 \quad +4,77 \text{ dB}$$

$$6 \quad +7,78 \text{ dB}$$

Povećanje kapacitete celice

obstojećih celica razdelimo na manje



R - radij stare (velike) celice

Uvedem veći celice \rightarrow prepolovim radij

$R/2$ - novi radij

$$P_{\text{total}} = R \cdot P_{\text{cell}}$$

magorini moći

$$P_{\text{total}} = \left(\frac{R}{2}\right)^2 \cdot P_{\text{cell}}$$

$$P_{\text{odd}_1} \cdot R^2 = P_{\text{odd}_2} \cdot \left(\frac{R}{2}\right)^2$$

eksp. faktor slabji

$$z \approx \gamma = 4$$

$$P_{\text{odd}_2} = P_{\text{odd}_1} \cdot 2^{\gamma}$$

$$P_{\text{odd}_2} = P_{\text{odd}_1} \cdot \frac{1}{16}$$

16x smanjšan moć celice
če prepolovim celice

GOS (grade of service) - kvaliteta storitev

1 Erlang \rightarrow ponovam komunikacijski virov

1 Erlang = 1 program celice samo

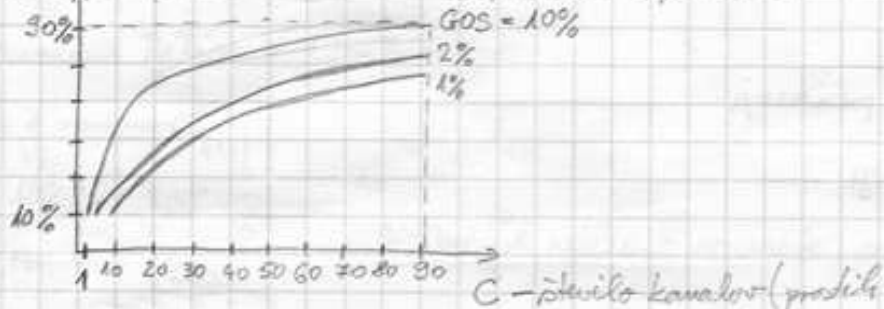
gostota prometa ist. bližini \rightarrow povprečno trajanje klice

$$A_I = \lambda \cdot T_H [\text{Erl}]$$

verjetnost da
ne morejo telefonirati

$$A_{\text{totalo}} = A_I \cdot K$$

\rightarrow povprečno št. uporabnikov



Izkoristek kanalov: 50 kanalov $\Rightarrow \eta = 80\%$

3 kanalov $\Rightarrow \eta = 45\%$

Na večam \rightarrow S/CC1 se vsica

Odpravljanje motenj v celicinskih sistemih

* odboji

1) VIHANJE MOČI (presihanje)

2) ISI

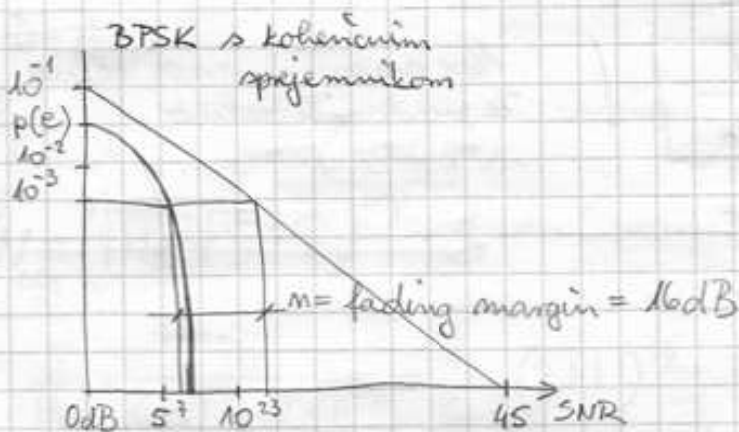
signal na sprejemniku signal na oddaji

$$r(t) = A \cdot e^{-j\phi(t)} s(t) + n(t)$$

$$p_b(e) \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_0}) \text{ brez presihanja}$$

