

Kazalo

| | |
|--|----------|
| Kazalo | 1 |
| 3 Tehnični opis dostopov | 2 |
| 3.1 Tehnika žičnih dostopov | 2 |
| 3.1.1 Lastnosti prenosnega medija..... | 2 |
| 3.1.2 Ločevanje smeri prenosa | 6 |
| 3.1.3 Kanalno kodiranje signala..... | 8 |
| 3.1.4 Modulacijski postopki | 12 |
| 3.1.5 Omejitve prenosnih kapacitet..... | 23 |
| 3.1.6 Učinkoviti prenosni sistemi | 26 |
| 3.2 Tehnika brezžičnih dostopov | 31 |
| 3.2.1 Lastnosti brezžičnega prenosnega kanala..... | 31 |
| 3.2.2 Načini sodostopa do prenosnega kanala..... | 40 |
| 3.2.3 Delovanje sistemov z razpršenim spektrom..... | 45 |
| 3.2.4 Prehod iz druge v tretjo generacijo mobilnih komunikacij | 59 |

3 Tehnični opis dostopov

V poglavju želimo predstaviti načela delovanja prej obravnavanih dostopov. Obravnavo bomo ločili za vrvične in brezvrvične dostope.

Pri vrvičnih dostopih se bomo omejili predvsem na lastnosti žičnih zvez in probleme, ki omejujejo hitrosti prenosa. Obravnavali bomo prenosne lastnosti kovinskih žičnih vodov, načine ločevanja smeri prenosa in vrste modulacij. Pogledali si bomo osnovne principe izvirnega kodiranja. Predstavili bomo teoretične in praktične omejitve za hitrost prenosa informacij po naročniških vodih. Zanimiva je tudi obravnava učinkovitih prenosnih sistemov, ki se uporabljajo v žičnih dostopovnih omrežjih.

Pri brezžičnih dostopih bomo nakazali osnovne probleme prenosa po mobilnem prenosnem kanalu, načine sodostopa do skupnega prenosnega kanala v večuporabniških sistemih, principe delovanja sistemov z razpršenim spektrom, na katerih temeljijo tudi sistemi tretje generacije mobilnih komunikacij, in rešitve na prehodu iz druge v tretjo generacijo mobilnih komunikacij.

3.1 Tehnika žičnih dostopov

V prejšnjem poglavju smo se med drugim seznanili, da nastopajo v dostopovnih omrežjih različne vrste kovinskih žičnih vodov: prepleteni dvovodi, koaksialni vodi in izrazito nedefinirani nizkonapetostni energetski vodi. Med osnovne skupne značilnosti kovinskih žičnih vodov sodijo slabljenje in disperzija, odboji in razne vrste šuma. Poudarek bo predvsem na obravnavi prenosnih lastnosti prepletenega dvovoda, ki se trenutno tudi najpogosteje uporablja. Pogoji za hitri digitalni prenos so izrazito neugodni in se zelo strmo slabšajo z razdaljami v dostopovnih omrežjih. Predstavili bomo tudi osnovne probleme in rešitve izvirnega kodiranja signalov. Kljub temu, da spada modulacija tako pod vrvične, kot tudi brezvrvične zveze, bomo opisali osnovne principe modulacij v analognem in anto še v digitalnem svetu. Srečali se bomo z osnovnimi teoretičnimi omejitvami in odvisnosti razpoložljivih prenosnih kapacitet od značilnih parametrov linij. Razložili bomo tudi osnovne principe delovanja modemov, ki omogočajo učinkovito izkoriščanje prenosnih kapacitet pri žičnih dostopih.

3.1.1 Lastnosti prenosnega medija

Simetrični kovinski vod nudi v primerjavi z optičnim vlaknom in tudi s koaksialnim vodom zelo slabe pogoje za hitri prenos digitalnih signalov.

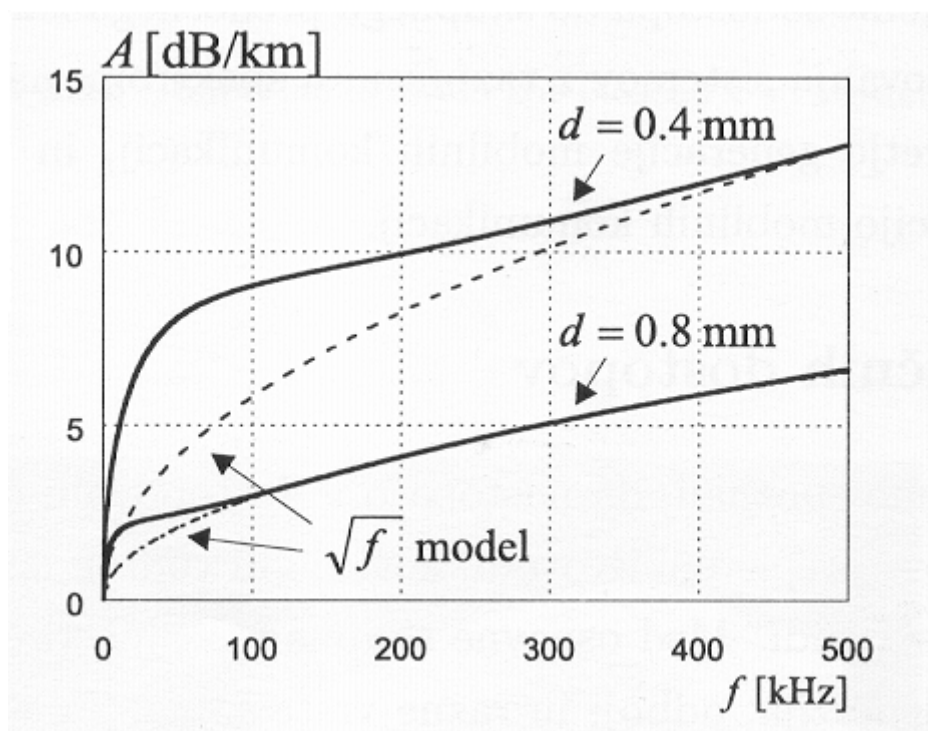
Prenosno zmogljivost naročniškega voda določajo predvsem naslednje lastnosti:

- slabljenje in disperzija,
- odboji,
- različne vrste šuma, od katerih ima prevladujoč vpliv presluh iz sosednih dvovodov.

Slabljenje naročniških vodov s frekvenco narašča, kar je posledica izriva toka proti površini vodnika in dielektričnih izgub izolatorja. Slabljenje simetričnega dvovoda narašča linearno z dolžino in približno s kvadratnim korenom frekvence, kar se pogosto uporablja tudi za preprosti model prenosne karakteristike naročniške linije:

$$A(f) = A(f_0, l_0, d_0) \frac{d_0}{d} \frac{l}{l_0} \sqrt{\frac{f}{f_0}} \quad (1)$$

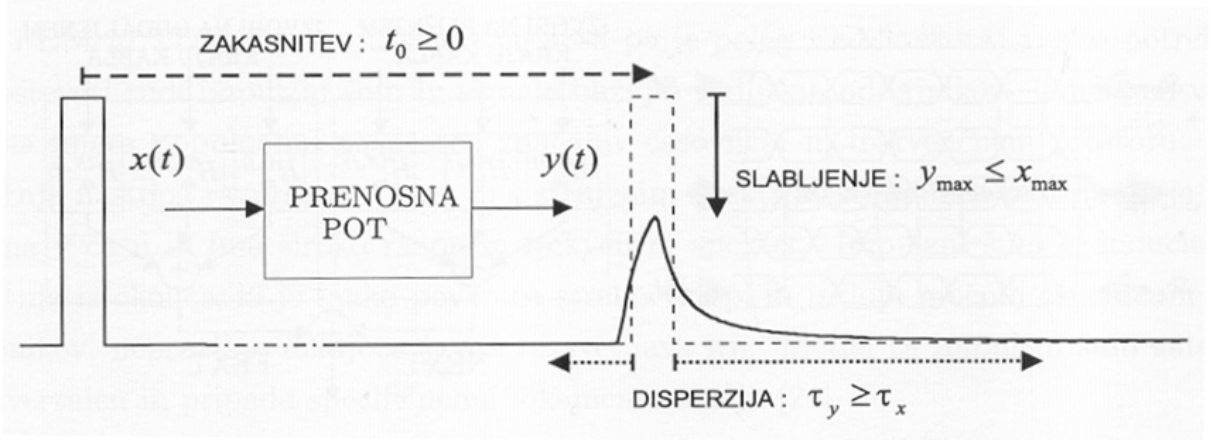
Približni in natančni potek slabljenja za nekaj primerov vodov podaja slika 19.



Slika 19. Poteki slabljenja vodov.

Disperzija signalov pri prenosu je posledica razlik v fazni hitrosti. Slika 20 podaja primer slabljenja in razpršitve pravokotnega impulza na naročniški liniji. Na prenosnem kanalu z zelo spremenljivim slabljenjem imamo vedno tudi izrazit pojav disperzije. Glavni učinek disperzije pri digitalnem prenosu je **intersimbolna interferenca**, ki jo lahko

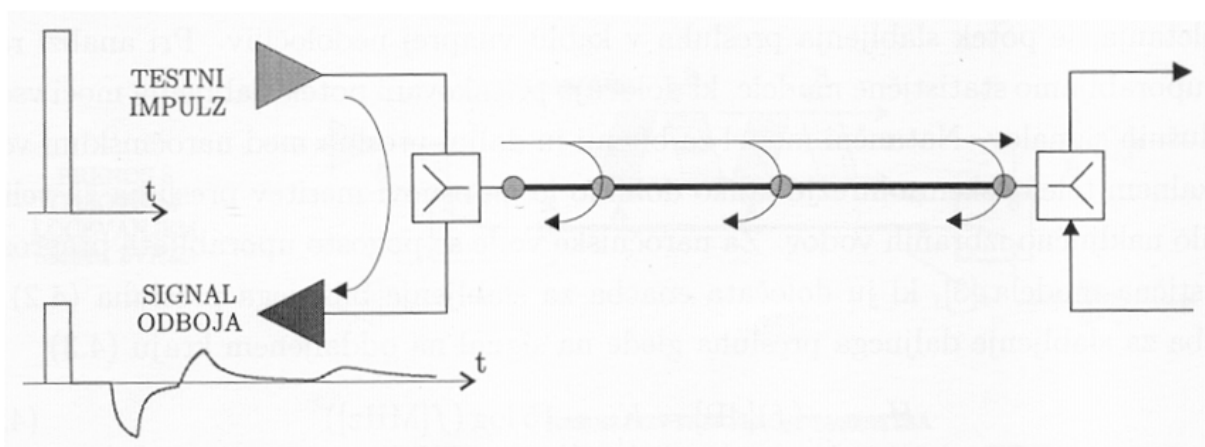
kompenziramo z izravnalnikom v sprejemniku. Če uporabimo najbolj enostavni sistem za prenos po naročniški liniji, ki ne vsebuje izravnalnika v sprejemniku, je intersimbolna interferenca, ki nastopa zaradi disperzije prvi omejevalni dejavnik.



Slika 20. Disperzija impulza pri prenosu po naročniškem vodu.

O prenosu brez intersimbolne interference govori Nyquistov kriterij, o katerem bo tekla beseda še v nadaljevanju.

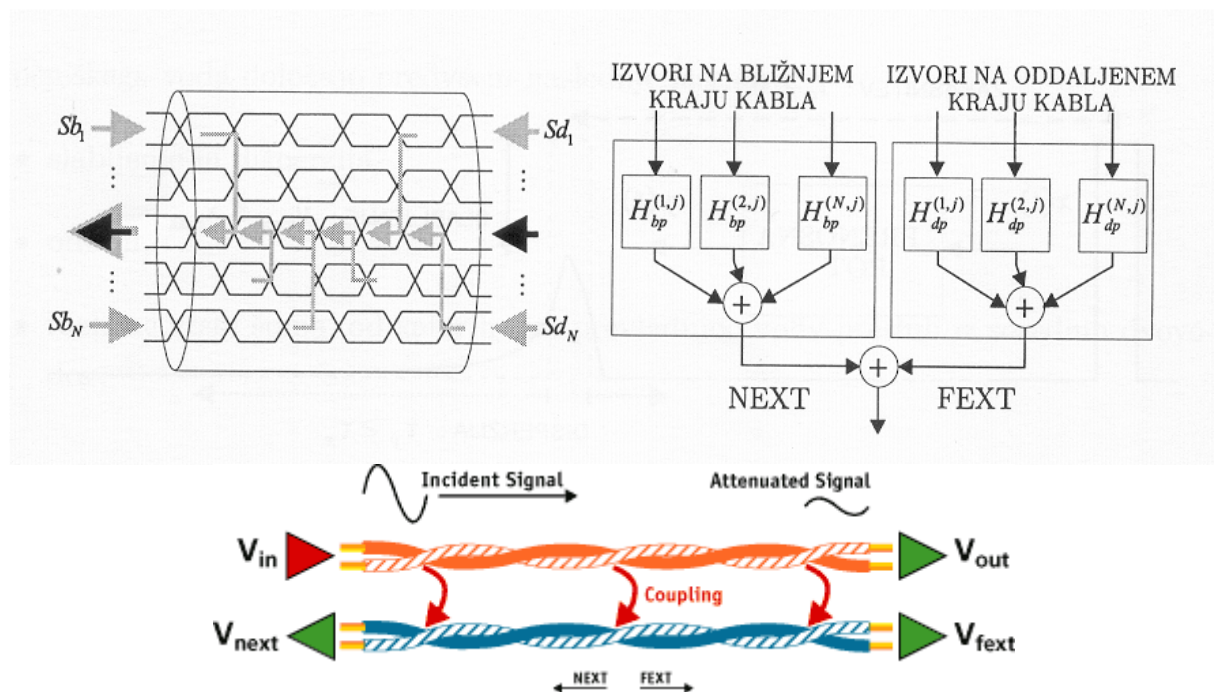
Odboji nastopajo zaradi sprememb karakteristične impedance, ki jih povzročajo različne nehomogenosti na naročniški liniji. Težava zaradi odbojev ni samo izguba moči signala, ki potuje v želeni smeri, pač pa tudi neželeni odbiti signal v sprejemniku. Na vhodu sprejemnika dobimo množico različno zakasnjenih in oslabljenih komponent signala iz oddajnika. Primer odbitega signala v sprejemniku podaja slika 21. Odbiti signal predstavlja neželeno motnjo pri sočasnem prenosu frekvenčnega ločevanja smeri prenosa. Odboje izločamo z adaptivnim sitom v sprejemniku, ki ga imenujemo izločevalnik odbojev.



Slika 21. Odboji na naročniškem vodu.

Presluh med dvovodi je posledica elektromagnetnega sklopa, ki nastopa zaradi bližine parov dvovodov. Presluh med dvovodi proizvajalci kablov zmanjšajo s prepletanjem dvovodov. Postopek kompenzacije presluha s prepletanjem je učinkovit predvsem pri nizkih frekvencah, zato presluh narašča s frekvenco. Ker je v enem kablu mnogo dvovodov, uporabljamo za mero presluha v kablu slabljenje moči vsote preslušnih signalov vseh tujih aktivnih izvorov. Model za presluh med dvovodi podaja slika 22. Glede na kraj nastopanja ločimo bližnji presluh (*ang. Near-End-Crosstalk*) in daljni presluh (*ang. Far-End-Crosstalk*). Ločevanje preslušnih signalov zaradi različnega vpliva pri različnih na načinih ločevanja smeri prenosa:

- NEXT je zaradi krajših poti prevladujoč, vendar ne vpliva na prenosne razmere pri TCM in FDM načinu ločevanja smeri prenosa.
- FEXT povzroča motnjo pri TDM in FDM prenosu, ne vpliva na prenosne razmere pri sočasnem prenosu.



Far End Crosstalk (FEXT)

Far End Crosstalk is similar to Near End Cross Talk (NEXT), except that the signal is sent from the local end and crosstalk is measured at the far end. Because of attenuation, signals that induce FEXT can be much weaker, especially for longer cable lengths. This effect means that for a given quality of cabling, more FEXT will be seen on a short link than a long link. For reason, FEXT results are not meaningful without an indication of the corresponding attenuation on the link. Thus, FEXT is measured but rarely reported. FEXT results are used to derive Equal Level Far End Crosstalk (ELFEXT).

Slika 22. Bližnji in daljni presluh.

Ker je presluh med dvovodi predvsem posledica spremenljive geometrije in nenatančnega prepletanja, je potek slabljenja presluha v kablu vnaprej nedoločljiv. Pri analizi razmer uporabljamo statistične modele, ki določajo pričakovani potek slabljenja moči vsote preslušnih signalov. Natančni model za bližnji in daljni presluh med naročniškimi vodi v lokalnem

telefonskem omrežju lahko dobimo le na osnovi meritev presluha za veliko število naključno izbranih vodov. Za naročniške vode se pogosto uporabljata preprosta statistična modela, ki ju določata enačba za slabljenje bližnjega presluha (2) in enačba za slabljenje daljnega presluha glede na signal na oddaljenem kraju (3):

$$H_{NEXT}(f)[dB] = K_n - 15 \log(f [MHz]) \quad (2)$$

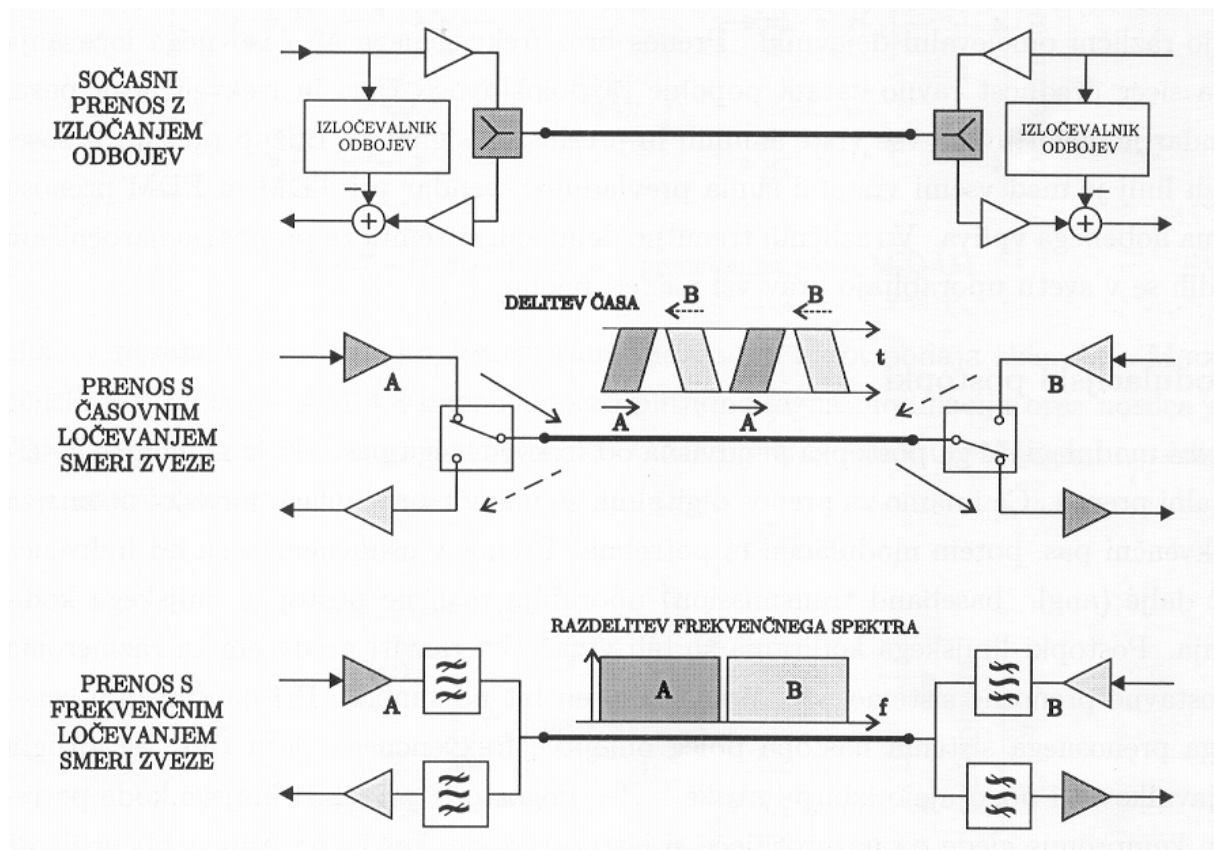
$$H_{ELFEXT}(f, l)[dB] = K_f - 20 \log(f [MHz]) + 10 \log(l [km]) \quad (3)$$

Večina signala bližnjega presluha prehaja na kratki razdalji, zato je v modelu preslušno slabljenje neodvisno od celotne dolžine linije. Kot tipičen podatek lahko vzamemo $K_n = 46\text{dB}$ in $K_f = 50\text{dB}$. Natančnost opisanih modelov za domače razmere ni preverjena.

Šum na naročniškem vodu povzročajo poleg signalov presluha tudi tujerodni izvori. Vrsta motenj, ki jih moramo upoštevati je zopet odvisna od načina ločevanja smeri prenosa. Pri sočasnem prenosu v obe smeri zveze je NEXT v večini primerov prevladujoč, pri FDM in TDM ločevanju smeri prenosa pa je poleg FEXT skoraj vedno potrebno upoštevati tudi impulzni šum in signale bližnjih radijskih oddajnikov. Omenjeni vrsti šuma imata popolnoma nasproten značaj v časovnem in frekvenčnem prostoru: RF motnja nastopa razpršeno v času in s strnjnim spektrom, impulzna motnja pa je strnjena v času in ima široko razpršen frekvenčni spekter. Impulzni šum je inducirana motnja iz okolice, ki jo lahko povzroča strela, vklopi in izklopi močnih električnih porabnikov, nepravilno delujoča javna razsvetljava itn. Model za impulzni šum zato ni univerzalen in pripada specifičnemu lokalnemu okolju.

3.1.2 Ločevanje smeri prenosa

Dvosmerno digitalno povezavo želimo v večini primerov vzpostaviti preko ene naročniške linije. Dvosmerni prenos (angl. full duplex) lahko po eni liniji poteka na več načinov. Različne postopke ločevanja smeri prenosa ilustrira slika 23:



Slika 23. Načini izvedbe dvosmernega prenosa.

- Sočasni prenos brez frekvenčnega ločevanja zahteva izločanje signala lastnega oddajnika. Za ločevanje smeri prenosa se pri analognem telefonu že od leta 1918 uporablja balančno vezje, ki ga v telefoniji imenujemo **vilice (angl. hybrid)**. Za hitri digitalni prenos signalov ni mogoče izdelati vilic, ki bi popolnoma izločile signal lastnega oddajnika, zato uporabljamo izločevalnike odbojev (angl. *echo-canceller*). Izločevalnik odbojev je adaptivno digitalno sito, ki ustvari kopijo signala odboja in z njo kompenzira odboje.
- Prenos s časovno ločitvijo v istem frekvenčnem pasu imenujemo TDM (angl. *Time Division Multiplexing*) ali ping-pong prenos. Ker imamo za prenos v eno smer na razpolago manj kot polovico časa, mora biti prenosna hitrost več kot dvakrat večja kot pri sočasnem prenosu. Izgubljeni čas je vsota zakasnitve na liniji in varnostnega intervala.
- Sočasni prenos s frekvenčnim ločevanjem smeri zveze imenujemo FDM (angl. *Frequency Division Multiplexing*). Tudi pri FDM prenosu moramo razpoložljivo prenosno kapaciteto prenosnega medija razdeliti na dva dela.

Razpoložljiva prenosna kapaciteta linije je odvisna od načina prenosa, kjer nastopajo različni omejevalni dejavniki. Prenos brez frekvenčnega ali

časovnega ločevanja ima sicer prednost ravno zaradi popolne razpoložljivosti časa in frekvenčnega pasu, vendar je občutljiv na vse vrste šumnih in preslušnih signalov. Bližnji presluh iz sosednih linij je med vsemi vrstami šuma prevladujoč, vendar pri TDM in FDM prenosu nima nobenega vpliva. V različnih trenutno delujočih sistemih za prenos po naročniških vodih se v svetu uporabljajo prav vsi naštetih načini.

3.1.3 Kanalno kodiranje signala

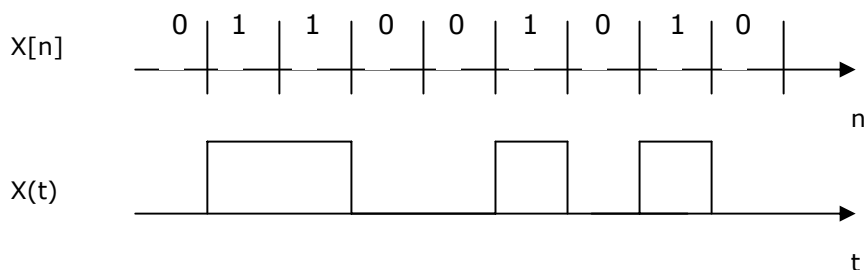
Pri digitalnem prenosu je preko kanala potrebno prenesti niz simbolov. Če želimo niz simbolov prenesti preko realnega kanala, ga moramo prej kanalno zakodirati, kar pomeni pretvoriti v signal.

Pri digitalnem prenosu je najpomembnejša napaka, ki je definirana kot odstopanje prejetega in oddanega signala.

$$X[n] \rightarrow Y[n] \quad (3)$$

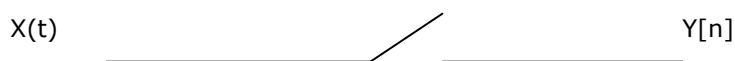
Če želimo prenašati simbole preko nekega realnega medija, jih je potrebno pretvoriti v realen signal. Najenostavnejša oblika je generator impulzov.

Kadar uporabljamo takšen generator in na vhod pripeljemo signal, dobimo *binarno kodo*.



Slika 24. Generator binarne kode.

Bistvo je, da znamo poslani signal na sprejemniku pretvoriti v digitalni niz, oziroma ga kanalno dekodirati.



Slika 25. Kanalno dekodiranje.

Ob pravih trenutkih je potrebno sprejeti signal odčitovati. Ker ne moremo popolnoma natančno določiti frekvence, s katero moramo odčitovati

signal, je potrebna sinhronizacija faze. Brez sinhronizacije, faza leze in prihaja do opuščanja simbolov. Faza se popravlja ob prehodih signala (iz 0 v 1 ali iz 1 v 0). Kadar nastopi več ničel ali enic, nastane problem, ker se faza ne more sinhronizirati. Zaradi tega problema in ker na linijah nastopajo linijski transformatorji, ki ne dovoljujejo enosmerne komponente, je potrebno dodajati *redundanco*.

