

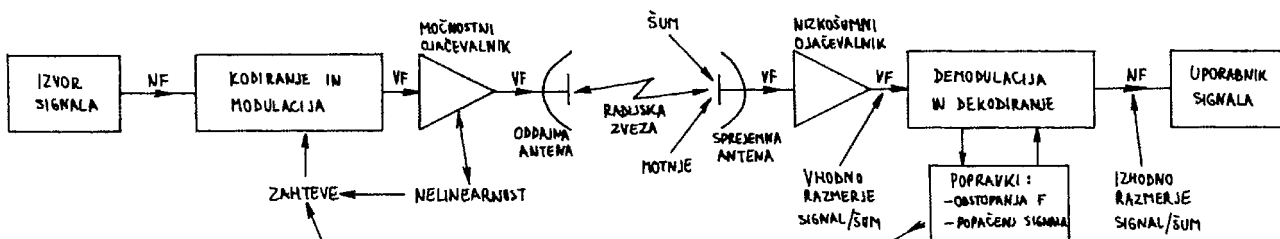
5. Izbira modulacije v radijski zvezi

5.1. Zahteve za modulacijo v radijski zvezi

Uporabnik običajno zahteva od radijske zveze prenos določene informacije v danem času, to se pravi določeno zmogljivost zveze. Pri tem uporabnika kaj dosti ne zanima, kako je sama radijska zveza izvedena in na kakšen način se prenaša njegova informacija. Izvorna informacija je lahko v analogni obliki in v tem primeru uporabnik zahteva določeno razmerje signal/šum na koncu celotne verige radijske zveze. Za izvorno informacijo v številski (digitalni) obliki uporabnika ponavadi zanima pogostost napak ali BER (Bit-Error Rate).

Izvorna informacija se običajno nahaja v takšni obliki, da je ne moremo neposredno prenašati preko radijske zveze. Informacijo je torej treba najprej ustrezno pretvoriti in temu postopku pravimo modulacija. Modulacija mora vsebovati najmanj preslikavo frekvenčnega spektra informacije v takšno področje, da ustreza radijski zvezi. Modulacija lahko vsebuje tudi predelavo in kodiranje signala, da ustrezneje izkoristimo radijsko prenosno pot.

Zahteve za modulacijo v radijski zvezi so predstavljene na sliki 5.1. Radijska zveza dodaja signalu šum in motnje. Koristni signal popačijo izhodna stopnja oddajnika in odbiti valovi. Končno moramo upoštevati tudi netočnosti frekvence oddajnika, sprejemnika in Doppler-jev pomik.



Slika 5.1 - Zahteve za modulacijo v radijski zvezi.

Pri načrtovanju radijske zveze se moramo zavedati, da sta razmerje signal/šum na vhodnih sponkah sprejemnika in razmerje signal/šum na koncu zveze v resnici dve med sabo toga vezani veličini. Vhodno, visokofrekvenčno (VF) razmerje signal/šum načrtujemo tako, da čimboljše izkoristimo radijsko prenosno pot. Izhodno, nizkofrekvenčno (NF pomeni tu osnovni pas ali baseband) razmerje signal/šum prilagodimo zahtevam uporabnika.

Demodulacijo in dekodiranje prilagodimo tako, da razpoložljivo razmerje signal/šum povečamo ali zmanjšamo tako, da ustrezemo zahtevam prenosne poti oziroma uporabnika in pri vseh potrebnih pretvorbah izgubimo čimmanj informacije. Edina stalnica je tu zmogljivost zveze, ta mora biti v vseh točkah obdelave signalov enaka. Postopki modulacije in kodiranja na oddajni strani ter demodulacije in dekodiranja na sprejemni strani nam pri tem omogočajo, da slabše razmerje signal/šum nadomestimo z večjo

pasovno širino in obratno.

Modulacijo in kodiranje za določeno radijsko zvezo lahko izbiramo na različne načine, kot je to prikazano na sliki 5.2. Pri spektralno učinkoviti modulaciji in kodiranju varčujemo s frekvenčnim spektrom. Spektralna učinkovitost zahteva visoko moč oddajnika in visoko linearnost izhodne stopnje. Končno, prekomerno zmanjševanje pasovne širine ne vodi nujno v boljšo spektralno učinkovitost, saj zahteva za visoko razmerje signal/motnja postavlja hude omejitve za ponovno uporabo istega radiofrekvenčnega kanala.

SPEKTRALNO UČINKOVITA MODULACIJA IN KODIRANJE	MOČNOSTNO UČINKOVITA MODULACIJA IN KODIRANJE
MAKSIMUM $\frac{C}{\Delta f}$ [bps/Hz] $\Delta f \rightarrow 0$; $P_s \rightarrow \infty$	MINIMUM P_s [W] $P_s \rightarrow 0$; $\Delta f \rightarrow \infty$
PRAKTIČNA OMEJITEV ZARADI: POPAČENJA , OMEJITEV P_s $\frac{C}{\Delta f} < 10 \text{ bps/Hz}$	STROGA OMEJITEV PRI $\Delta f \rightarrow \infty$ $P_s > C k_B T \ln 2$
<u>SLABE STRANI:</u> - VISOKA MOČ ODDAJNIKA - VISOKA LINEARNOST (SLAB IZKORISTEK) IZHODNE STOPNJE ODDAJNIKA - OBČUTLJIVOST NA POPAČENJA (ODBITI VALOVI , RAZŠIRJANJE PO VEČ POTEH) - OBČUTLJIVOST NA MOTNJE (PONOVA UPORABA KANALA?)	<u>SLABE STRANI:</u> - ŠIROK FREKVENČNI SPEKTER

slika 5.2 - Spektralna in močnostna učinkovitost.

Močnostno učinkovito modulacijo in kodiranje uporabljamo tam, kjer je moč izvora napajanja oddajnika zelo omejena: oddajniki na krovu umetnih satelitov oziroma oddajniki z baterijskim napajanjem. Zahteva za zmogljivost daje strogo spodnjo mejo za moč oddajnika pri neskončni pasovni širini. Tej strogi spodnji meji se lahko v praksi zelo približamo že pri pasovnih širinah, ki so trikrat do petkrat večje od zmogljivosti v bitih na sekundo.

Spektralna učinkovitost in močnostna učinkovitost sta seveda odvisni od tega, kako zahtevno obdelavo znamo narediti v oddajniku in v sprejemniku. Najbolj preprost zgled je zgodovinski razvoj zmogljivosti radijskih zvez in pripadajoče spektralne učinkovitosti, ki je prikazan na sliki 5.3.

VRSTA PRENOSA	ZMOGLJIVOST C	ŠIRINA SPEKTRA Δf	SPEKTRALNA UČINKOVITOST $C/\Delta f$
TELEGRAFIJA Z ROČNO ODDAJO IN SPREJEMOM NA SLUH (120 ČRK V MINUTI)	10bps	500Hz	0.020 bps/Hz
STROJNA TELEGRAFIJA RADIOTELEPRINTER (FSK/170Hz)	50bps	300Hz	0.167 bps/Hz
GSM TELEFON GMSK (OQPSK)	271kbps	200kHz	1.355 bps/Hz

Slika 5.3 – Zgodovinski mejniki razvoja modulacij.

Radijske zveze so se začele pred dobrim stoletjem s telegrafijo z ročno oddajo in sprejemom na sluh. Večina obdelave signalov je bila torej prepuščena človeškim glavam z vsemi človeškimi omejitvami. Pomanjkljivosti prvih radijskih oddajnikov in sprejemnikov so znižale spektralno učinkovitost še precej pod vrednost 0.02bps/Hz, ki je prikazana na sliki 5.3.

Strojna oprema, bolj točno radioteleprinter, je sredi prejšnjega stoletja omogočila za en velikostni razred hitrejši prenos sporočil in prav tako za en velikostni razred boljše spektralno učinkovitost. Šele sodobne radijske zveze, naprimer GSM telefon, se s spektralno učinkovitostjo preko 1bps/Hz počasi bližajo teoretskim mejam za dano vrsto modulacije.

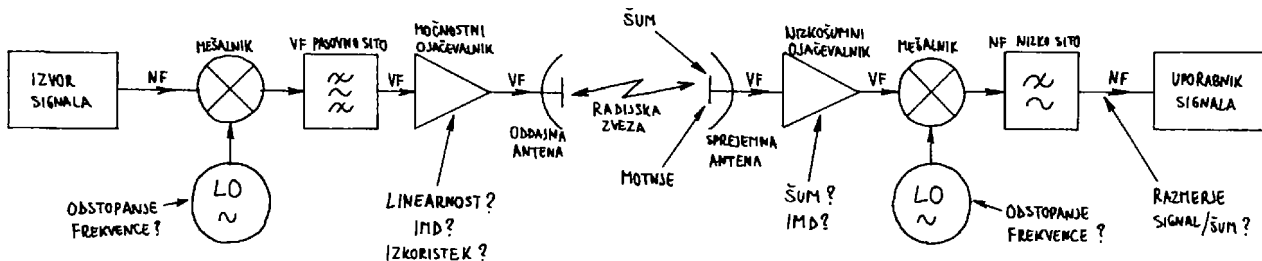
Povečanje spektralne učinkovitosti še za en velikostni razred glede na sodobne radijske zveze je sicer možno, ampak je tehnično zelo zahtevno. Razen zviševanja razmerja signal/šum lahko povečamo učinkovitost izrabe radiofrekvenčnega prostora še na druge načine. Trenutno izgledajo najbolj obetavni sistemi MIMO (Multiple-In-Multiple-Out) z več oddajnimi in več sprejemnimi antenami, ki izkoriščajo odboje, razširjanje po več različnih poteh in raznoliki sprejem za povečanje skupne zmogljivosti radijske zveze.

