

MOBILNE KOMUNIKACIJE

Podiplomski študij elektrotehnike

Povzetki predavanj dr. Mitje Štularja

Pripravil: Jaka Sodnik

Mentor: prof. dr. Sašo Tomažič

Kazalo

Mobilni prenosni kanal (mobile propagation channel)	3
Načini sodostopa	11
Aloha	11
Slotted Aloha	12
CSMA (Carrier Sense Multiple Access)	12
CSMA / CA (Collision Avoidance)	13
Token ring	13
FDMA (Frequency Division Multiplex Access)	13
TDMA (Time Division Multiplex Access)	13
CDMA (Code Division Multiplex Access)	14
SDMA (Space Division Multiplex Access)	14
CDMA	15
Izbor kod	16
Radijsko planiranje	23
Primerjave kapacitet	24
LINK BUDGET	27
Fizični kanal pri GSM omrežju	29
Kontrola moči	29
Frekvenčno skakanje	30
Obdelava signala v mobilni enoti	30
Izvorno kodiranje	30
Kanalsko kodiranje	31
Detekcija aktivnosti govora	31
Zgradba GSM sistema	32
Potek zveze	33
Fizični in logični kanali	33
Sinhronizacija z omrežjem	34

Mobilni prenosni kanal (mobile propagation channel)

Pri komunikaciji, kjer se eden od sodelujočih ali vsi sodelujoči gibljejo, je okolje dinamično. Lahko se gibljejo tudi druge stvari v okolici. To pomeni, da se okolica ves čas spreminja. Sprememb se ne da napovedati, lahko ugotavljamo le statistične lastnosti.

Pri mobilnem prenosnem kanalu sta pomembna dva glavna dejavnika:

- širjenje signala po več poteh
 - signali pridejo do končne točke časovno zakasnjeni
 - signali se na poti oslabijo
 - odkloni in odboji spremenijo fazo signalov
 - število sprejetih komponent na sprejemniku se ves čas spreminja
- Dopplerjev pojav: mobilni uporabnik ne sprejema iste frekvence kot oddajnik



Nek realni signal na vhodu sistema:

$$s(t) = \operatorname{Re}\{u(t) \cdot e^{j\omega_c t}\} \quad \omega_c = 2\pi f_c$$

Za $u(t)$ rečemo, da je ekvivalent signala $s(t)$ v osnovnem frekvenčnem pasu.

Sprejeti signal je:

$$x(t) = \operatorname{Re}\{r(t) \cdot e^{j\omega_c t}\}$$

Signal $r(t)$ na sprejemniku zapišemo kot:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t) \cdot e^{-j[\omega_c \tau_i(t) + \varphi_i(t)]} u(t - \tau_i(t)) + n(t)$$

Pomeni oznak so:

$a_i(t)$	slabljenje
$\tau_i(t)$	zakasnitev (tu je skrit tudi Doppler)
$\varphi_i(t)$	fazni zasuk
$u(t - \tau_i(t))$	zakasnjen originalni signal
$n(t)$	šum

Šum je minimalen, zato ga pri nadaljni obravnavi ne bomo upoštevali.

Posamezne komponente se seštevajo konstruktivno in destruktivno, zato je signal frekvenčno selektiven.

Signal na sprejemniku je seštevek zakasnjenih, fazno premaknjenih in oslavljenih verzij oddanega signala.

Če se mobilna postaja hitro giblje imamo opravka še z Dopplerjevim pojavom.

Dopplerjev pojav

$$a_i(t_0 + \Delta t) \approx \dot{a}_i(t_0)\Delta t + a_i(t_0)$$

$$\tau_i(t_0 + \Delta t) \approx \dot{\tau}_i(t_0)\Delta t + \tau_i(t_0)$$

$$\varphi_i(t_0 + \Delta t) \approx \dot{\varphi}_i(t_0)\Delta t + \varphi_i(t_0)$$

ta del izpustimo, ker je majhen (zaradi majhnega Δt)

Sedaj poiščemo $r_i(t_0 + \Delta t)$:

Najprej izpišimo samo eksponent:

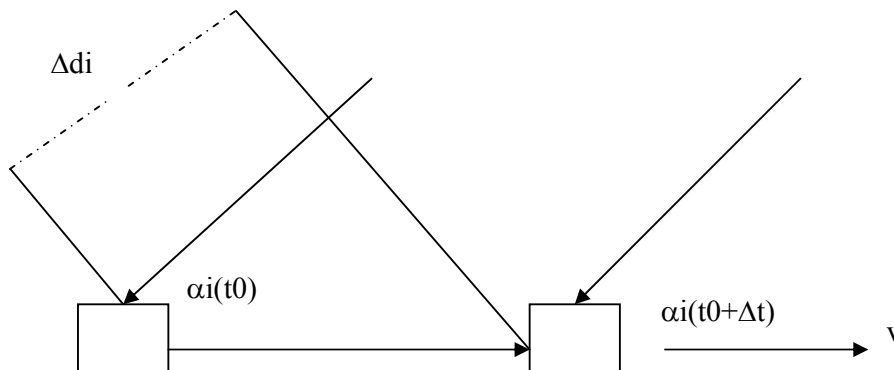
$$\omega_c(\tau_i(t_0)\Delta t + \tau_i(t_0) + \varphi_i(t_0)) = \omega_c\tau_i(t_0)\Delta t + \omega_c\tau_i(t_0) + \varphi_i(t_0)$$

Izraz se torej glasi:

$$r(t_0 + \Delta t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t_0) \cdot e^{-j[\omega_c\dot{\tau}_i(t_0)\Delta t + \omega_c\tau_i(t_0) + \varphi_i(t_0)]} u(t_0 - \tau_i(t_0))$$

$\dot{\tau}_i(t_0)$ označuje spreminjanje časa preleta signala (hitrost spreminjanja).

Problem je v tem, da je posledica gibanja mobilne postaje sukanje faze komponent signala.



$$\Delta s = v \cdot \Delta t$$

$$\Delta d_i = \Delta s_i \cdot \cos \alpha_i(t_0)$$

Vpadni kot je enak, ker predpostavimo, da je bazna postaja daleč. Pot je različna.

$$\dot{\tau}_i(t_0) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left[- \frac{\Delta d_i}{c \Delta t} \right] = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left[- \frac{v \Delta t \cos \alpha_i(t_0)}{c \Delta t} \right] = - \frac{v}{c} \cos \alpha_i(t_0)$$

$$\dot{\tau}_i(t_0) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta \tau_i(t_0)}{\Delta t}$$

Dopplerjev frekvenčni zamik

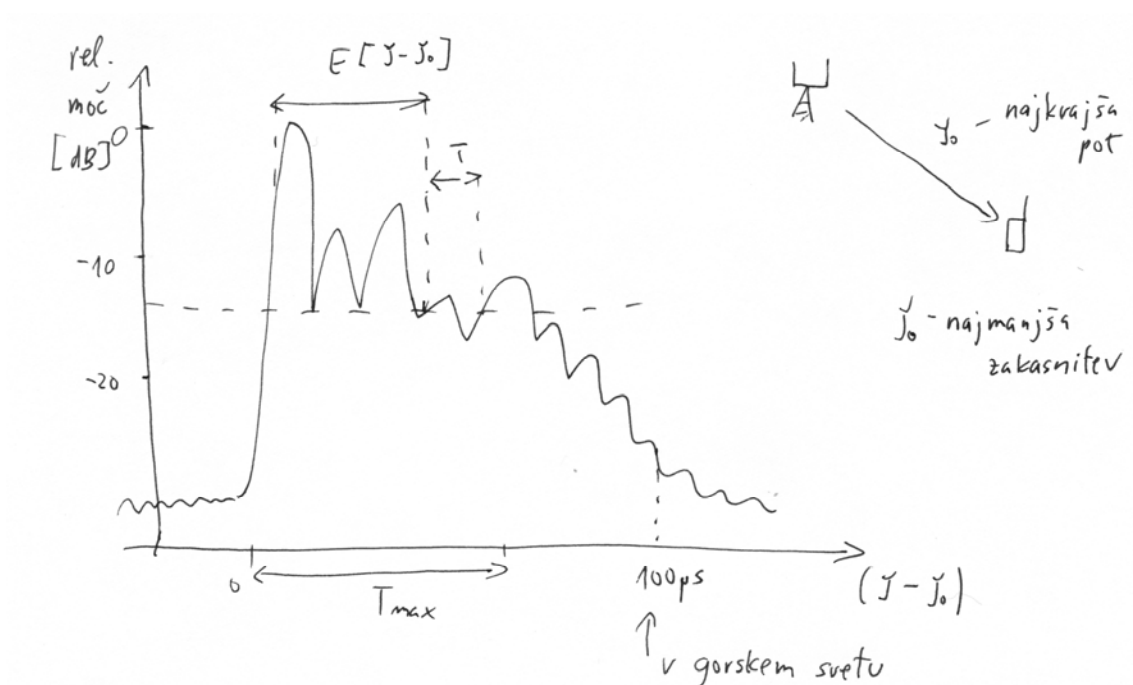
Še enkrat zapis eksponenta z Dopplerjevo frekvenco:

$$\tau_i = 2\pi f_c \left[-f_{d_i}(t_0) \Delta t + \tau_i(t_0) \right] + \varphi_i(t_0) =$$

$$= -2\pi f_c f_{d_i}(t_0) \Delta t + 2\pi f_c \tau_i(t_0) + \varphi_i(t_0)$$

- to je frekvenčna disperzija (časovno selektivno pojevanje) ali »fедding«

Primer:



V urbanem naselju so zakasnitve od 1-5 μ s. Na prostem (zunaj) so zakasnitve približno 0,5 μ s, v zaprtih prostorih pa okrog 200ns.