$$p_{\text{fad. idng}}(e) = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\gamma_0}{1+\gamma_0}} \right] \text{ s presihanjem}$$

$$\gamma_0 = \frac{E_0}{N_0} \cdot \langle A^2 \rangle$$



Zakaj ne

M
obdobje
na signal

GMSK
kamen boljše opremo. —————> KOMPENZACIJA ODBOJEV

Zakaj ne večam oddajno moč? ————— - diverzifikacija (raznolikost)

$$SNR_{\text{fad}} = \frac{S1}{N + 4(S1)} \text{ s presihanjem}$$

$S \approx N$ povečanje moči pomaga
 $S \gg N$ ————— " NE —————

Vrste diverzifikacije:

1) Prostorska (ločene antene) ✓



2) Kotna (usmerjeni sprejemni anteni)



3) Frekvenčna

— različni nosilci frek. pri oddaji

4) Polarizacija (horizontalna, vertikalna)

5) Časovna (signale oddajim v paketi)

$$T_{paketa} > T_c$$

↳ kolončni čas kanala

6) To več pitev

če posameznemu kratek impulz se ne zmešajo eden z drugim



KOMBINACIJA DIVERZIFIKACIJS ZA BOLJŠI SPREJEM

1) Kombinator z izbiro (Selection combiner)



V PRAKSI!

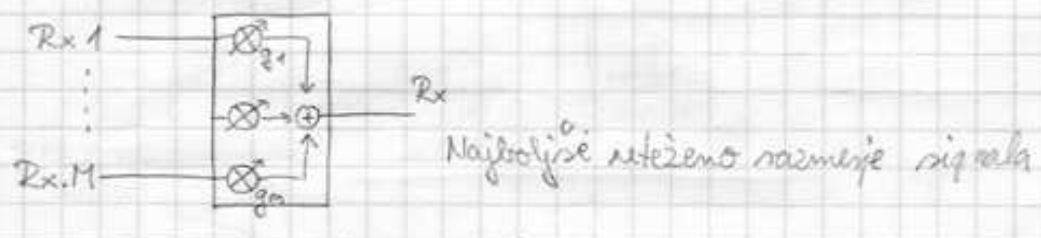
Ko prejmi signal ni dovolj dober
počemu boljši signal.



$$p(e) = \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{8\sigma^2}\right) \right]^M$$

1 sprejemnik

2) Maximum Ratio Combiner

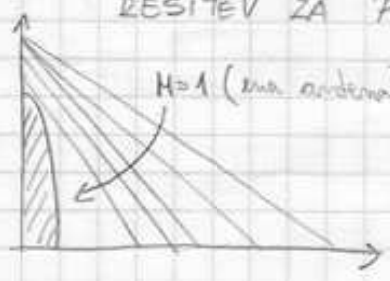


g_n - kompleksni ojač. faktor
(A, ϕ)