5.2. Analogna radijska zveza

Najpreprostejši primer modulacije je analogna radijska zveza, kjer samo preslikamo signal iz osnovnega nizkofrekvenčnega pasu na primerno nosilno frekvenco. Frekvenčno preslikavo opravimo v oddajniku in v sprejemniku z mešalniki. Kot mešalnik uporabimo množilnik oziroma vezje s kvadratičnim odzivom, ki daje na svojem izhodu osnovna mešalna produkta, to je vsoto in razliko frekvenc dveh sinusnih signalov. Željeni mešalni produkt izberemo s

primernimi frekvenčnimi siti.

Osnovni načrt oddajnika in sprejemnika s preprosto preslikavo spektra, kar običajno imenujemo amplitudna modulacija, je prikazan na sliki 5.4. Glede na vrsto VF pasovnega sita v oddajniku lahko izbiramo različne inačice amplitudne modulacije.



slika 5.4 – Preslikava spektra ali amplitudna modulacija.

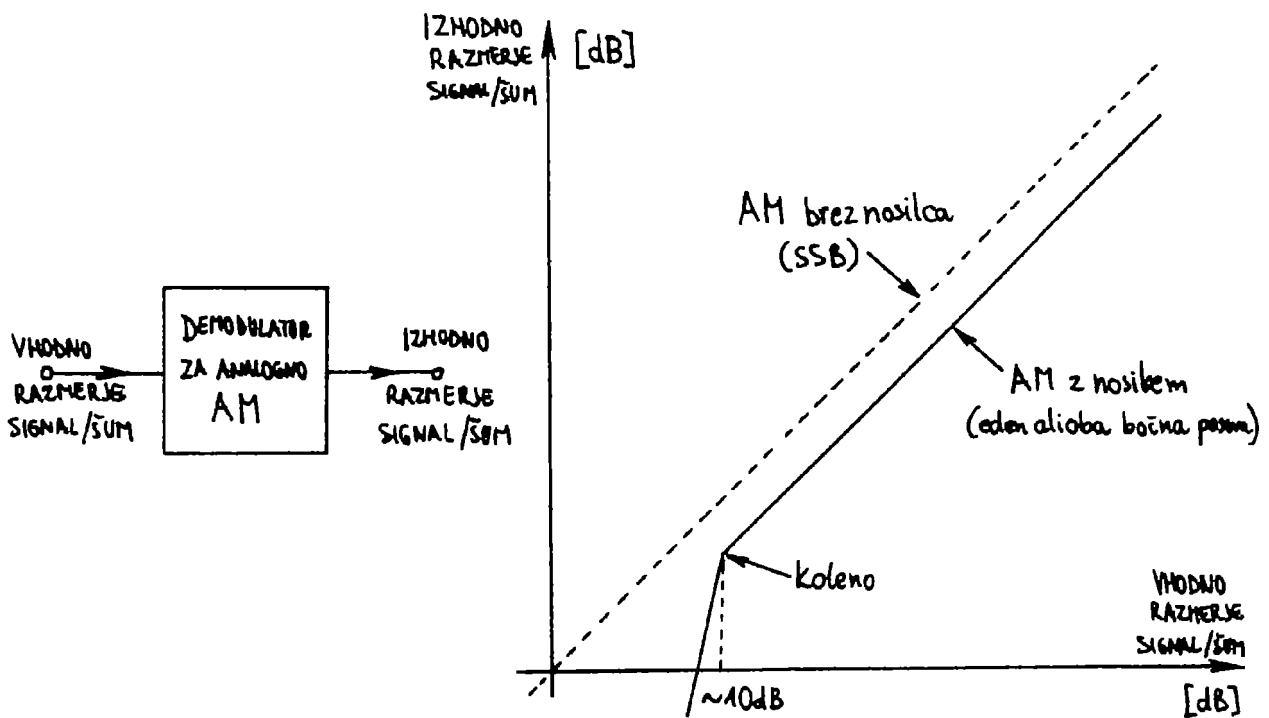
Najbolj varčna različica (močnostno in spektralno) je zagotovo oddaja enega samega bočnega pasu brez nosilca ali SSB (Single Side Band). Takšna rešitev je uporabna za prenos človeškega govora, če uspemo zadržati odstopanje frekvence oddajnika in sprejemnika znotraj približno 10Hz. Močnostni ojačevalnik oddajnika lahko dela v razredu "B" in njegovo moč v celoti izkoristimo za prenos informacije.

Manj varčen je prenos enega samega bočnega pasu in nosilca ali VSB (Vestigial Side Band). Pomožni nosilec poenostavi sinhronizacijo sprejemnika, a porabi velik del moči, ki jo proizvaja oddajnik. Zemeljska analogna televizija zahteva zelo linearne ojačevalnike, običajno v razredu "A".

Končno lahko oddajamo oba bočna pasova in nosilec, kar običajno označimo s kratico AM, kar ne zahteva posebnih VF pasovnih sit. Demodulator sprejemnika je silno preprost usmernik. Modulacijo lahko dosežemo kar v izhodni stopnji oddajnika, ki dela v razredu "C". Taka preprosta amplitudna modulacija seveda ne varčuje niti s spektrom niti z močjo oddajnika!

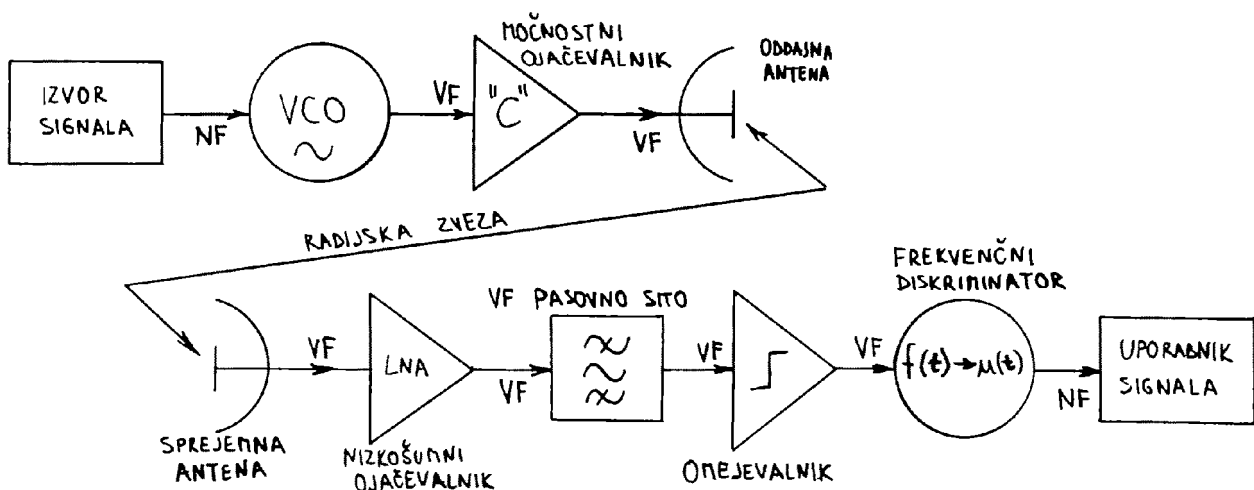
Razmerje signal/šum se v demodulatorju za amplitudno modulacijo komaj kaj spremeni, kot je to prikazano na sliki 5.5. Če ne oddajamo nosilca (SSB) in sprejemnik sam proizvaja lastni nosilec zadostne točnosti, se razmerje signal/šum v demodulatorju prav nič ne spremeni. Krivulja je premica pod kotom 45 stopinj skozi izhodišče.

Če oddajamo tudi nosilec za sinhronizacijo sprejemnika (VSB ali AM), ta predstavlja izgubo moči. Ker nosilec pri vhodnem razmerju signal/šum štejejo za signal, v izhodnem razmerju signal/šum pa ne nastopa več, tak demodulator izgubi nekaj decibelov razmerja signal/šum. Poleg tega se delovanje demodulatorja za AM poruši, ko je nosilec prešibek, da bi se demodulator lahko sinhroniziral nanj. Koleno demodulatorja se pojavi pri vhodnih razmerjih signal/šum pod 10dB.



Slika 5.5 – Razmerje signal/šum demodulatorja za AM.

Radijska zveza s frekvenčno modulacijo (FM), prikazana na sliki 5.6, je verjetno eden najpreprostejših zgledov modulacije in ustrezne obdelave signalov, ki omogoča spreminjanje pasovne širine v izboljšanje razmerja signal/šum. To prednost frekvenčne modulacije je odkril Armstrong več kot desetletje preden je Shannon s svojim izrekom natančno razložil povezavo med pasovno širino, razmerjem signal/šum in zmogljivostjo zveze.