Komponente pridejo do sprejemnika različno oslABLJENE. Ni nujno, da je 1. komponenta najmočnejša.

$$\tau - \tau_0 = T$$

Lahko določimo povprečno vrednost zakasnitve $E[\tau - \tau_0]$

Maksimalna zakasnitev je T_{\max} .

Standardna deviacija (razširitev zakasnitve) σ_T («delay spread»)

$$\sigma_T = \sqrt{E(T^2) - E^2(T)}$$

Signal se časovno razmaže, pride do seštevanja in odštevanja
Zanima nas hitrost spreminjanja frekvenčnega pasu zaradi tega $\rightarrow B_{\text{COH}}$.

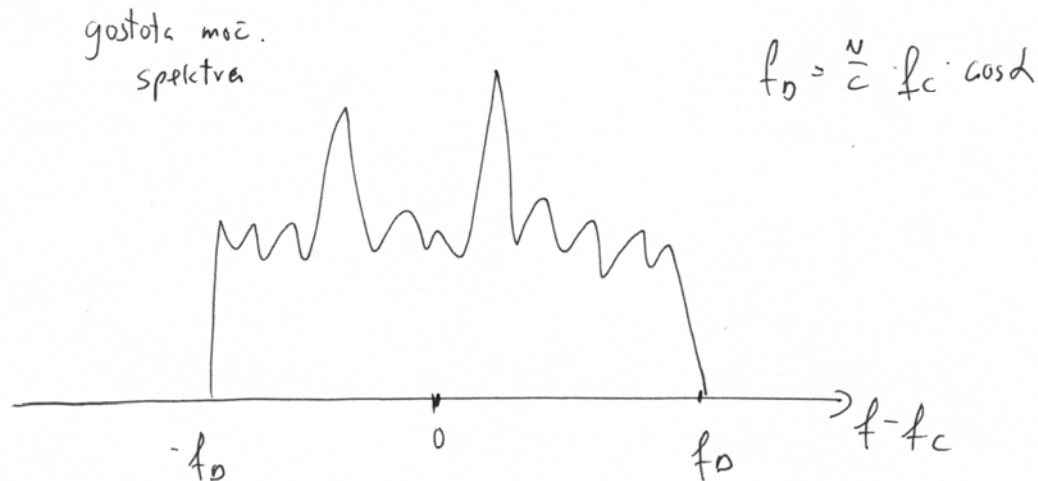
B_{COH} je koherentna pasovna širina (posledica časovne disperzije):

- razlika v frekvenci, za katero predpostavimo, da je odziv enak.

$$B_{\text{COH}} \approx \frac{1}{k\sigma_T}$$

Razlike v poteh torej določajo, kako se nam kanal frekvenčno obnaša.

Če je σ_T majhen je B_{COH} velik in obratno.



Dopplerjev premik nam pove, kako hitro se spreminjajo parametri kanala.

Pri $f_d = 100 \text{ Hz}$ $\rightarrow T_D = 10 \text{ ms}$

Če je meritev veliko bolj pogosta kot 10ms, lahko rečemo, da se kanal ni spremenil.

Koherentni čas: $T_{\text{COH}} \approx \frac{1}{mf_D}$ je čas, v katerem se kanal bistveno ne spremeni.

$B_{COH} = \frac{1}{k\sigma_T}$ -> k ima vrednosti med 2π in 6π . 2π je pri medsebojni korelaciji sosednjih signalov 0,5.

Vrednosti zakasnitev σ_T v praksi:

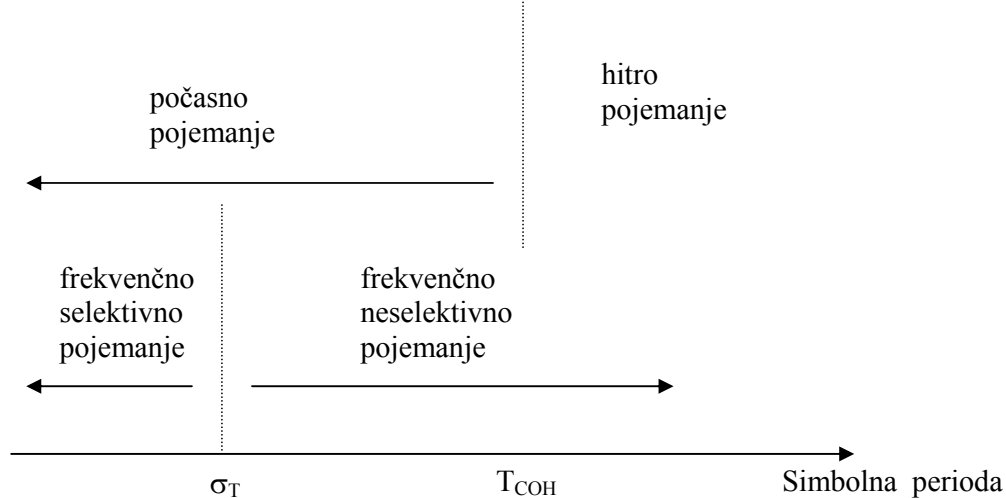
Gorato področje:	do 10 μs	
Hribovito področje:	5 ... 10 μs	-> $B_{COH} = 20$ kHz
Mestno področje:	1 ... 3 μs	
Ruralno področje:	0,2 ... 0.5 μs	
Notranjost stavb:	do 100 ns	-> $B_{COH} = 1$ MHz

$T_{COH} = \frac{1}{m \cdot f_D}$ -> f_D je max. Dopplerjev zamik (pri direktnem približevanju ali oddaljevanju)
 m ima vrednosti med 5 in 15

Primer:

$v = 150$ km/h
 $f = 900$ MHz -> $f_D = 120$ Hz -> $T_{COH} = 0,8$ ms = 1 ms

Glede na časovno in frekvenčno disperzijo dobimo različne kanale:



Počasno pojevanje:

- Majhna Dopplerjeva razširitev frekvence
- $T_S \ll T_{COH}$ (kanal se spreminja veliko počasneje kot podatkovni signal)

Hitro pojevanje:

- Velika Dopplerjeva razširitev frekvence
- $T_S \gg T_{COH}$ (kanal se spreminja veliko hitreje kot podatkovni signal)

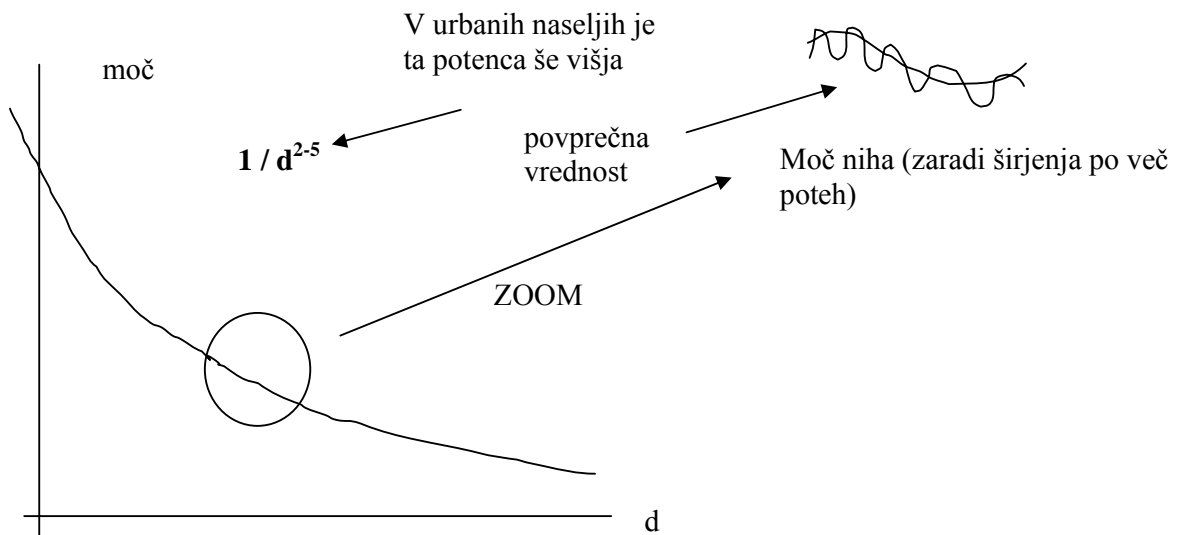
Frekvenčno selektivno pojevanje:

- pasovna širina signala \gg BCOH
- $\sigma T \gg TS$ (simbol krajši od razširitve zakasnitve)

Frekvenčno neselektivno pojevanje:

- pasovna širina signala \ll BCOH
- $\sigma T \ll TS$ (simbol daljši od razširitve zakasnitve)

Vpliv razdalje od bazne postaje



Rahlo nihanje (povprečje) je zaradi senčenja (shadowing): objekti v bližini, ki zasenčijo določene komponente signala (posledica makrookolja).

Hitro nihanje je posledica mikrookolja.