Redundanco lahko definiramo kot:

$$R = 1 - \frac{\text{število_informacijskih_bitov}}{\text{število_kodnih_bitov}} \quad (5)$$

ali pa kot

$$R = 1 - \frac{\text{število_informacijskih_bitov}}{\log_2 L} \quad (6)$$

pri čemer je L število nivojev kode.

Redundanca je uporabna tudi za detekcijo napak.

Primer kode z redundanco je *bifazna koda*. Na vsak vhodni bit dodamo dva izhodna:

| $X[n]$ | $X1[n]$ |
|--------|---------|
| 1 | 1, -1 |
| 0 | -1, 1 |

Tabela 12. Bifazna koda.

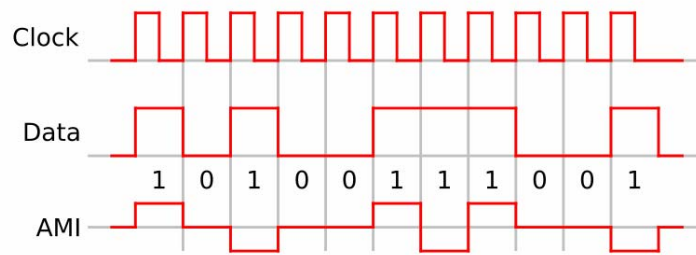
V primeru te kode znaša redundanca:

$$R = 1 - 1/2 = 0.5, \quad (7)$$

kar pomeni, da smo dodali 50 % redundance. To je zelo veliko. Poiskati moramo bolj učinkovito kodo. Ena takšnih je *AMI koda* (*Alternate Mark Inversion Code*). Pri *AMI kodi* predstavlja ničlo 0, enico pa izmenično 1 in -1. Izmenjujočo 1 in -1 imenujemo B. Redundanca pri *AMI kodi* je

$$R = 1 - 1/\log_2 3 = 0.37 \quad (8)$$

Vidimo, da je takšna koda učinkovitejša, poleg tega pa je primerna za detekcijo napak in sinhronizacijo okvirjev.



Slika 26. AMI koda.

AMI koda ne rešuje problema sinhronizacije, kadar v simbolnem nizu nastopajo same ničle. Zaradi tega je bila razvita skupina kod, ki so v osnovi modificirana AMI koda.

To so **HDB_n kode (High Density Bipolar Code)**. Pri tej skupini kod je določeno maksimalno število ničel (n), ki se lahko pojavijo. Kadar je v signalu več ničel kot je n, se naslednja ničla (n+1) pojavi kot enica, vendar takšna, da krši AMI kodo. Enico, ki ustreza temu pogoju imenujemo „V“. HDB_n kode upoštevajo še naslednje: Kadar je od zadnje kršitve (V) minilo liho število enic, potem n ničel zakodiramo kot 00...0V, pri sodem številu pa kot B0...0V.

Koda HDB₃ se uporablja v evropskem in japonskem ISDN.

V sodobnih komunikacijah so zelo popularne **bločne kode**. Ideja bločnih kod je zakodirati N informacijskih bitov z M kodnimi, pri čemer je M>N. V večini primerov teh kod je razlika med M in N ena. Skupino bločnih kod imenujemo tudi NBMB.

V primeru bločnih kod lahko zapišemo modificirano enačbo za izračun redundance kot

$$R = 1 - \frac{M}{N} \quad (9)$$

Večja kot sta M in N, manjša je redundanca kode. V primeru 3B4B kode je redundanca

$$R = 1 - \frac{3}{4} = 0.25 \quad (10)$$

Vidimo, da že s 3B4B kodo dosežemo bistveno manjšo redundanco kot pri AMI kodi, poleg tega pa se tudi izognemo vsakršnim monotonim zaporedjem samih ničel, oziroma enic.

Kot primer si lahko ogledamo kodno tabelo za 3B4B kodo. Pri tej kodi kodiramo tri informacijske bite s štirimi kodnimi biti. Iz nabora možnosti kombinacij štirih bitov, kjer enica predstavlja logično enico, negativna enica pa logično ničlo izberemo tiste, ki so najbolj uravnoteženi.

| Koda | Zakodiran niz |
|-------------|-------------------------|
| 0 0 0 | -1 -1 1 1 |
| 0 0 1 | -1 1 -1 1 |
| 0 1 0 | -1 1 1 -1 |
| 0 1 1 | 1 -1 -1 1 |
| 1 0 0 | 1 -1 1 -1 |
| 1 0 1 | 1 1 -1 -1 |
| 1 1 0 | -1 -1 -1 1 ali 1 1 1 -1 |
| 1 1 1 | -1 1 -1 -1 ali 1 -1 1 1 |

Tabela 13. 3B4B koda.

Iz tabele je razvidno, da vseh kombinacij ne moremo zakodirati z uravnoteženo kodo, zato zadnja dva niza zakodiramo z ne povsem uravnoteženimi kodami.

Pri kodah, kjer ne moremo uporabiti enakega števila pozitivnih in negativnih vrednosti, zavisi odločitev katero kodo uporabiti od predhodne sprotne vsote niza. Kadar je vsota predhodnih vrednosti negativna, uporabimo več pozitivnih vrednosti, kadar pa je vsota pozitivna, uporabimo več negativnih vrednosti.

Pri prenosu podatkov lahko uporabimo seveda tudi **večnivojske bločne kode**, ki jih imenujemo tudi MBNL kode.

Oglejmo si nekaj osnovnih lastnosti večnivojskega prenosa.

- Ker pasovna širina ni odvisna od števila nivojev, je pri večnivojskem prenosu enaka kot pri binarnem prenosu, čeprav smo povečali bitni pretok
- S povečanjem števila nivojev se na isti razdalji med nivoji poveča moč signala. Če ohranimo enako moč signala, se torej zmanjša razdalja med nivoji
- Ker je od razdalje med sosednjimi nivoji odvisna občutljivost na šum, se z večanjem števila nivojev povečuje verjetnost napake
- Napaka pri sprejemu enega simbola, lahko povzroči napako več bitov
- Dolga zaporedja enakih simbolov nam še vedno povzročajo enosmerno komponento in možen izpad sinhronizacije

Pri računanju redundance, uporabimo že znano formulo

$$R = 1 - \frac{M}{N \cdot \log_2 L} \quad (11)$$

Upoštevati pa moramo:

$$M \leq N \cdot \log_2 L \quad (12)$$

Kot primer večnivojske bločne kode si lahko ogledamo kodo 2B1Q kodo. Dva bita zakodiramo z enim štiriškim simbolom. Kodna tabela za 2B1Q kodo izgleda takole.

| Inf. biti | Koda |
|-----------|------|
| 0 0 | -3 |
| 0 1 | -1 |
| 1 0 | 1 |
| 1 1 | 3 |

Tabela 13. 2B1Q koda.

Ker ponavadi prihaja do napak pri prenosu med sosednjimi nivoji, je predvsem kritičen preskok med nivojema -1 in 1, saj se v tem primeru napačno preneseta kar dva bita. V izogib temu je bila uvedena Grayeva koda, ki je modifikacija 2B1Q. Grayeva koda zakodira dva bita po spodnji tabeli

| Inf. biti | Koda |
|-----------|------|
| 0 0 | -3 |
| 0 1 | -1 |
| 1 1 | 1 |
| 1 0 | 3 |

Tabela 14. Grayeva koda.

Zanimiv je izračun redundance teh kod.

$$R = 1 - \frac{2}{\log_2 4} = 0 \quad (13)$$

Ta koda je brez redundance. Z njo lahko povečamo bitni pretok brez povečanja pasovne širine, vendar nam ne izloča enosmerne komponente in ne pomaga pri sinhronizaciji.

3.1.4 Modulacijski postopki

V elektrotehniko pomeni moduliranje spreminjanje lastnosti nosilnega signala z nekim drugim informacijskim signalom. Nosilnemu signalu lahko spreminjamo amplitudo, fazo in frekvenco. Glede na to, kakšen je informacijski signal, ločimo analogne in digitalne modulacijske postopke. V današnjem času prednjačijo digitalni modulacijski postopki.

Pri digitalnih modulacijah želimo digitalni signal pretvoriti v signalno obliko, ki bo najbolj primerna za prenos preko določenega kanala. Prenašamo lahko v osnovnem pasu ali pa v višjih frekvenčnih legah. V osnovnem pasu je pomembno zgolj oblikovanje impulzov, medtem ko je

za prenos v višjih pasovih potrebno oblikovane impulze modulirati z nosilnim sinusnim signalom. Prestavitev signala v višje pasove nam prinese kar nekaj prednosti, saj omogoča:

- prilagoditev signala s karakteristikami prenosne linije oz. kanala
- frekvenčno multipleksiranje
- učinkovite antene sprejemljivih velikosti za prenos po RF kanalu
- dodeljevanje frekvenčnih pasov različnim aplikacijam

Glede na obliko ovojnice moduliranega signala lahko modulacije razvrstimo v dve skupini:

- modulacije z ravno ovojnico (constant envelope)
- modulacije s spremenljivo ovojnico (non-constant envelope)

Ta lastnost je pomembna zaradi nelinearnosti uporabljenih ojačevalnikov, ki popačijo amplitudo signala.

Analogni modulacijski postopki

Prvi modulacijski postopki so bili analogni. Ime analogni se nanaša na to, da je modulacijski signal v osnovnem pasu analogen. Tako ločimo tri osnovne modulacije amplitudno, frekvenčno in fazno, kjer se vse tri veličine spreminjajo zvezno. Kasneje so nastale še nekatere izboljšane verzije analognih modulacij kot so AM-SC (AM brez nosilca) AM-SSB (enobočna AM), vendar so v današnjem svetu digitalnih komunikacij skoraj zamrle. FM je široko uporabljena v analognem radiu.

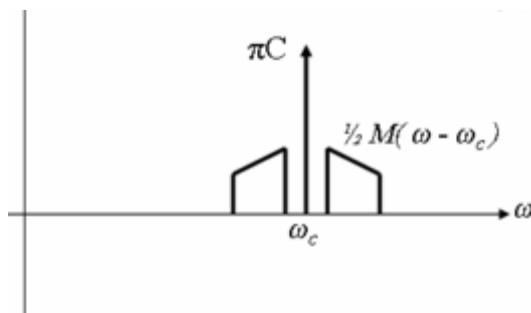
AM modulacije so v elektrotehniko uporabne večinoma za brezžični prenos podatkov. Amplitudna modulacija AM deluje tako, da spreminja amplitudo signala in s tem nosi informacijo. Amplitudna modulacija ima torej spremenljivo ovojnico.

Amplitudno moduliran analogni signal lahko opišemo kot

$$y(t) = A \cdot (1 + m \cdot x(t)) \cdot \cos(f_0 \cdot t) \quad (14)$$

m je modulacijski indeks, ki lahko zavzame vrednosti med 0 in 1.

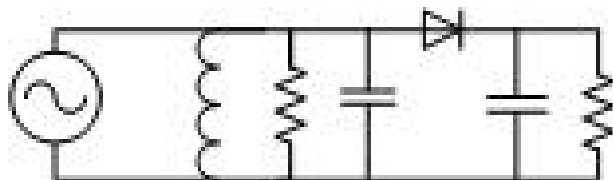
Če naredimo Fourierovo transformacijo moduliranega signala, hitro ugotovimo, da se poleg osnovnega nosilca pojavita še dva bočna signala. Amplitudno moduliran signal v frekvenčnem spektru je prikazan na spodnji sliki.



Slika 27. Frekvenčni spekter amplitudno moduliranega signala.

Amplitudno moduliran signal lahko demoduliramo na dva načina. Eno je detektor ovojnice. To je povsem enostavno vezje, ki se ujame na frekvenco nosilca in z diodnim vezjem detektira ovojnico.

Vezje je prikazano na spodnji sliki.



Slika 28. Demodulator.

Druga varianta detekcije je produktni detektor, ki množi modulirani signal s signalom lokalnega oscilatorja, ki ima enako frekvenco in fazo kot nosilec. Po filtriranju dobimo iz takšnega demodulatorja originalni signal.

Iz opisanega lahko takoj vidimo dve slabosti amplitudno moduliranega signala.

- Nosilec ne nosi nobene informacije, vendar je v njem skoncentriran velik del moči
- Pasovna širina se podvoji

Oba problema sta rešljiva, zato obstaja več vrst modificiranih amplitudnih modulacij, ki so učinkovitejše pri porabi moči in pasovne širine, vendar na račun kompleksnosti naprav.

Prvi problem rešimo z AM modulacijo brez nosilca (SCAM – Supressed Carrier Amplitude Modulation). V takšnem primeru potrebujemo na demodulatorju lokalni oscilator, ki ima enako frekvenco in fazo kot originalni. Če ta frekvenca ni povsem enaka, lahko pride do interference.

Drugi problem rešimo z enobočno amplitudno modulacijo. V tem primeru od celotnega AM signala odfiltriramo en bočni pas. Pri tem je problem samo filtriranje. Bolj kot so strmi boki, višjega reda mora biti sito. V praksi se to rešuje tako, da signal najprej moduliramo z neko nižjo frekvenco. Pri tej nižji frekvenci odrežemo nosilec, nato pa s frekvenčnim mešanjem signal prestavimo v višji frekvenčni pas.

V analognih amplitudnih modulacijah obstaja še kvadratura amplitudna modulacija (QAM). Pri QAM lahko prenašamo v isti pasovni širini dva signala (drugi signal pomnožimo z nosilcem, ki je ortogonalen na osnovni nosilec). To se bi lahko uporabljalo za stereo prenos analognih signalov, vendar se to v praksi ni uveljavilo zaradi

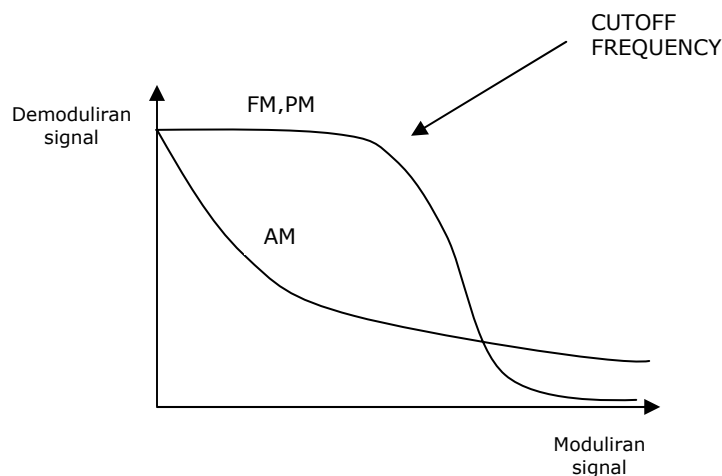
- Bistveno boljše kvalitete frekvenčne modulacije
- Nekompatibilnosti z starim sistemom

V analognem svetu je demodulator za QAM zelo kompleksen.

Kotne modulacije so precej bolj zapletene, vendar nudijo pred amplitudnimi modulacijami veliko prednosti.

Ker je amplituda sprejetega signala konstantna (informacijo nosi sprememba frekvence ali faze in ne amplitude) in gre torej za modulacijo s konstantno ovojnico, lahko uporabljamo nelinearne ojačevalnike, ki bistveno poenostavijo sistem.

Če opazujemo razmerje SNR (Signal to Noise Ratio – razmerje signal šum) ugotovimo, da ima do neke mere demoduliran signal, ki je bil moduliran s kotnimi modulacijami boljše razmerje, kadar pa SNR moduliranega signala zelo pade, nam nudi amplitudna modulacija nudi boljše razmerje SNR. Razmere prikazuje spodnja slika.



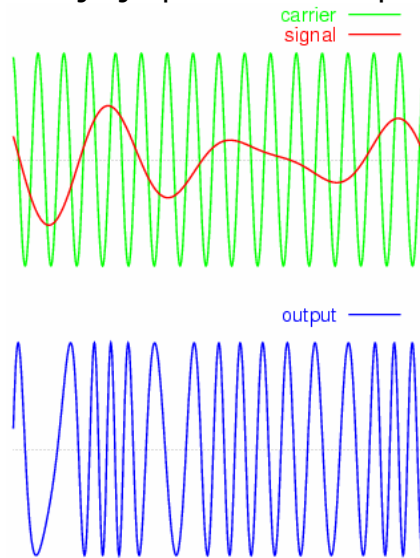
Slika 29. Primerjava poteka SNR pri amplitudni in frekvenčni modulaciji.

Zaradi tega je večina vojaških sistemov grajena tako, da v normalnih razmerah deluje s frekvenčno moduliranimi signali, kadar pa se razmere na prenosni poti poslabšajo, preklopi v amplitudno modulacijo. Zaradi tako dobrega razmerja S/N, so kotne modulacije danes tako množično uporabna.

Kotne modulacije razdelimo na dve vrsti modulacij, ki so med seboj zelo podobne, in sicer sta to:

- Fazna modulacija (PM)
- Frekvenčna modulacija (FM)

Primer frekvenčne modulacije je prikazan na spodnji sliki:



Slika 30. Primer frekvenčne modulacije.

Pri fazni modulaciji torej informacijo nosi sprememba faze, ki jo lahko zapišemo kot:

$$\Phi(t) = \omega_0 t + \Delta\Phi \cdot x(t) \quad (15)$$

Fazno moduliran signal lahko tako zapišemo kot:

$$y(t) = \cos(\omega_0 t + \Delta\Phi \cdot x(t)) \quad (16)$$

Nasprotno pa pri frekvenčni modulaciji, informacijo nosi sprememba frekvence.

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cdot x(t) \quad (17)$$

Fazo dobimo z integracijo frekvence po času

$$\Phi(t) = \int \omega(t) dt = \omega_0 t + \Delta\omega \int x(t) dt \quad (18)$$

In od tod sledi enačba frekvenčno moduliranega signala:

$$y(t) = \cos(\omega_0 t + \Delta\omega \int x(t) dt)$$

Vidimo, da sta signala fazno in frekvenčno moduliranega signala zelo podobna.

Frekvenčni modulator najpreprosteje izvedemo z napetostno krmiljenim oscilatorjem (VCO – Voltage Controlled Oscillator)

Digitalni modulacijski postopki

Tudi digitalne modulacije temeljijo na treh osnovnih modulacijah, ki so amplitudna frekvenčna in fazna. V digitalni tehniki lahko govorimo o preklapljanju. Od tod ime »keying«

- amplitudno skočna modulacija (ASK – Amplitude Shift Keying)
- frekvenčno skočna modulacija (FSK – Frequency Shift Keying)
- fazno skočna modulacija (PSK – Phase Shift Keying)

Z leti je bilo razvitih kar nekaj variacij in kombinacij teh osnovnih modulacij z namenom, da bi v dani situaciji, čim boljše izkoristili prenosni medij. Nekatere so naslednice, nekatere so le izpeljane iz osnovnih modulacij.

Amplitudne in fazne modulacije (in kombinacije le-teh) ponavadi predstavljamo v konstelacijskem diagramu. Točke na konstelacijskem diagramu imenujemo konstelacijske točke in predstavljajo abecedo modulacije. Oddaljenost točke od izhodišča predstavlja amplitudo, kot ki ga tvori daljica med točko in izhodiščem z realno osjo pa fazo signala.

Modulacijski postopki z ravno ovojnico so FSK in PSK modulacijski postopki, medtem ko imajo vsi ASK modulacijski postopki in kombinacije ASK modulacijskih postopkov s PSK modulacijskimi postopki spremenljivo ovojnico.

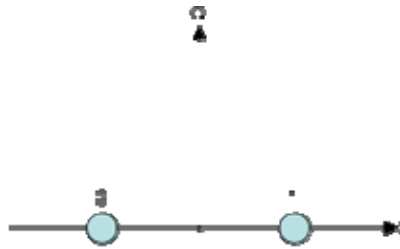
Najpogostejši digitalni modulacijski postopki so:

- Fazna modulacija (PSK – predvsem BPSK in QPSK)
- Frekvenčna modulacija (FSK)
- Amplitudna modulacija (ASK)
- Kvadratura amplitudna modulacija (QAM)
- Minimum shift keying (MSK)
- Gaussian minimum shift keying (GMSK)

Fazna modulacija prenaša informacijo s spremembo faze nosilnega signala. Pri fazni modulaciji je uporabljeno končno število različnih faz, ki prenašajo informacijo, torej je vsaki fazi dodeljeno nek vzorec binarnih vrednosti.

Najpreprostejša fazna modulacija je **BPSK** (Binary Phase Shift Keying), poznana tudi pod imenom 2-PSK. BPSK uporablja dve fazi, ki se razlikujeta za 180 stopinj. Ta modulacija je najpreprostejša, saj se mora na kanalu zgoditi precejšnja motnja, da sprejme demodulator napačno odločitev. Seveda pa je tovrstna modulacija tudi najmanj učinkovita, saj lahko prenese zgolj 1 bit na simbol.

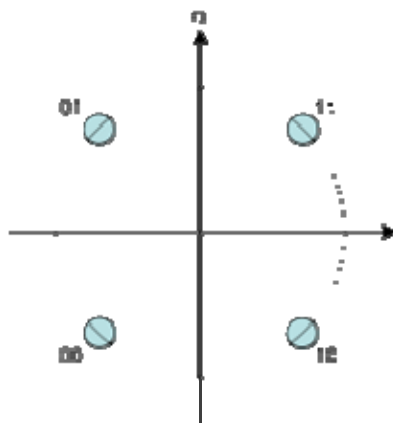
Konstelacijski diagram je prikazan na spodnji sliki:



Slika 31. Konstelacijski diagram BPSK.

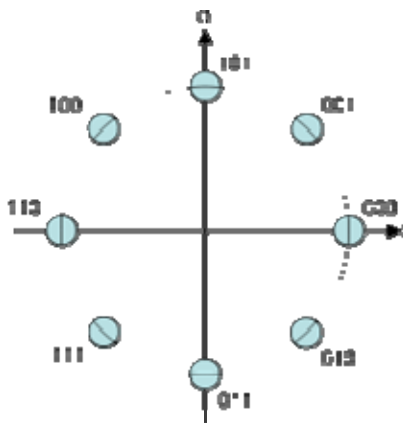
Učinkovitejša fazna modulacija je **QPSK** (Quadrature Phase Shift Keying), poznana tudi pod imenom 4-PSK. QPSK lahko zakodira dva bita na simbol. Simboli so ponavadi kodirani z Grayevo kodo, da minimiziramo BER. Vidimo, da z QPSK v primerjavi z BPSK porabimo za isto bitno hitrost dvakrat manjšo pasovno širino.

Konstelacijski diagram QPSK je prikazan na spodnji sliki.



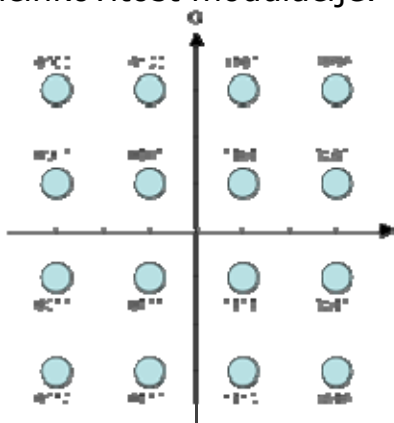
Slika 32. Konstelacijski diagram QPSK.

Obstajajo tudi višji redi faznih modulacij. Teh je seveda lahko poljubno, vendar se v praksi zaradi previsokega števila napak in zaradi drugih učinkovitejših modulacij uporablja maksimalno 8-PSK. Konstelacijski diagram 8-PSK z Grayevo kodo je predstavljen na spodnji sliki.



Slika 33. Konstelacijski diagram 8-PSK.

QAM modulacijski postopki so kombinacija PSK in ASK modulacijskih postopkov. Z večanjem stanj oz. simbolov modulacije, lahko zelo izboljšamo spektralno učinkovitost modulacije.



Slika 34. Konstelacijski diagram QAM.

V zadnjem času je vedno bolj aktualna OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) modulacija, saj je zaradi svojih lastnosti zelo primerna za disperzijske kanale. Gre za kombinacijo frekvenčnega multipleksa in modulacije. Celotno pasovno širino sistema razdelimo na več ozkih podkanalov, nato pa na vsakem od njih prenašamo različno informacijo (lahko tudi z različno modulacijo). Največja slabost OFDM-a je zahteva po uporabi linearnih ojačevalnikov.

Kriteriji za izbiro modulacijskega postopka

Osnovna kriterija po katerih ocenjujemo in primerjamo različne modulacijske postopke sta:

- spektralna učinkovitost
- močnostna učinkovitost

Spektralno učinkovitost η definiramo kot razmerje števila bitov na sekundo, ki jih prenesemo v izbranem frekvenčnem pasu. Pove nam kako učinkovito nek modulatorski postopek izrabi pasovno širino. Le-ta je omejena, še zlasti v radijskih komunikacijah, zato želimo po čim ožjem frekvenčnem pasu doseči čim večjo prenosno hitrost.

$$\eta = \frac{\text{prenosna_hitrost}}{\text{pasovna_širina_kanala}} [\text{bit/s/Hz}] \quad (19)$$

Močnostno učinkovitost bi lahko izračunali z enačbo (19), le da bi v imenovalcu uporabili moč W , vendar tak kazalec ne bi imel nobene veljave. Prenesena informacija namreč ni odvisna samo od oddajne moči temveč tudi od moči šuma. Zato za primerjavo uporabljamo razmerje moči signala proti moči šuma – SNR (Signal to Noise Ratio). Smiselno je, da medsebojno primerjamo digitalne sisteme na podlagi relativne moči potrebne za določeno prenosno hitrost, seveda v enakem šumnem okolju. Definicija močnostne učinkovitosti je definirana kot razmerje signal/šum potrebno za doseg izbrane bitne napake P_b pri prenosu signala preko Gaussovega kanala. Modulacijske postopke ponavadi primerjamo pri verjetnosti napake $P_b = 10^{-5}$.