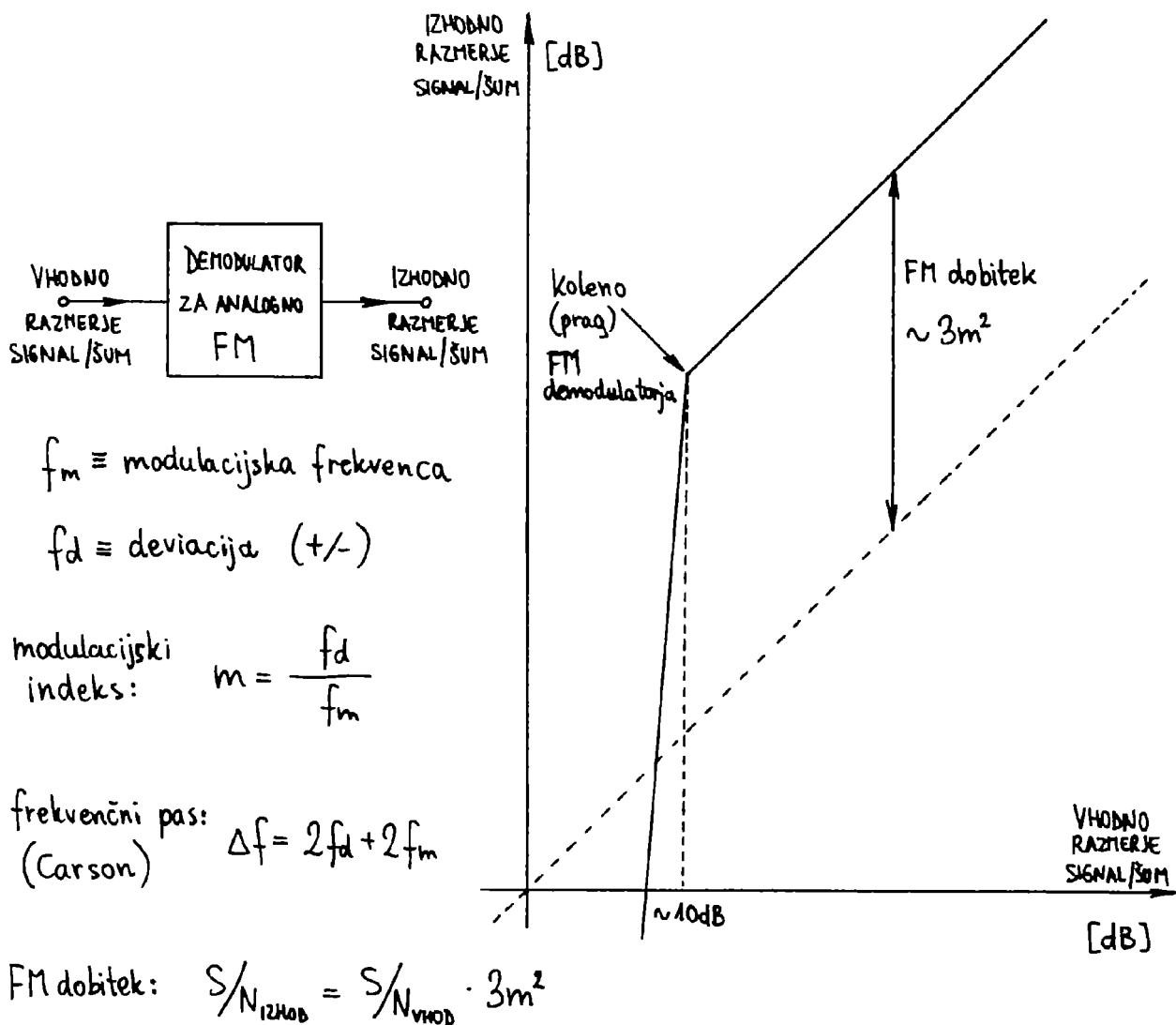
Slika 5.6 – Obdelava signalov pri frekvenčni modulaciji.

Oddajnik za frekvenčno modulacijo običajno vsebuje napetostno krmiljeni oscilator ali VCO (Voltage-Controlled Oscillator), ki nizkofrekvenčni signal pretvori v spremembe frekvence nosilca. Ker je frekvenčni koleb le časovni odvod spremembe faze nosilca, lahko analogno frekvenčno modulacijo s sinusnimi signali dosežemo tudi drugače, s faznim modulatorjem. Močnostni ojačevalnik v razredu

"C" je preprost in učinkovit, saj ima frekvenčno moduliran signal konstanto ovojnico.

Obdelava signala v sprejemniku vsebuje tri stopnje: pasovno sito, ki izloči motnje izven koristnega pasu, ojačevalnik omejevalnik, ki izloči amplitudni šum in motnje in končno frekvenčni diskriminator, ki iz sprememb frekvence naredi spet spremembe napetosti. Nelinearna obdelava, ki omogoča spremembo pasovne širine v izboljšano razmerje signal/šum, se zgodi v ojačevalniku omejevalniku.

Pasovne širine in razmerja signal/šum v FM zvezi so prikazani na sliki 5.7. V oddajniku izberemo primeren frekvenčni koleb ali deviacijo f_d , ki je običajno večji od najvišje modulacijske frekvence f_m oziroma pasovne širine uporabnika v osnovnem pasu. Carson-ovo pravilo opisuje pasovno širino visokofrekvenčnega signala, ki vsebuje 99% moči oddajnika. Visokofrekvenčna pasovna širina je pri frekvenčni modulaciji običajno za en velikostni razred večja pasovne širine v osnovnem pasu.



slika 5.7 – Razmerje signal/šum demodulatorja za FM.

Pri obdelavi signalov v sprejemniku se pasovna širina ponovno skrči. Nelinearna obdelava v ojačevalniku omejevalniku pri tem omogoči takoimenovani FM dobitok oziroma izboljšanje razmerja signal/šum. FM dobitok znaša v linearnih enotah moči $3m^2$, kjer je m modulacijski indeks oddajnika. Demodulator za FM torej pretvarja širokopasovni VF signal s slabim razmerjem signal/šum v ozkopasovni NF signal v osnovnem pasu s precej boljším razmerjem signal/šum.

FM dobitok lahko dodatno izboljšamo, če natančneje poznamo lastnosti signala v osnovnem pasu. Večina NF signalov nima enakomernega spektra, pač pa so nižje frekvence močnejše zastopane od višjih frekvenc. V tem primeru na oddajni strani povečamo koleb za višje frekvence osnovnega pasu (preemphasis ali predpoudarek) in jih na sprejemni strani ustrezno zadušimo (deemphasis ali popoudarek). Naprimer, pri analogni satelitski televiziji prinese dobitok gole frekvenčne modulacije okoli 15dB, preemphasis in deemphasis pa še dodatnih 15dB, kar daje celotno izboljšanje razmerja signal/šum v sprejemniku kar 30dB!

Delovanje demodulatorja za FM se seveda poruši pod določenim vhodnim razmerjem signal/šum. Koleno ali prag delovanja demodulatorja (FM threshold) se nahaja pri vhodnem razmerju signal/šum okoli 10dB.

Ko je modulacijski indeks m dovolj velik, se da izdelati tudi FM demodulator z razširjenim pragom (threshold-extension demodulator). Demodulator z razširjenim pragom vsebuje nastavljivo pasovno sito, ki je ožje od pasovne širine VF signala, njegova osrednja frekvenca pa sledi spremembam frekvence VF signala preko povratne zanke z izhoda demodulatorja.