Moč sprejetega signala:

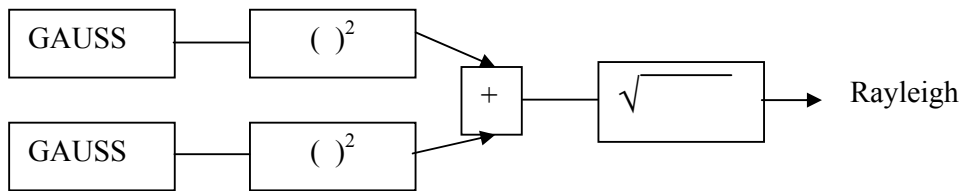
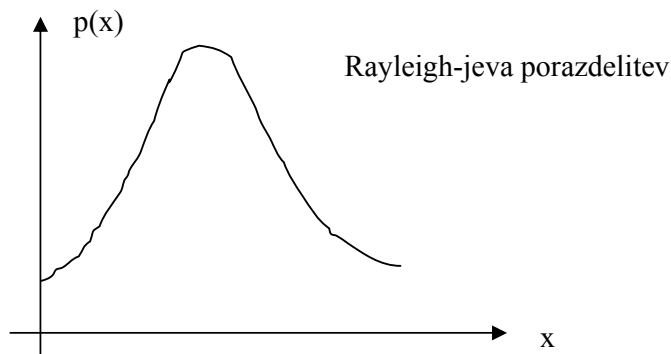
$$P_s \propto P_0 d^\gamma f^\alpha h_0^\beta h_s^\delta$$

Do takega modela pridemo s statističnim opazovanjem:

Vrednosti konstant so:

γ	->	-2 do -5
α	->	-2 do -3
β	->	1,8 do 2
δ	->	1 do 2

Porazdelitev sledi log-normalni porazdelitvi. Varianca je od 4 do 12 dB.



Rayleigh-jeva porazdelitev NE predpostavi direktne komponente, zato je uporabna le za urbana naselja.

Če moramo upoštevati tudi direktno komponento, uporabimo Rice-ovo porazdelitev.

Postavitev modela kanala

- Za obstoj poti (če je ali ni neka pot): modificiran Poissonov proces -> verjetnost neke poti je večja, če je obstajala že v prejšnjem trenutku
- Porazdelitev amplitude poti – Rayleigh (hitrost spreminjanja poti nam pove Doppler)

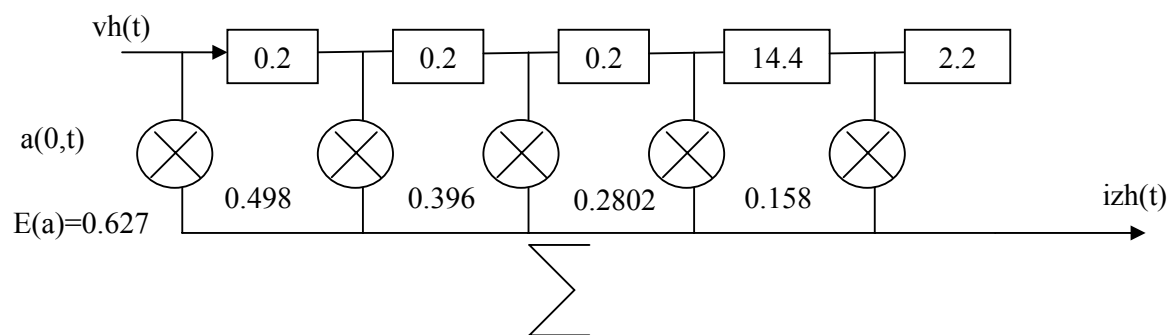
Kanali se modelirajo s FIR filtri z veliko odcepi, saj imamo opravka z različnimi zakasnitvami, slabljenjem moči, itd.

Primer modela za hribovito okolje:

	Zakasnitev μs	Rel. povp. moč dB
1	0	0
2	0,2	-2
3	0,4	-4
4	0,6	-7
5	15,0	-6
6	17,2	-12

Klasičen spekter:

$$S(f) = \frac{A}{\sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_d}\right)^2}}$$



Načini sodostopa

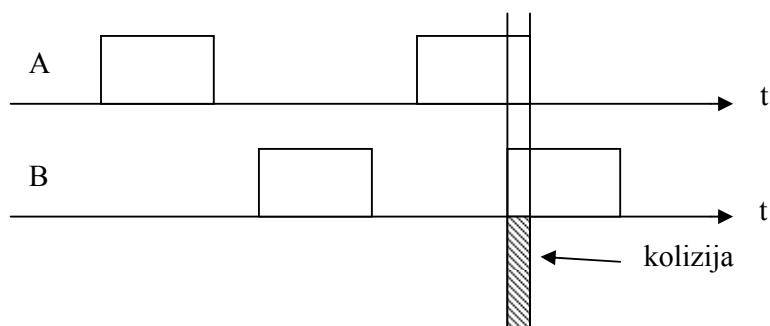
Poznamo dva osnovna načina dostopa do informacijskega kanala:

1. **Zaseganje kanala:** ko se nek uporabnik oglasi, zasede celoten medij
2. **Sodostop z delitvijo zmogljivosti:** znotraj fizičnega medija se naredijo logični kanali. Uporabniku je na voljo eden ali več logičnih kanalov

Aloha

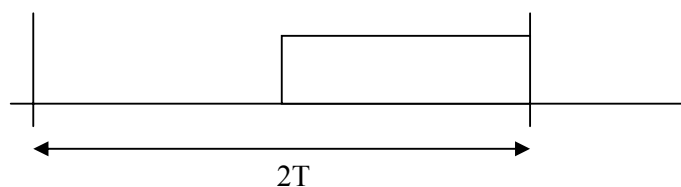
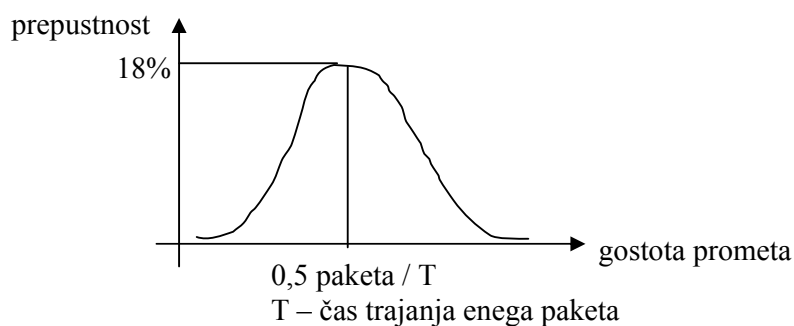
»Aloha« je Havajski pozdrav.

Značilno za ta sistem je, da so vse postaje nesinhronizirane med seboj in oddajajo ob poljubnem času. Če odda pakete več postaj hkrati, pride do kolizije. V takem primeru je treba nekaj narediti.



Uspešna oddaja se potrdi ob uspešnem sprejemu na sprejemni strani. Ob morebitni koliziji je nek »backoff« čas (naključni čas, ki ga mora postaja počakati, preden lahko odda znova).

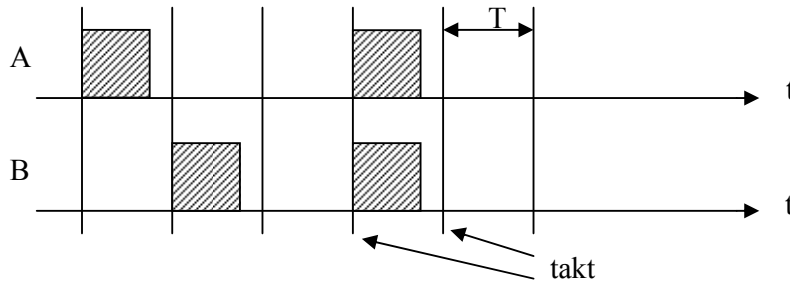
Pri Alohi je izkoristek zelo slab, deluje le dokler je prometa zelo malo.



V času $2T$ se lahko izvede le ena zahteva.

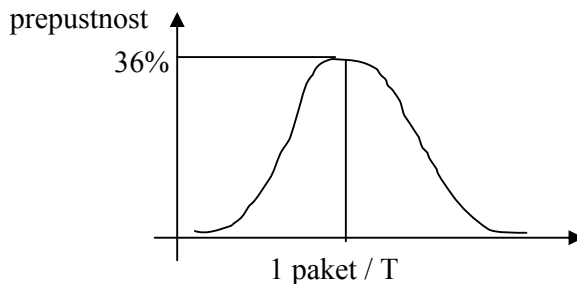
Slotted Aloha

Tu imamo opravka z neke vrste minimalno časovno sinhronizacijo (nek takt).



Osnovne značilnosti so:

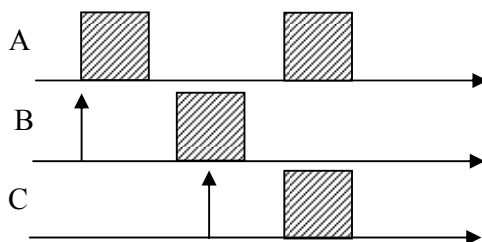
- postaje lahko oddajajo le ob taktu
- še vedno pride do kolizije
- v času T se lahko izvede ena zahteva (2x boljše kot pri navadni Alohi)
- ko pride do kolizije – naključni »backoff« time



Primer uporabe te Alohe je tudi v GSM sistemu in sicer v RACH kanalu (»random access channel«). To je kanal, preko katerega se mobilna postaja javi, nato se ji dodeli DCCH kanal (»dedicated channel«).

CSMA (Carrier Sense Multiple Access)

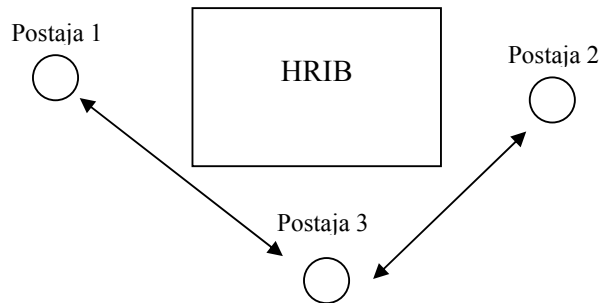
V tem primeru vse postaje ves čas poslušajo medij.