2a) $g_1 = g_2 = \dots = g_m$ Najboljše zmerno razmerje

$M \uparrow$ EGC \rightarrow MRC

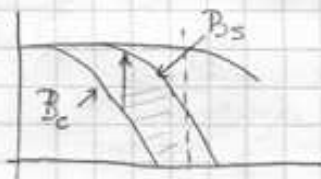
REŠITEV ZA PRESIHANJE



raščo M: gem pti razmeram BRE presihanje

REŠITEV ZA ISI

zaporedni impulzi se mešajo = frekvenčna selektivnost kanala

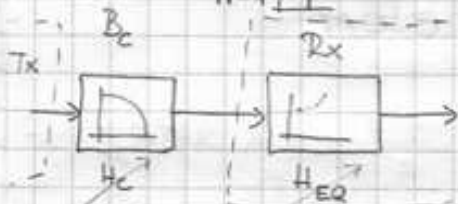


$$T(\text{čas. razmera}) \quad \text{sinusoida} \rightarrow \text{kvadratna}$$

$$F(\text{frek. razmera}) \quad \text{kvadratna} \rightarrow \text{sinusoida}$$

$B_c < B_s = \text{frek. selektivnost}$

$$H=1 \quad \text{---} \quad \text{Rx}$$



$$H_{EQ}(f) = H_c(-f) = 1$$

H_c prenosna funkc. kanala

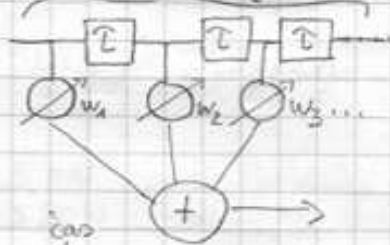
H_{EQ} prenosna funkc. ekvalizacije

1) Adaptivni Ekvalizator (izenacevalnik)

me manj tega ojačati

to lahko ojačam

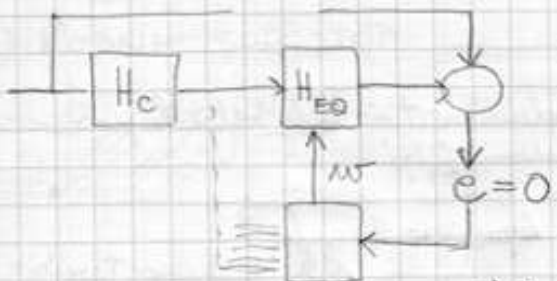
$N > \text{obseg ISI}$



$$1) \quad L = T_{\text{SIMBOLEN}}$$

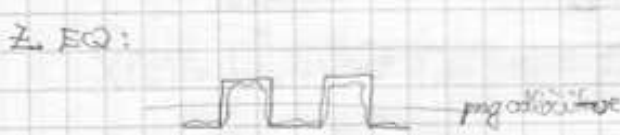
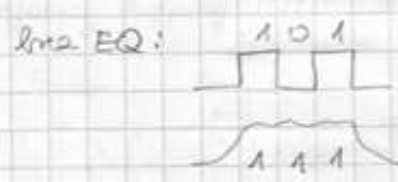
(razika jevelen = simbolna hitrostja)

$$2) \quad L < T_{\text{SIMBOLEN}}$$

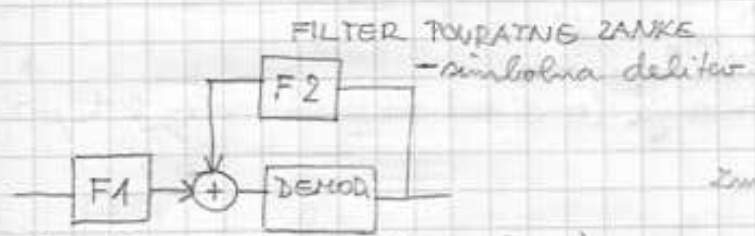


2) Decision Feedback EQ

(zračunava z odločitveno povratno zanko)