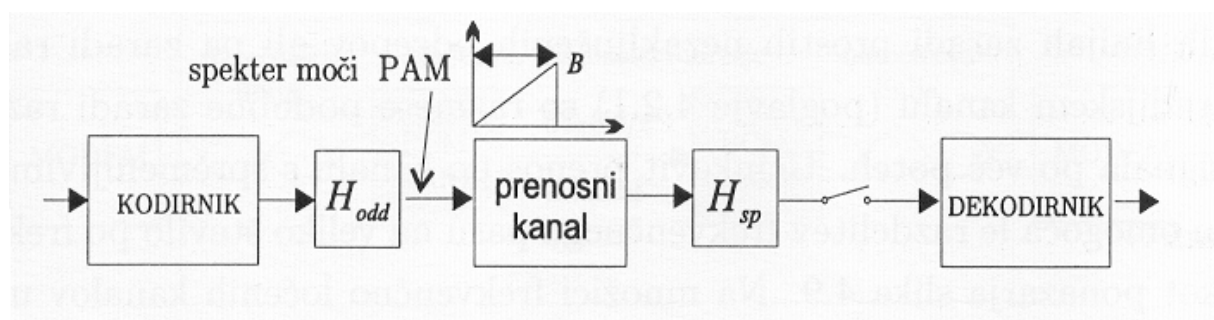
Pri določenih sistemih so poleg spektralne in frekvenčne učinkovitosti pomembni še drugi kriteriji:

- občutljivost sistema na Dopplerjev premik frekvence in Rayleighov presih polja
- občutljivost sistema na selektivni presih polja
- občutljivost sistema na nelinearna popačenja v močnostnih ojačevalnikih
- občutljivost sistema na medkanalno in sokanalno interferenco
- kompleksnost sistema
- energetska poraba sistema

Izbira modulatorskega postopka je odvisna od frekvenčnega pasu, ki je namenjen za digitalni prenos. Če imamo za prenos digitalnih signalov na razpolago navzdol neomejen frekvenčni pas, potem modulacija ni potrebna. Prenos v osnovnem pasu od frekvence nič dalje (angl. baseband transmission) uporablja različne postopke linijskega kodiranja. Postopki linijskega kodiranja so bili v začetku razviti predvsem za razmeroma enostavne prenosne sisteme, kjer prenašamo en bit na simbol. Pri načrtovanju cenenega prenosnega sistema nastopa poleg omejitve frekvenčnega pasu tudi več drugih dejavnikov, ki pogojujejo izbiro linijske

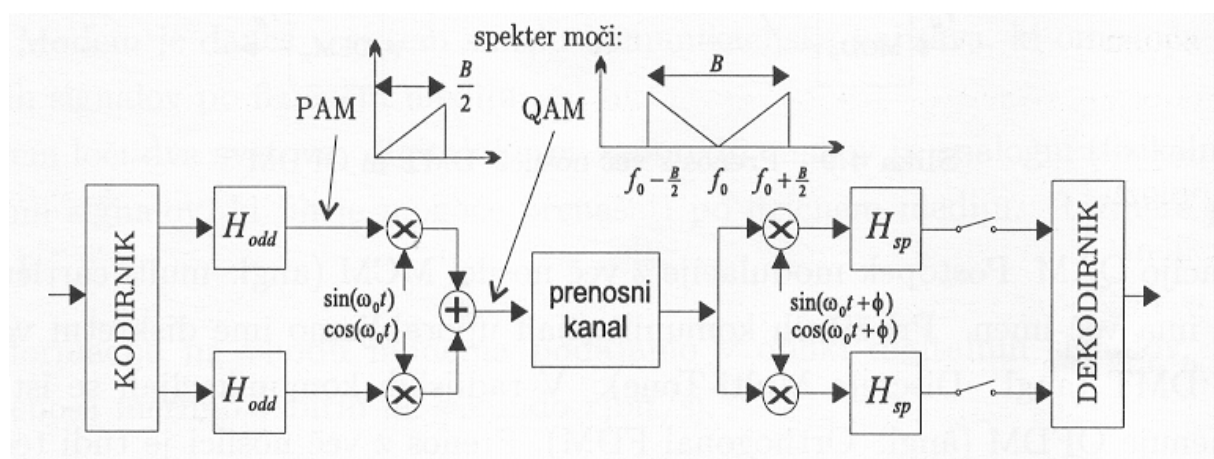
kode. Pogosto je pri izbiri linijske kode potreben kompromis glede na nasprotujoče si lastnosti kode, kot so na primer občutljivost na disperzijo, širina spektra in možnosti ekstrakcije takta. V sodobnih prenosnih sistemih za prenos v osnovnem pasu pogosto uporabljamo večnivojsko kodiranje simbolov m-PAM (Pulse Amplitude Modulation), ki ga predstavlja slika 35.

Prenos v višji frekvenčni legi (angl. passband transmission) zahteva uporabo modulacijskega postopka. Med množico modulacijskih postopkov (amplitudnih, faznih in frekvenčnih) je za digitalni prenos po žičnih vodih največkrat v rabi amplitudno-fazna modulacija QAM (Quadrature Amplitude Modulation).



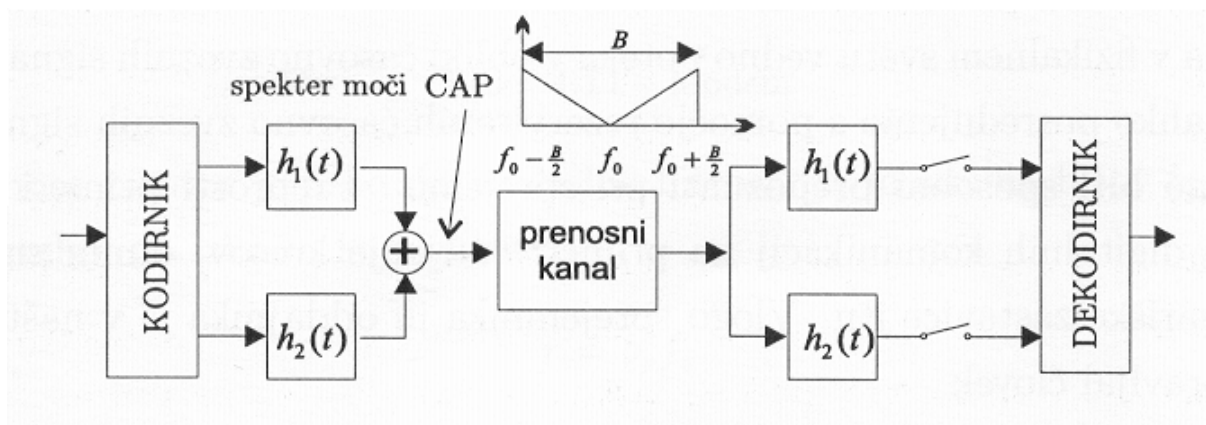
Slika 35. Digitalni prenos v osnovnem pasu: m-PAM.

V osnovi je QAM po učinkovitosti uporabe frekvenčnega pasu enakovredna prenosu dveh PAM signalov s polovično simbolno hitrostjo, kar ponazarja slika 36. Modulacijski postopek QAM, lahko v posebnih primerih implementiramo na način, ki ga podaja slika 37.



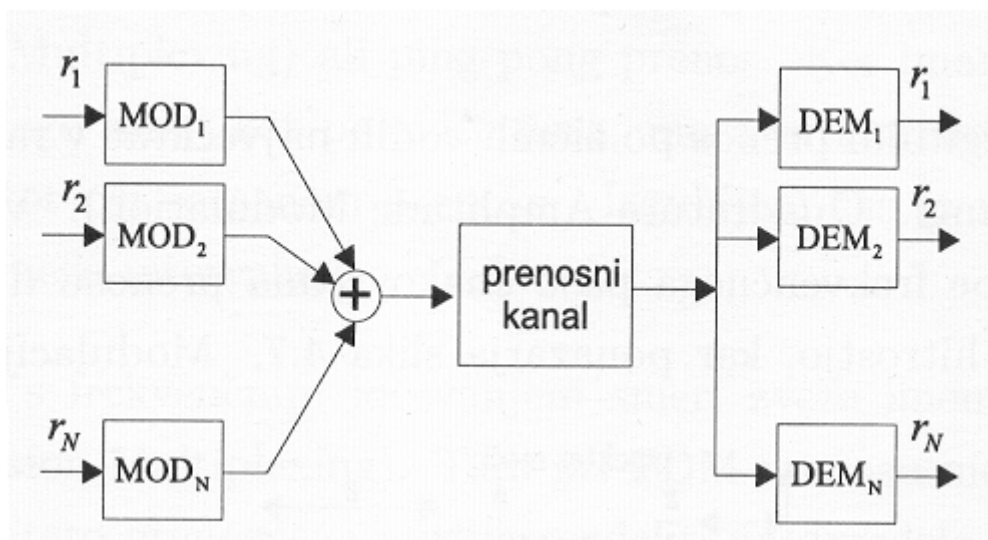
Slika 36. Digitalni prenos v prenesenem pasu: M-QAM.

Modulacijski postopek na sliki 37 imenujemo amplitudno-fazna modulacija brez nosilca ali CAP (Carrierless Amplitude Phase). CAP signal je enak QAM signalu, razlika je samo v implementaciji modema.



Slika 37. Modulacija CAP.

Pri žičnem prenosu in tudi pri brezžičnem prenosu mnogokrat nastopijo razmere, kjer so določeni deli razpoložljivega frekvenčnega pasu zaradi velikega slabljenja signalov ali pa zaradi motenj izrazito neugodni za prenos. Takšne razmere nastopajo na naročniških linijah zaradi prostih nezaključenih odcepov ali pa zaradi radijskih motenj. Na radijskem kanalu so razmere podobne zaradi razširjanja radijskega signala po več poteh. Učinkovit prenos po kanalu s spremenljivim razmerjem signal-šum omogoča le razdelitev frekvenčnega pasu na veliko število po frekvenci ozkih kanalov, kot ponazarja slika 38. Na množici frekvenčno ločenih kanalov uporabljamo



Slika 38. Prenos z več nosilci: DMT in OFDM.

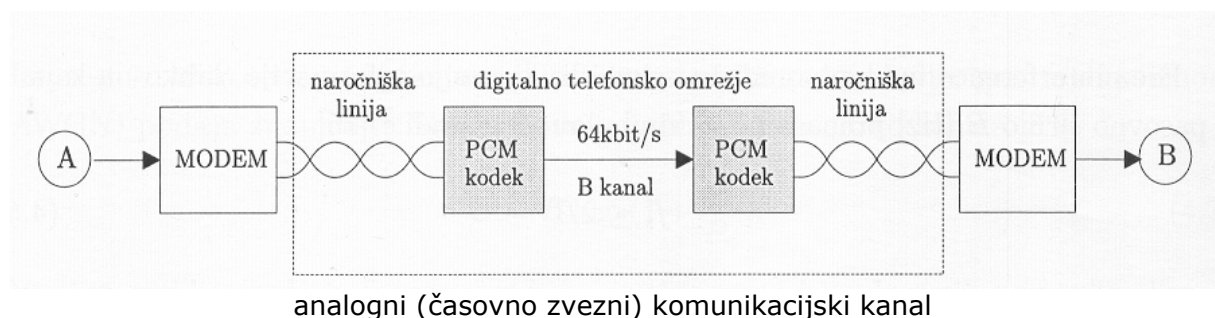
modulacijo QAM. Postopek modulacije z več nosilci MCM (Multi Carrier Modulation) ima več imen. Pri žičnih komunikacijah uporabljamo ime diskretni večtonski prenos DMT (Discrete Multi-Tone). V radijskih komunikacijah se isti postopek imenuje OFDM (Orthogonal FDM). Prenos z

več nosilci je tudi teoretično optimalen in edini omogoča približevanje k teoretični prenosni kapaciteti na kanalu z neenakomernim razmerjem signal-šum. Postopek prenosa z več nosilci je poznan že mnogo let, praktično uporabo postopka pa je omogočil šele razvoj tehnologij digitalne obdelave signalov v zadnjih desetih letih.

3.1.5 Omejitve prenosnih kapacitet

Komunikacija v fizikalnem svetu vedno poteka v obliki časovno zveznih signalov. Končno informacijo lahko posredujemo s pomočjo rezerviranih časovno zveznih signalnih oblik, ki jih moramo biti sposobni prepoznati pri sprejemu. Preprosti primeri so poznani iz zgodovine digitalnih komunikacij na primer: kurjenje kresov, dimni signali, zvoki bobna, mornariške zastavice itn. Vlogo sprejemnika in oddajnika je v naštetih primerih vedno opravljal človek.

Razmere v sodobnem svetu ponazorimo z modelom modemskega prenosa preko telefonskih naročniških vodov na sliki 39. Digitalni komunikacijski kanal povezuje točko A s točko B. Glavni značilni parametri povezave so prenosna hitrost r , pogostost napak pri prenosu bitov BER in zakasnitev pri prenosu T . Vzpostavitev digitalnega komunikacijskega kanala po fizikalnem prenosnem mediju omogoča par modemov.



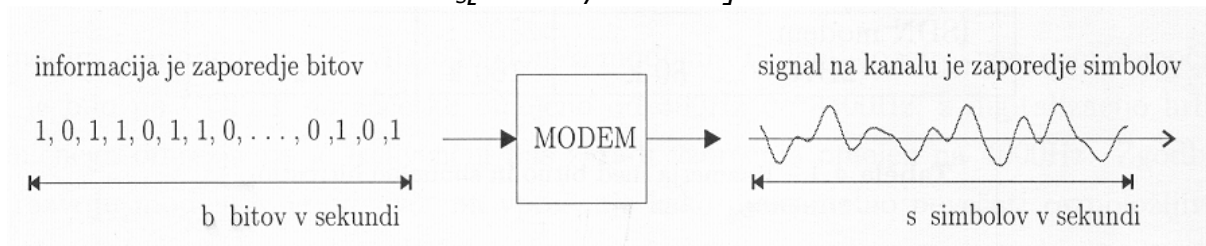
Slika 39. Model modemske povezave po telefonskem govornem kanalu.

Modem je dobil ime po osnovnih funkcijah modulacije in demodulacije, ki pa ju je že zdavnaj presegel. Sodobni modemi opravljajo poleg modulacije še relativno kompleksne postopke kanalskega kodiranja, izločanja odbojev in izravnave prenosne karakteristike kanala. Modem je danes v širšem smislu komunikacijska naprava, ki omogoča prenos digitalnih signalov po fizičnem mediju.

Modem loči dva svetova: digitalni svet zaporedij znakov in analogni (fizikalni) svet električnih signalov, ki jih je mogoče prenašati po fizičnem mediju. Razmere podaja slika 40:

- Informacijo na vходу modema podajamo v obliki digitalnih signalov, hitrost prenosa merimo v bitih na sekundo $r[\text{bit/s}]$.

- Izhod modema oddaja zaporedja signalnih oblik, ki predstavljajo simbole iz omejene abecede. Hitrost niza simbolov merimo v simbolih na sekundo f_s [simbol/s=baud].¹



Slika 40. Modem.

Hitrost prenosa bitov r je produkt simbolne hitrosti f_s in števila bitov b_s , ki jih predstavlja en simbol na izhodu kodirnika:

$$r = b_s f_s \quad (20)$$

Simbolna hitrost je omejena s širino frekvenčnega pasu B , ki je na razpolago za prenos po fizičnem mediju. Pasovna širina kanala je pri kovinskih žičnih vodih navzgor omejena s slabljenjem in šumom, dodatna omejitvev razpoložljivega frekvenčnega pasu pa je lahko tudi posledica frekvenčnega razdeljevanja fizičnega medija na več kanalov.

Brez interference med zaporednimi simboli, ki nosijo informacijo, lahko na kanalu s pasovno širino $2B$ [Hz] prenašamo f_s simbolov v sekundi:

$$f_s \leq 2B \quad (21)$$

Teoretično minimalno potrebno pasovno širino za prenos brez intersimbolne interference zato imenujemo Nyquistova pasovna širina:

$$B_N = \frac{f_s}{2} \quad (22)$$

Praktični prenosni sistemi lahko delujejo s pasovno širino, ki je le malo večja od Nyquistove. Zagotovitev pasovne širine na prenosnem mediju je potreben, ne pa tudi zadosten pogoj za kvaliteten digitalni prenos signalov. Pri prenosu po disperzivnem kanalu moramo v sprejemniku izločiti neželjeno intersimbolno interferenco, za kar uporabljamo adaptivna digitalna sita (izravnalnike).

Število bitov na simbol b_s določata kodirni in modulacijski postopek in je merilo učinkovitosti modema. Za ponazoritev razmer podaja tabela 12 nekaj tipičnih zgledov. Na kanalu z dano pasovno širino lahko torej povečamo hitrost prenosa bitov, če uporabimo veliko število različnih simbolov (signalnih oblik) na izhodu modema. Prenos signalov je z naraščanjem števila simbolov vedno bolj občutljiv na šum, zato b_s ne moremo neomejeno povečevati. Hitrost prenosa digitalnih signalov na danem kanalu je navzgor omejena z dopustno pogostostjo napak (BER), ki je glavno merilo kvalitete vsake digitalne zveze.

¹ francoski izumitelj Emile Baudot

| prenosni sistem | $f_s[\text{simbol/s}]$ | $r[\text{bit/s}]$ | $b_s[\text{bit/simbol}]$ |
|-----------------------|------------------------|-------------------|--------------------------|
| V.29 modem 16-QAM | 2400 | 9600 | 4 |
| V.32 modem 32-TCM | 2400 | 9600 | 4 |
| V.34 modem 960-TCM | 3429 | 28800 | 8.4 |
| ISDN modem 2B1Q | 80 k | 160 k | 2 |

Tabela 15. Razmerja med bitno in simbolno hitrostjo.

Teoretično mejo za hitrost prenosa informacije brez izgub po šumnem komunikacijskem kanalu imenujemo tudi Shannonova prenosna kapaciteta kanala C . Praktični prenosni sistemi lahko delujejo le s hitrostjo, ki je manjša Shannonove kapacitete:

$$r < C \quad (23)$$

Nyquistov teorem

Preprost izračun teoretične mejne hitrosti za model kanala z belim gausovim šumom (AWGN) podaja znamenita Shannonova formula za kapaciteto kanala:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_n} \right). \quad (24)$$

Pogoj za približevanje k Shannonovi kapaciteti je uporaba zahtevnih postopkov kanalskega kodiranja in dekodiranja, ki pa vnašajo tudi dodatne zakasnitve.

Kanalski kodirnik dodaja poleg zapisa informacije še dodatne (redundantne) bite, zato mora biti prenosna hitrost celo večja kot pri nekodiranem prenosu. Pozitivni učinek kanalskega kodiranja se izkaže v sprejemniku, kjer lahko kanalski dekodirnik zaradi vnešene redundance loči bolj verjetna zaporedja simbolov od manj verjetnih zaporedij simbolov. Učinek kanalskega kodiranja in dekodiranja izražamo s kodirnim ojačenjem. Kodirno ojačenje lahko razumemo v primerjavi kodiranega prenosa z nekodiranim prenosom z enako pogostostjo napak kot faktor navideznega zmanjšanja moči šuma na kanalu. Postopka kanalskega kodiranja in kanalskega dekodiranja tako zmanjšata pogostost napak pri

prenosu po šumnem kanalu. Večina sodobnih žičnih in brezžičnih prenosnih sistemov uporablja postopke kanalskega kodiranja. V modemih za prenos po govornih kanalih se uporablja konvolucijske mrežne (trellis) kode, ki imajo kodirna ojačenja med 3.6dB (V.32 TCM) in 4.7dB (V.34 TCM).

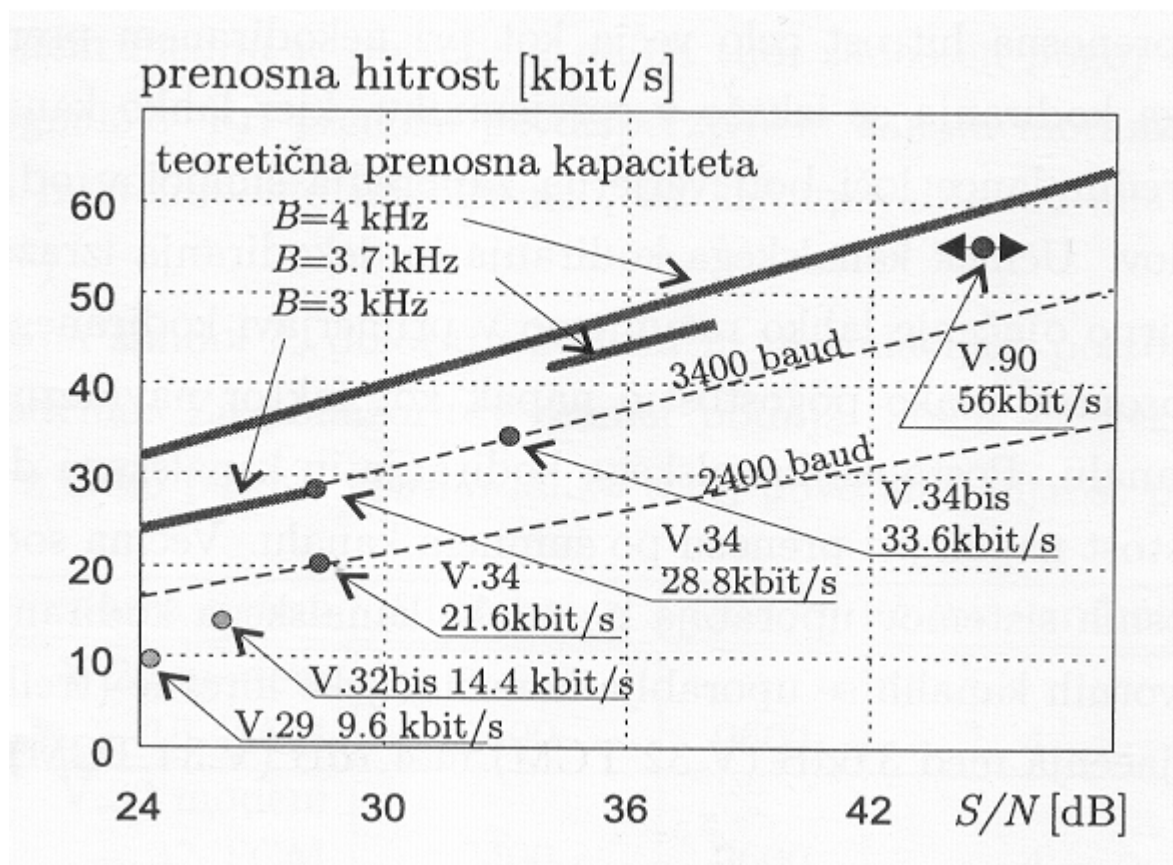
3.1.6 Učinkoviti prenosni sistemi

Razvoj telefonskih modemov

Sinonim za modem predstavljajo telefonski modemi. Ti delujejo v frekvenčnem območju, ki je bilo po CCITT na začetku omejeno od 300Hz do 3400Hz, z digitalizacijo hrbteničnega omrežja pa je frekvenčni pas zaradi vzorčenja omejen na 4000Hz. Zgodba o razvoju modemov je odgovor na vprašanje kako maksimalno povečati razpoložljivo prenosno hitrost po mediju. Učinkovitost modemov je zaradi zmožnosti, ki jih ponuja tehnologija digitalne obdelave signalov pri nizkih frekvencah, trenutno največja ravno pri prenosu po analognem govornem kanalu.

Prenosne hitrosti sodobnih modemov (V.34bis) so že presegle številko, ki je vrsto let veljala za teoretično kapaciteto govornega kanala. Razlog navideznega konflikta je podcenjena kvaliteta statističnega modela prenosnega kanala za izračun teoretične kapacitete. Slika 41 podaja teoretične prenosne kapacitete in trenutno razpoložljive prenosne kapacitete analognega govornega kanala. Poteki odvisnosti teoretičnih prenosnih kapacitet od razmerja signal/šum so v skladu z enačbo 24:

- Analogni govorni kanali preko zastarelega analognega javnega telefonskega omrežja so imeli ocenjeno razmerje signal/šum 24-28dB in pasovno širino približno 3kHz. Teoretična prenosna kapaciteta je v takšnem omrežju manjša od 30kbit/s.
- S popolno digitalizacijo hrbteničnega dela omrežja je šum na govornem kanalu v povprečju manjši za približno 10dB, nekoliko pa se je povečala tudi pasovna širina $B = 3.7\text{kHz}$.
- Zgornji graf določa potek Shannove kapacitete govornega kanala pri največji mogoči pasovni širini $B = 4\text{kHz}$



Slika 41. Prenosne hitrosti modemov.

Razpoložljive prenosne hitrosti standardnih modemov so podane s točkami v diagramu. Pri delovanju v načinu po starejših standardih (V.29, V.32, V.32bis) oddaja modem na naročniško linijo 2400 simbolov v sekundi, po novejših standardih (V.34) pa je simbolna hitrost lahko tudi do 3429 simbolov v sekundi. S prekinjeno črto sta na sliki 30 narisana poteka tehnološko razpoložljivih prenosnih kapacitet, ki jih omogoča uporaba kompleksnih postopkov modulacije, kodiranja, izločanja odbojev in izravnave prenosne karakteristike kanala. Tehnološko razpoložljiva prenosna kapaciteta govornega kanala je zaradi razvoja digitalne obdelave signalov vse bližje teoretični meji.

Najnovejši razpoložljivi modemi (V.90) izkoriščajo dejstvo, da ima ponudnik modemskega dostopa do interneta digitalno povezavo v javno telefonsko omrežje. Izločitev ene analogno-digitalne pretvorbe zmanjša šum in omogoči povečanje prenosne hitrosti proti uporabniku na 56kbit/s. Za povezave, ki imajo na obeh krajih analogni dostop do javnega omrežja, je prenosna hitrost še vedno omejena na 33.6kbit/s.

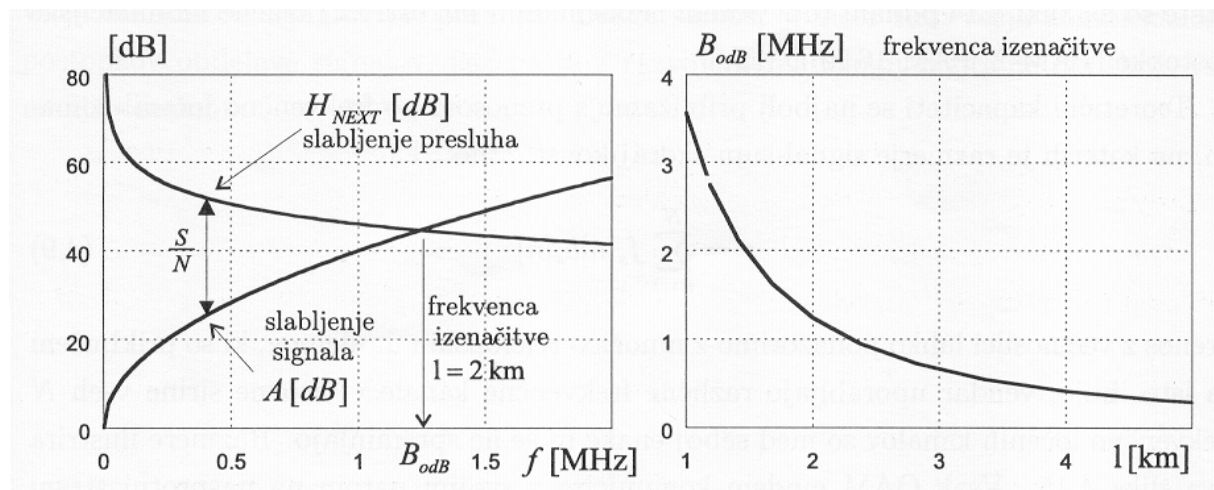
Ključni funkciji modema sta tudi kontrola napak in kompresija podatkov. Postopek prepoznavanja in odpravljanja napak je vključen v protokolih za kontroliranje napak pri prenosu. Detekcija napak lahko temelji na preverjanju paritete ali CRC (angl. Cyclic Redundancy Check). Popravljanje napak pri prenosu je možno z dodajanjem redundance (FEC) ali pa s ponavljanjem prenosa (ARQ). Obstaja več standardnih protokolov

za odpravljanje napak, na primer: MNP in V.42 (ITU standard). Hitrost prenosa podatkov preko modema povečamo s postopki izvornega kodiranja – kompresijo. Tudi za postopke kompresije se uporabljajo standardizirani protokoli, npr. MNP-5 in V.42bis. Poleg naštetih protokolov velja omeniti se protokol V.8, ki omogoča, da se par modemov dogovori o načinu prenosa.