Tu postaje poslušajo medij in čakajo, da bo ta prost in potem oddajajo. Na tak način še vedno pride do kolizije, zato se kombinira še z nekim »backoff« časom. Tu je možnih več načinov delovanja. Postaja lahko, če zazna da je medij zaseden, čaka in nato takoj oddaja (CSMA z vztrajnostjo). Druga možnost je, da ob zaseden mediju počaka nek naključni čas in šele potem ponovno posluša medij (CSMA brez vztrajnosti).

CSMA / CA (Collision Avoidance)

CSMA/CA se uporablja pri brezžičnih komunikacijah, kjer se vse postaje ne slišijo med seboj.



Postaje se dogovorijo za medij s pomočjo kratkih kontrolnih paketkov (RTS, CTS, ACK, itd.). Gre za neke vrste rezervacijo sredstev.

Token ring

Nek kontrolni paketek (žeton) kroži od postaje do postaje. Ena od postaj opravlja »monitoring« omrežja. Ta postaja tudi na začetku ali ob izgubi generira žeton in ga pošlje v eno smer.

Praktično je žeton pripet na koncu informacijskih paketov.

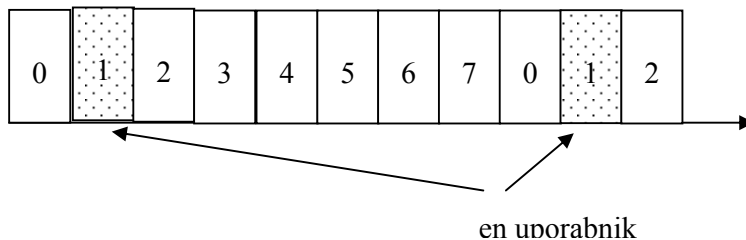


FDMA (Frequency Division Multiplex Access)

Različni frekvenčni pasovi so na voljo različnim uporabnikom. Tipičen predstavnik v mobilnih komunikacijah je NMT. En kanal je širine 25 kHz - 30 kHz.

TDMA (Time Division Multiplex Access)

Tipičen predstavnik je GSM sistem. Vsak frekvenčni pas širine 200 kHz je razdeljen na 8 časovnih rezin. Pogoji za uporabo TDMA je digitaliziran časovno diskretni signal.



CDMA (Code Division Multiplex Access)

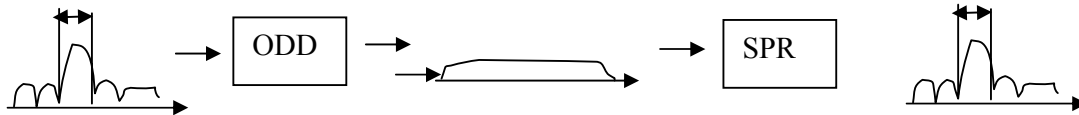
Tu je za vse uporabnike ista frekvenca, posamezni kanali se ločijo z ortogonalnimi kodami. Predstavnik je UMTS.

SDMA (Space Division Multiplex Access)

Tu je sektorizacija z antenami. Antene se usmerjene, da se postaje ne motijo med seboj.

CDMA

Glavni princip CDMA tehnologije je:



Razširjanje v oddajniku: signal razširimo z neko kodo. Širina spektra je enaka vsoti spektrov kode in osnovnega signala, kar je posledica konvolucije.

Na sprejemniku je nek korelator, zopet gre za množenje s kodo.

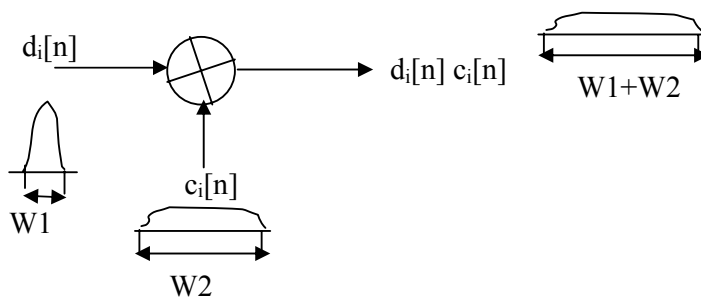
Če imamo opravka za neko ozkopasovno motnjo, se ta prišteje signalu. Tako dobimo na sprejemniku naš širokopasovni signal in ozkopasovno motnjo. Ko na sprejemniku množimo sprejeti signal z enako kodo kot na oddajniku, korelator ugotovi korelacijo med njima. Sprejemnik torej s pomočjo korelacije izloči ozkopasovni signal, medtem ko se morebitne motnje, ki so se dodale med prenosom, razširijo in jih na enostaven način izfiltriramo.

Pri razširjenem spektru je majhna gostota energije, uporablja pa se širok frekvenčni spekter. Lahko se na enostaven način prikrije obstoj komunikacije.

Trije glavni načini razširjanja spektra so:

- »**Frequency hopping**«: skakanje med različnimi frekvencami
- »**Time hopping**«: skakanje med časovnimi okni (to pomeni, da ni vedno ena časovna rezina za enega uporabnika ampak se spreminja).
- »**Direct sequence**«: neposredno razširjanje s sekvenco

V UMTS-u se uporablja »direct sequence«



$$x(t) * y(t) \leftrightarrow X^*(\omega) * Y(\omega)$$

Izbor kod

Za izračun predpostavimo preprost kanal, kjer ni širjenja po več poteh, ni slabljenja in ojačanja signalov. Upoštevamo le zakasnitve (naprave so med seboj različno oddaljene) in večje število uporabnikov.

i – indeks uporabnika: $1 \dots k$

Treba je upoštevati, da se signalu i -tega uporabnika vedno prištejejo signali ostalih $K-1$ aktivnih uporabnikov.

$d_i[n]$ – vhodni niz podatkov

$c_i[n]$ – pripadajoča koda

Če predpostavimo enako moč za vseh K signalov in upoštevamo zgoraj navedene poenostavitve za prenosni kanal, dobimo na sprejemniku signal:

$$d_i[n-\tau_i] * c_i[n-\tau_i] + \sum_{j=1, j \neq i}^K d_j[n-\tau_j] * c_j[n-\tau_j] + s[n]$$

nek naključni šum

Želeni podatkovni signal, zakasnen za τ_i

Signali ostalih uporabnikov

Na sprejemniku detektiramo želeni signal s pomočjo korelacije z enako kodo, ki je bila uporabljena na oddajniku.

Osnovna matematična orodja:

$$r_{xy}[\tau] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^*[n] y[n+\tau]$$

križna korelacija

$$r_{xx}[\tau] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^*[n] x[n+\tau]$$

avtokorelacija

$$r_{xy}[\tau] \xleftrightarrow[\text{IDFT}]{\text{DFT}} R_{xy}[k] = x^*[k] y[k]$$

DFT križno korelacijske f.

$$X[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}$$

Stanje na sprejemniku z indeksom i, ko signal koreliramo z i-to kodo, ki pripada i-temu uporabniku:

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{N} \sum_{n=n_0}^{n_0+N-1} d_i[n-\tau_i] c_i[n-\tau_i] c_i^*[n-\tau_i'] + \quad \leftarrow \text{P1} \\
 & + \frac{1}{N} \sum_{n=n_0}^{n_0+N-1} \sum_{j \neq i} d_j[n-\tau_j] c_j[n-\tau_j] c_j^*[n-\tau_i'] + \quad \leftarrow \text{P2} \\
 & + \frac{1}{N} \sum_{n=n_0}^{n_0+N-1} s[n] c^*[n-\tau_i'] \quad \leftarrow \text{P3}
 \end{aligned}$$

P1 je želeni signal. Naš cilj je torej čim bolj povečati vpliv člena P1 in čimbolj zmanjšati vpliv členov P2 in P3. To lahko dosežemo z ustrezno izbiro kod.

Za pravilno delovanje je predpogoj sinhronizacija: $\tau_i = \tau_i'$, pri čemer je:

τ_i – zakasnitev koristnega signala

τ_i' – zakasnitev generatorja kode v sprejemniku

Cilj sinhronizacij je torej, da generator kode v sprejemniku sinhroniziramo z vhodnim signalom. Želimo torej, da velja:

$$\begin{aligned}
 P1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=n_0}^{n_0+N-1} d_i[n-\tau_i] c_i[n-\tau_i] c_i^*[n-\tau_i] = \\
 &= \begin{cases} d_i[n-\tau_i], & \text{pri } \tau_i' = \tau_i \\ 0, & \text{pri } \tau_i' \neq \tau_i \end{cases}
 \end{aligned}$$

Ta zahteva je odvisna tudi od podatkovnega signala. To pomeni, da moramo pri izbiri kode upoštevati vrednosti, ki jih lahko zavzame podatkovni signal.

V posebnem primeru lahko predpostavimo, da se podatkovni signal na intervalu korelacije ($n_0 \leq n \leq n_0+N-1$) ne spremeni in ga lahko izpostavimo:

$$\begin{aligned}
 P1 &= d_i[n-\tau_i] \frac{1}{N} \sum_{n=n_0}^{n_0+N-1} c_i[n-\tau_i] c_i^*[n-\tau_i] = \\
 &= \begin{cases} d_i[n-\tau_i], & \text{pri } \tau_i' = \tau_i \\ 0, & \text{pri } \tau_i' \neq \tau_i \end{cases}
 \end{aligned}$$

Če uvedemo novo spremenljivko $\tau = \tau_i' - \tau_i$, lahko del v oklepaju zapišemo kot avtokorelacijsko funkcijo:

$$P1 = d_i[n - \tau_i] \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N c_i^*[n] c_i[n - \tau] =$$

$$= d_i[n - \tau_i] r_{ii}[\tau]$$

za del je enak 1, če smo sinhronizirani
($\tau = 0$), drugače je 0

$$r_{i,i}[\tau] = \begin{cases} 1 & \tau=0 \\ 0 & \text{sicer} \end{cases}$$

Na tak način iz člena P1 dobimo samo koristni del. To je naša **1. ZAHTEVA** pri izboru kod.