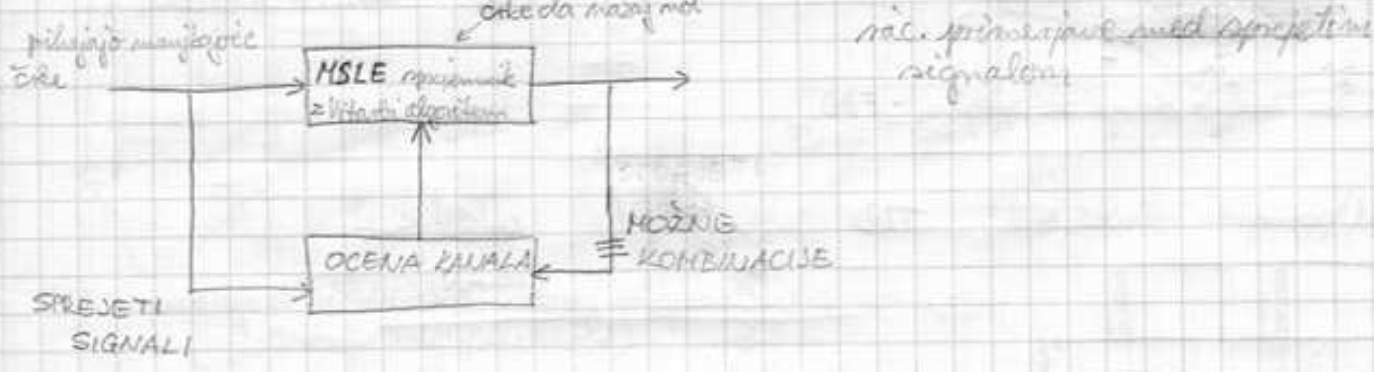
• spriti popravljeni ekvalizator glede na spremembe kanala



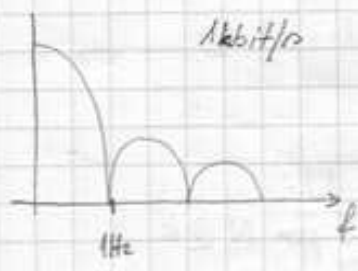
zmožnostim in odločitvenim xplis ISI

Feed Forward Filter (NAPREJŠNJI)
- ulomljena delitev

3) Računanje približka najbolj verjetnega zaporedja
(maximum likelihood sequence algorithm) - MSLE

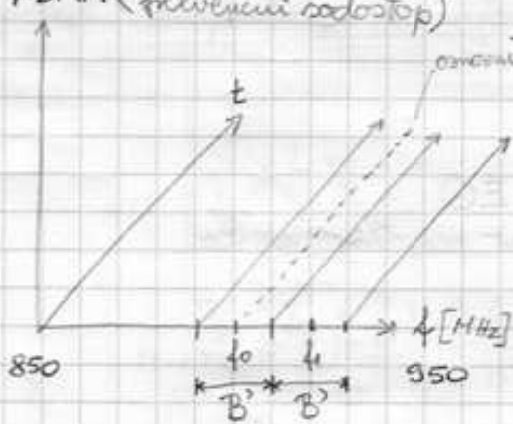


BPSK



SOUPORABA SPEKTRA

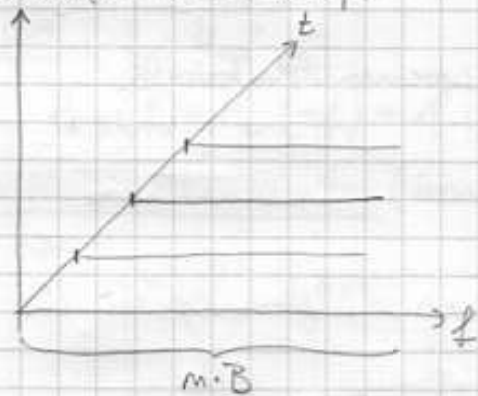
1) FDMA (frekvenčni sodostop)



- + frekvenčna selektivnost ne dela velikih problemov
 - ozke B → kvalitetni filtri
 - presledki med kanali
 - dinamika kapacitete kanala
- $B' = B + \text{ločilni pas}$

$B_{\text{okupna}} = m \cdot B'$

2) TDMA (časovni sodostop)



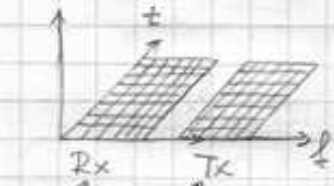
vsak uporabnik dobi 100 μs časa

- + cenejši sprejemniki
- + dinamična kapaciteta
- sinkronizacija (sandi mal. oddaljenosti MU do bazne postaje)