Kljub napovedim, ki se ponavljajo že zadnjih deset let, da je trenutni modemski standard zadnji, so vedno mogoče vsaj malenkostne izboljšave. ITU je julija letos potrdil še tri nova priporočila (V.92, V.44 in V.59), ki bodo predvidoma do konca leta prešla v standarde. Glavni novi dosežki so: povečanje največje hitrosti od uporabnika do ponudnika iz 33.6 (V.90) na 48kbit/s in približno 25% večja stopnja kompresije podatkov kot pri V.42bis.

Prenosna zmogljivost naročniške linije je pri modemskem prenosu, kot ga podaja slika 4.10 zelo skromno izkoriščena, ker je frekvenčni pas omejen s sitom PCM kodeka v lokalni centrali. Omejitev je pogoj za izkoriščanje digitalnega telefonskega omrežja, ki prenaša govorni kanal s hitrostjo 64kbit/s.

Če dodamo naročniški liniji na obeh krajeh zveze nov par modemov, se pasovna širina lahko poveča do meje, ki jo določata slabljenje in šum (presluh) na liniji. Kot mejno frekvenco lahko vzamemo frekvenco izenačitve, ki jo lahko izračunamo na osnovi modela slabljenja in modela šuma. Oceno pasovne širine za primer naročniške linije podaja slika 42. Natančnost ocene je odvisna predvsem od veljavnosti modela šuma.



Slika 42. levo: Potek razmerja signal-šum v okolju bližnjega presluha.

desno: Frekvenco izenačitve: $\frac{S}{N} = 0dB$.

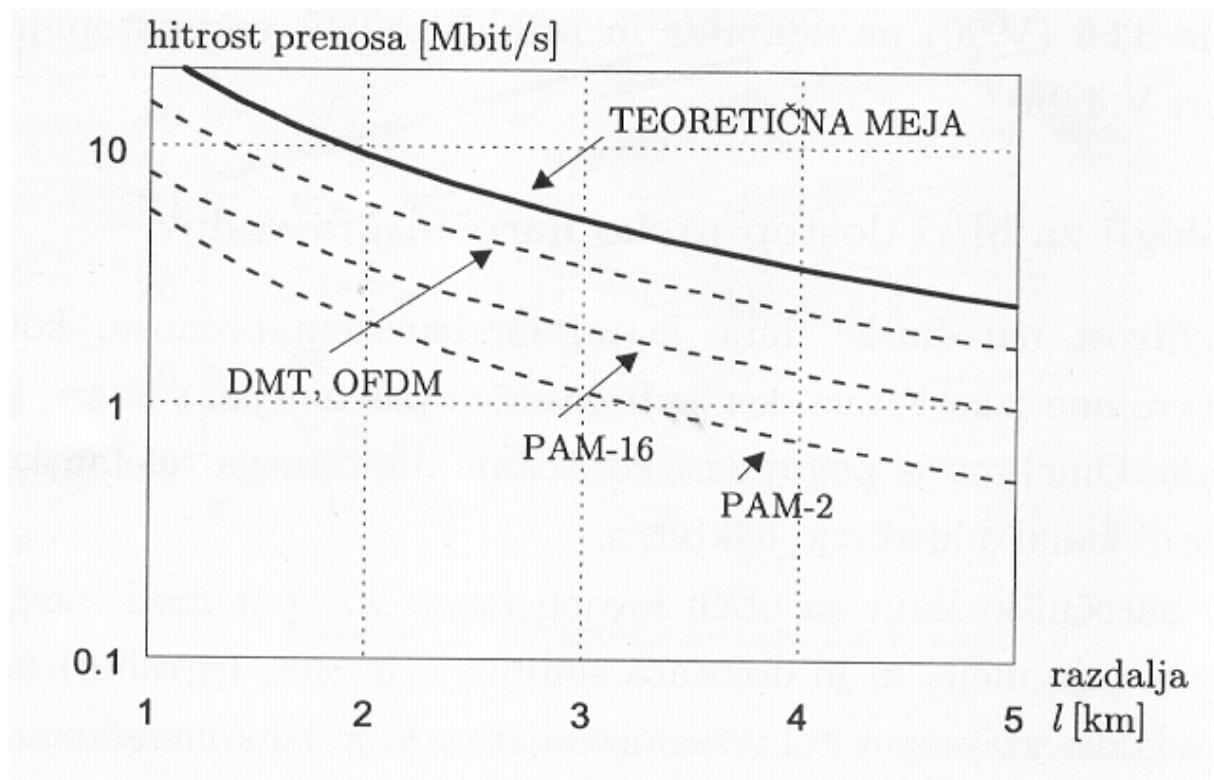
Razmere so zelo odvisne od načina ločevanja smeri prenosa. Pri sočasnem prenosu brez frekvenčnega ločevanja smeri je bližnji presluh glavni

omejevalni dejavnik. Če sta kanal za prenos podatkov do uporabnika in kanal za prenos od uporabnika med seboj frekvenčno ločena, potem bližnji presluh ne moti. Glavna motnja je v tem primeru največkrat daljni presluh.

Na osnovi poteka razmerja signal - šum lahko naredimo tudi oceno teoretične prenosne kapacitete, ki jo določa enačba:

$$C = \int_0^{\infty} \log\left(1 + \frac{S(f)}{N(f)}\right) df \quad (25)$$

Potek teoretične prenosne kapacitete podaja slika 43. Poleg teoretične prenosne kapacitete so na sliki 43 podani tudi poteki maksimalnih hitrosti za različne modulacijske postopke: PAM-2, PAM-16 in DMT.



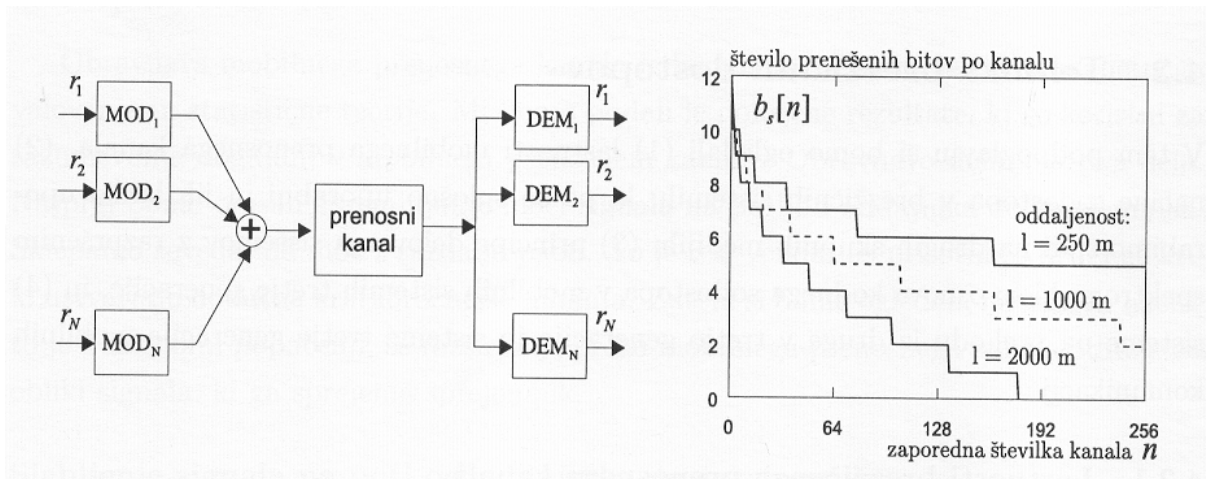
Slika 43. Meje prenosne kapacitete.

Teoretični kapaciteti se najbolj približamo s prenosom po frekvenčno ločenih kanalih, na katerih je razmerje signal-šum skoraj konstantno:

$$r = \sum_{n=1}^N f_s[n] b_s[n] \quad (26)$$

Prenos z več nosilci lahko ponazorimo z množico telefonskih modemov, ki so priključeni na isto linijo, vendar uporabljajo različne frekvenčne kanale.

Pasovne širine vseh N frekvenčno ločenih kanalov so med seboj enake in se ne spreminjajo. Razmere ilustrira leva slika 44. Vsak QAM modem komunicira s svojim parom na nasprotni strani linije in vsak par modemov lahko adaptivno uravnava število simbolov $b_s[n]$ glede na število napak pri prenosu. Desna slika 44 prikazuje porazdelitev števila bitov po posameznih kanalih za vsak simbol, ki ga modem pošlje na linijo.



Slika 44. DMT modem.

Porazdelitve bitov so podane za primer razdelitve frekvenčnega pasu (0 Hz -1.024 MHz) na 256 kanalov. Na kanalih z velikim razmerjem signal-šum tako prenašamo več informacije, kot na kanalih z majhnim razmerjem signal-šum. Modemi, ki delujejo na najvišjih frekvencah, zato v primerjavi z modemi na nižje ležečih kanalih zelo malo prispevajo k skupni prenosni hitrosti r . Če omejimo maksimalno število bitov na simbol v vsakem "malem modemu" na 15, je največja hitrost prenosa v brezšumnem okolju omejena na približno 15Mbit/s.

Prenosna hitrost DMT modema se uravnava glede na razmere na prenosni poti. Če na primer nastopi motnja v zelo ozkem pasu okrog ene frekvence (npr. radijski AM oddajnik), se prenosna hitrost zmanjša za tisti del, ki ga izgubimo na kanalih z motnjo. Če nastopi impulzna motnja, se prenosne hitrosti zmanjšajo po vseh kanalih. Možnost prilagajanja na motnje je ena glavnih prednosti postopka modulacije z več nosilci. Slaba stran modulacije z več nosilci v primerjavi z QAM (CAP) je predvsem večja zakasnitev signalov pri prenosu. Druga slabost je sicer tudi večja kompleksnost postopkov obdelave signalov, kar pa je z razvojem tehnologij digitalne obdelave vse manj pomembno.

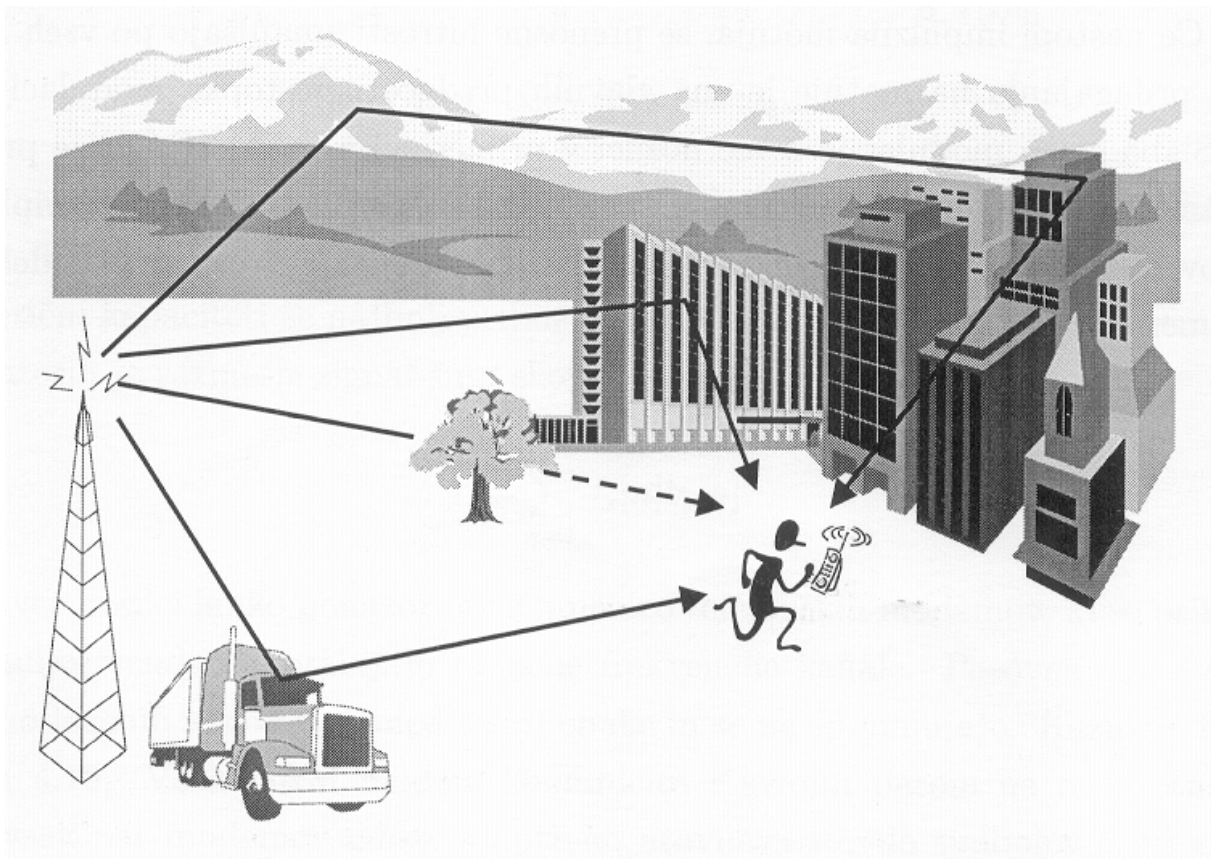
3.2 Tehnika brezžičnih dostopov

v tem podpoglavju si bomo ogledali:

1. lastnosti mobilnega prenosnega kanala,
2. načine sodostopa v brezžičnih sistemih, ki pa so splošno uporabni in jih lahko uporabimo tudi na drugih skupnih medijih,
3. principe delovanja sistemov z razpršenim spektrom, ki so osnova kodnega sodostopa v mobilnih sistemih tretje generacije, in
4. sisteme na prehodu iz druge v tretjo generacijo in sisteme tretje generacije mobilnih komunikacij.

3.2.1 Lastnosti brezžičnega prenosnega kanala

Če želimo razumeti delovanje brezžičnih sistemov, si moramo podrobneje ogledati lastnosti brezžičnega prenosnega kanala. Brezžični prenosni kanal je dokaj neprijazen za prenos signala. To se posebej velja takrat, kadar gre za mobilno varianto, to je, kadar se giblje uporabnik in/ali okolica. Takrat govorimo o mobilnem prenosnem kanalu. Signal se med oddajnikom in sprejemnikom širi po več poteh. Na poti prihaja do slabljenja, odbojev signala, lomov na ovirah in sipanja. Sprejemnik je pogosto, v urbanih okoljih pa celo praviloma, v senci, kar pomeni, da direktna pot (*angl. line of sight*) med oddajnikom in sprejemnikom ne obstaja. Hkrati pa se tako mobilni uporabnik kot tudi objekti v okolici, npr. vozila, lahko gibljejo. Predstavljamo si lahko, da takšne razmere za prenos signala niso nič kaj prijazne. Razmere so simbolično prikazane na sliki 34.



Slika 45. Širjenje signala v mobilnem prenosnem kanalu po več poteh.

Obravnava mobilnega prenosnega kanala je kombinacija teorije elektromagnetnega valovanja in statistične teorije. Mi bomo podali le določene rezultate, ki so koristni za razumevanje dogajanj v mobilnem prenosnem kanalu. Obravnavo delimo v dva dela. Najprej bomo opisali spreminjanje moči signala na poti od oddajnika do sprejemnika. Sklepamo seveda, da moč z razdaljo pada. To je res, vendar so prisotni še drugi efekti, ki ustvarjajo dodatna kratkoročnejša nihanja. Zatem si bomo ogledali, na kakšen način, to je s kakšnimi popačenji, se razširjanje preko mobilnega prenosnega kanala odraža na obliki signala, ki ga sprejema sprejemnik.

Slabljenje signala na poti od oddajnika do sprejemnika

Moč signala na poti od oddajnika do sprejemnika se spreminja. Vse to je posledica pojavov slabljenja, odbojev, lomov in sipanja v okolju, kjer potuje signal. Spreminjanje moči lahko poenostavljeno strnemo v tri točke:

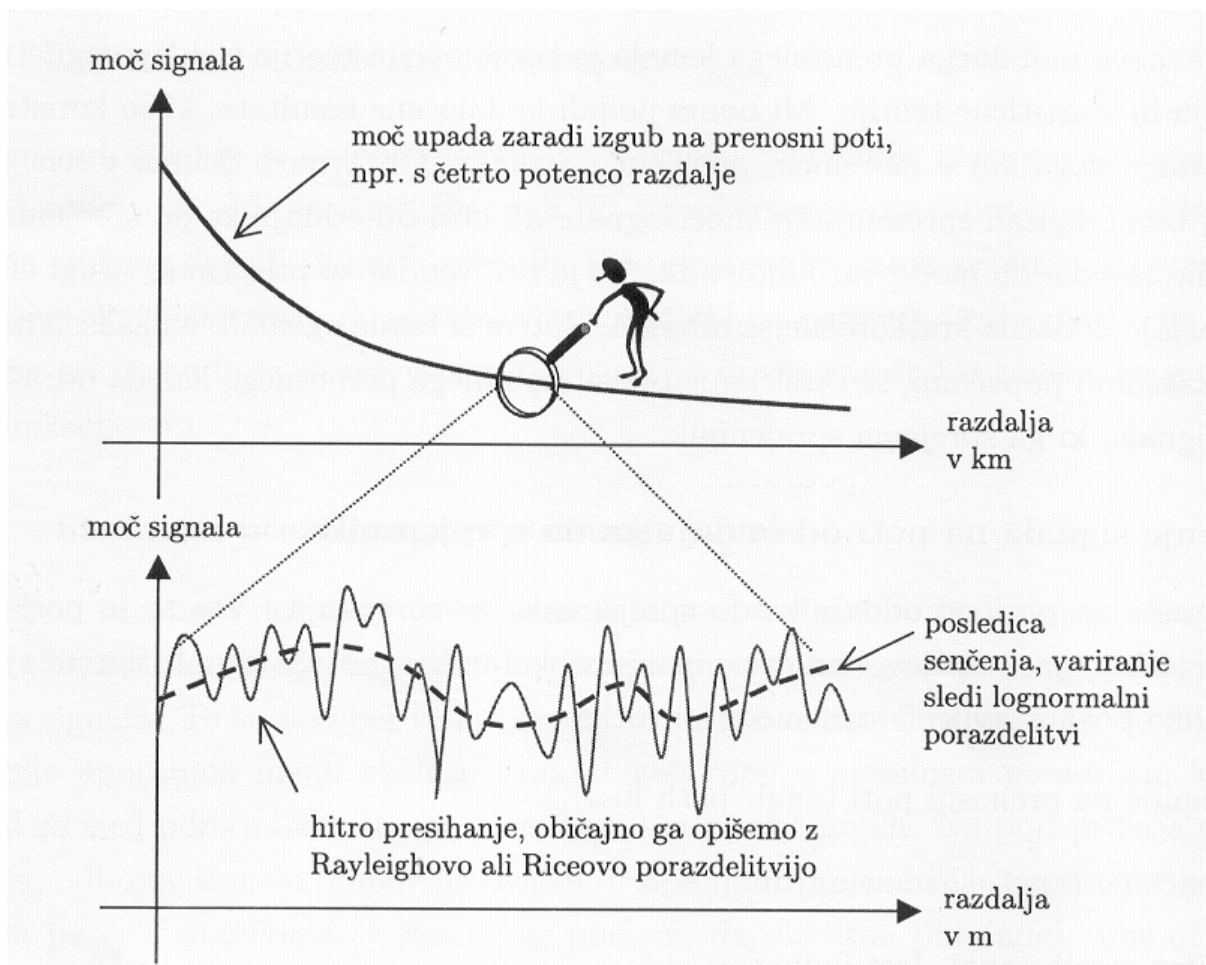
- izgube na prenosni poti (angl. path loss),
- senčenje (angl. shadowing) in
- hiter presih (angl. fast fading).

Prvi efekt je opazen pri večjih dimenzijah, to je pri razdaljah nekaj 100 m in več, drugi že pri manjših razdaljah nekaj 10 m (50 do 200 valovnih dolžin) in zadnji v mikrookolju razdalje nekaj valovnih dolžin (5 do 40 valovnih dolžin). Na izgube na poti vplivajo naravne značilnosti terena, npr. hriboviti predeli, mesto, podeželje, ravnina, na senčenje bližnja okolica, kot npr. zgradbe, drevesa, medtem ko je hiter presih občutljiv že na razmere v neposredni okolici sprejemnika. Pregled je podan na sliki 46.

Izgube na prenosni poti. Kot rečeno opazujemo ta efekt pri večjih razdaljah. Zaradi izgub na poti se moč signala z oddaljenostjo od oddajnika manjša. Če predpostavimo širjenje signala v praznem prostoru, vemo, da moč pada s kvadratom razdalje in s kvadratom frekvence signala. Če razdaljo ali frekvenco podvojimo, pade moč za faktor 4. Ne da bi šli v podrobnosti lahko to zapišemo:

$$P_s \propto P_o d^{-2} f^{-2} \quad (27)$$

kjer je P_s sprejeta moč povprečena preko večje razdalje, npr. 100 m, P_o oddana moč, d razdalja med oddajnikom in sprejemnikom in f frekvenca signala. O povprečni moči govorimo zato, ker sicer moč varira okrog tega povprečja zaradi različnih razmer v neposredni okolici sprejemnika.



Slika 46. Moč signala v odvisnosti od razdalje. Vidimo vpliv izgub na prenosni poti, senčenja in hitrega presihanja.

Primer praznega prostora je seveda le teoretičen, zato tudi relacija v praksi ne velja. V praksi so razmere mnogo slabše. Potek moči je zelo odvisen od značilnosti terena, na katerem zveza poteka. Prav tako moč ni odvisna le od razdalje in frekvence, temveč tudi od višine oddajne antene, višine sprejemne antene in se česa. Za splošen primer nimamo analitične rešitve, ki bi vsaj približno veljala. V preteklosti so raziskovalci predlagali kar nekaj modelov (npr. model za odprt teren, Eglijev, Okumura-Hata, Leejev, Ikegamijev, Walfisch-Ikegami,...), ki so bili večinoma razviti na podlagi izmerjenih podatkov. Modeli so različni in tudi omejeno veljavni le za določen razpon parametrov in določeno okolje. Vemo, na primer, da so signali od nekaj GHz naprej močno občutljivi tudi na vremenske razmere (dež, megla) in absorpcijo nekaterih plinov. Večina znanih modelov velja za nižje frekvence (pod 2 GHz) in obravnava izgube na poti oziroma moč sprejetega signala kot funkcijo oddaljenosti od oddajnika d , frekvence f , višine oddajne antene h_o in višine sprejemne antene h_s . Zgolj za osnovno razumevanje lahko zapišemo:

$$P_s \propto P_o d^\gamma f^\alpha h_o^\beta h_s^\delta \quad (28)$$

kjer so a , β , γ in δ ustrezne potence. Vrednosti γ je:

| parameter | potenca | razpon vrednosti |
|-----------|----------|------------------|
| d | γ | -2 do -5 |
| f | a | -2 do -3 |
| h_o | β | 1.8 do 2 |
| h_s | δ | 1 do 2 |

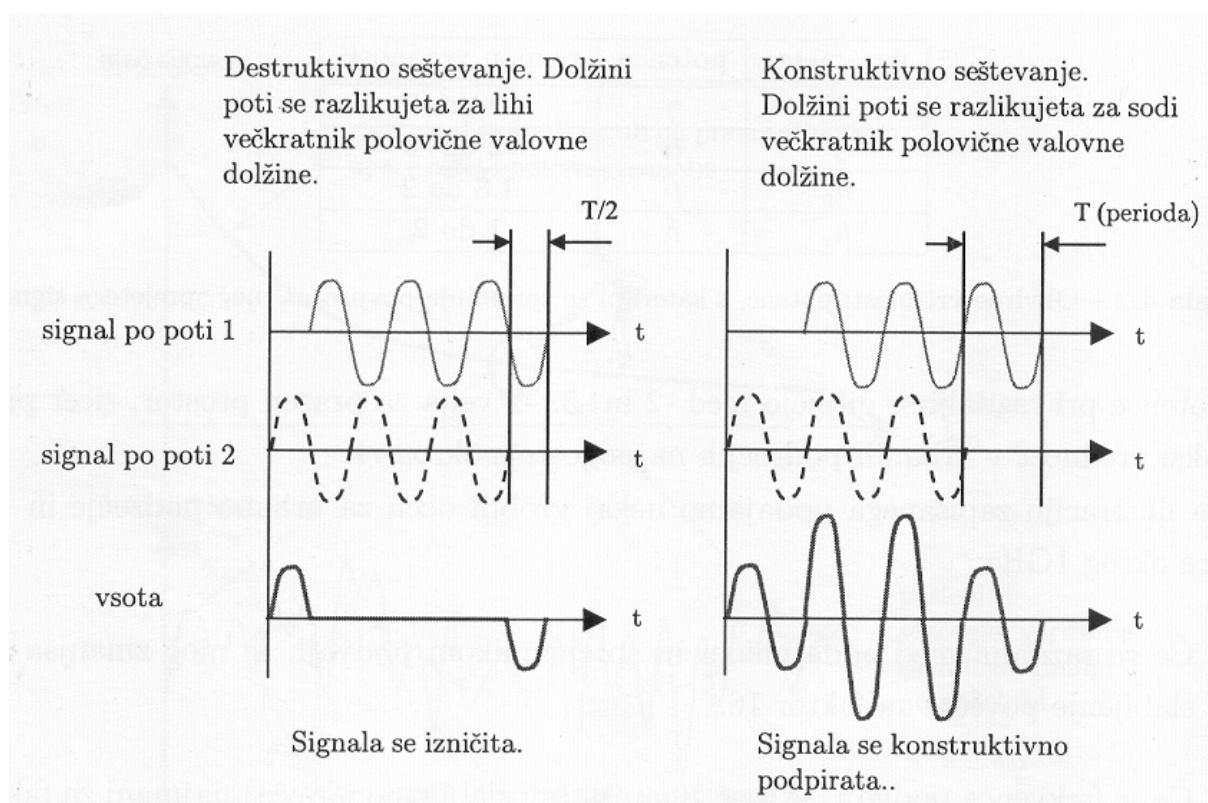
Tabela 16. Okvirne vrednosti potenc, s katerimi se spreminja povprečna moč sprejetega signala.