P2 izraz predstavlja signale ostalih uporabnikov sistema, ki jih želimo izločiti. Želimo torej, da je $P2 = 0$.

Zopet predpostavimo, da je signal d_j na intervalu korelacije konstanten in ga izpostavimo. Prav tako upoštevamo, da smo že sinhronizirani ($\tau_i' = \tau_i$), kar na določa tudi n_0 .

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_j[n - \tau_j] c_i^*[n - \tau_i']$$

Z uvedbo nove spremenljivke kot v prejšnjem primeru, lahko izraz zapišemo kot križno korelacijo:

$$r_{i,j}[\tau] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_i^*[n] c_j[n + \tau]$$

Če želimo, da se uporabniki med seboj ne motimo, je naša zahteva, da je: $r_{ij}[\tau] = 0$. To je naša **2. ZAHTEVA** pri izboru kod.

Poglejmo še enkrat 1. zahtevo, ki je pogoj za učinkovito sinhronizacijo sprejemnika. Zahtevamo, da je vrednost avtokorelacijske funkcije 1 pri $\tau = 0$ in 0 povsod drugod.

$$r_{i,i}[\tau] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_i^*[n] c_i[n + \tau] = \begin{cases} 1, & \text{pri } \tau=0 \\ 0, & \text{sicer} \end{cases}$$

Če nad to avtokorelacijsko funkcijo napravimo diskretni Fourier-jev transform, dobimo:

$$R_{i,i}[k] = \frac{1}{N} \sum_{\tau=0}^{N-1} r_{i,i}[\tau] e^{-j \frac{2\pi}{N} k \tau} = \frac{1}{N}$$

$$C_i^*[k] C[k] = |C_i[k]|^2 = R_{i,i}[k] = \frac{1}{N}$$

Vidimo, da je gostota frekvenčnega spektra konstantna, kar pomeni, da morajo biti kode neki naključni signali oziroma morajo imeti bel spekter.

2. zahteva je bila nekoreliranost kod, da se uporabniki med seboj ne motijo:

$$r_{i,j}[\tau] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_i^*[n] c_j[n+\tau] = 0$$

Zopet izračunajmo diskretni Fourier-jev transform:

$$R_{i,j}[k] = \frac{1}{N} \sum_{\tau=0}^{N-1} r_{i,j}[\tau] e^{-j\frac{2\pi}{N}k\tau} = 0$$

$$C_i^*[k] C_j[k] = 0$$

Če želimo, da bo ta pogoj izpolnjen, mora biti pri vsakem k ena od kod enaka 0. To je v nasprotju s 1. zahtevo, kjer želimo, da imajo kode bele spektre. Ker nikakor ne moremo istočasno zadostiti obema kriterijema, moramo iskati kompromis med njima.

FDMA je tipičen primer, ki izpolnjuje pogoj križne korelacije (ker harmonični signali različnih frekvenc med seboj niso korelirani) in ne izpolnjuje pogoj avtokorelacije. Križna korelacija 0 pomeni, da sta dva signala frekvenčno neprekrivajoča.

Če je križna korelacija dveh signalov pri zamiku 0 enaka 0, sta to ortogonalna signala.

$$r_{i,j}[\tau] = 0 \quad \leftarrow \text{korelirana signala}$$

$i \neq j$

$$r_{i,j}[0] = 0 \quad \leftarrow \text{ortogonalna signala}$$

Ortogonalne kode lahko uporabimo, kadar imamo zagotovljeno popolno sinhronizacijo. Tak primer je DOWNLINK (od bazne postaje do uporabnika) pri UMTS-u.

Walsh-Hadamartove kode so perfektно ortogonalne, a le pri popolni sinhronizaciji

CDMA 2000 sistem uporablja princip popolne sinhronizacije vseh baznih postaj s pomočjo GPS sprejemnikov. Pri UMTS so bazne postaje nesinhronizirane.

UPLINK

Pri uplinku se signali različnih aplikacij istega uporabnika kodirajo z ortogonalnimi kodami, saj imamo zagotovljeno sinhronizacijo. Skupni signali različnih uporabnikov se kodirajo z nekimi psevdo-naključnimi kodami (tu ni sinhronizacije), ki imajo nizko križno korelacijo.

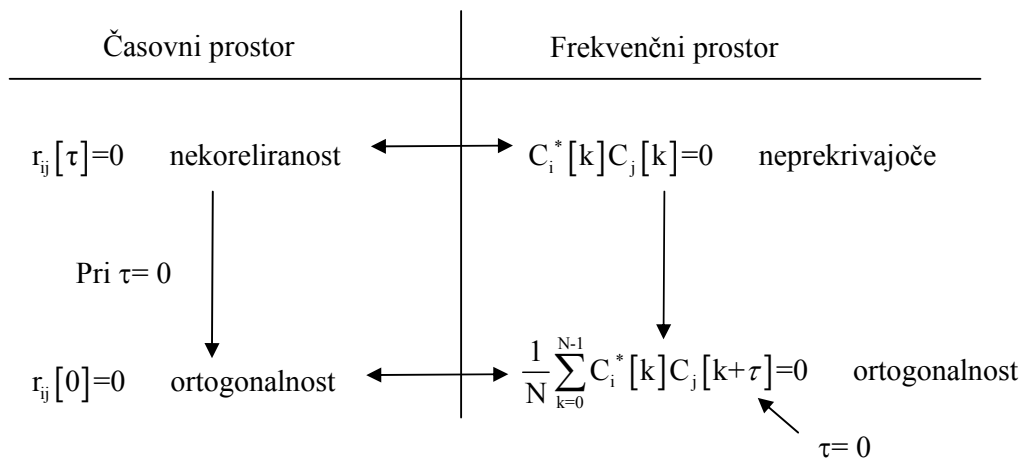
DOWNLINK

Tu je zagotovljena sinhronizacija, ker gre vse iz iste bazne postaje. Neka psevdo-naključna koda služi za ločevanje posameznih baznih postaj, kar na reši problem širjenja signalov po več poteh.

Zelo pomembna je stalna kontrola moči zaradi različnih oddaljenosti uporabnikov od bazne postaje (zelo velik vpliv na velikost korelacije v sprejemniku). Bazne postaje ves čas obveščajo terminale o zmanjšanju moči.

RAKE sprejemnik: uporablja več korelatorjev in tako izkorišča efekt širjenja signalov po več poteh.

COCTAIL PARTY efekt: Pri UMTS je oddajanje uporabnikov je pogojeno z njihovo aktivnostjo. To pomeni, da terminali oddajajo in zasedajo prenosni kanal le, ko uporabnik dejansko nekaj počne. Pri GSM je kanal zaseden ne glede na aktivnost uporabnika. Rezultat je veliko manj overhead-a pri UMTS.



K – število kod v neki družini kod

N – perioda

$K \leq N$ (da je ortogonalnost)

Kot smo že ugotovili, smo pri izbiri kod zelo omejeni, saj sta si zahtevi po belem spektru in neprekrivajočem spektru nasprotujoči.

Pri izbiri si pomagamo z dvema kriterijema:

- maksimalna absolutna korelacija
- modificirana Welchova meja korelacije

Maksimalna absolutna korelacija

Pri načrtovanju nabora kod skušamo minimizirati maksimalno absolutno korelacijo. Pri tem definiramo:

- maksimalno absolutno križno korelacijo:

$$r_c = \max \left\{ |r_{i,j}[\tau]| : \begin{array}{l} i \neq j; \\ 1 \leq i, j \leq K \\ 0 \leq \tau \leq N-1 \end{array} \right\}$$

- maksimalno absolutno izvenfazno korelacijo:

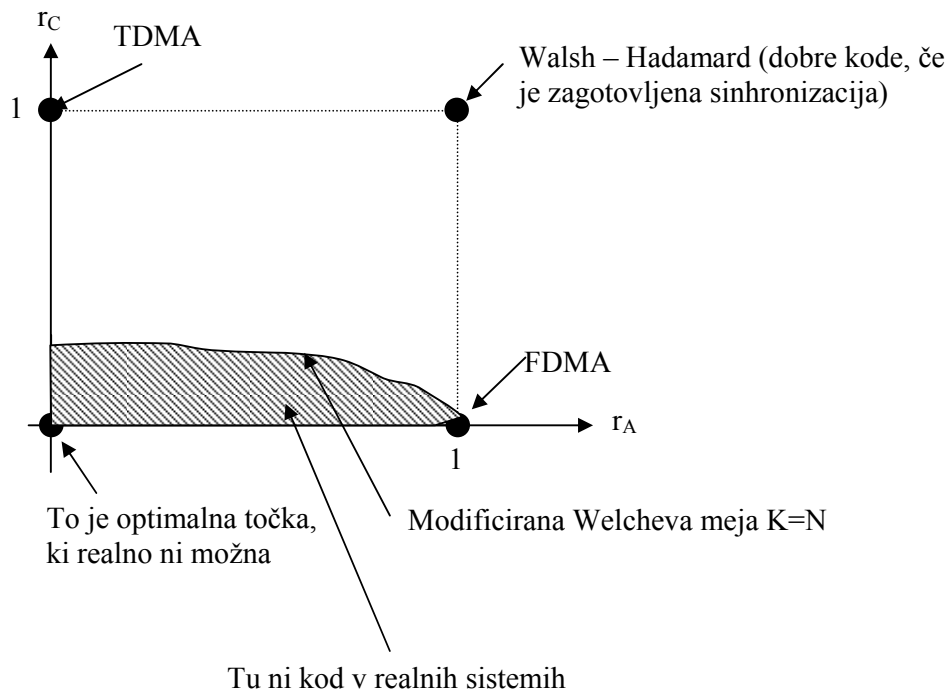
$$r_A = \max \left\{ |r_{i,i}[\tau]| : \begin{array}{l} 1 \leq i \leq K \\ 1 \leq \tau \leq N-1 \end{array} \right\}$$