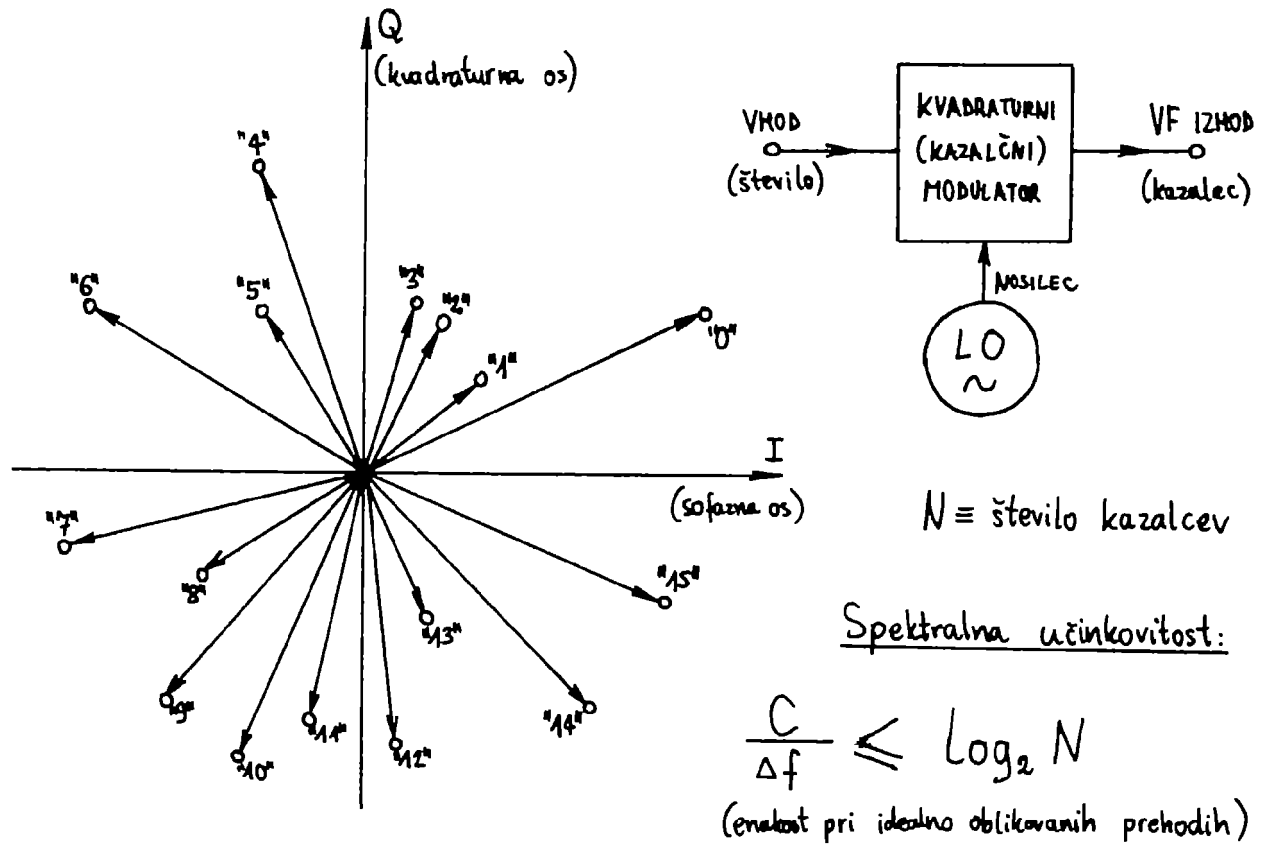
Ker je nastavljivo pasovno sito ožje, je navidezno razmerje signal/šum za njim večje, kar omogoča preskok meje 10dB tudi pri nižjih razmerjih signal/šum v celotni VF pasovni širini. Razširitev praga je ponavadi majhna in ne presega 5dB za običajne vrednosti m . Povratna zanka je lahko vzrok nestabilnosti oziroma nezanesljivega delovanja, zato se takšni FM demodulatorji uporabljajo bolj poredko.

5.3. Številaska radijska zveza

Informacijo v številski (digitalni) obliki lahko vtisnemo na visokofrekvenčni nosilec na različne načine. V vsakem primeru moramo številsko sporočilo najprej razrezati v niz znakov. Kako velik nabor znakov bomo uporabili, seveda zavisi od izvedbe radijske zveze. Manjši nabor znakov je bolj odporen na šum in motnje pri prenosu, vendar moramo v tem slučaju prenesti večje število znakov (večja pasovna širina). Obratno je večji nabor znakov bolj dovzeten za šum in motnje, vendar omogoča manjšo pasovno širino.

Posamezne znake lahko oddajamo na različne načine. Ker so radijski signali razmeroma ozkopasovni glede na osrednjo frekvenco nosilca, poljubno modulacijo najlažje predstavimo v kazalčnem diagramu. Najpreprostejša izvedba številске modulacije je predstavitev nabora znakov s pripadajočim naborom kazalcev, kot je

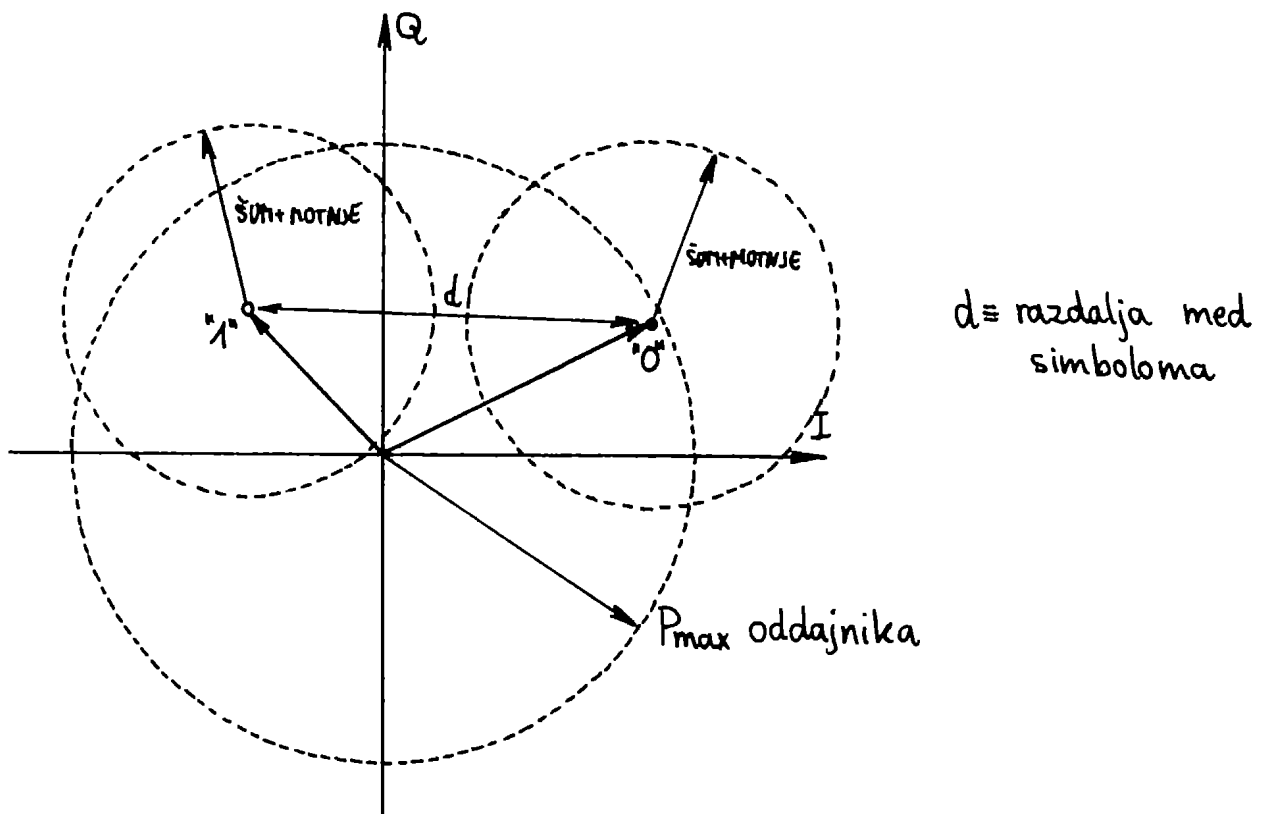
to prikazano na sliki 5.8.



slika 5.8 – Nabor kazalcev za številsko oddajo.

Kako izbrati najustreznejši nabor kazalcev? visokofrekvenčna moč, ki jo mora proizvesti izhodna stopnja oddajnika, je sorazmerna kvadratu dolžine kazalca. Največjo izhodno moč oddajnika nazorno predstavimo s krogom, kot je to prikazano na sliki 5.9. V sprejemniku se oslavljenemu kazalcu signala prišteje kazalec šuma in motenj.

Ker je šum naključen signal in faza motenj ni znana, lahko okoli konice kazalca signala le orišemo krog šuma in motenj. Na kazalčnem diagramu nato določimo meje, kako se odločamo pri sprejemu različnih signalov v prisotnosti šuma in motenj. Sprejem brez napak je možen le v slučaju, ko se krogi šuma in motenj okoli konic kazalcev različnih znakov nikjer ne prekrivajo. Nabor kazalcev torej izbiramo tako, da so konice kazalcev čimbolj razmaknjene (d) med sabo.