Potence pri razdalji se gibljejo med -2 in -5. -2 velja za prazen prostor, sicer pa je v praksi vrednost v urbanih področjih najpogosteje okrog -4. Za ilustracijo zapisanega podajamo nekaj grobih ocen za urbano področje in frekvence okrog 1GHz:

- Če se razdalja med oddajnikom in sprejemnikom podvoji, se moč zmanjša (ali slabljenje poveča) za faktor 16.
- Če se frekvenca podvoji, se moč zmanjša (ali slabljenje poveča) najmanj za faktor 4.
- Če višino katerekoli antene podvojimo, se sprejeta moč poveča (ali slabljenje zmanjša) za faktor 4.

Senčenje. Iz tega, kar smo zapisali v prejšnjem razdelku, bi lahko napačno sklepali, da je moč sprejetega signala odvisna le od razdalje, frekvence in višin anten. To bi pomenilo, da je moč sprejetega signala na neki fiksni razdalji popolnoma neodvisna od bližnje okolice, npr. ali smo sredi velikega križišča ali pa smo ravno zapeljali v ulico, ki ima na obeh straneh visoke zgradbe. V resnici ni tako. Moč signala se v odvisnosti od okolice spreminja. Kaj je v nekem trenutku v okolici sprejemnika, pa je popolnoma nepredvidljivo, naključno. Posledično je tudi variacije moči signala zaradi senčenja moč opisati z neko verjetnostno porazdelitvijo. Izkaže se, da najbolj ustreza lognormalna verjetnostna porazdelitev z variancami od 4 do 12 dB. To porazdelitev dobimo, če v Gaussovo (normalno) porazdelitev vstavimo logaritmirane vrednosti, to je vrednosti v decibelih (dB).

Hitro presihanje. Ugotovili smo že, da se signal med oddajnikom in sprejemnikom širi po več poteh. Na vsaki poti signal oslabi, zakasni in se fazno premakne. V sprejemniku se ti signali nato seštevajo. Signal na sprejemniku je tako vsota oslabljenih, zakasnjenih in fazno premaknjenih ponovitev oddanega signala. V odvisnosti od razlike dolžin posameznih poti se signali lahko seštevajo konstruktivno ali pa destruktivno. Pri



Slika 47. Destraktivno in konstruktivno seštevanje signalov, ki so prišli v sprejemnik časovno zamaknjeni zaradi različnih dolžin poti.

konstruktivnem seštevanju je moč vsote večja od moči najmočnejše komponente, pri destruktivnem seštevanju pa manjša. Mehanizem je prikazan na sliki 47.

Za lažje razumevanje si lahko predstavljamo, da signal v prostoru ustvarja neke vrste stoječe valovanje (ki v resnici ni stoječe, ker se razmere s časom spreminjajo). Pri stoječem valovanju pa vemo, da nas premik za pol valovne dolžine (približno 17 cm pri 900 MHz) pripelje iz maksimuma v minimum ali obratno. Potek valovanja je močno odvisen od okolice sprejemnika. Hkrati pa se razmere na posameznih poteh tudi časovno spreminjajo, saj se lahko giblje tako sprejemnik kot njegova okolica. Vse to se odraža v hitrem nihanju moči signala v odvisnosti od mikrolokacije sprejemnika. Nihanje, imenujemo ga hitro presihanje, je zelo izrazito, saj doseže vrednosti do 40 dB (faktor 10000).

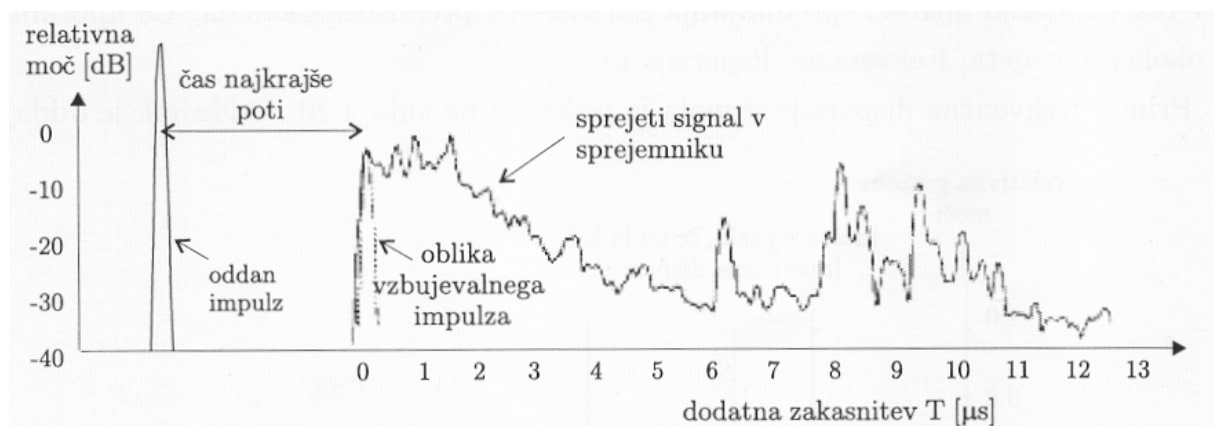
Kot v primeru senčenja je tudi hitro presihanje opisljivo le statistično. Razmere najbolj natančno popisuje Reyleighjeva statistična porazdelitev za primer, ko ni direktne poti med oddajnikom in sprejemnikom, in Rice-ova statistična porazdelitev, kadar direktna pot obstaja.

Popačitve sprejetega signala

Signal v sprejemniku je poleg tega, da je njegova moč bistveno manjša od oddane, kar smo spoznali v prejšnjem razdelku, tudi popačen. To popačenje se odraža tako v časovnem kot v frekvenčnem prostoru. Govorimo o časovni in frekvenčni disperziji sprejetega signala, ki ju bomo razložili v nadaljevanju.

Časovna disperzija. Zaradi širjenja po več poteh dobimo na vhodu sprejemnika vsoto več signalov, ki so se širili po različnih poteh. Ker so poti na splošno različno dolge in ker pride na poti tudi do popačitev, so ti signali med seboj zamaknjeni ter popačeni. To se na signalu manifestira v dveh oblikah. (1) Oblika sprejetega signala je zaradi časovnih zakasnitev časovno razmazana, pojavi se časovna disperzija. Dobimo prekrivanje sosednjih simbolov, ki mu rečemo intersimbolna interferenca. (2) Če bi pogledali signal na spektralnem analizatorju, torej v frekvenčnem prostoru, bi ugotovili, da določene komponente v frekvenčnem spektru manjkajo, čeprav so bile v oddanem signalu prisotne. Rečemo, da jih je izločil kanal. Dobimo presih, o katerem smo že govorili. Kadar je frekvenčni pas prenašanega signala tako ozek, da v celoti pade v takšen frekvenčni minimum, govorimo o frekvenčno neselektivnem presihu. Če je frekvenčni pas širši, pa minimum kanala prizadene le del signala. Govorimo o frekvenčno selektivnem pojemanju.

Primer časovne disperzije je prikazan na sliki 48. Oddani signal je bil kratek impulz. Primer na sliki kaže veliko razpršenost dodatnih zakasnitev. Takšen kanal je za prenos dokaj neugoden. Vidimo, da je zadnja komponenta prišla več kot 10 μs za prvo. Iz zakasnitev lahko dokaj točno ugotovimo razlike v dolžinah poti med posameznimi komponentami signala. Upoštevati je potrebno le hitrost širjenja elektromagnetnega valovanja, ki je nekoliko nižja od svetlobne. Če poenostavljeno vzamemo svetlobno hitrost, potem signal napravi pot 1 km v 3.3 μs . 10 μs ustreza razliki v dolžinah poti 3 km.



Slika 48. Primer časovne disperzije. Oddajnik je oddal ozek impulz. Vidimo precejšnjo časovno razmazanost glede na prvo prispelo komponento. Komponente z dodatno zakasnitvijo 10 μs ustrezajo približno 3 km daljši poti signala.

Razpršenost dodatnih zakasnitev je v precejšnji meri odvisna od okolja, v katerem komunikacija poteka. V hribovitih predelih so vrednosti visoke, v urbanem okolju že nižje, v ruralnem in v notranjosti zgradb pa najnižje. Približne vrednosti so podane v tabeli 17.

| okolje | povprečna razpršitev dodatne zakasnitve v μs |
|-------------------|---|
| gorato | do 100 |
| hribovito | 5 do 10 |
| mestno | 1 do 3 |
| Vaško | 0.2 do 0.5 |
| ruralno | do 0.2 |
| notranjost zgradb | do 0.1 |

Tabela 17. Okvirne vrednosti povprečnih razpršitev zakasnitve.

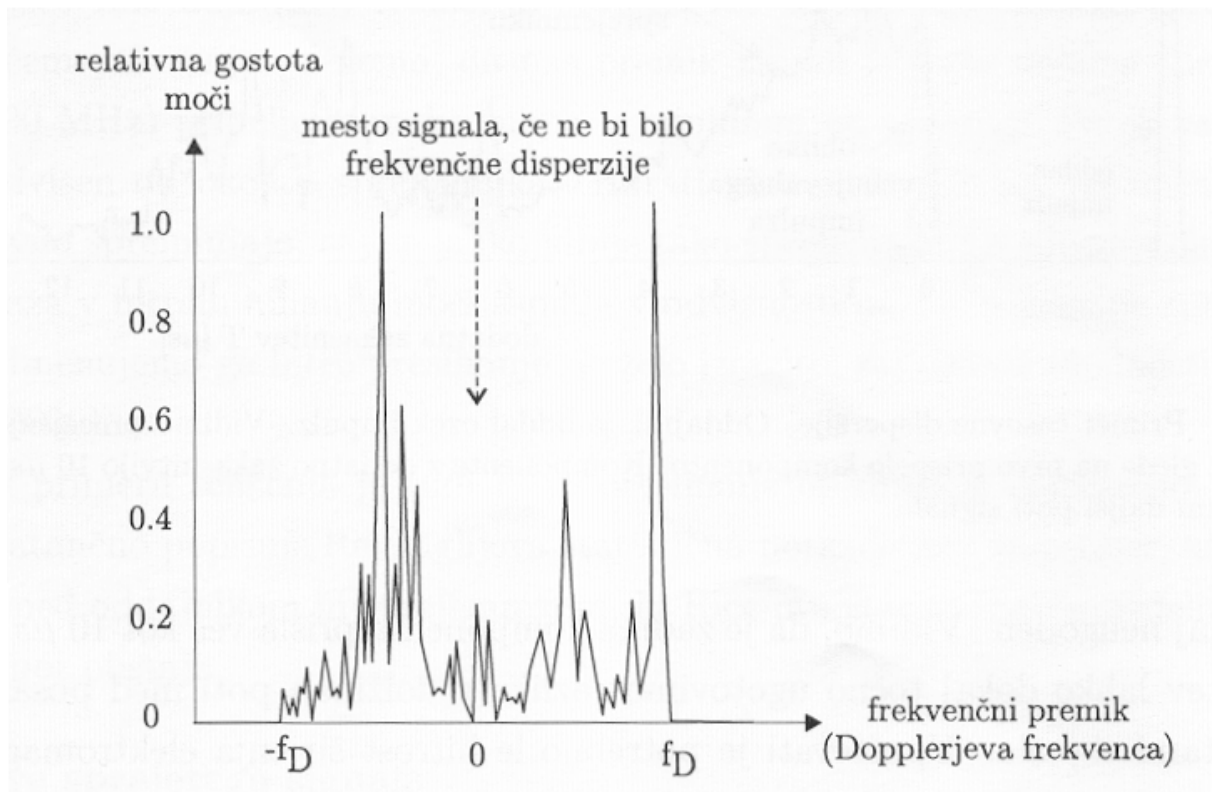
Frekvenčna disperzija. Poti, po katerih se širi signal od oddajnika do sprejemnika, se s časom spreminjajo. To je razumljivo, saj govorimo o mobilni komunikaciji, kjer se giblje uporabnik in/ali objekti v okolici, npr. vozila. Znano je, da pride v primeru gibanja do Dopplerjevega pojava, ki se odraža v frekvenčni razmazanosti sprejetega signala. Govorimo o frekvenčni disperziji signala. Dopplerjev frekvenčni premik signala je v bistvu merilo hitrosti spreminjanja parametrov prenosnega kanala. Če uporabnik in okolica mirujeta, frekvenčne disperzije ni.

Primer frekvenčne disperzije signala je prikazan na sliki 49. Oddajnik je oddajal čisti harmonični signal ene same frekvence. Ta je na sliki pri frekvenčnem premiku 0.

Iz frekvenčnega poteka signala je moč določiti kote, pod katerimi sovpadajo v sprejemnik posamezne komponente signala. Vemo, da je Dopplerjev efekt najmočnejši, kadar se sprejemnik oddajniku približuje ali oddaljuje pod kotom 0. Takrat dobimo maksimalen Dopplerjev premik. Na splošno pa velja:

$$f_D = \frac{v}{c} f \cos \alpha \quad (29)$$

kjer je v hitrost sprejemnika, c svetlobna hitrost, f frekvenca signala in α kot, pod katerim vpada valovanje.



Slika 49. Primer frekvenčne disperzije. Oddajnik je oddajal signal ene same frekvence. Zaradi časovnega spreminjanja razmer na poti, npr. gibanja sprejemnika in okolice, je prišlo do frekvenčnih premikov.

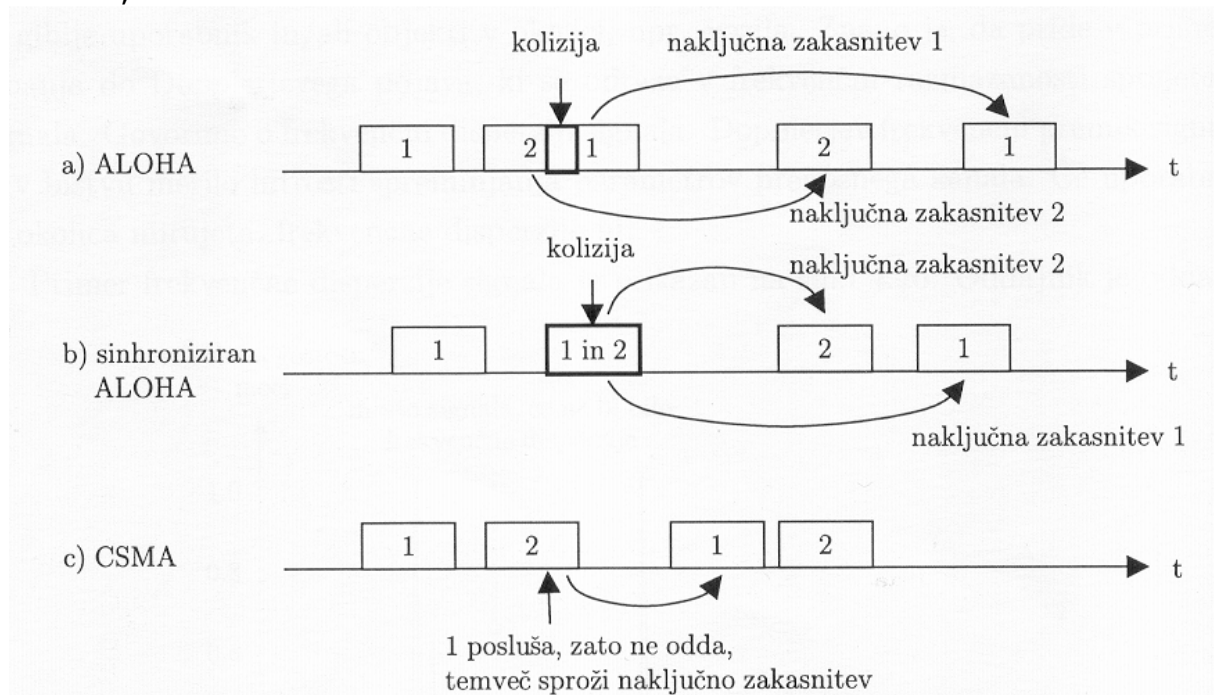
3.2.2 Načini sodostopa do prenosnega kanala

V večpouporabniških telekomunikacijskih sistemih je potrebno zagotoviti učinkovit način sodostopa uporabnikov do skupnega prenosnega kanala oziroma medija. Uporabnikov je več, prenosni kanal pa je skupen. To pomeni, da se morajo uporabniki pri dostopu do prenosnega kanala na nek način razporediti. Obstaja več načinov, ki jih delimo na:

- sodostope z zaseganjem kanala in
- sodostope z delitvijo zmogljivosti.

Pri sodostopih z zaseganjem kanala zasegajo uporabniki medij v celoti. V trenutku, ko je eden od uporabnikov medij zasegel, ta ni na razpolago ostalim uporabnikom. Zaseganje se pogosto dogaja naključno, brez reda, kar povzroča konflikte, zmanjšuje učinkovitost pri večjih obremenitvah in otežkoča zagotavljanje kakovosti storitev. Kadar zaseg uspe, ima uporabnik na voljo celotno kapaciteto medija.

Trije primeri sodostopa z zaseganjem so prikazani na sliki 50. Prvi (a) je ALOHA,



Slika 50. Načini sodostopa z zaseganjem kanala: ALOHA, sinhronizirani ALOHA in CSMA.

kjer oddajajo uporabniki podatkovne pakete naključno po potrebi, ne oziraje se na to ali je kanal prost ali zaseden. Kadar se paketa dveh različnih uporabnikov časovno prekrijeta, pride do kolizije in potrebno je ponoviti oba. Predstavljamo si lahko, da postane način zelo neučinkovit pri veliki gostoti prometa.

Drugi (b) je sinhronizirani ALOHA (angl. slotted ALOHA), kjer je oddajanje paketov možno le ob vnaprej določenih periodično ponavljajočih časovnih trenutkih. Vse postaje so sinhronizirane na te trenutke. Pri tem načinu ne more priti le do delnega prekrivanja. Če paketa sovpadeta, sovpadeta v celoti in potrebno je ponoviti oba. Ta način je ravno tako občutljiv na velike gostote prometa, vendar je že boljši od navadnega ALOHA, saj je verjetnost kolizije manjša.

Še boljši je (c) način s prisluhom (CSMA - Carrier Sense Multiple Access), kjer pa vsaka postaja posluša, če je kanal v danem trenutku prost. Če ni, paketa ne odda. S tem se pogostost kolizij močno zmanjša. Izvedenka tega načina je način z detektiranjem kolizij (CSMA/CD - Carrier Sense Multiple Access / Collision Detection), kjer postaja med oddajanjem paketa tudi posluša, če je morda prišlo do kolizije. Če je, z oddajanjem takoj preneha. S tem ne obremenjuje kanala po nepotrebem, saj je že v primeru delne kolizije potrebno ponoviti oba paketa. Pri brezžičnem mediju pa način z detektiranjem kolizij ni izvedljiv.

Razloga sta dva. Prvi je, da izvedba postaje, ki lahko sočasno oddaja in sprejema, zelo podraži produkt. Druga pa je, da se v brezžičnem omrežju postaje med seboj pogosto ne slišijo. Za brezžičen medij se uporablja shema CSMA z izogibanjem kolizij (CSMA/CA - CSMA with Collision Avoidance). Ta deluje tako, da postaja posluša, kaj se dogaja na mediju. Ko ugotovi, da je medij prost, odda kratek paket z zahtevo za prenos (RTS - Request To Send), v kateri sporoča dolžino paketa, ki ga želi oddati. Ciljna postaja odgovori s potrditvijo (CTS - Clear To Send), v kateri ponovi dolžino paketa. Izvorna postaja zatem odda paket. Ker informacijo o dolžini paketa oddata tako izvorna kot ponorna postaja, se vse ostale postaje, ki slišijo vsaj eno od obeh, lahko uskladijo in v tem času ne poskušajo s prenosom.

Oglejmo si nekaj praktičnih primerov uporabe opisanih načinov dostopa v brezžičnih sistemih. Sinhronizirani ALOHA se uporablja v večini sistemov mobilnih komunikacij, npr. v GSM, za naključni dostop do kanala. Ko želi mobilna postaja vzpostaviti komunikacijo, to sporoči preko sinhroniziranega ALOHA načina. Ko sistem zazna zahtevo, dodeli kanal. Nadaljnji sodostop se potem odvija na enega od načinov z delitvijo zmogljivosti. CSMA/CD se uporablja pri žičnem lokalnem omrežju Ethernet. CSMA/CA se uporablja v večini lokalnih brezžičnih omrežij (tabela 9).

Pri vseh sistemih, ki imajo dostop z zaseganjem, se je potrebno zavedati, da je prenosna hitrost kanala hkrati tudi prenosna hitrost uporabnika le v primeru, če se za medij ne potegujejo tudi drugi uporabniki. Če pa je aktivnih uporabnikov več, se kapaciteta deli, saj si uporabniki na nek način kradejo medij. Hkrati se del kapacitet izgubi zaradi kolizij. Hiba tovrstnih sistemov je v neučinkovitosti pri višjih gostotah prometa.

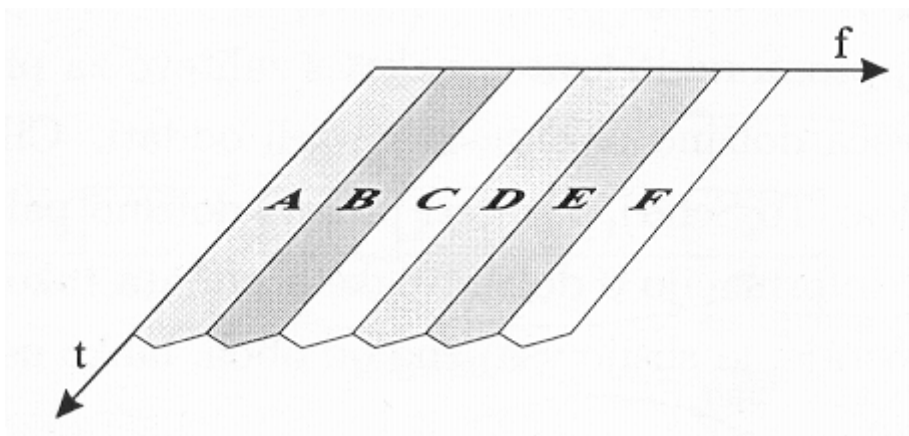
Pri **sodostopu z delitvijo zmogljivosti** pa se kapaciteta medija razdeli na več delov, kar omogoča sočasno komunikacijo več uporabnikov.

Konfliktov pri takšnem sodostopu praviloma ni, saj je določen kanal v nekem trenutku dodeljen enemu samemu uporabniku. Literatura navaja štiri načine sodostopa z delitvijo zmogljivosti:

- frekvenčni sodostop (FDMA - Frequency Division Multiple Access),
- časovni sodostop (TDMA - Time Division Multiple Access),
- kodni sodostop (CDMA - Code Division Multiple Access) in
- prostorski sodostop (SDMA - Space Division Multiple Access).

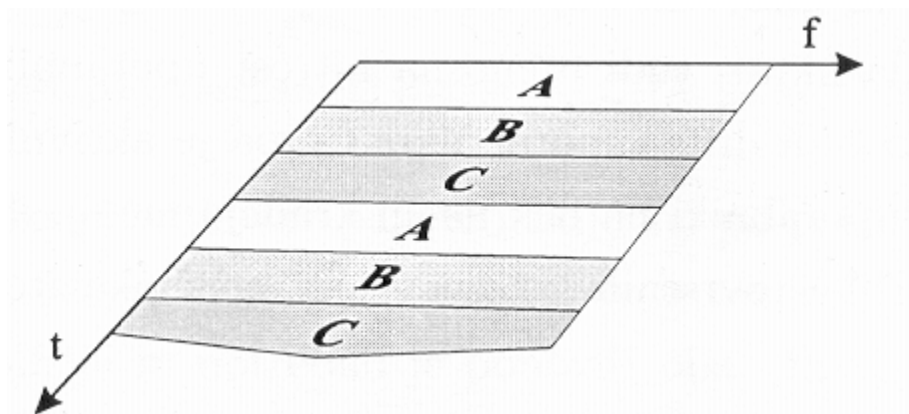
V primeru *frekvenčnega sodostopa* so signali različnih uporabnikov ločeni frekvenčno.

Vsakemu aktivnemu uporabniku je dodeljen določen frekvenčni pas, ki je istočasno na voljo samo temu uporabniku. Signali uporabnikov so torej frekvenčno neprekrivajoči, kar je prikazano na sliki 51. V analognem mobilnem sistemu NMT se uporablja frekvenčni sodostop.



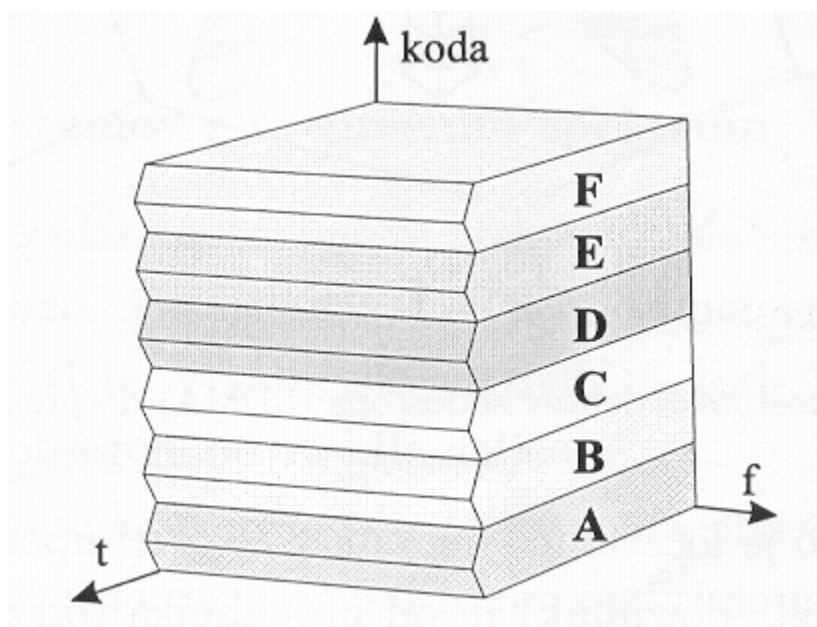
Slika 51. Frekvenčni sodostop (FDMA) do prenosnega kanala.

V primeru **časovnega sodostopa** so signali različnih uporabnikov ločeni časovno. Vsakemu aktivnemu uporabniku je dodeljen periodično ponavljajoč časovni interval, v katerem je celoten frekvenčni pas na razpolago le temu uporabniku. Signali različnih uporabnikov so časovno neprekrivajoči, kar je prikazano na sliki 52. V sistemu GSM je v uporabi kombinacija frekvenčnega in časovnega sodostopa.