Cilj je torej minimizacija teh dveh korelacij, ki lahko zavzameta vrednosti na intervalu med 0 in 1. Idealen primer bi torej bil:

$$r_A = 0$$

$$r_c = 0$$

Drug kriterij je modificirana Welchova meja korelacije. Ta predstavlja spodnjo mejo, pod katero ne moremo najti ustreznega nabora kod. Stvari najboljše pojasni naslednja slika:



Tri področja kod:

I. $r_C = 0$ (nekorelirane kode)

- kode ležijo na osi r_A . Gre za frekvenčno zelo ozke kode, zato so izpostavljene frekvenčni disperiziji.
- kode so nekorelirane v časovnem prostoru oziroma neprekrivajoče v frekvenčen prostoru
- ortogonalne v obeh prostorih
- imenujemo jih tudi frekvenčne kode
- maksimalno število kod pri periodi N je: $K = N$ (največje število nekoreliranih kod)
- avtokoreacija je visoka in narašča s številom kod K

II. $r_A = 0$ (kode belega spektra)

- kode ležijo na osi r_C
- imajo impulzno avtokorelacijo (dobro za sinhronizacijo)
- kode so korelirane razen pri $\tau = 0$ (nekoreliranost torej lahko dosežemo, če kode sinhroniziramo)
- maksimalno število kod je $K = N$
- sem spada TDMA (kode so ortogonalne)
- kode so občutljive na časovno disperzijo (tudi zato je zelo pomembna sinhronizacija)

TIME-ADVANCE: sistem pošlje terminalu informacijo, koliko prej mora začeti oddajati, glede na oddaljenost od bazne postaje, da bo ujel svoj time-slot. To je tudi osnova za storitev lokalizacije uporabnika.

III. $r_A, r_C \neq 0$ ($K \gg N$)

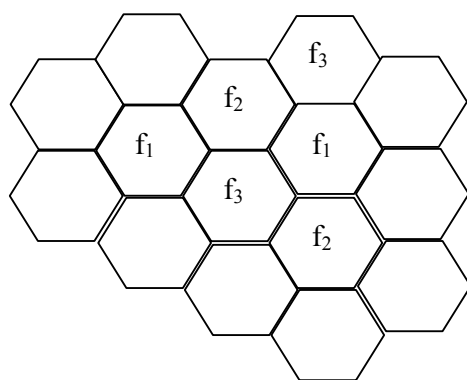
- imamo veliko kod, ki niso idealne
 - Goldove kode: $K = N + 2$
 - Kasamijeve kode: $K \gg N$
 - Walshov kode: so ortogonalne in se lahko uporabijo, če na nek drug način poskrbimo za sinhronizacijo
- ← Oboje se uporablja v UMTS

Radijsko planiranje

GSM omrežje ne tipičen primer celičnega omrežja. Razdelitev na celice omogoča večjo kapaciteto oziroma večje število uporabnikov.

V Sloveniji ima vsak mobilni operater 12,5 MHz frekvenčnega prostora. Za en kanal potrebujemo približno 200 kHz. To pomeni, da dobimo približno 60 frekvenčnih kanalov. Vsak od teh se s TDMA razbije še na 8 časovnih oken, kar skupaj nanese 480 kanalov. V eni celici je torej lahko 480 uporabnikov hkrati.

Nosilne frekvence neke celice se ponovijo po določeni razdalji:



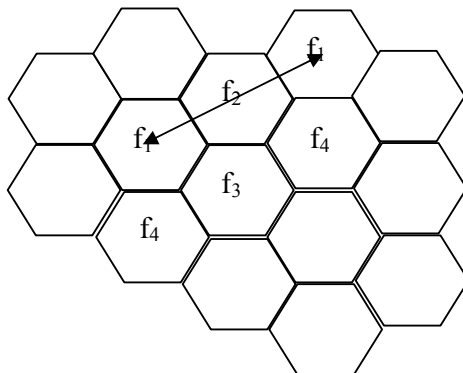
K – faktor ponovne uporabe

V vsaki celici je na voljo le del razpoložljivih frekvenc, saj ne sme biti prekrivanja. Frekvence neke celice se lahko ponovijo v celici, ki je dovolj stran. Ta razdalja se imenuje faktor ponovne uporabe (REUSE FACTOR).

Če je faktor ponovne uporabe $K = 3$, to pomeni, da lahko v posamezni celici uporabimo: $60 / 3 = 20$ frekvenc.

Predpostavka pri radijskem planiranju je, da sta dve f_1 celici dovolj oddaljeni, da se ne motita (signal dovolj oslabi).

Najbolj pogosti primeri faktorja K so:
 $K = 3$, $K = 7$, $K = 12$, itd.



$K = 4$

Dva osnovna pogoja za uspešno komunikacijo sta:

- dobro razmerje S / N
- nizka stopnja motenj oziroma interferenc (vse skupaj mora delovati pri nizkih močeh).

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{I + N_{\text{sum}}}$$

$$S = \frac{P_0}{a^\gamma}$$

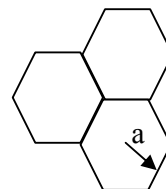
$$I = 6 \frac{P_0}{D^\gamma}$$

Vrednost faktorja slabljenja: $\gamma \approx 4$

Primeri:

$$K = 3 \rightarrow D = 3a$$

$$K = 4 \rightarrow D = \frac{\sqrt{3}}{2} a \times 4 \times 2 = 2\sqrt{3}a$$



a - razdalja

Splošna formula:

$$D = \sqrt{3k} \cdot a$$

$$\frac{S}{I} = \frac{\frac{P_0}{a^\gamma}}{6 \frac{P_0}{D^\gamma}} = \frac{1}{6} (3k)^{\frac{\gamma}{2}}$$

Razmerje S / I , ki je zadovoljivo, je 18 dB. To mejo so postavili na podlagi MOS metode (Mean Opinion Score) – poslušalci so ocenili kvaliteto za različna razmerja S / I . Ta meja je določena za analogno telefonijo.

Če želimo doseči mejo 18 dB pri celičnem sistemu, znaša $K = 7$ (izračunamo iz enačbe za S/I).

Primerjave kapacitet

Analogna telefonija – NMT (FDMA)

$W = 12,5$ MHz (25MHz - le v SLO je 12,5MHz, ker se deli med Mobitel in Simobil)

$B = 30$ kHz za en kanal

$$\text{MOS: } \frac{S}{I} = 18 \text{ dB} \quad k = 7$$

Število kanalov v celici je: $\frac{W}{B \cdot k} = 119$

Digitalna telefonija – GSM (TDMA)

$$\frac{S}{I} = \frac{E_b \cdot R}{I_0 \cdot B}$$

Energija na bit (J / bit) Bit rate (bit / s)
 Gostota moči interference (W / Hz)

} J / s = W

Pri digitalnih komunikacijah ta podatek pove, če je sprejem sploh mogoč

Pri GSM je minimum $\frac{E_b}{I_0} = 7 \text{ dB}$, pri UMTS je minimum $\frac{E_b}{I_0} = 2 \text{ dB}$

Pri računanju predpostavimo zasedenost vseh časovnih rezin v kanalih:

$$\frac{E_b}{I_0} = \frac{\frac{S}{I}}{\frac{R}{B}} = \frac{1}{m} \frac{S}{I} = \frac{1}{m} \frac{1}{6} (3k)^{\frac{2}{3}}$$

$$m - (R/B) \text{ spektralna učinkovitost} = \frac{270 \text{ kbit}}{200 \text{ kHz}} = 1,35 \text{ b/Hz}$$

Taka spektralna učinkovitost je skupaj z overheadom (bruto). Neto vrednost pri GSM je približno 1 b/Hz .

$$\gamma = 4$$

$$\frac{E_b}{I_0} = 10 \text{ dB (pri } k = 3), 12,5 \text{ dB (pri } k = 4), 17,4 \text{ dB (pri } k = 7).$$

Ker je pri GSM zahteva za $\frac{E_b}{I_0} = 7$, zadošča že $k = 3$.

$$N = \frac{W}{B \times k} = \frac{25 \text{ MHz}}{\frac{200 \text{ kHz}}{8} \times 3}$$

$$N = 332 \text{ kanalov (pri } k = 3)$$

$$N = 249 \text{ kanalov (pri } k = 4)$$

Največ rezerve v izračunani kapaciteti je v razmerju $\frac{E_b}{I_0}$. Upoštevati moramo, da imamo

opravka z digitalnimi signali, ki jih na dokaj enostaven način ustrezno obdelamo. To pomeni, da znamo sprejemati slabše signale.