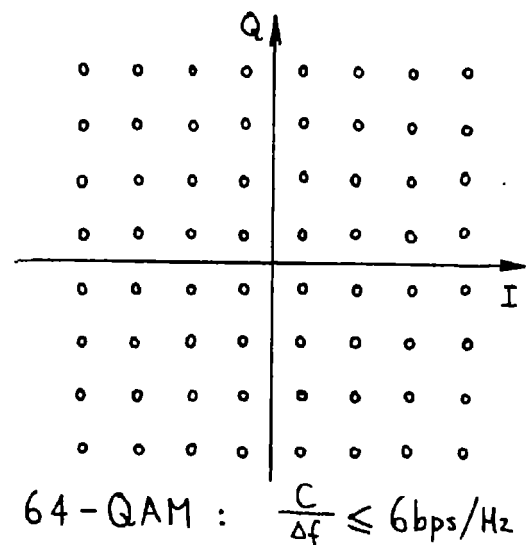
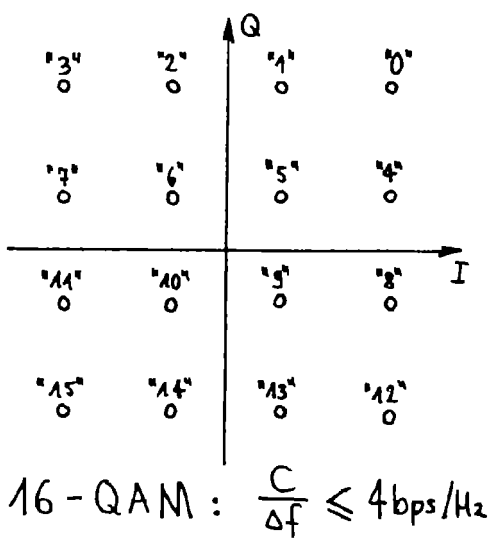
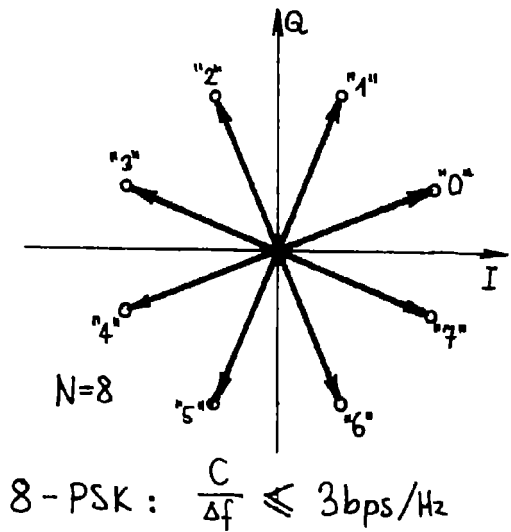
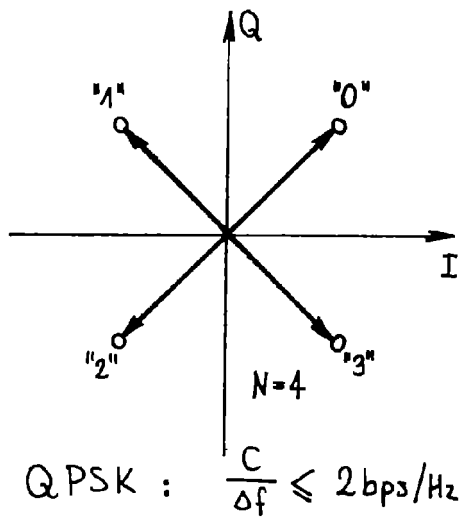
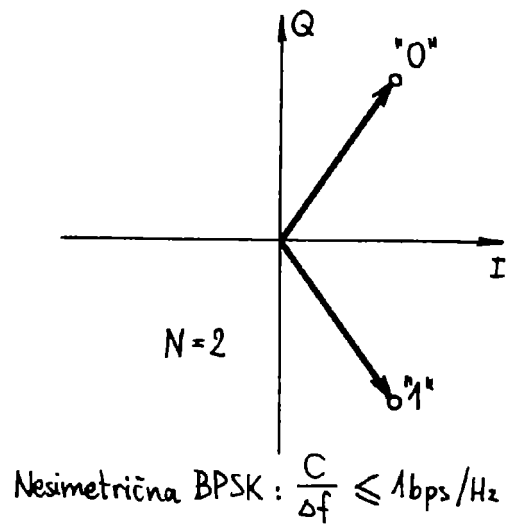
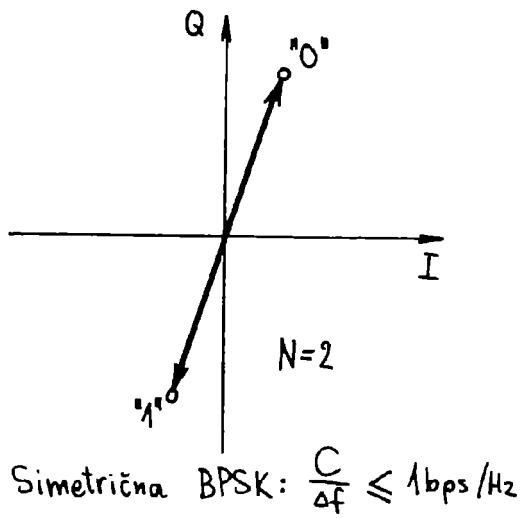


slika 5.9 – krogi moči signala, šuma in motenj.

Nekaj najbolj običajnih naborov kazalcev je prikazanih na sliki 5.10. Ko uporabljamo nabor šestih znakov ali manj, so konice posameznih kazalcev najbolj razmaknjene, če jih porazdelimo po obodu kroga. Ker so dolžine vseh različnih kazalcev enake, je izhodna moč oddajnika konstantna, spreminja se le faza. Takšni oddaji zato pravimo fazna modulacija ali PSK (Phase-Shift Keying).

V praksi najpogosteje uporabljamo dvofazno oddajo ali BPSK (Biphase PSK) oziroma štirifazno oddajo ali QPSK (Quadriphase PSK). Nesimetrična BPSK sicer ni optimalna modulacija, vendar omogoča poenostavljen sprejemnik. Tudi osemfazna PSK ali 8-PSK ni več optimalna modulacija, jo je pa v praksi razmeroma enostavno izvesti. Modulacije, kjer nabor kazalcev ni celoštevilska potencia dva, le redkokdaj uporabljamo.

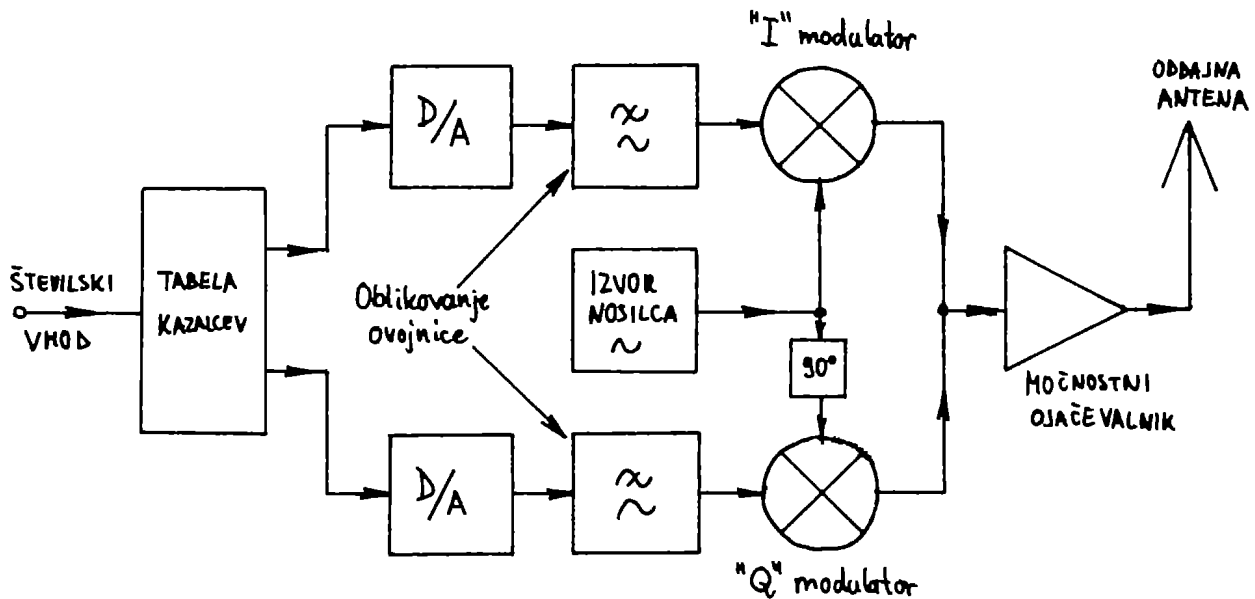
Ko je nabor znakov velik, moramo izbirati kazalce z različno amplitudo in različno fazo. Takšne modulacije imenujemo kvadrature amplitudne modulacije ali QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Konice kazalcev običajno postavljamo v kvadratno mrežo, kot je to prikazano na sliki 9. Uporabljamo le nabore znakov, ki ustrezajo celoštevilskim potencom dva, naprimer 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM ali 1024-QAM.



slika 5.10 - Najbolj pogoste izbire lege kazalcev.

5.4. Izvedba številskih oddajnikov in sprejemnikov

Tehnična izvedba številskega oddajnika je prikazana na sliki 5.11. Poljubno kazalec sestavimo tako, da posebej izdelamo njegovo realno oziroma sofazno komponento "I" (In-phase) in njegovo imaginarno oziroma kvadraturno komponento "Q" (Quadrature). Vsako komponento posebej izdelamo z amplitudnim modulatorjem, ki pomnoži nosilec z velikostjo komponente. Nosilec za kvadraturno komponento seveda električno zakasni za četrto periode (90°).