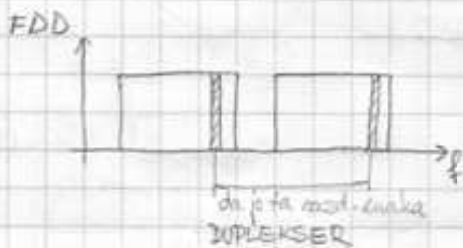
- GSM: TDMA + FDMA / FDD

200kHz kanale na 8 časovnih delih

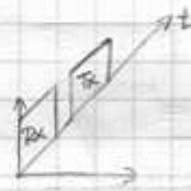
1W... +30dBm



eden za oddajo drugi za sprejem - FDD



TDD



Logični nivo (WLAN)



125 frekvenčnih kanalov na 500 MHz

Pseudo-Ni
ponovi se po $N \geq k$

3) KODNI SODOSTOP



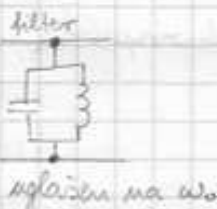
1. - direct spread: DS
2. - frequency hopping: FH

Fourier

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j \frac{2\pi k n}{N}}$$

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} dt$$

$$f_A = e^{j\omega t} = \text{frekvencna analiza signala}$$

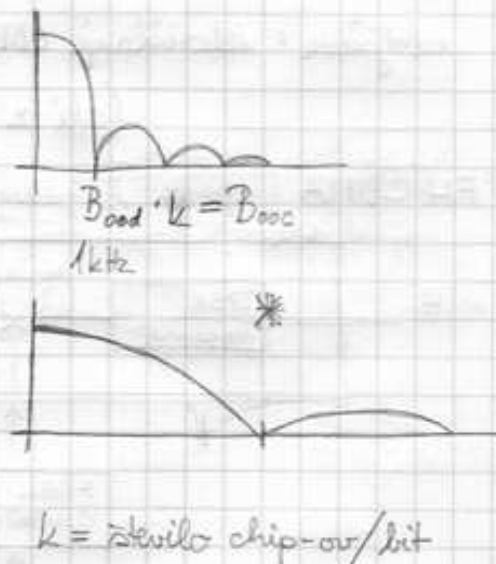
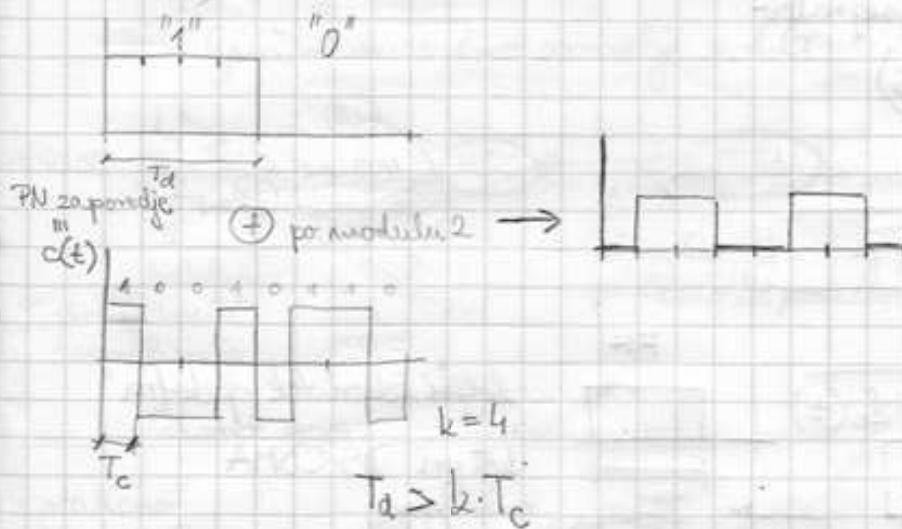


frekvencna gre vs KLJUČ

f_k vs signala?