UMTS telefonija (CDMA)

Pri CDMA delujejo vse celice v istem frekvenčnem pasu. Zagotovljena mora biti regulacija moči, da vsi signali uporabnikov pridejo do bazne postaje enako oslabljeni (ne glede na oddaljenost uporabnikov).

$$\frac{S}{I} = \frac{S}{(N-1) \cdot S + I_s}$$

N – število uporabnikov

Interferenco enega uporabnika zapišemo kot: $I_n = \frac{S \cdot r^\gamma}{d^\gamma}$

Predpostavimo krožne celice s polmerom: a

Površina take celice je torej: $B = \pi a^2$

Predpostavimo enakomerno gostoto uporabnikov v celici: $\frac{N}{\pi a^2}$

Razdaljo med središčema dveh sosednjih celic označimo z: D

Interferenco izračunamo kot:

$$I_c = \int_{r=0}^a \int_{\varphi=0}^{2\pi} \frac{S \cdot r^\gamma}{d^\gamma} \cdot \frac{N}{\pi a^2} \cdot r \cdot dr \cdot d\varphi \quad d = \sqrt{D^2 + r^2 - 2 \cdot D \cdot r \cdot \cos\varphi}$$

Integral računamo za razdalje: $D_1 = \sqrt{3}a$ $D_{21} = 3a$ $D_{22} = 2\sqrt{3}a$

$$I_c = (0,0693 + 0,035 + 0,018) \cdot N \cdot S = 0,746 \cdot N \cdot S$$

$$\frac{S}{I} = \frac{S}{(N-1)S + 0,746NS} = \frac{S}{NS - S + 0,746NS} = \frac{S}{(1+0,746)NS} = \frac{S}{1,746NS}$$

Velikost motenj je torej enaka:

- 57 % iz lastne celice
- 40 % iz neposrednih sosed (D_1)
- 3 % iz ostalih sosed (D_{21} in D_{22})

V teh izračunih nismo nič upoštevali oblike okolja. Dejansko frekvenčno planiranje se dela s simulacijami na računalnikih, ki imajo podatke o nekem konkretnem okolju.

Predpostavili smo tudi homogeno porazdelitev uporabnikov v celicah, kar tudi ni popolnoma realna situacija.

$$\frac{S}{I} = \frac{E_b R}{I_0 W} = \frac{\cancel{S}}{1,746 N \cancel{S}}$$

W – širina kanala je kar celoten fr. spekter (25MHz)

$$N = \frac{1}{1,746} \frac{G_p}{\frac{E_b}{I_0}}$$

G_p – dobitok procesiranja = W / R
(koliko smo razširili, saj se tako znebimo šuma)

$$R = 13 \text{ kbit/s}$$

$$W = 25 \text{ MHz}$$

$$\frac{E_b}{I_0} = 7 \text{ dB}$$

$$N = 220 \text{ kanalov}$$

Ta rezultat ni ravno obetaven.

FDMA: N = 119 kanalov

TDMA: N = 332 kanalov

CDMA: N = 220 kanalov

Rezultat je tak, ker nismo upoštevali dveh ključnih tehnik, ki se uporabljata v CDMA:

1. Voice-activity detection: v prejšnjih izračunih smo predpostavili, da vsi uporabniki vse čas oddajajo (faktor 1), v resnici je ta faktor nekje 0.5 (pol časa). Le pri prenosu podatkov je faktor 1.

2. Sektorizacija celic: uporabljajo se usmerjene antene, ki oddajajo in sprejemajo le 1/3 celotne površine krožne celice. To izračunane motnje takoj zmanjša za faktor 3.

Če to dvojje upoštevamo dobimo: N = 1320 kanalov.

LINK BUDGET

Če govorimo o pokrivanju področja je problem UPLINK, če pa govorimo o zagotavljanju kvalitete oziroma kapacitete je problem DOWNLINK.

Mobilna postaja

MS deluje z močjo 0.125 mW:	21 dBm	...	moč mobilne postaje
	0 dBi	...	ojačanje antene
	3 dBi	...	izguba zaradi uporabnika
	18 dBm		Ekvivalent sevanje moči terminala

BS	-174 dBm / Hz	...	gostota termičnega šuma
	5 dB	...	šumno število bazne postaje
	-169 dBm / Hz		

$$B = 3,84 \text{ MHz} \quad \rightarrow \quad \begin{matrix} 65,8 \text{ dB} \\ -103,2 \text{ dBm} \end{matrix}$$

Predpostavimo 50% zasedenost bazne postaje: to je še dodatnih 3 dB

Skupaj je torej: -100,2 dB

Upoštevamo še dobitok procesiranja G_p . Ta je odvisen od vrste storitve:

$$\frac{3,84}{12,2 \text{ kb/s}} = 25 \text{ dB}$$
$$\frac{3,84}{384 \text{ kb/s}} = 10 \text{ dB}$$

Vidimo torej, da je pokrivanje celice zelo odvisno od vrste storitev v celici. Če uporabniki zahtevajo visoko kapaciteto, je pokrivanje manjše.

Razmerje $\frac{E_b}{I_0} = 5 \text{ dB}$ (da sistem deluje)

Občutljivost sprejemnika mora torej biti enaka:

- 100,2 dBm
- 25 dB
- + 5 dB
- 120,2 dBm**

Dobitek antene: $G = 18 \text{ dB}$

Izguba kabla: 2 dB

Sevati moramo: $18 \text{ dBm} - (-120,2 \text{ dB}) + 18 \text{ dB} - 2 \text{ dB} = \mathbf{154,2 \text{ dB}}$

To je največja izguba na poti (path loss), ki si jo lahko privoščimo. Če se signal še bolj oslabi, stvar ne deluje več.

Če smo v avtu in se hitro gibamo moramo upoštevati še naslednje faktorje:

- fading margine: 7,3 dB
- soft handover gain: 3 dB
- avto: 8 dB

Vsota je torej: $154,2 \text{ dB} - 7,3 \text{ dB} + 3 \text{ dB} - 8 \text{ dB} = \mathbf{141,9 \text{ dB}}$

Izguba na poti, ki si jo lahko privoščimo je torej še manjša.

Fizični kanal pri GSM omrežju

Za ločevanje smeri prenosa se uporablja FDD:

- UPLINK: 890 – 915 MHz
- DOWNLINK: 935 – 960 MHz (območje se v Sloveniji deli med Simobil in Mobitel)
(Vega deluje le na 1800 MHz področju)

Frekvenčno področje od 935 – 960 MHz pomeni 124 frekvenčnih kanalov širine 200 kHz. Kanali od 1 – 61 pripadajo Simobilu, kanali od 63 – 124 pa Mobitelu. 62 kanal je t.i. varnostni kanal.

Vsak 200 kHz kanal je razdeljen na 8 časovnih rezin (time slotov). Nek točno določeni fizični kanal torej opišemo s frekvenco od 1 – 124 in časovno rezino od 0 – 7. Uporabniku se dodeli en kanal v UPLINKU in en kanal v DOWNLINKU.

Na področju 1800 MHz je razdelitev naslednja (v Evropi):

- UPLINK: 1710 – 1785 MHz
- DOWNLINK: 1805 – 1880 MHz

ZDA uporablja frekvenčno področje 1900 MHz.

Mobilni terminal ves čas delovanja opravlja meritve signala iz baznih postaj, ki jih njegova bazna postaja razglasi za sosednje. Rezultate teh meritev pošilja na svojo bazno postajo, da se omrežje lahko odloči, kdaj je potreben preklop med celicami. Potrebna signalizacija se prenaša po BROADCAST kanalu.

Kontrola moči

Kontrola moči je namenjena:

- zmanjšanju medsebojnih motenj
- povečanju trajanja baterije
- zmanjševanju škodljivega sevanja

Sistem vedno teži k temu, da dela z najmanjšo možno močjo.

BSC v sistemu skrbi za kontrolo moči vseh uporabnikov in:

- meri moči signalov vseh uporabnikov
- pošilja ukaze za spremembo moči v koraku po 2 dBm (1,6 mW)

Tabela moči:

	MS		BTS
	Max	Min	
GSM 900	0,8 / 2 / 5 / 8 W	3 mW	5 – 640 W
GSM 1800	0.25 / 1 / 4 W	1 mW	5 – 40 W

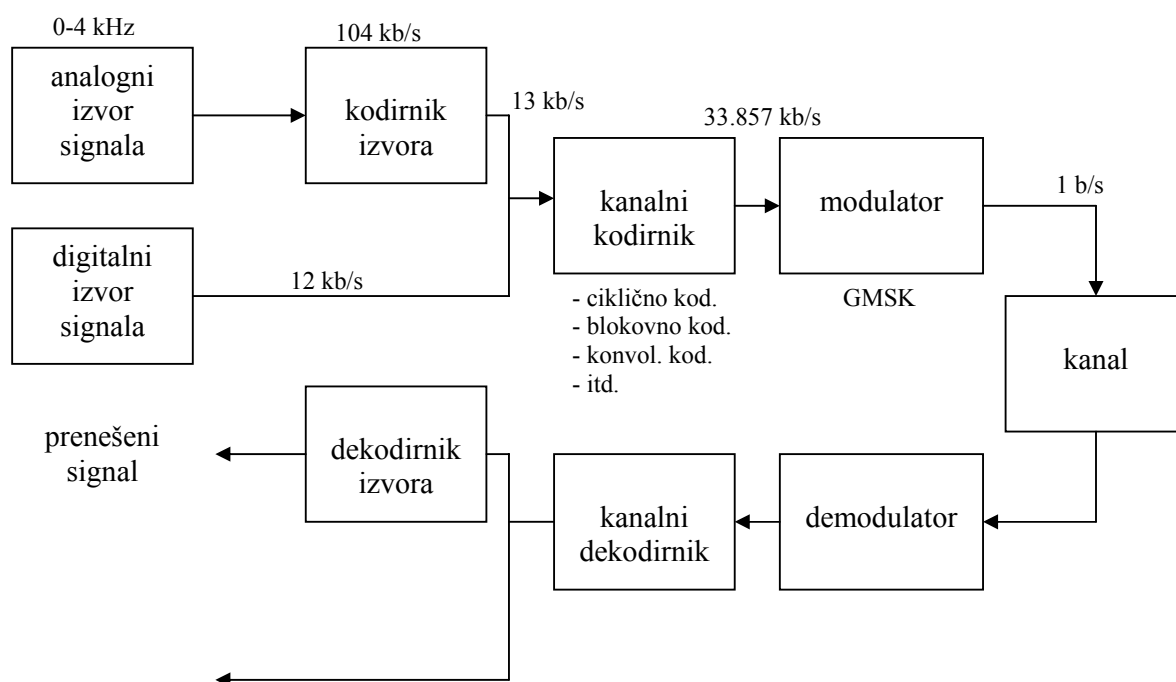
Frekvenčno skakanje

Frekvenčno skakanje je namenjeno preprečevanju presiha v mobilnem prenosnem kanalu zaradi širjenja po več poteh in zmanjševanju motenj.