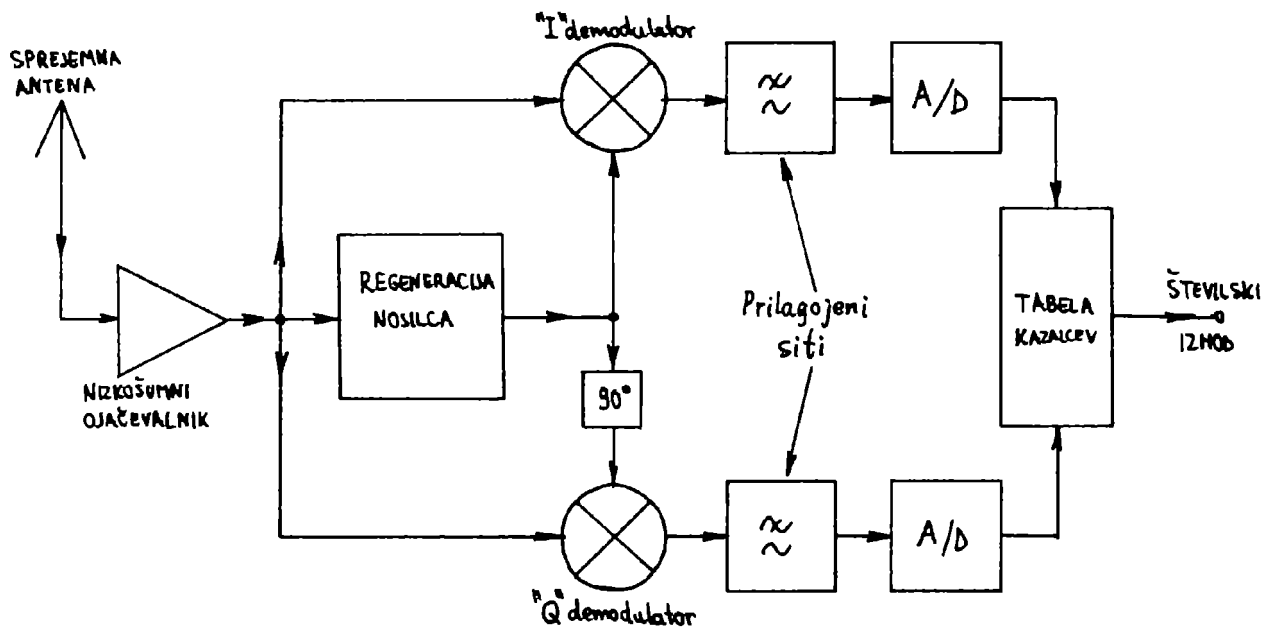


Slika 5.11 - Številski (digitalni) oddajnik.

Kazalčno vsoto obeh komponent vodimo na močnostni ojačevalnik in od tam naprej na anteno. Načeloma mora biti močnostni ojačevalnik karseda linearen v razredu "A" ali "B", da verno ojači sestavljeni kazalec. Če uporabljamo le enako velike kazalce, si v nekaterih primerih lahko privoščimo tudi enostaven in učinkovit močnostni ojačevalnik v razredu "C".

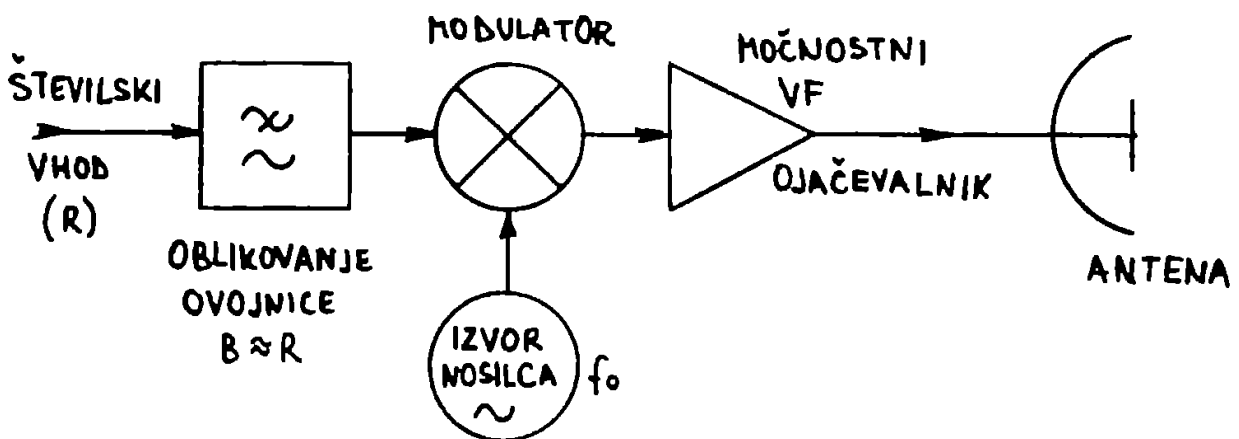
Širino spektra, ki ga zavzame oddaja, določa število prenešenih znakov v enoti časa in način, kako oddajnik preskoči iz enega kazalca na naslednjega. Ostri in hitri preskoki zelo razširijo frekvenčni spekter. Tabeli kazalcev in D/A pretvornikom zato sledita dve nizkoprepustni sili za oblikovanje ovojnice. Neželjene stranske snope spektra bi sicer lahko izločili tudi s pasovnimi sili pred ali za močnostnim ojačevalnikom, vendar je tehnična izvedba takšnih sil precej zahtevna.

Številski sprejemnik vsebuje podobno obdelavo signalov v obratni smeri, kot je to prikazano na sliki 5.12. Visokofrekvenčni signal pomnožimo s sofazno in kvadraturno inačico regeneriranega nosilca. Nizkoprepustni sili izsejeta analogni vrednosti komponent kazalca I in Q v osnovnem pasu, kar primerjamo s tabelo kazalcev in poiščemo ustrezen znak. Vpliv šuma in motenj bo najmanjši, ko je odziv nizkoprepustnih sil natančno prilagojen hitrosti in časovni obliki oddanih kazalcev.



Slika 5.12 - Številski (digitalni) sprejemnik.

Delovanje najzahtevnejšega dela sprejemnika, regeneracije nosilca, na sliki 5.12 sploh ni razloženo. Regeneracijo nosilca lahko izvedemo na različne načine. V nekaterih primerih lahko izkoristimo redundanco v samem signalu (naprimer znani sinhronizacijski vzorci okvirjev), v drugih primerih namenoma dodamo redundanco v samo oddajo (naprimer nesimetrična BPSK). Regeneracijo nosilca lahko ogrozijo dolga zaporedja enakih znakov ali kratkih ponavljajočih vzorcev, kar lahko zahteva dodatno predelavo podatkov pred oddajo (data scrambling ali randomization).

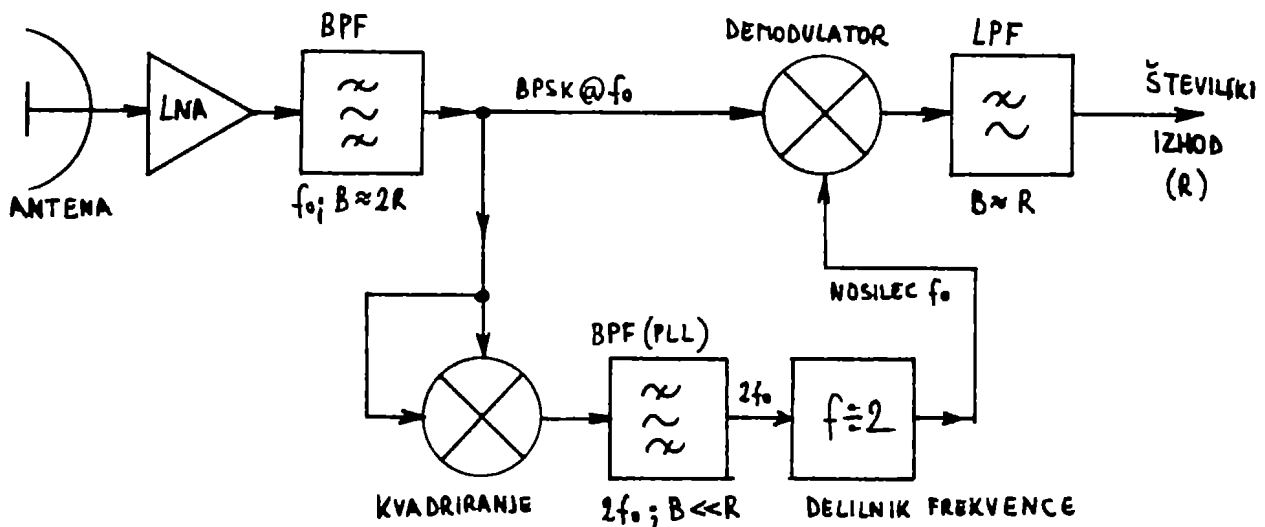


Slika 5.13 - BPSK oddajnik.

Primer preprostega oddajnika za simetrično BPSK je prikazan na sliki 5.13. Ker oddajamo le dva različna kazalca, zadošča modulacija v eni sami koordinatni osi kazalčnega diagrama oziroma en sam modulator. Številski vhod je seveda dvojiški, kjer

pozitivna napetost naprimer ustreza logični enici, enako velika negativna napetost pa logični ničli.

Pripadajoči sprejemnik za simetrično BPSK je prikazan na sliki 5.14. Tudi tu potrebujemo en sam množilnik in eno samo pasovno sito, ker imamo le dva različna kazalca. Regeneracijo nosilca lahko pri simetrični BPSK izvedemo s kvadriranjem BPSK signala. Pri kvadriranju dobimo drugi harmonik, pri tem pa se podvoji tudi fazni kot modulacije. Simetrična BPSK na drugem harmoniku zato izgine, saj je dvakrat 180 stopinj enako polnemu kotu ali nič.