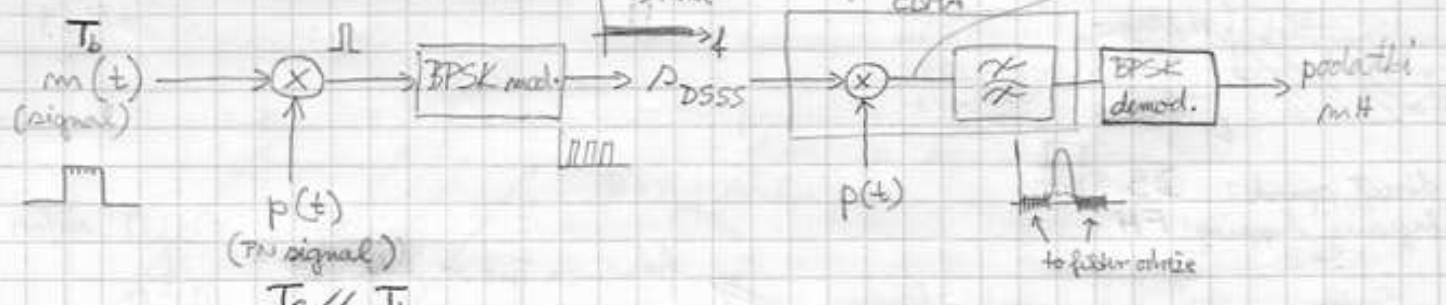
$$b_{rate} \gg b_{data}$$



PN zaporedje: ⊕ dodajanje skrajno ortogonalnih zaporedij (mekkost)

- ⊕ načrtovanje/uporabljanje sistema prostorno
- ⊕ k -krat krajši impulsi → frekvencna selektivnost → RAKE sprejemniki
- ⊕ $N_b = 1$
vse baze na isti nosilni frekvenci

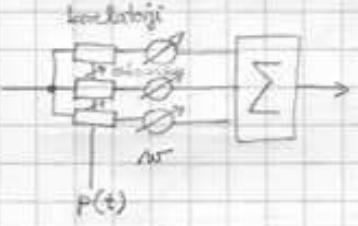
1) DS CDMA (CDMA = neposrednim razprševanjem spektra)



$k \cdot T_c = T_b \rightarrow k \gg 1$

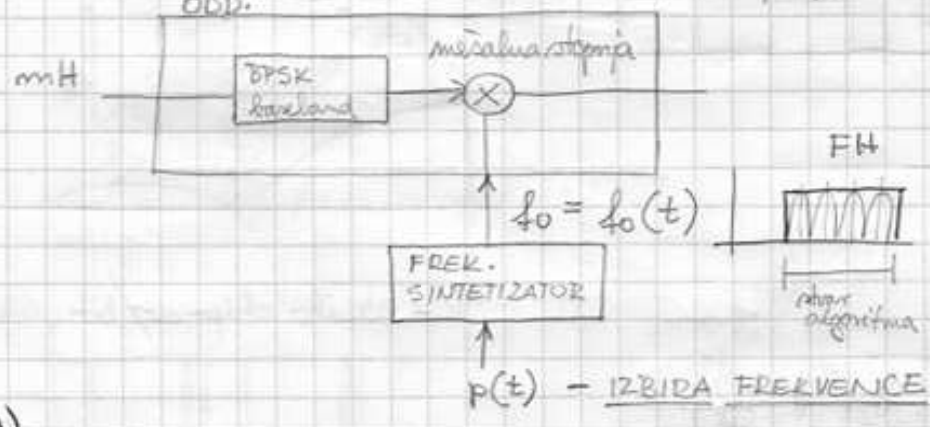
$B_c = k \cdot B_b \rightarrow$ razpršitev spektra glaj razzij (*)

Grablje (= Rake)



izboljšava: izkoriščanje ODBITIH signalov (ali z 2 BS)

2) FH CDMA (CDMA s frekvenčnim skakanjem)