Slika 52. Časovni sodostop (TDMA) do prenosnega kanala.

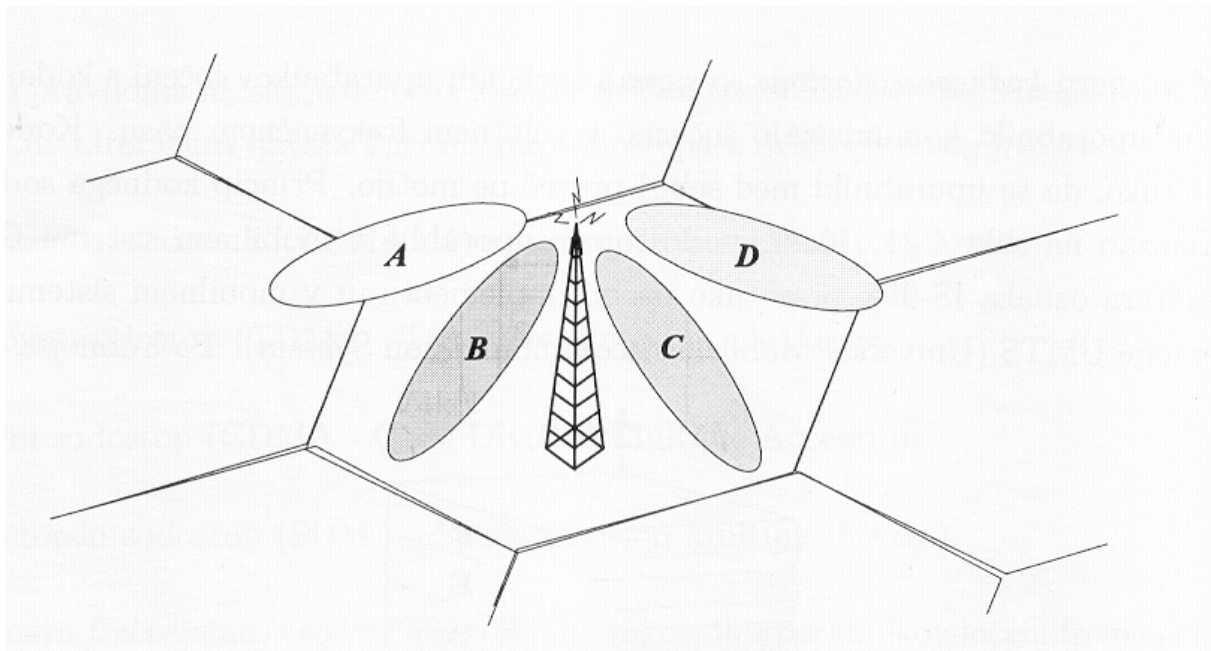
V primeru **kodnega sodostopa** so signali različnih uporabnikov ločeni s kodami. Vsi aktivni uporabniki komunicirajo sočasno v celotnem frekvenčnem pasu. Kode so izbrane tako, da se uporabniki med seboj preveč ne motijo. Princip kodnega sodostopa je prikazan na sliki 53. Kodni sodostop se uporablja v mobilnem sistemu CDMA - One (stara oznaka IS-95), prav tako pa je implementiran v mobilnem sistemu tretje generacije UMTS (Universal Mobile Telecommunication System). Podrobnejša analiza principa kodnega sodostopa pokaže, da sta frekvenčni in časovni sodostop le posebna primera kodnega sodostopa. S kodo določamo, katere dele frekvenčnega spektra in v katerem času bo zasedel posamezen signal. Če so deli frekvenčno neprekrivajoči, govorimo o frekvenčnem sodostopu, če so časovno neprekrivajoči o časovnem sodostopu. Če pa se signali prekrivajo tako v časovnem kot frekvenčnem prostoru imamo opravka s splošnim kodnim sodostopom.



Slika 53. Kodni sodostop (CDMA) do prenosnega kanala.

V primeru **prostorskega sodostopa** so signali ločeni prostorsko. To je v radijskem sistemu mogoče doseči z delitvijo geografskega področja na celice in sektorizacijo letih. Signali, ki se prostorsko ne prekrivajo, se med seboj ne motijo. Pravzaprav ne moremo več govoriti o skupnem prenosnem kanalu, saj smo ga s prostorsko ločitvijo razdelili. Zato prostorski sodostop ne spada med načine sodostopa do skupnega prenosnega kanala. Princip prostorske delitve kanala je prikazan na sliki 54. Prostorska delitev prenosnega kanala je v uporabi v vseh celičnih sistemih, med katerimi so vsi do sedaj omenjeni sistemi (NMT, GSM, CDMAOne in UMTS). Z drobitvijo celičnih sistemov ter razvojem zmogljivih antenskih sistemov predstavlja prostorski sodostop velik potencial za povečevanje kapacitete sistemov. Opisani načini niso enako primerni za vse vrste komunikacije. V praksi so običajni kombinirani sistemi.

- Prostorski sodostop se uporablja v vseh celičnih brezžičnih sistemih zaradi geografske delitve teritorija na celice in sektorizacije.
- Za dupleksiranje, to je ločevanje komunikacije proti uporabniku (od bazne proti mobilni postaji, angl. downlink) in od uporabnika (od mobilne proti bazni postaji, angl. uplink), se uporabljata frekvenčni (FDD - Frequency Division Duplexing) ali časovni način (TDD - Time Division Duplexing).
- Neke vrste frekvenčna delitev je tako ali drugače izvedena v vsakem sistemu, saj različni operaterji brezžičnih omrežij razpolagajo z različnimi širinami frekvenčnega spektra. Zato je vsak sistem potrebno načrtovati tako, da ga je možno prilagoditi razpoložljivemu spektru. To je izvedeno z delitvijo spektra na več frekvenčnih podpasov.
- Znotraj enega od teh podpasov pa je uporabljen eden ali kombinacija opisanih treh načinov sodostopa (frekvenčnega, časovnega in/ali kodnega).



Slika 54. Prostorska delitev sodostopa (SDMA) do prenosnega kanala.

| sistem | dupleksiranje | širina podpasu | način sodostopa |
|----------|---------------|----------------|-----------------|
| NMT | frekvenčno | - | frekvenčni |
| GSM | frekvenčno | 200 kHz | časovni |
| DECT | časovno | 1728 kHz | časovni |
| CDMAOne | frekvenčno | 1250 kHz | kodni |
| Iridium | časovno | 41.5 kHz | časovni |
| UMTS FDD | Frekvenčno | 5,10,20 MHz | Kodni |
| UMTS TDD | časovno | 5,10,20 MHz | časovno-kodni |

Tabela 18. Pregled načinov sodostopa v nekaterih sistemih.

Načini sodostopa v sistemih NMT, GSM, DECT (Digital European Cordless Telecommunications System), CDMAOne, Iridium in UMTS so prikazani v tabeli 18.

3.2.3 Delovanje sistemov z razpršenim spektrom

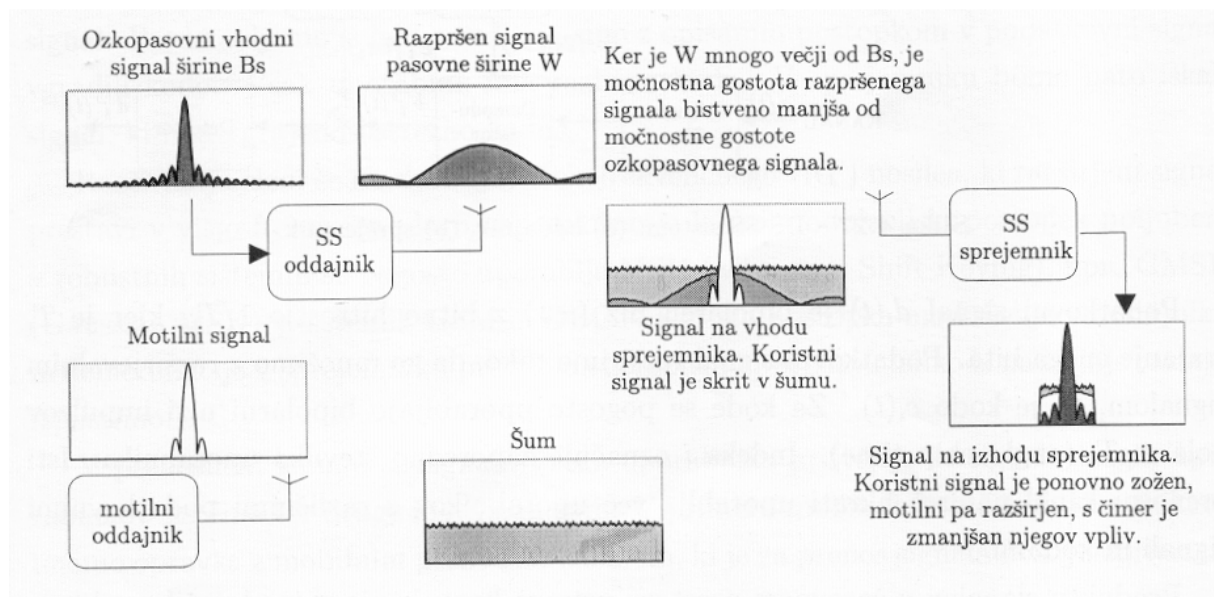
Uporaba sistemov z razpršenim spektrom (SS - Spread Spectrum) sega več desetletij v preteklost. Uporaba je bila do nedavnega omejena na vojaške sisteme. V komercialno uporabo so začeli prodirati šele pred nekaj leti, v veliki meri predvsem zaradi hitrega razvoja mobilnih komunikacij,

kjer imajo po mnenju zagovornikov in načrtovalcev takih sistemov bistvene prednosti pred ozkopasovnimi sistemi.

Principi delovanja sistemov z razpršenim spektrom

O SS sistemu govorimo, kadar uporabimo za prenos signala bistveno širši frekvenčni pas, kot je minimalno potrebno. Pri sistemu UMTS bo to pomenilo, da bomo uporabljali kanale pasovne širine 5 MHz, v kasnejših verzijah pa tudi 10 in 20 MHz, za prenos signalov s frekvenčnim obsegom od 10 kHz dalje.

Osnovni princip delovanja SS sistema je prikazan na sliki 55. Vhodni ozkopasovni signal v oddajniku frekvenčno razpršimo oziroma razširimo na enega od načinov, ki so opisani v nadaljevanju. Signalu se nato pri prenosu prištejejo motnje in šum. Ker je postopek, s katerim je bil signal razširjen, reverzibilen, lahko sprejemnik sprejeti signal zopet zoži v njegovo prvotno obliko. Pri postopku frekvenčnega zoževanja koristnega signala v sprejemniku pa se šum in ozkopasovne motnje, ki ne vsebujejo znane kode, razširijo, zaradi česar jih lahko sprejemnik v precejšnji meri izloči.



Slika 55. Princip delovanja SS sistema v prisotnosti ozkopasovne motnje in šuma.

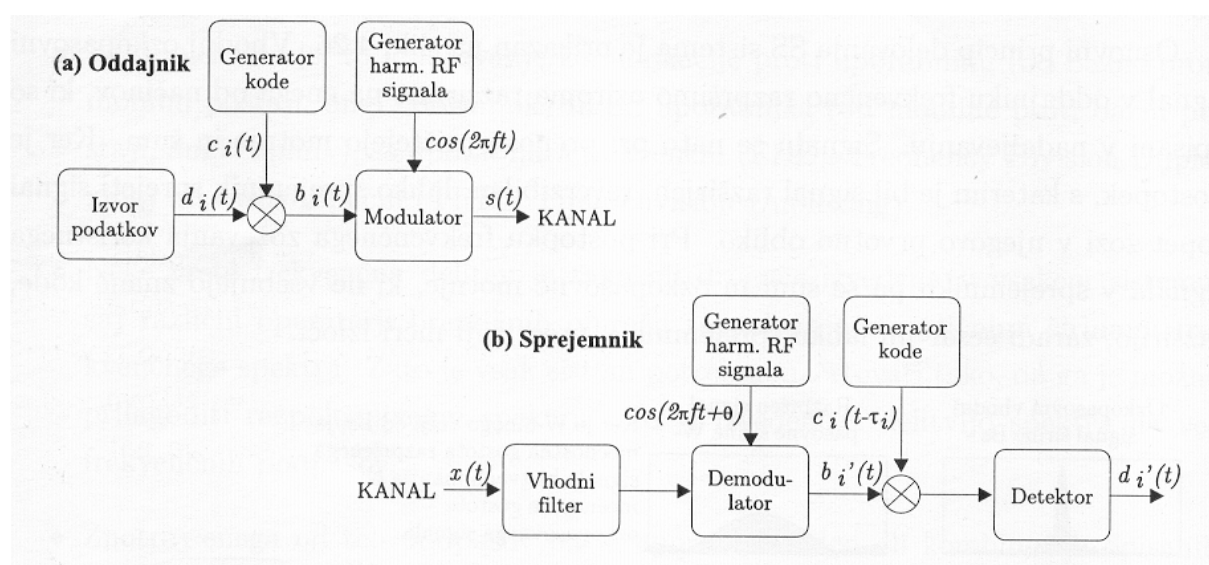
Frekvenčni spekter lahko razpršimo na več načinov. Glede na to ločimo več vrst SS sistemov. Trije osnovni načini razširjanja so: neposredno razširjanje z nizom (**DSSS - Direct Sequence Spread Spectrum**), razširjanje s frekvenčnim skakanjem (**FH - Frequency Hopping**) in razširjanje s časovnim skakanjem (**TH - Time Hopping**). V komercialnih sistemih, npr. v ameriškem sistemu mobilnih komunikacij CDMAOne in

tudi v UMTS, se uveljavlja predvsem prvi, ki se mu v nadaljevanju tudi najbolj posvečamo. Drugi, to je frekvenčno skakanje, se npr. uporablja v sistemu Bluetooth in opcijsko (v praksi skoraj vedno) tudi v sistemu GSM. Vendar je frekvenčno skakanje v GSM zelo počasno (okrog 200 Hz), zato to ni značilen FH sistem. Obstajajo tudi številni hibridni načini razširjanja, ki jih dobimo s kombiniranjem treh osnovnih postopkov.

Neposredno razširjanje z nizom

Preprost primer SS sistema na podlagi neposrednega razširjanja z nizom (DS SS - Direct Sequence Spread Spectrum) je prikazan na sliki 56.

Podatkovni signal $d_i(t)$ je bipolaren niz (± 1) z bitno hitrostjo $1/T_s$, kjer je T_s trajanje enega bita. Podatkovni signal razširimo tako, da ga množimo z razširjevalnim signalom, to je kodo $c_i(t)$. Za kode se pogosto uporabljajo bipolarni nizi impulzov dolžine T_c (angl. chip time). Indeks i označuje zaporedno številko uporabnika. Isti prenosni kanal namreč hkrati uporablja več uporabnikov z različnimi podatkovnimi signali in kodami. Produktu signalov v časovnem prostoru ustreza konvolucija pripadajočih spektrov v frekvenčnem prostoru, zato je pasovna širina razširjenega signala $b_i(t)$ enaka vsoti pasovnih širin signalov $d_i(t)$ in $c_i(t)$, kar pa je ob predpostavki $T_s \gg T_c$ približno enako pasovni širini kode. Po tej predpostavki je namreč pasovna širina kode veliko večja od pasovne širine podatkovnega signala. Postopek razširjanja je prikazan na sliki 46. Vidimo, da je podatkovni signal časovno manj razgiban in zato frekvenčno ožji. Koda je časovno bolj razgibana, na sliki imamo 7 delcev na bit podatkovnega signala, in zato frekvenčno širša, v primeru na sliki za faktor 7.



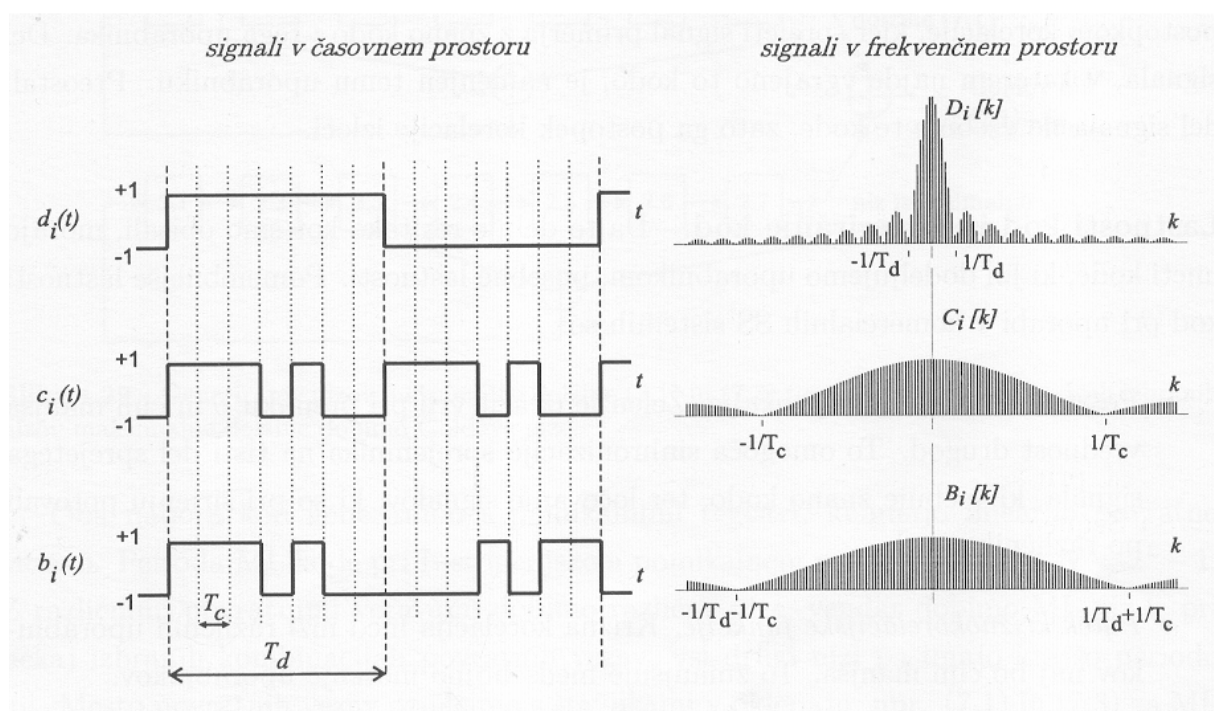
Slika 56. DS SS sistem: (a) oddajnik, (b) sprejemnik.

Ko oba signala med seboj množimo, se širini frekvenčnih spektrov seštejeta. Dobimo frekvenčno razširjen signal. Predstavljamo si lahko tudi, da smo z opisanim postopkom v podatkovni signal vgradili kodo. Vsak uporabnik ima različno kodo. V sprejemniku bomo nato iskali signal, ki ima vgrajeno ustrezno kodo.

Razširjanju sledi še modulacija visokofrekvenčnega (RF) nosilca, ki razširjeni signal prestavi v višjo frekvenčno lego. Na splošno je lahko modulatorski postopek poljuben, v robustnih sistemih se pogosto uporablja MSK (Minimum Shift Keying), npr. GMSK (Gaussian MSK) v sistemih GSM in DECT. Ker sta postopka modulacije v oddajniku in demodulacije v sprejemniku praviloma komplementarna, ju lahko iz nadaljnje razlage izpustimo.

V prenosnem kanalu se signalu i -tega uporabnika prištejejo še signali drugih uporabnikov sistema ter druge motnje in šum. V primeru mobilnih brezžičnih komunikacij imamo opravka z mobilnim prenosnim kanalom, ki je za prenos signala dokaj neprijazen. Podrobnosti so podane v poglavju 3.2.1.

Na vhodu sprejemnika dobimo tako vsoto popačenih signalov vseh aktivnih uporabnikov v sistemu, motenj in šuma. Z vhodnim filtrom najprej izločimo frekvence zunaj pasu, v katerem se nahaja koristni signal. Zatem opravimo demodulacijo, s čimer signal prestavimo iz radijskih frekvenc navzdol v osnovni pas. Iz tako dobljenega signala skuša sprejemnik nato izluščiti tisti del, ki je namenjen i -temu uporabniku. To dela s postopkom korelacije, kjer sprejeti signal primerja z znano kodo i -tega uporabnika. Del signala, v katerem najde vgrajeno to kodo, je namenjen temu uporabniku. Preostali del signala ne vsebuje te kode, zato ga postopek korelacije izloči.



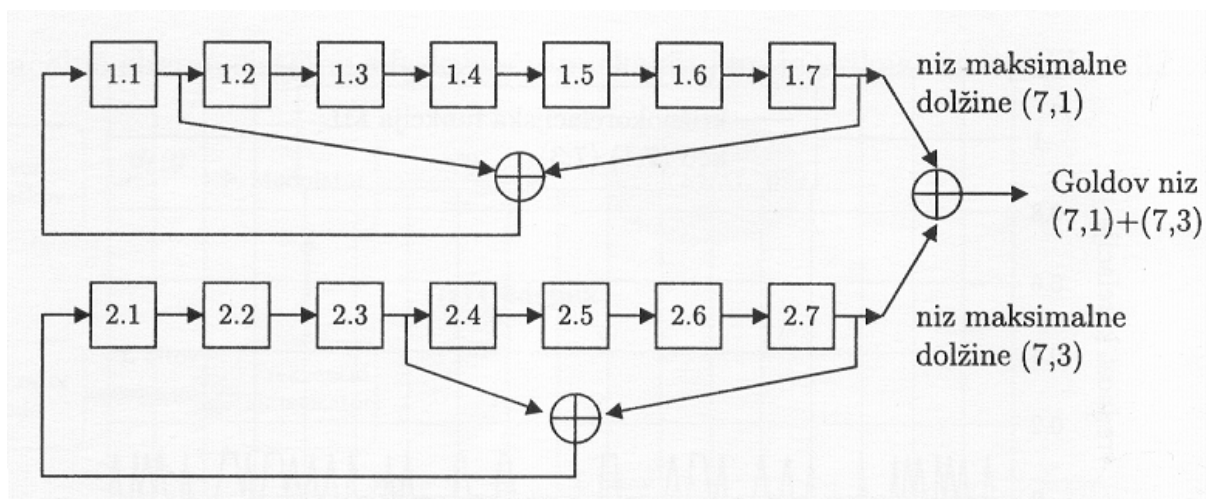
Slika 57. Postopek razširjevanja podatkovnega signala $d_i(t)$ s kodo $c_i(t)$.

Lastnosti kod in generiranje kod. Da to deluje res tako kot smo opisali, morajo imeti kode, ki jih dodeljujemo uporabnikom, posebne lastnosti. Pomembnejše lastnosti kod pri uporabi v komercialnih SS sistemih so:

- *Potek avtokorelacijske funkcije.* Želen je izraziti vrh pri premiku 0 in čim manjša vrednost drugod. To omogoča sinhronizacijo sprejemnika na tisti del sprejetega signala, ki vsebuje znano kodo, ter ločevanje signalov, ki so pri širjenju potovali po različnih poteh.
- *Potek križnokorelacijske funkcije.* Križna korelacija med nizi različnih uporabnikov naj bo čim manjša. To zmanjšuje medsebojno motenje uporabnikov.
- *Število različnih kod v naboru.* Nabor kod, ki ga izberemo za uporabo, mora vsebovati zadostno število kod, ki jih dodelimo različnim uporabnikom.
- *Preprostost generiranja.* Generator naj bo čim preprostejši, seveda ob upoštevanju zgoraj naštetih pogojev.

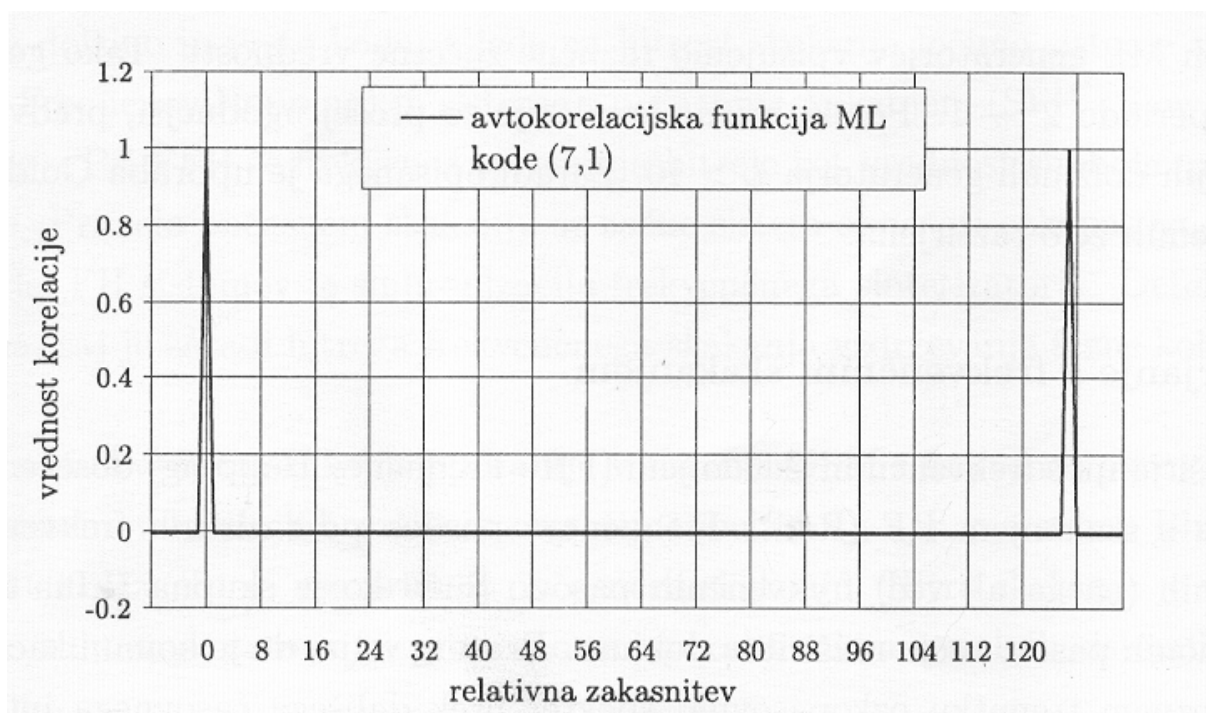
Iz prvih dveh točk bi lahko izluščili zahtevi za idealen nabor kod. Idealni nabor kod bi moral imeti impulzno avtokorelacijsko funkcijo z ničelno vrednostjo pri zamikih različnih od 0 in ničelne križnokorelacijske funkcije. Analiza pokaže, da morajo imeti po prvi zahtevi kode bel frekvenčni spekter, po drugi pa se spektri različnih kod ne smejo prekrivati. To pa sta si nasprotujoči zahtevi. Če je spekter vsake posamezne kode bel, potem se ti spektri nujno prekrivajo. Iz tega sledi, da idealne kode ne obstajajo. Vsaka izbira kod je neke vrste kompromis med impulzno korelacijsko funkcijo in ničelnimi križnokorelacijskimi funkcijami, to je med zmožnostmi samosinhronizacije sistema na komponente lastnega signala in medsebojnim motenjem uporabnikov.