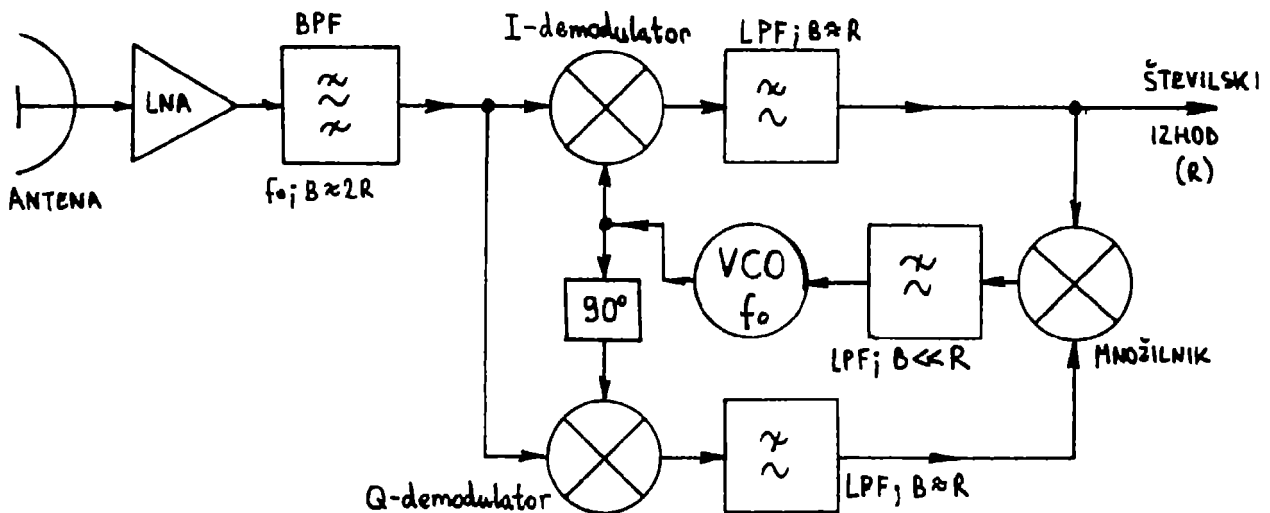
Slika 5.14 – BPSK sprejemnik s kvadriranjem.

Regenerirani nosilec na dvakratni frekvenci najprej očistimo šuma in motenj z ozkopasovnim prepustnim sitom. Frekvenco nato delimo z dva s primernim vezjem, naprimer s T-flip-flop-om. Načeloma izgleda vse lepo in prav, dodatna neznanka se skriva v začetni fazi delilca (stanju flip-flop-a ali drugačnega delilnega vezja). Za nedoločeno fazo oziroma polariteto izhodnega signala ni kriv sprejemnik s kvadriranjem, pač pa simetrična BPSK oddaja!

Sprejemnik namreč nikakor ne more ugotoviti, kateri kazalec ima fazo 0 stopinj in kateri 180 stopinj, saj oba kazalca ležita natančno simetrično v kazalčnem diagramu. Preprosta, a močnostno neučinkovita rešitev je nesimetrična BPSK. Bolj smiselna rešitev je diferencialno kodiranje podatkov, naprimer preskok kazalca za logično enico in stalen kazalec za logično ničlo, kar ni več občutljivo na absolutno polariteto sprejetega signala. V slučaju napak pri prenosu diferencialno kodiranje seveda podvoji število napak v podatkih!

Morala zgodbe je, da je regeneracija nosilca zahtevna naloga tudi v slučaju najpreprostejše BPSK modulacije in zahteva takšen ali drugačen kompromis pri prenosu podatkov. Za demodulacijo simetrične BPSK pogosto uporabljamo sprejemnik s Costas-ovo zanko, ki je prikazan na sliki 5.15. V končnem rezultatu je Costas-ova zanka sicer povsem enakovredna sprejemniku s kvadriranjem, kar se tiče občutljivosti na šum in motnje in kar se tiče nedoločnosti

polaritete izhodnega signala.



Slika 5.15 – BPSK sprejemnik s Costas-ovo zanko.

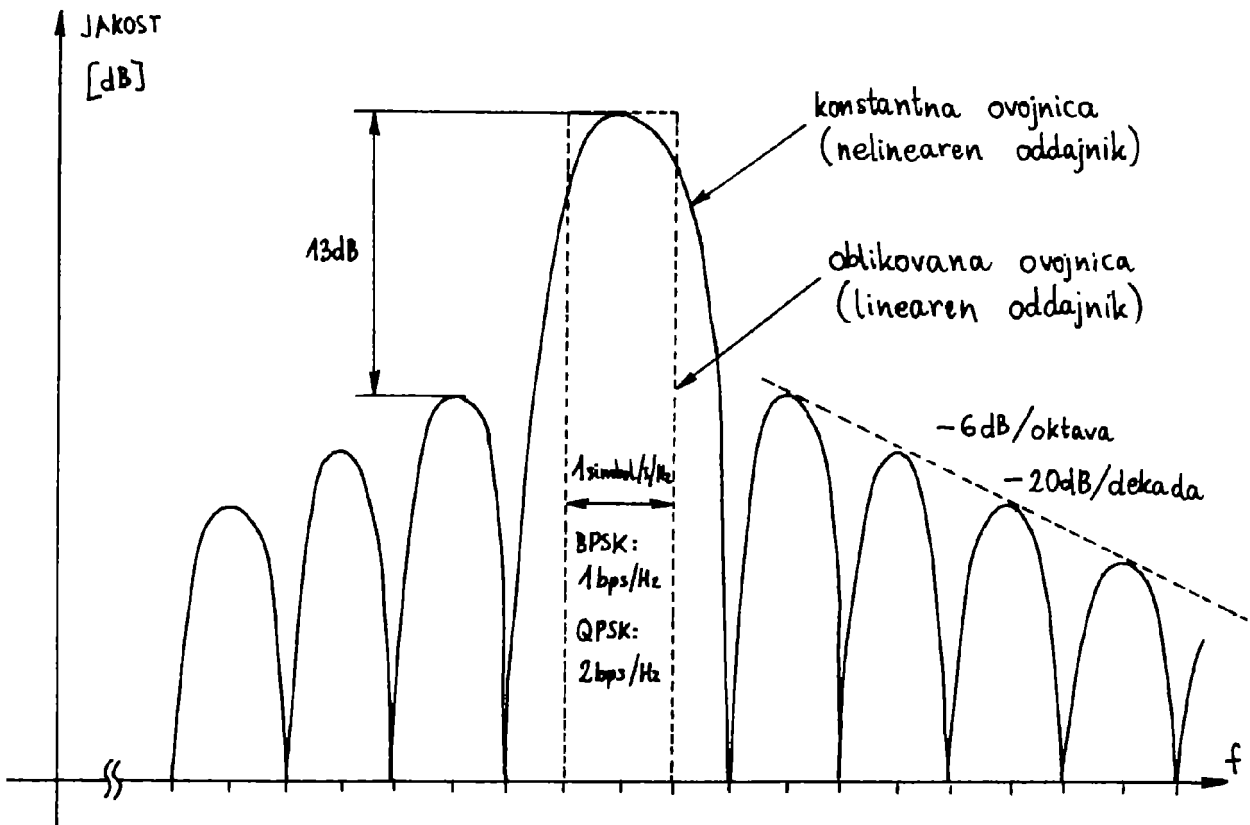
5.5. Oblikovanje ovojnice in spekter signala

Shannon-ov izrek o zmogljivosti zveze zahteva le to, da je energija vsakega znaka oziroma vsakega kazalca dovolj velika v primerjavi s spektralno gostoto šuma in motenj. V resnični radijski zvezi imamo še dve dodatni omejitvi, ki sta si pogosto nasprotujoči. Prva zahteva radijske zveze je ta, da moramo čimbolj omejiti motnje drugim uporabnikom, to se pravi čimbolj omejiti stranske snopke spektra lastne oddaje. Druga zahteva radijskega oddajnika je čimvečja učinkovitost in čimpreprostejša izvedba močnostnega ojačevalnika v oddajniku.

Oba skrajna primera spektra BPSK ali QPSK oddaje sta prikazana na sliki 5.16. Ko ovojnice prav nič ne oblikujemo in uporabljamo ostre preskoke z enega kazalca na naslednjega, ima frekvenčni spekter obliko $\sin(x)/x$. Oddajnik vsebuje sicer preprost in učinkovit ojačevalnik v razredu "C", vendar proizvaja obilico motenj na sosednjih frekvencah.

Prva dva stranska snopa spektra modulacije sta zadušena komaj za 13dB glede na glavni list spektra modulacije. Kar je še slabše, jakost ostalih stranskih snopov upada silno počasi, komaj 6dB na oktavo oziroma 20dB na dekada. BPSK ali QPSK oddajnik brez oblikovanja ovojnice torej zaseda zelo širok frekvenčni spekter, dosti širši od hitrosti prenosa znakov.