(100. ne delamo na 900MHz ampak na manjših)

boljši izkoristek spektra kot pri DS CDMA

2a) $R_h > R_b$

hitrost skakanja je hitrejša od bita

• znotraj hitre frekvenca večkrat spremeni
Fast FH

b) $R_h < R_b$

Slow FH

- a) trajanje t na 1 frekvenca
- 1 CHIP = boljše (hitrejša) sprememba
- b) trajanje 1 bita/simbol

	DS	FH
sinhronizacija	-	+
opsežnost	širok	hitri teki skoki
varnostnost	časovna (rake)	frekvenčna

Velikost celice v UMTS: glede na zahtevnost uporabnikov (od piko do mega celice)

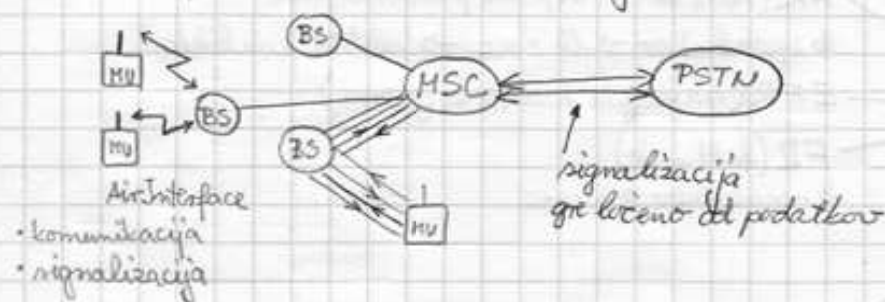
Visoke hitrosti → dopplerjev efekt

GSM in brezžična omrežja

Telefonska in mobilna omrežja

- geografsko omejeno področje
- mobilno

Tipično mobilno omrežje - 1.G



SS7 - omogoča prenos aparata na druge lokacije

Fiksno omr.	Mobilno omr.
- statično	- dinamično
- fiksna struktura	- rekonfigurabilno
- preprosta nadgradnja	- pasovna širina (nisi so omejeni)

2.G

BSC - da se ne vse baze postaje ne povežejo v isti MSC, ampak jih porzdeli

Imensnik: A (centrala od NRIE, komitniki o tudi od drugih proizvajalcev)
Abis (BS in BSC morajo biti od istega proizvajalca)

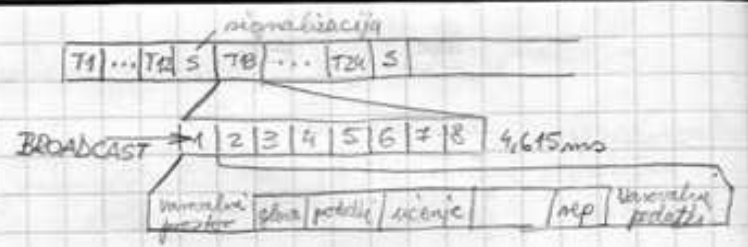
Omrežni podsklop NSS: - več MSC

- en HLR (podatki o naročnikih operatorja)
- en VLR (gostujoči register, vsi trenutni uporabniki omrežja)
- prehod v druga omrežja GMSC
- AUC (centr za avtentikacijo, preprečevanje zlorab, knje identitete)

FIZIČNI KANALI

Link med BS in MU: TDMA

- uporaba določenih frekvenc
- GSM: od MU do BTS 890-915
300 od BTS do MU 935-960