V praktičnih sistemih s kodnim sodostopom se uporabljajo različni kodni nabori. Najpogostejše so kode maksimalne dolžine, Goldove kode, Walsh-Hadamardov nabor kod in Kasamijevi nabori kod. Npr. v ameriškem sistemu CDMAOne se uporabljajo kode maksimalne dolžine in Walsh-Hadamardove kode, v sistemu UMTS pa Walsh-Hadamardove kode, Goldove kode in razširjen veliki Kasamijev nabor. Za ilustracijo si oglejmo primer generiranja kod maksimalne dolžine in Goldovega nabora kod, ki je prikazan na sliki 58.



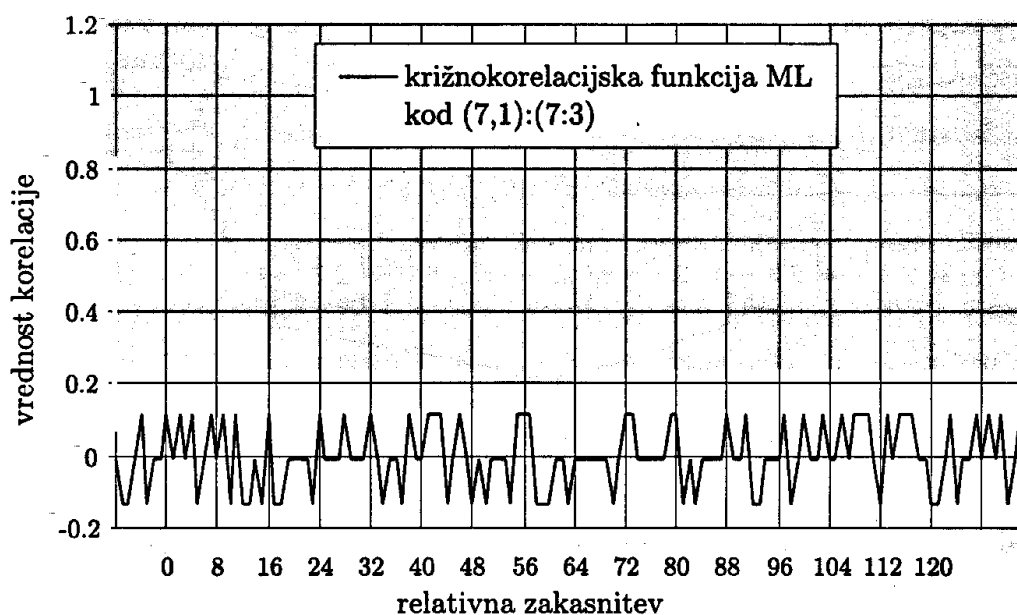
Slika 58. Generiranje nizov maksimalne dolžine (7,1) in (7,3) ter Goldovega niza. Iz dveh izbranih nizov maksimalne dolžine dobimo Goldove nize.

Oba nabora kod generiramo s pomikalnimi registri, ki imajo linearno povratno vezavo. Perioda ML kode pri L-stopenjskem pomikalnem registru je enaka $N = 2^L - 1$. Z različnimi povratnimi vezavami dobimo različne niže, vendar dobimo ML niz le pri nekaj izbranih kombinacijah povratnih vezav, vsi drugi nizi pa imajo krajšo periodo. Mesto povratnih vezav označimo s številkami v oklepaju, npr. (7,1) in (7,3) za ML niza na sliki 58. Primera potekov avtokorelacijske in kriznokorelacijske funkcije sta na slikah 59 in 60.



Slika 59. Potek avtokorelacijske funkcije kode ML (7,1). Potek je skoraj idealen.

Prikazano lahko posplošimo na vse ML kode. Vidimo, da je potek avtokorelacijske funkcije ugoden, saj je vrednost pri zamikih različnih od 0 enaka $-1/N$, kjer je $N = 127$ perioda. Po drugi strani pa so vrednosti kriznokorelacijskih funkcij ML kod dokaj visoke, kar pomeni, da se uporabniki istega sistema med seboj zelo motijo. Druga slabost ML kod je, da je njihovo število majhno, kar pomeni, da je tudi število uporabnikov, ki jim lahko dodelimo te kode, majhno.



Slika 60. Potek križnokorelacijske funkcije ML kod (7,1) in (7,3). Vrednosti krizne korelacije so visoke, kar pomeni, da bi se uporabnika, ki bi jima dodelili ti dve kodi, močno motila med seboj.

Opisani slabosti skoraj v celoti odpravimo z uporabo Goldovih kod, ki jih dobimo s seštevanjem po modulu 2 dveh ML kod (slika 58). Z generatorjem, ki ga sestavljata dva ML generatorja dolžine L , lahko generiramo $2L + 1$ različnih nizov (npr. 129 za $L = 7$), tako da enemu od obeh ML generatorjev vpisujemo različne začetne vrednosti. Tako generirani nizi imajo periodo $2L - 1$. Poteki krizne korelacije so precej ugodnejši, predvsem to velja pri večjih dolžinah generatorja $L > 10$. Zaradi opisanega je uporaba Goldovih nizov v SS sistemih zelo razširjena.

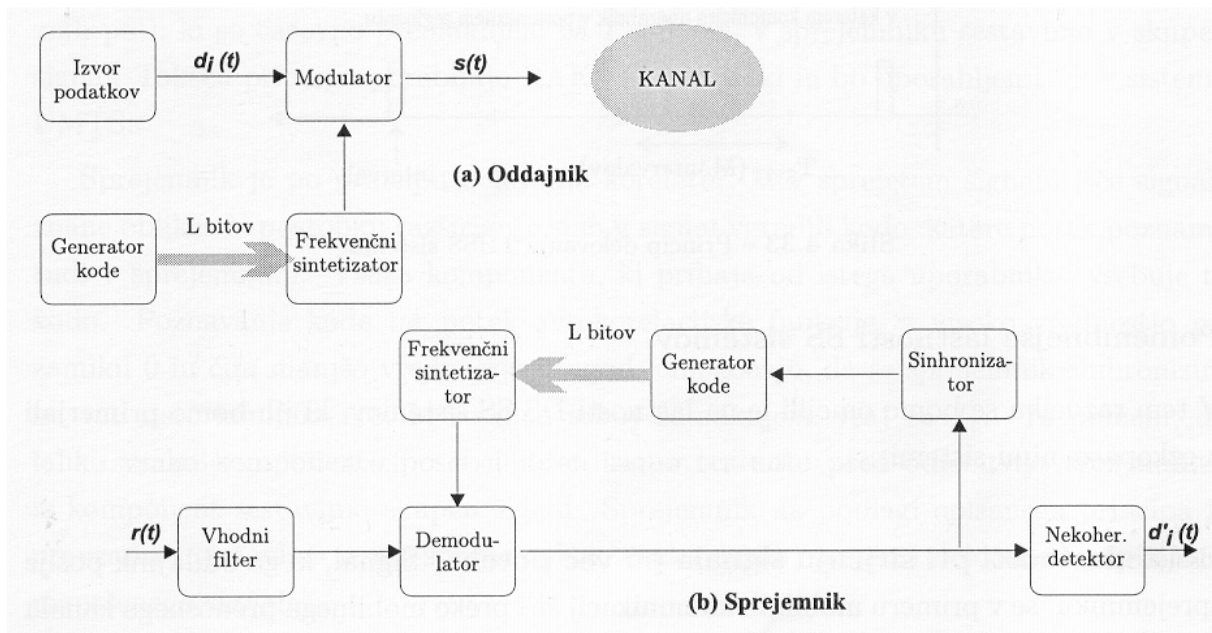
Razširjanje s frekvenčnim skakanjem

Pri razširjanju s frekvenčnim skakanjem (*FH - Frequency Hopping*) dosežemo razširitev spektra s skakanjem RF (*Radio Frequency*) nosilca po različnih frekvencah znotraj določenih (enega ali več) frekvenčnih pasov. Širša ko je skupna širina uporabljenih frekvenčnih pasov, večjo razširitev dobimo. Pri tem velja, da je komunikacija v vsakem posameznem trenutku ozkopasovna, spekter prek daljšega časovnega intervala pa je razširjen.

Poudariti velja, da lahko za komunikacijo izberemo tako rekoč poljubno število in razporeditev frekvenčnih pasov, po katerih skače RF nosilec. Ni namreč nujno, da komunikacija poteka v strnjenem frekvenčnem pasu, tako kot pri DS SS sistemih. Če v določenem frekvenčnem področju nastanejo motnje, lahko ta frekvenčni pas zapustimo. Zaradi tovrstnih možnosti so FH SS sistemi izredno prilagodljivi in se zelo intenzivno uporabljajo predvsem v vojaške namene ter v okoljih z intenzivnimi motnjami.

Načelna shema sistema s frekvenčnim skakanjem je prikazana na sliki 50. Postopek frekvenčnega skakanja RF nosilca je običajno realiziran s frekvenčnim sintetizatorjem. L bitov generatorja kode določa $2^L - 1$ mogočih skočnih frekvenc. Perioda skakanja je določena z dolžino in vrsto kode. Glede na hitrost skakanja ločimo sisteme s hitrim (*FFH - Fast Frequency Hopping*) in sisteme s počasnim skakanjem (*SFH - Slow Frequency Hopping*). Pri FFH se frekvenca spreminja hitreje kot vrednost simbola, pri SFH pa počasneje. Pri zelo počasnem skakanju se začne sistem obnašati ozkopasovno. Najzahtevnejši del FH sistemov je sinhronizacija frekvenčnega sintetizatorja. Detekcija je nekoherenčna, saj je zaradi hitrega frekvenčnega skakanja vzdrževanje fazne koherence nemogoče.

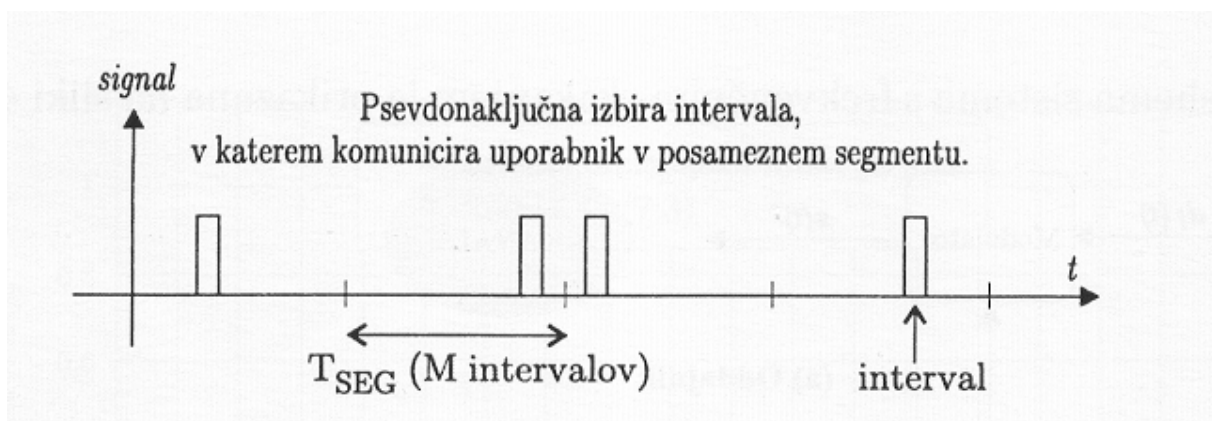
V praksi se frekvenčno skakanje uporablja v sistemu GSM s frekvenco okrog 220 Hz ter v večini sistemov lokalnih brezžičnih omrežij, npr. v sistemu Bluetooth s frekvenco 1600 Hz. To so vse primeri počasnega skakanja. Hitro skanje je namreč tehnično zelo zahtevno, zato še ni primerno za uporabo v komercialnih sistemih.



Slika 61. Načelna shema FHSS sistema.

Razširjanje s časovnim skakanjem

Časovno os razdelimo na časovne segmente dolžine T_{seg} , vsak segment pa naprej na M intervalov trajanja T_{seg}/M . Spektralno razširitev dosežemo s psevdonaključnim zasedanjem enega od M mogočih intervalov v vsakem segmentu, kar je prikazano na sliki 62. V nekem smislu gre za TDMA pristop, le da položaj časovnega intervala v okviru ni stalen, ampak se naključno spreminja. Ta način se v komercialnih sistemih ne uporablja.



Slika 62. Princip delovanja THSS sistema.

Pomembnejše lastnosti SS sistemov

V tem razdelku se bomo omejili le na lastnosti DS SS sistemov, ki jih bomo primerjali z ozkopasovnimi sistemi.

Boljše lastnosti pri širjenju signala po več poteh. Signal, ki ga oddajnik pošlje sprejemniku, se v primeru mobilnih komunikacij širi preko mobilnega prenosnega kanala (poglavje 3.2.1). Signal potuje po več poteh, na vsaki od teh poti signal oslabi, zakasni in se fazno premakne. Vsaka pot ima svoje značilnosti, ki so običajno neodvisne od značilnosti drugih poti. Tudi okolje, v katerem poteka komunikacija, ni stacionarno, saj se lahko giblje eden ali oba udeleženca komunikacije ter objekti v okolici. Posledici širjenja signala po več časovno spremenljivih poteh sta časovna in frekvenčna disperzija, ki pačita sprejeti signal. Če posebej je problematična časovna disperzija, ki povzroča intersimbolno interferenco oziroma frekvenčne luknje v prenosni funkciji kanala.

V sistemu GSM se za preprečevanje intersimbolne interference uporablja:

- (1) izenačevanje,
- (2) diagonalno prepletanje ter
- (3) počasno frekvenčno skakanje.

Izenačevanje poteka na podlagi znanega 26-bitnega zaporedja, ki ga periodično oddaja oddajnik. Iz oblike sprejetega signala sprejemnik ugotovi funkcijo prenosnega kanala ter z inverznim filtriranjem popravi sprejeti signal. Drugi ukrep je *diagonalno prepletanje*, s katerim sosednje podatkovne bite prerazporedimo na več časovnih intervalov, s čimer zmanjšamo možnost izgube celega zaporedja podatkovnih bitov. Tretji ukrep je *počasno frekvenčno skakanje*, ki je v principu ena od razširjevalnih tehnik SS sistemov in jo uporablja tudi GSM. S frekvenčnim skakanjem dosežemo frekvenčno raznolikost, ki zmanjša verjetnost napake pri prenosu prek mobilnega prenosnega kanala. Frekvenčno skakanje je v GSM specifikacijah predvideno kot opcija, ki se je operaterji lahko poslužujejo po potrebi. Opisani ukrepi znatno povečajo kompleksnost naprav sistema GSM.

V DS SS sistemih pa imamo na razpolago še dodaten ukrep za preprečevanje intersimbolne interference. DS SS sprejemnik je zaradi impulzne avtokorelacijske funkcije kod zmožen razločevati signale, ki so časovno razmaknjeni za časovni interval T_c ali več. Širjenje po več poteh predstavlja neke vrste prostorsko raznolikost, ki jo je DS SS sistem zmožen izkoristiti za izboljšanje prenosa. To dosežemo tako, da signale posameznih poti, ki so časovno premaknjeni za T_c ali več, v sprejemniku sestavimo v skupen signal. Takšen princip uporabljajo RAKE sprejemniki in bo uporabljen tudi v sistemu UMTS.

Sprejemnik je po principu delovanja korelator, ki v sprejetem signalu išče signale znane oblike. V postopku razširjanja smo v signal vgradili kodo, katere potek poznamo tudi v sprejemniku. Vsaka komponenta, ki prihaja od istega uporabnika, vsebuje to kodo. Poznavanje kode ter potek

avtokorelacijske funkcije, z visoko vrednostjo pri zamiku 0 in čim manjšo vrednostjo drugod, omogočajo, da se sprejemnik sinhronizira na vse tiste komponente, ki so med seboj zamaknjene vsaj za T_c . To pomeni, da lahko vsako komponento posebej dekodiramo ter nato pred odločitvijo sprejemnika iz komponent sestavimo skupen signal. Sprejemnik na podlagi opisanega principa je pravzaprav sestavljen iz več sprejemnikov, vsak od njih sprejema določeno komponento razpršenega signala.

Večja odpornost proti ozkopasovnim motnjam. Občasne ozkopasovne motnje ne onemogočijo komunikacije, saj jih uporabnik zazna le kot nekoliko povečan šum. Ozkopasovna motnja je sprejemniku namreč tuja, ker ne vsebuje znane kode. Motnjo sprejemnik med sprejemom spektralno razširi, medtem ko koristni del sprejetega signala zoži v ozkopasoven signal.

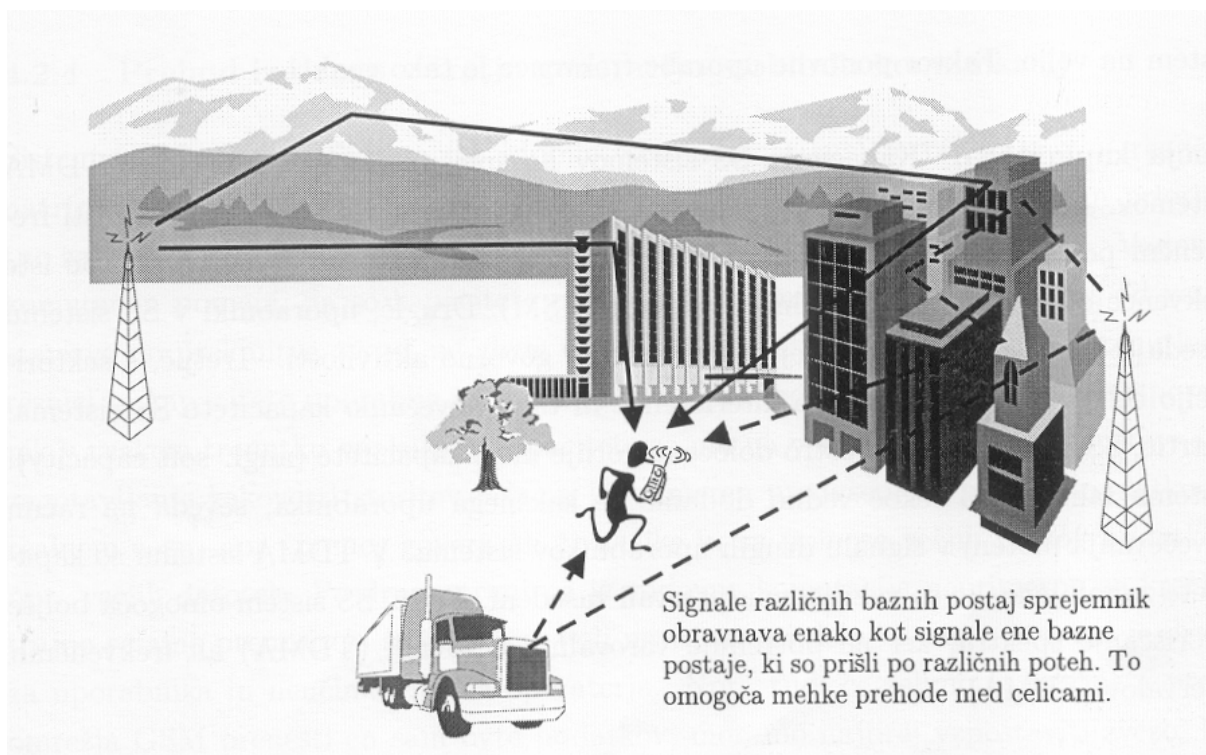
Dinamično zasedanje kanala. V DS SS sistemu ima vsak uporabnik svojo kodo. Kot smo spoznali, kode med seboj niso popolnoma nekorelirane, kar pomeni, da vsak uporabnik v trenutkih oddajanja povzroča motnje drugim uporabnikom. Kadar uporabnik ne oddaja (tega časa je po ocenah kar 65% trajanja celotne komunikacije), interference ne povzroča. Če izberemo ustrezen nabor kod, je le-teh na razpolago več, kot je lahko sočasno aktivnih uporabnikov. To pomeni, da zasedanje kanala s strani uporabnika ni omejeno na posedovanje kode, temveč na njegovo aktivnost v komunikaciji. Gre za princip statističnega multipleksa, kjer uporabniki vstopajo in zapuščajo komunikacijo neodvisno drug od drugega. Sistem je uporabnikom zmožen nuditi zadovoljivo kakovost vse dotlej, dokler število sočasnih uporabnikov ne naraste do te mere, da se kakovost komunikacije zaradi prevelike interference preveč poslabša. Princip lahko predstavimo tudi na primeru banketa, na katerem je v istem prostoru zbranih več ljudi, ki se med seboj pogovarjajo. Analogija s sistemom z razpršenim spektrom je prikazana v tabeli 19.

Preprostejši preklopi med celicami celičnega mobilnega sistema. SS sistem je zmožen ločevati signale, ki so v sprejemnik prispeli v različnih trenutkih, torej tudi po različnih poteh, ter signale nato združiti v skupen signal. To pomeni, da lahko sprejemnik kombinira tako signale različnih poti iste bazne postaje kot tudi signale različnih baznih postaj, ki so namenjeni istemu uporabniku, kar je določeno z uporabnikovo kodo. Ta lastnost je še posebej uporabna na prehodih med celicami, kjer lahko sprejemnik sprejema signale več baznih postaj hkrati. Tako so prehodi med celicami mehkejši (*angl. soft handoff*), občutno se zmanjša tudi možnost prekinitve zveze. Princip je prikazan na sliki 63.

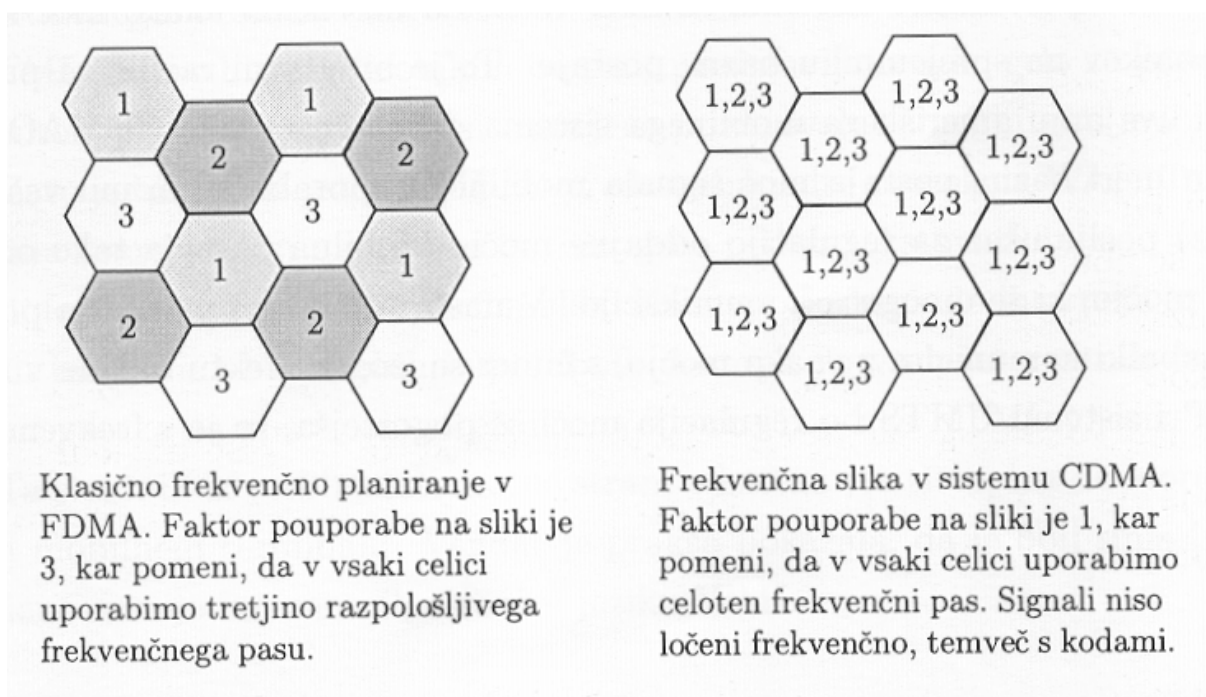
| DS SS sistem | Banket |
|--|---|
| Več uporabnikov v istem sistemu. Vsakemu aktivnemu uporabniku dodelimo kodo. | Več udeležencev sprejema. Gosti so dobili vabila, na podlagi katerih so prišli na banket. |
| Uporabniki paroma vstopajo v komunikacijo. | Gosti se paroma pogovarjajo. |
| Kode niso popolnoma nekorelirane, zato se uporabniki med seboj motijo. | Za dva gosta, ki se med seboj pogovarjata, je hrup, ki ga ustvarjajo ostali gosti moteč. |
| Uporabnik, ki v nekem trenutku ne komunicira, ne zaseda kanala čeprav ima svojo kodo. | Gost, ki v nekem trenutku ne govori, ne moti ostalih, čeprav je prisoten na banketu. |
| Število kod je veliko. | Prostor, v katerem je banket, je velik. |
| Z večanjem števila trenutno aktivnih uporabnikov, se večja nivo motenj v signalih uporabnikov. | Z večanjem števila govorečih gostov, se hrup v prostoru večja. |
| Komunikacija postane nemogoča, ko se nivo šuma dvigne preko meje, ki sprejemniku še omogoča normalen sprejem. Komunikacija je prekinjena. | Na neki stopnji postane pogovor zaradi hrupa nemogoč. Vsi utihnejo. |
| Sistem je občutljiv na oddajnike s previsoko močjo, npr. na efekt bližine. Zaradi koreliranosti kod lahko oddajnik s previsoko močjo v šibkem signalu povzroči preveč motenj. | Če je kakšen od gostov preglasen, onemogoči komunikacijo gostom okrog njega, še posebej tistim s šibkejšim glasom. |
| Sistem deluje na način statističnega multipleksa, kjer uporabniki neodvisno vstopajo in zapuščajo komunikacijo. Kode lahko dodelimo več uporabnikom kot jih sme biti sočasno v komunikaciji le zato, ker predpostavljamo, da ne bodo aktivni vsi hkrati. | Tudi opisan sprejem deluje na način statističnega multipleksa, kjer gosti neodvisno vstopajo v pogovor. Gostov je lahko v prostoru več, kot sme biti hkrati aktivnih govorcev le zato, ker predpostavljamo, da ne bodo govorili vsi hkrati. |

Tabela 19. Analogija med delovanjem sistema z razpršenim spektrom in banketa.