Zaporedje skakanja morata točno poznati mobilna postaja in omrežje. Zagotovljena mora biti popolna sinhronizacija.

Pozitivni učinek je tudi v smislu celičnega planiranja, ker se dve postaji, ki se motita med seboj, motita bolj poredko, ker menjata frekvence po različnih zaporedjih.

Obdelava signala v mobilni enoti



V GSM poteka vzorčenje s frekvenco 8 kHz in kvantizacija s 13 biti. To pomeni $2^{13} = 8192$ nivojev, kar da bitni tok 104 kb/s ($8000 \text{ Hz} * 13 \text{ bit} = 104\,000 \text{ bit/s}$).

Izorno kodiranje

Izorno kodiranje pomeni kompresija digitalnega signala, kateremu odstranimo odvečno informacijo (redundantne in irelevantne bite, ki za razumevanje govora niso pomembni).

Dva tipa kodirnika:

- navaden kodirnik (FR – full rate): kodira v razmerju 8:1 (104 kb/s -> 13 kb/s)
- izboljšan kodirnik (EFR – enhanced full rate): kodira v razmerju 8.5:1 (104 kb/s -> 12.2 kb/s).

Kanalsko kodiranje

Kanalsko kodiranje je namenjeno zaščiti signala, za prenos preko nezanesljivega mobilnega kanala. To pomeni, da se dodajo zaščitni biti, ki pomagajo sprejemniku pri odkrivanju in popravljanju napak, povzročenih med prenosom.

Posledica kanalskega kodiranja je zahteva za večji bitni pretok: 13 kb/s -> 22.8 kb/s.

Več ko je redundantnih oziroma zaščitnih bitov, bolje so podatki ščiteni.

V GSM se uporablja konvolucijsko kodiranje.

Detekcija aktivnosti govora

Če uporabnik govorno ni aktiven, se nič ne oddaja. Pošiljajo se le neki parametri šuma in sicer vsakih 480 ms. Postopek za ugotavljanje aktivnosti govora je pri GSM vključen v izvorno kodiranje. Povprečna govorna aktivnost nekega uporabnika je ponavadi manjša od 60%.

Zgradba GSM sistema

BSS (bazni podsistem)

Bazni podsistem je sestavljen iz baznih postaj (BTS) in krmilnika baznih postaj (BSC). Vsaka celica ima svojo bazno postajo, ki je zadolžena za radijski prenos med uporabnikom in omrežjem. Sestavljajo jo oddajniki, sprejemniki in antene. Krmilnik baznih postaj upravlja več baznih postaj hkrati. Glavna naloga je upravljanje z radijskimi kapacitetami oziroma dodeljevanje kanalov uporabnikom. Skrbi tudi za preklope med celicami (če so vse celice znotraj istega BSC-ja) in za kontrolo moči.

NSS (mrežni podsistem)

Mrežni podsistem sestavljajo:

- MSC (mobilni komutacijski center):
 - usmerjanje klicev znotraj mobilnega omrežja
 - zagotavljanje povezljivosti mobilnega in ostalih omrežij (drugih mobilnih ali fiksnih)
 - preklapljanje med celicami (med različnimi BSC)
 - registriranje in avtentikacija uporabnikov
 - osveževanje lokacijskih podatkov uporabnikov
- HLR (register domačih uporabnikov)
Podatkovna baza, ki vsebuje podatke o domačih naročnikih, njihovih tel. številkah, IMSI, opremi, storitvah, itd. Vsebuje tudi določene dinamične podatke in sicer naslov trenutnega VLR, kjer se nahaja uporabnik.
- VLR (register gostujočih uporabnikov)
Podatkovna baza o vseh uporabnikih, ki so trenutno v sistemu (domačih in gostujočih).
- AUC (avtentikacijski center)
Vsebuje kopije zaščitnih ključev, ki so na SIM karticah uporabnikov. Na tak način se lahko identificira uporabnika in zaščiti zvezo.
- EIR (register opreme)
Podatki o mobilni opremi (IMEI): veljavni, neveljavni, preklicani, itd.

Potek zveze

Ko pride klic iz PSTN (Public Switched Telephone Network) se s pomočjo MSISDN (Mobile Station International ISDN Number) številke določi ustrezen HLR v mobilnem omrežju. S pomočjo posebne preslikave se iz MSISDN določi IMSI (Internatinonal Mobile Subscriber Identification) številka, ki je unikatna za vsakega uporabnika (po celem svetu).

V naslednjem koraku mora GMSC preveriti obstoj naročnika. Če gre za domačega uporabnika posreduje podatke o njem kar HLR (to pomeni, da ima že določeno MSRN (Mobile Station Roaming Number) številko). Če HLR uporabnika ne pozna, mora imeti nek kazalec na ustrezeni VLR. Od tam potem zahteva MSRN. V ustreznem VLR piše, če je uporabnik prijavljen v omrežje.

Če je uporabnik prijavljen in dosegljiv, se ga poziva v določeni LA, preko vseh baznih postaj. VLR določi ustrezen LA s pomočjo LAI številke. Znotraj ene LA je lahko več BSC-jev, lahko pa je tudi več LA-jev v domeni enega BSC-ja.

Pozivanje uporabnika poteka po CCCH (Common Control Channel) kanalu (broadcast).

Mobilni terminal ugotovi, da je poziv namenjen njemu, zato od BSC-ja zahteva kanal, kjer se bo lahko oglasil.

Potem stečejo avtentikacijski postopki. Avtentikacijski center je nek register v MSC-ju. Tam so shranjeni vsi ključi, enako kot jih imajo uporabniki na svojih SIM karticah.

V naslednjem koraku se izbere ustrezen šifrirni postopek.

V zadnjem koraku se začne dejansko pozivanje uporabnika in posledično vzpostavitev zveze.

Fizični in logični kanali

Fizični kanal je določen s frekvenco in časovno rezino:

f	0	1	2	3	4	5	6	7	0	1	2	3	4	5	6	7	0	1	2	3	4	5	6	7
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Znotraj vsakega fizičnega kanala je lahko več logičnih kanalov.

S pomočjo RACH (Random Access Channel) kanala uporabnik zahteva od omrežja dodelitev logičnega kanala. V teh fazi uporabnik še ne zna komunicirati z omrežjem, temveč le lahko prebere določene informacije o omrežju.

Preko AGCH (Access Grant Channel) kanala omrežje dodeli uporabniku kanal.

FCCH (Frequency Correction Channel) se uporablja za korekcijo frekvence pri menjavi celice. Takrat je veliko signalizacije, zato se kapaciteta lahko odvzame prometnemu kanalu.

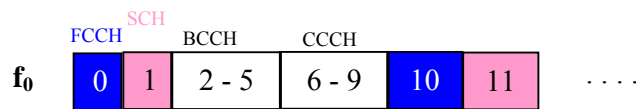
Posamezni okviri oziroma časovne rezine se združujejo v multiokvire, ti se združujejo naprej v superokvire in ti zopet naprej v hiperokvire.

Signalizacijski kanali se na različne načine preslikajo na logične kanale. Imamo več različnih kombinacij (B1 – B7), odvisno od potreb in zahtev uporabnika. Struktura kanalov v nekem omrežju se oddaja in uporabniški terminal mora se mora prilagoditi omrežju.

Sinhronizacija z omrežjem

Fizični kanal, ki vsebuje vse te logične kanale, mora imeti v nekem omrežju največjo moč, da ga terminal na podlagi tega lahko najde. Največja moč je zato, ker so vsi time-slots ves čas zasedeni.

Ko terminal najde ta fizični kanal, poišče FCCH logični kanal. Ta je vedno 0-ti okvir v multi okviru. To so same ničle, kar pomeni čisti frekvenčni nosilec. Na ta nosilec se poskuša sinhronizirati.



Sedaj terminal zaradi vnaprej dogovorjene strukture kanalov pozna tudi pozicijo SCH (Synchronization channel) kanala in BCCH kanala. Prebere SCH (zaporedna številka in učna sekvenca) in se tako časovno sinhronizira na strukturo okvirov.

S pomočjo BCCH kanala prebere informacijo o tem, kje se nahajajo sistemske informacije (dobi tudi informacijo o lokaciji CCCH in PCH kanalov).

Med samo komunikacijo BCCH sporoča terminalu sosednje celice.