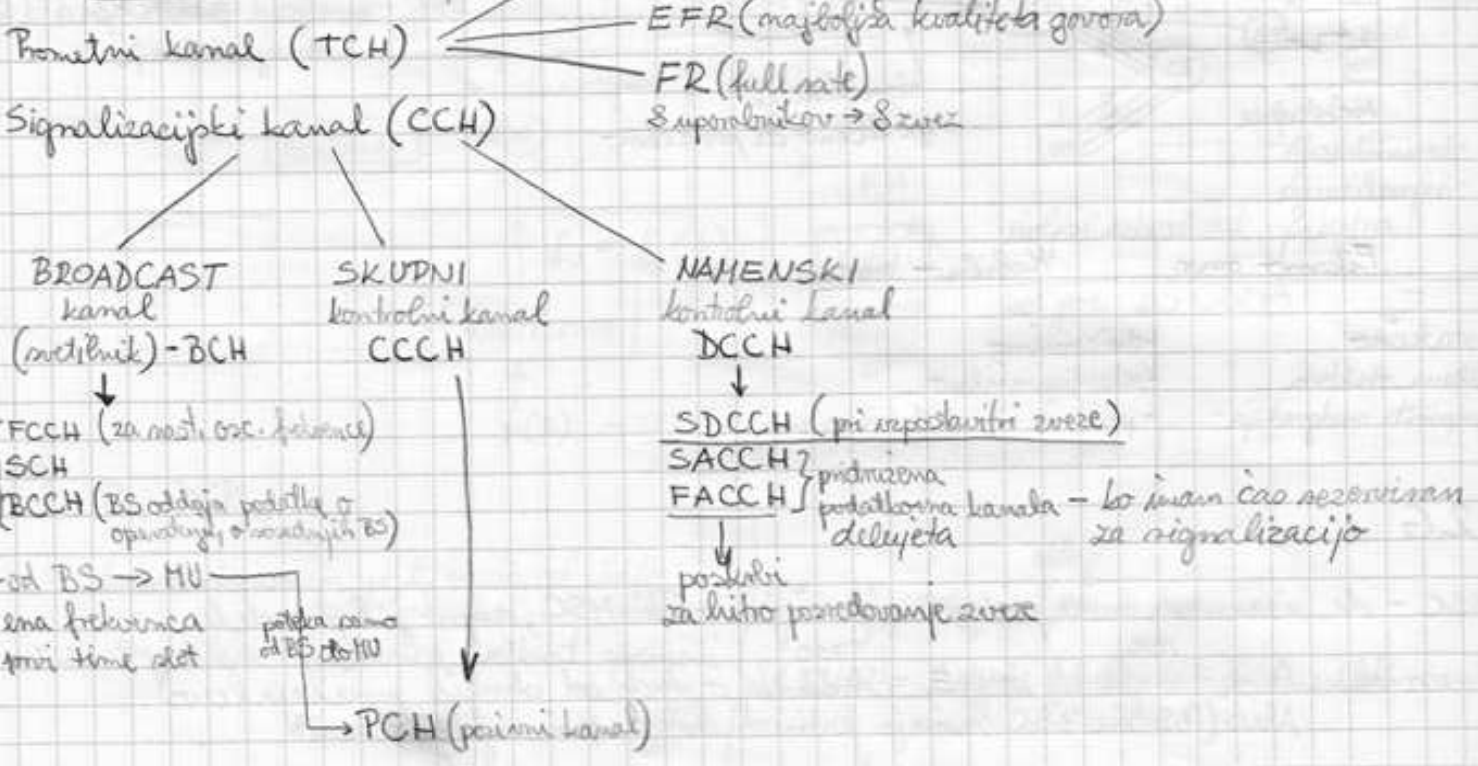
- 125 frek. kanalov
- znotraj enega kanala 8 časovnih kanalov
- 8 uporabnikov v času 4,615ms
- ne vsakih 12 oz 24 podatkovnih okvirjev se nato vsi kanali namenijo signalizaciji
- en časovni kanal vsebuje glavo, mp, uporabniške podatke, biti za učenje

Varovani pas: pokompenzira zamude pri različno oddaljenih uporabnikih (priširjenega magn. polja)

- da se ne priključimo na preveč oddaljeno bazno postajo

Domet BS = 36km

LOGIČNI KANALI



BS ← MU { RACH } BS ↔ MU { AGCH }