Preprostejše frekvenčno planiranje. V FDMA sistemih je potrebno premišljeno frekvenčno planiranje (slika 53). Sosednje celice ne smejo imeti istih frekvenc, ker bi sicer prišlo do interferenc z uporabniki v sosednjih celicah. Faktor ponovne uporabe frekvence znaša od 3 do 7, kar je odvisno od minimalne zahtevane razdalje med celicami z isto frekvenco. Faktor ponovne uporabe frekvence 3 (7) denimo pomeni, da se ista frekvenca lahko ponovi na vsake 3 (7) celice. Potrebe po večji kapaciteti se rešujejo z drobljenjem celic – uvajanjem hierarhične strukture z mikro in piko celicami. Vsakič, ko takšno drobljenje izvedemo, je potrebno ponovno usklajevanje in dodeljevanje frekvenc.



Slika 63. Mehki preklopi med celicami celičnega mobilnega sistema.



Slika 64. Enostavnejše frekvenčno planiranje v kodnih sistemih.

Pri SS sistemih lahko vsi uporabniki komunicirajo sočasno v istem frekvenčnem pasu; vsak uporabnik ima svojo kodo, ki omogoča ločevanje signalov različnih uporabnikov. To pomeni, da je v vsaki celici uporabljen

celoten frekvenčni pas, ki ga ima sistem na voljo. Faktor ponovne uporabe frekvence je tako enak 1.

Večja kapaciteta. Kapaciteta SS sistemov na splošno presega kapaciteto TDMA sistemov. Obstajajo naslednji razlogi. Prvič, v vseh celicah lahko uporabimo isti frekvenčni pas v celoti, medtem ko pri TDMA dosegamo faktor ponovne uporabe iste frekvence od 3 do 7 (maksimalno 3 ali 4 pri GSM). Drugič, uporabniki v SS sistemu zasedajo kanal dinamično, torej le v trenutkih govorne aktivnosti. Tretjič, s sektorizacijo celic zmanjšamo stopnjo interference in tako povečamo kapaciteto SS sistema. Četrtoč, SS sistemi nimajo ostro določene gornje meje kapacitete (angl. soft capacity). Sistemu lahko tako rekoč vedno dodamo se kakšnega uporabnika, seveda na račun povečevanja motenj v signalu drugih uporabnikov sistema. V TDMA sistemu so kapacitete zapolnjene, ko so vsi časovni intervali zasedeni. Petič, SS sistem omogoča boljše izkoriščanje spektra, ker ne potrebuje varovalnih časovnih (TDMA) ali frekvenčnih intervalov (FDMA).

Effekt bližine. Koreliranost kod različnih uporabnikov je razlog, da si uporabniki povzročajo medsebojno interferenco. Posledica tega pojava je učinek bližine (*angl. near-far effect*). Le-ta povzroči, da uporabnik z močnejšim signalom na sprejemniku bazne postaje preglasi uporabnika s šibkejšim signalom.

Zaradi učinka bližine je treba pri DS SS sistemih uvesti zapleten postopek kontrole moči vseh uporabnikov sistema, in sicer tako, da dosežemo enako moč signalov vseh uporabnikov na sprejemniku bazne postaje. To je bil glavni razlog za precejšno zamudo pri uvajanju ameriškega mobilnega sistema druge generacije CDMAOne. Pri tem sistemu meri bazna postaja moč signala mobilnega uporabnika in mu vsake 1.25 ms (800 Hz) pošlje ukaz za regulacijo oddajne moči. Mobilna postaja tako oddaja z minimalno močjo, ki še omogoča komunikacijo. V nasprotni smeri pa bazna postaja z vsemi uporabniki komunicira z enako močjo, s čimer se izogne efektu bližine v nasprotni smeri. Pri sistemu UMTS bo regulacija moči še pogostejša, to je s frekvenco 1600 Hz.

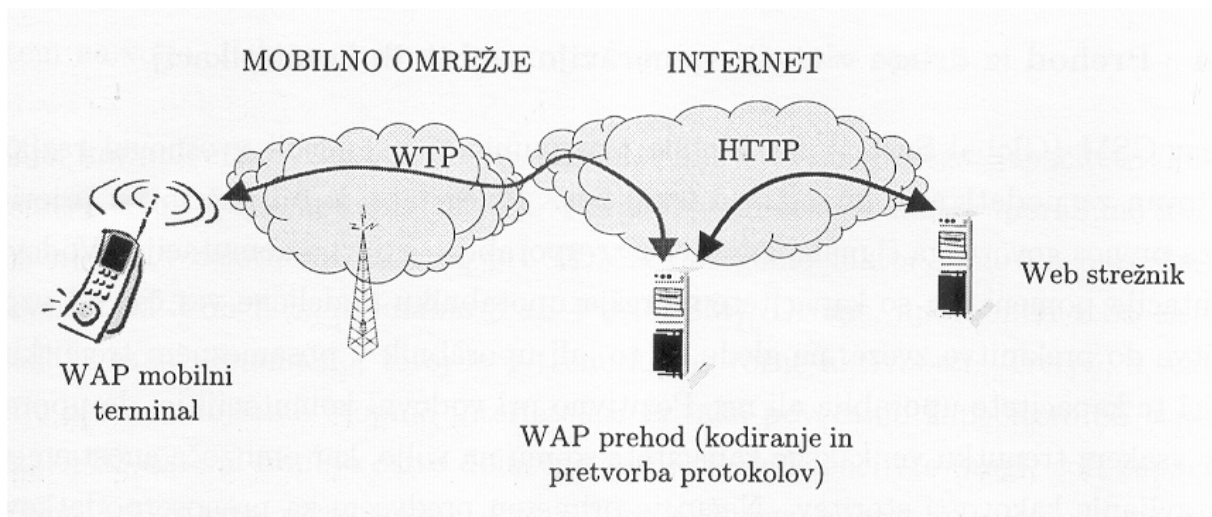
3.2.4 Prehod iz druge v tretjo generacijo mobilnih komunikacij

Sistem GSM (*Global System for Mobile Communications*) je bil v osnovni različici načrtovan za podatkovne hitrosti do 9600 b/s. Poleg tega je bil načrtovan prioriteto za prenos govornega signala, zaradi česar uporablja vodovno komutacijo. Vodovna komutacija pomeni, da so kapacitete omrežja uporabniku dodeljene ves čas od vzpostavitve do prekinitve zveze, ne glede na to, ali uporabnik v posameznem trenutku v resnici te kapacitete uporablja ali ne. Pozitivno pri vodovni komutaciji je, da uporabnik v vsakem trenutku ve, kakšne kapacitete so mu na voljo, kar omogoča enostavnejše zagotavljanje kakovosti storitev. Način je primeren predvsem za prenose podatkov v realnem času, npr. prenos govora ali žive slike in za prenose večjih blokov podatkov, npr. večjih datotek. Po drugi strani pa je vodovna komutacija neprimerna za kratkotrajne rafalne prenose, ki smo jih vse bolj navajeni pri delu na internetu, saj je draga za uporabnika in neučinkovita za operaterja. Npr. tudi če želimo iz interneta preko omrežja GSM prenesti en sam byte podatkov, moramo najprej vzpostaviti zvezo, kar traja kar nekaj sekund. V takšnih primerih bi bila bistveno bolj učinkovita paketna komutacija, kjer se kapacitete dodeljujejo uporabniku po potrebi za prenos posameznih paketov.

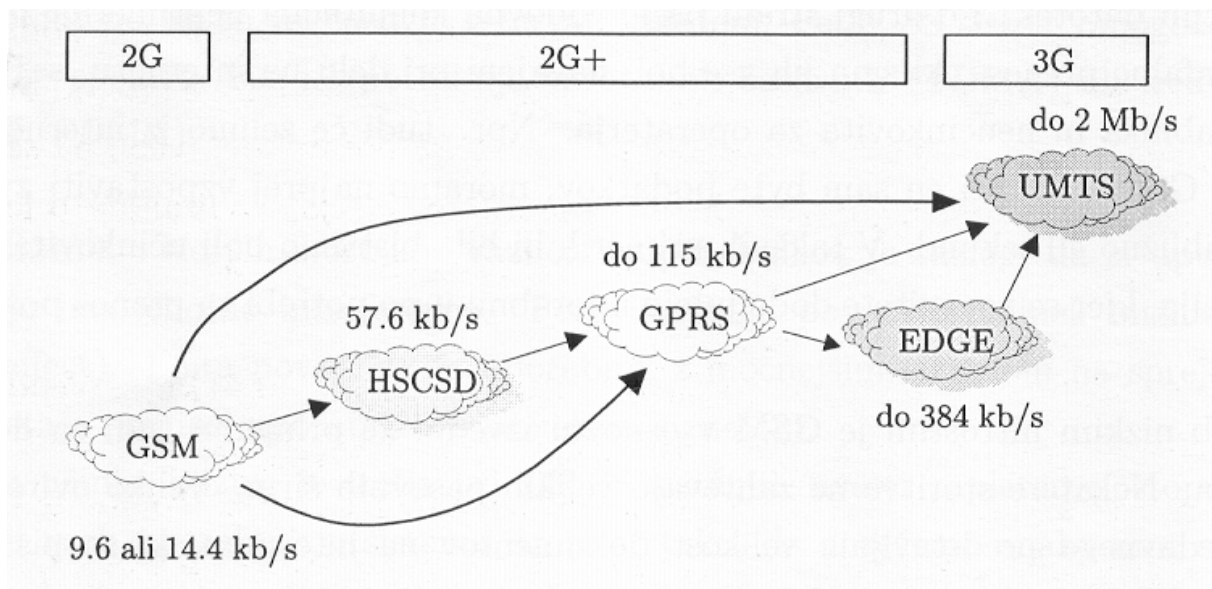
Kljub nizkim hitrostim je GSM v osnovni izvedbi že primeren tudi za dostop do interneta. Nekatere storitve ne zahtevajo velikih pasovnih širin. Veliko oviro pri tem je do nedavnega predstavljala velikost dokumentov na internetu, ki so pisani v jeziku HTML. Nizke hitrosti mobilnih omrežij predstavljajo ozko grlo za prenos takšnih dokumentov, prav tako pa so močno omejene prikazovalne zmogljivosti mobilnih terminalov. Zato je bil razvit jezik WML, ki predstavlja jedro protokola WAP. Ta je prirejen brezžičnim omrežjem in napravam ter omogoča prikaz tekstovnih in zelo omejenih slikovnih informacij na mobilnih terminalih. Koncept dostopa do interneta je na splošno zasnovan tako, da lahko mobilni uporabnik dostopa do vseh internetnih dokumentov, pri čemer poteka na posebnem strežniku pretvorba iz jezika HTML v jezik WML (slika 65). Ta strežnik iz vsebine internetne strani odstrani vse tisto, kar ne more biti prikazano na mobilnem terminalu. Vendar je praksa pokazala, da je bolj smiselno napisati prilagojeno verzijo internetnih strani v jeziku WML.

Nadgradnje sistema GSM z zmogljivejšim prenosom podatkov.

Poznamo tri nadgradnje sistema GSM, znane kot generacija 2+ ali 2.5, ki gredo v smeri učinkovitejšega in hitrejšega prenosa podatkov. V bistvu gre za pot iz sistema GSM proti tretji generaciji, ki je prikazana na sliki 66.

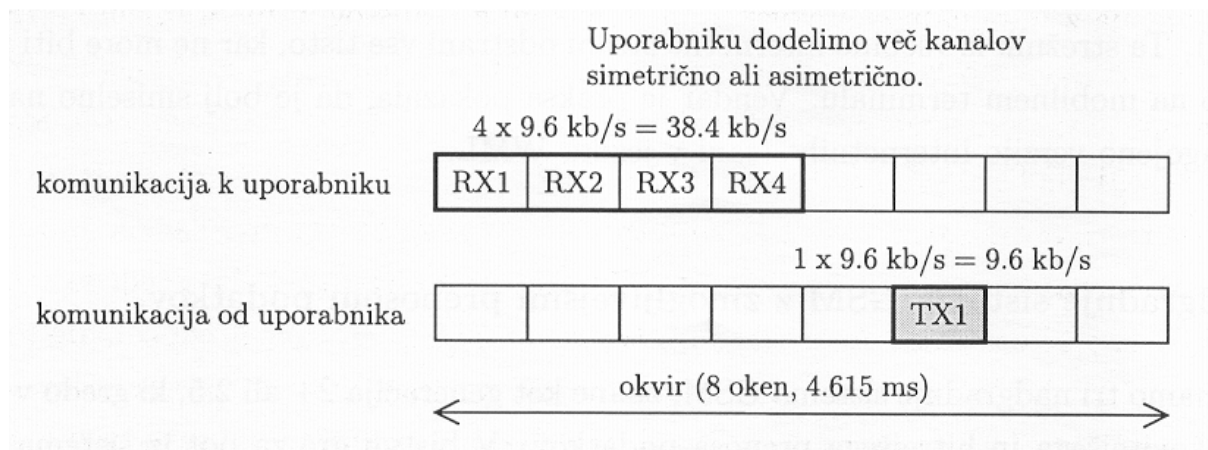


Slika 65. Princip delovanja protokola WAP za dostop mobilnih uporabnikov do interneta.



Slika 66. Razvoj mobilnih sistemov iz druge v tretjo generacijo.

HSCSD (High Speed Circuit Switched Data) omogoča simetrično in asimetrično dodeljevanje več kanalov sočasno istemu uporabniku. Princip je prikazan na sliki 56. Komutacija je še vedno vodovna. V prvi fazi se predvideva dodelitev največ štirih kanalov v smeri k uporabniku, kar omogoča podatkovne hitrosti do $4 \cdot 9600 \text{ b/s} = 38400 \text{ b/s}$ pri navadnem in $4 \cdot 14400 \text{ b/s} = 57600 \text{ b/s}$ pri izboljšanem kanalu. Te hitrosti so za današnje razmere že kar solidne in primerljive z dostopi z analognim modemom preko telefonskega omrežja. Vendar je treba opozoriti, da bodo na voljo le v primeru, če bo imel operater omrežja zadosti prostih kapacitet. HSCSD je od septembra 2000 že na voljo tudi v Sloveniji.



Slika 67. Dodeljevanje več kanalov istemu uporabniku pri HSCSD nadgradnji sistema GSM.

GPRS (General Packet Radio Service) uvaja v sistem GSM paketni prenos. To pomeni, da omrežje uporabniku ne dodeli kanala za ves čas komunikacije, temveč mu ga dodeljuje po potrebi za prenos posameznih paketov, dinamično in v skladu s prostimi kapacitetami. Takšen način je zelo primeren za kratkotrajne rafalne prenose podatkov. Druga sprememba, ki jo uvaja GPRS, je sprememba kanalskega kodiranja. S postopkom kanalskega kodiranja podatkom dodajamo redundantne bite, ki omogočajo zaščito podatkov na prenosu. Z manjšanjem velikosti posameznih celic pa se razmere na prenosni poti izboljšujejo. Tako lahko uporabimo šibkejša kodiranja, to je dodamo manj redundantnih bitov, kar omogoča višje podatkovne hitrosti.

Po napovedih naj bi maksimalne hitrosti v GPRS presegle 100 kb/s. Vendar obstajajo določene tehnične težave, zaradi katerih so se proizvajalci odločili, da v prvi fazi ne bodo realizirali najšibkejših dveh (od štirih) načinov kodiranja. To pomeni, da bodo hitrosti precej nižje od navedenih. Ne glede na to je GPRS pomembna nadgradnja, ki se bo brez dvoma uveljavila, saj v vodovno komutirani sistem GSM uvaja paketno komutacijo. Ta je primernejša za rafalne prenose podatkov, kar bo manj zahtevne uporabnike mobilnih komunikacij približalo internetnemu omrežju.

EDGE (Enhanced Data Rates for GSM/Global Evolution) je zadnja iz serije nadgradenj sistema GSM, ki predvideva spremembo modulacije. V GSM se uporablja modulacija z minimalnim frekvenčnim pomikom z Gaussovimi filtriranjem GMSK. To je zelo robustna modulacija, kjer prenašamo 1 bit na simbol. Zaradi boljših razmer na prenosni poti, je možno dodati tudi manj robustno modulacijo. EDGE bo dosedanji modulaciji GMSK dodal še modulacijo 8-PSK, kjer z enim simbolom opišemo 3 bite. To v principu omogoča trikrat višje hitrosti. Predvidena sta oba načina komutacije, tako vodovna, ki se sedaj uporablja v GSM, kot tudi paketna, ki bo uvedena v

GPRS. EDGE naj bi omogočil podatkovne hitrosti do 384 kb/s. Za uvedbo nadgradnje v sistem GSM bodo potrebni zelo obsežni posegi v elektroniko in programsko opremo celotnega omrežja, saj je treba z novo elektroniko nadgraditi prav vsako bazno postajo sistema.

Podatkovni prenos v načrtovanih sistemih tretje generacije

Sistemi tretje generacije, ki jih v svetovnem merilu poznamo pod imenom IMT-2000 (International Mobile Telecommunications 2000), skušajo odpraviti pomanjkljivosti sedanjih sistemov. Sistem IMT-2000 bi moral zagotoviti naslednje:

- obstoj globalnega svetovnega standarda mobilnih komunikacij;
- integriranost različnih radijskih sistemov za različne stopnje mobilnosti in obseg pokrivanja (komponenta za lokalno pokrivanje, prizemna mobilna za urbana okolja in satelitska komponenta za globalno pokrivanje);
- višje podatkovne hitrosti (144 kb/s globalno, 384 kb/s urbano, 2Mb/s lokalno);
- zlivanje obstoječih žičnih in brezžičnih omrežij (telefonsko omrežje, GSM, internet), v katerem bo brezžično omrežje predstavljalo dostopovni del sicer skupnega podatkovnega omrežja.

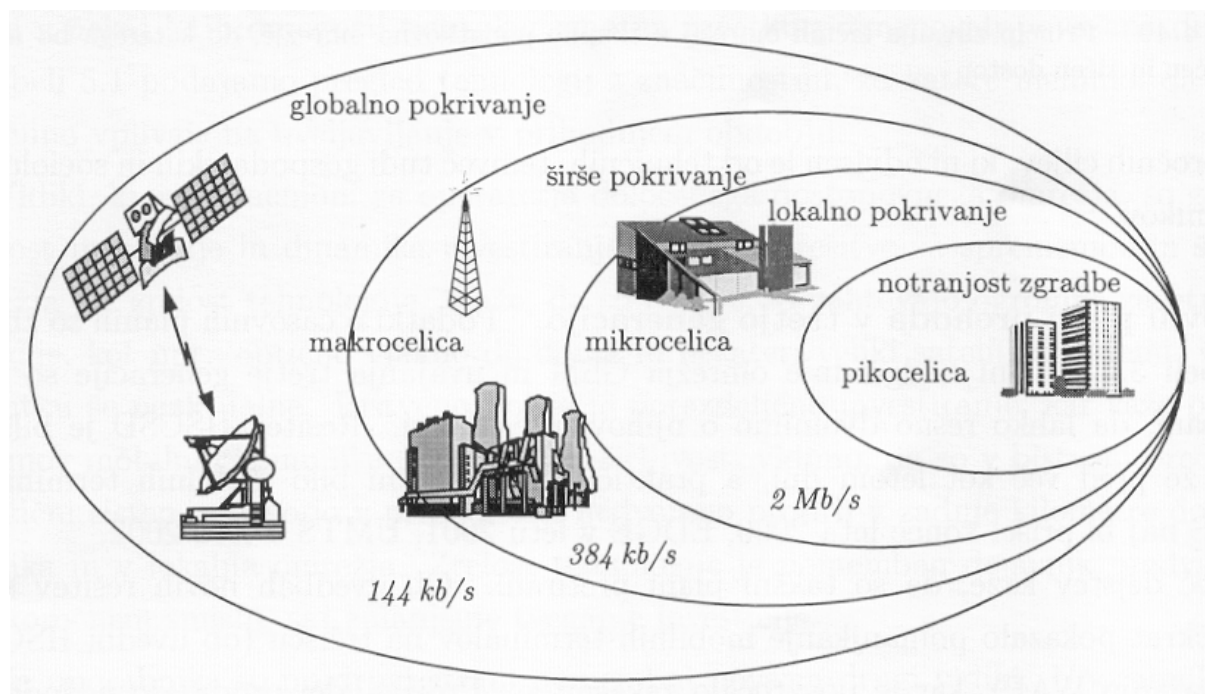
Enoten standard. Sistem IMT-2000 nastaja pod okriljem organizacije ITU. Ta zbira predloge za posamezne tehnične rešitve od regijskih standardizacijskih organizacij, kot npr. ETSI v Evropi, ARIB na Japonskem, T1 in TIA v ZDA. Za temi standardizacijskimi organizacijami stojijo močni proizvajalci telekomunikacijske opreme. Pri tretji generaciji se je še posebej pokazalo, da je usklajevanje med različnimi organizacijami, ali bolje proizvajalci, težko. To kaže primer izbiranja rešitev za prizemni radijski dostop. Na razpis je prispelo 11 predlogov. Evropa je podala dva predloga: UMTS in DECT. Problem je nastopil zato, ker ni bilo mogoče uskladiti najmočnejših dveh predlogov, to je evropskega UMTS, h kateremu je pristopila tudi Japonska, in ameriškega CDMA2000. Oba predloga uporabljata princip kodnega sodostopa (glej poglavji 3.2.2 in 3.2.3). Nazadnje je ITU sprejel pet različnih rešitev radijskega sodostopa, ki so prikazane v tabeli 17. Ti predlogi so med seboj nekompatibilni in veliko vprašanje je, če bo z večnačinovnimi terminali moč zagotoviti prehajanje med njimi. So pa ti predlogi oblikovani tako, da zagotavljajo evolucijski prehod posameznih sistemov druge generacije v tretjo. Prizemni del sistema tretje generacije bo deloval v frekvenčnem področju okrog 2 GHz.

Vidimo, da bo kodni sodostop (*CDMA - Code Division Multiple Access*) prevladujoč način dostopa uporabnikov do prenosnega kanala v sistemih tretje generacije. Ta način temelji na principu razpršenega spektra in ima v primerjavi s frekvenčnim (FDMA) in časovnim (TDMA) sodostopom kar nekaj prednosti. Podrobneje so opisane v poglavju 3.2.3.

| oznaka | način sodostopa | predlagatelj |
|----------------------|--------------------|------------------------------------|
| WCDMA | kodni | Evropa usklajeno z Japonsko (UMTS) |
| CDMA2000 | kodni | ZDA |
| TDD CDMA in TD-SCDMA | časovno-kodni | prvi Evropa (UMTS), drugi Kitajska |
| UWC-136 | frekvenčno-časovni | ZDA |
| DECT | frekvenčno-časovni | Evropa |

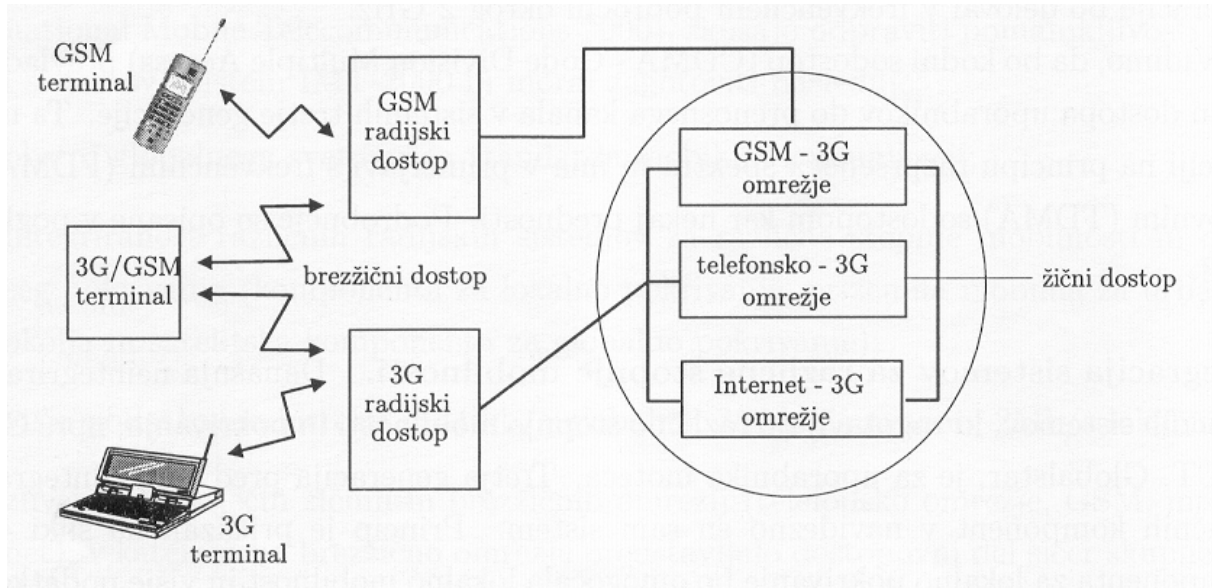
Tabela 20. Sprejeti načini radijskega sodostopa za sistem tretje generacije.

Integracija sistemov za različne stopnje mobilnosti. Današnja neintegriranost različnih sistemov, ki zagotavljajo različno stopnjo mobilnosti in pokrivanja, npr. GSM, DECT, Globalstar, je za uporabnika moteča. Tretja generacija predvideva integracijo različnih komponent v navidezno en sam sistem. Princip je prikazan na sliki 68. Komponenta za lokalno pokrivanje bo omogočala lokalno mobilnost in višje podatkovne hitrosti do 2 Mb/s, kar bo moč doseči z majhnimi pikocelicami. Komponenta za širše pokrivanje omogoča širšo mobilnost z nižjimi hitrostmi do 384 kb/s in satelitska komponenta globalno pokrivanje s hitrostmi do 144 kb/s. Cilj je, da bi bile vse stopnje mobilnosti omogočene z enim samim terminalom in da bi bili preklopi med posameznimi komponentami samodejni.



Slika 68. Komponente sistema tretje generacije za zagotavljanje različnih stopenj mobilnosti in pokrivanja.

Zlivanje žičnih in brezžičnih omrežij. Ta ideja kaže, da koncept tretje generacije daleč presega samo brezžična omrežja. Koncept predvideva zlivanje žičnih omrežij v eno samo podatkovno omrežje ter tako brezžičen kot tudi žičen dostop uporabnikov do tega omrežja. Princip je prikazan na sliki 69. Nedvomno je to eden od najbolj dolgoročnih ciljev, ki ni odvisen le od tehničnih, temveč tudi gospodarskih in socioloških dejavnikov.



Slika 69. Princip zlivanja žičnih omrežij v skupno podatkovno omrežje, do katerega bo mogoč brezžičen in žičen dostop.