Drugi skrajni primer je brezhibno oblikovanje ovojnice posameznih znakov po Nyquist-u. Tu ima časovni potek vsakega znaka obliko $\sin(x)/x$, zato je oblika spektra brezhiben pravokotnik. Takšen oddajnik vsaj v teoriji uporablja zelo ozek del spektra, spektralna širina je kar enaka hitrosti oddaje znakov. Oblikovana ovojnica seveda zahteva zelo linearen močnostni ojačevalnik v razredu "A" s slabim izkoristkom moči in časovno zelo dolge (teoretsko neskončno dolge) znake.



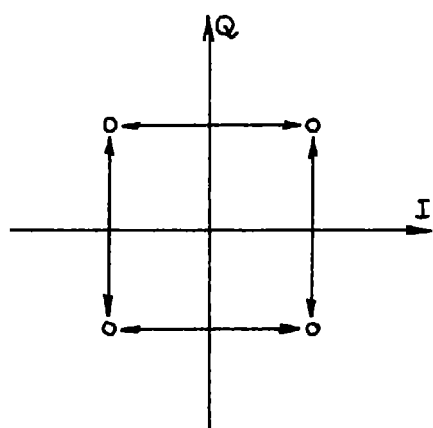
Slika 5.16 – spekter BPSK oziroma QPSK oddaje.

V praksi seveda nobeden od opisanih skrajnih primerov ni sprejemljiv, saj si ne moremo privoščiti niti obilice motenj niti neučinkovitega oddajnika. Nekaj uspešnih izvedb nadzora spektra QPSK oddaje in izkoristka oddajnika je prikazanih na sliki 5.17.

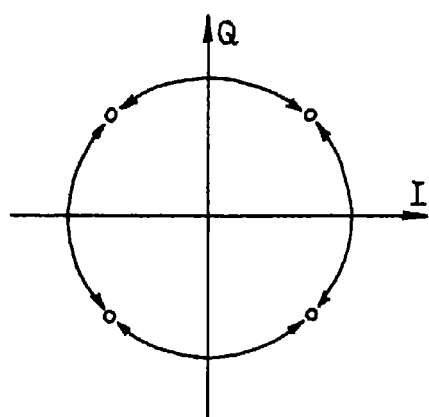
Prva prikazana rešitev je Offset-QPSK ali O-QPSK. V tem slučaju dovolimo le prehode med sosednjimi kazalci tako, da se ne premikamo hkrati po obeh koordinatnih oseh. Premike po osi "I" naprimer naredimo ob začetku ali koncu znaka, prehode po osi "Q" pa sredi znaka oziroma zakasnjene natančno za polovico periode oddaje znaka. Ker se pri tem velikost kazalca malo spreminja, je vpliv nelinearnosti oddajnika na oblikovano ovojnico dosti manjši.

Izboljšana inačica O-QPSK je MSK (Minimum-Shift Keying). Tu prav tako dopuščamo le prehode med sosednjimi kazalci, vendar se gibljemo po krogu, kar pomeni konstantno velikost kazalca, konstanto moč oddajnika ter izhodno stopnjo oddajnika s cenenim, zanesljivim in učinkovitim močnostnim ojačevalnikom v razredu "C", ki MSK signala sploh ne popači.

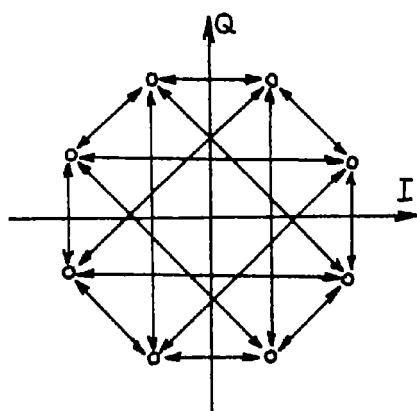
Če se pri MSK iz enega kazalca v drugega pomikamo enakomerno, pomeni to linearno spremembo faze s časom oziroma odmik frekvence za konstantno vrednost. MSK torej hkrati sodi v skupino modulacij s frekvenčnim odmikom ali FSK (Frequency-Shift Keying). Glavni list spektra MSK modulacije je sicer nekoliko širši, zato pa stranski listi upadajo 12dB na oktavo oziroma 40dB na dekada, kot je to prikazano na sliki 5.18.



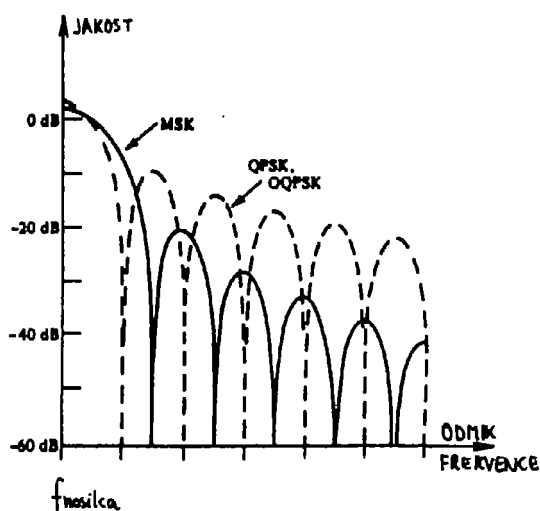
"Offset" - QPSK
 O-QPSK
 ← dovoljeni prehodi



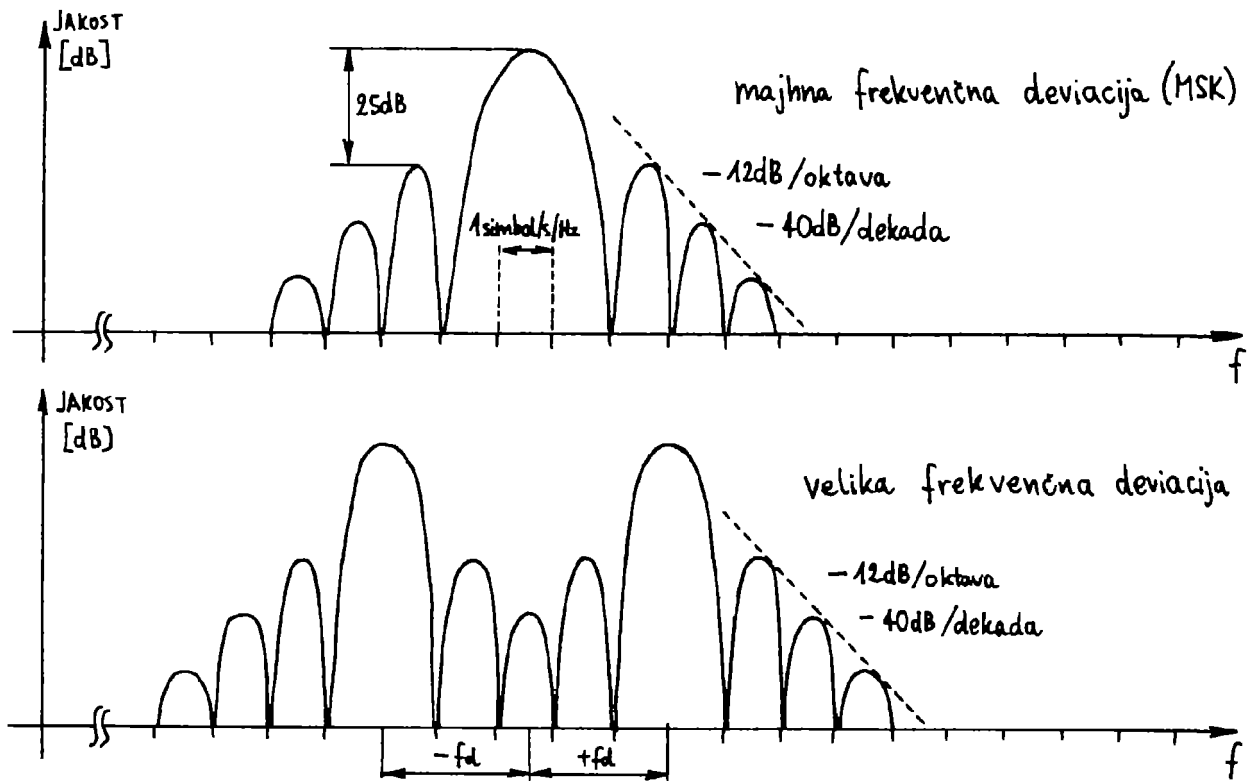
Minimum Shift keying (MSK)
 ← dovoljeni zvezni prehodi
 linearna sprememba faze



$\pi/4$ - QPSK



Slika 5.17 - Različne izvedbe nadzora spektra QPSK.



Slika 5.18 – Spektri FSK oddaj.

Jakost stranskih snopov spektra modulacije lahko dodatno zmanjšamo z oblikovanjem časovnega poteka prehodov med kazalci, tak primer je Gaussian-MSK ali GMSK, ki se uporablja v GSM telefonih. Po drugi strani FSK z večjim kolebom (deviacijo) f_d ne prinese bistvene izboljšave radijske zveze, pač pa omogoča bolj preproste oddajnike in sprejemnike.

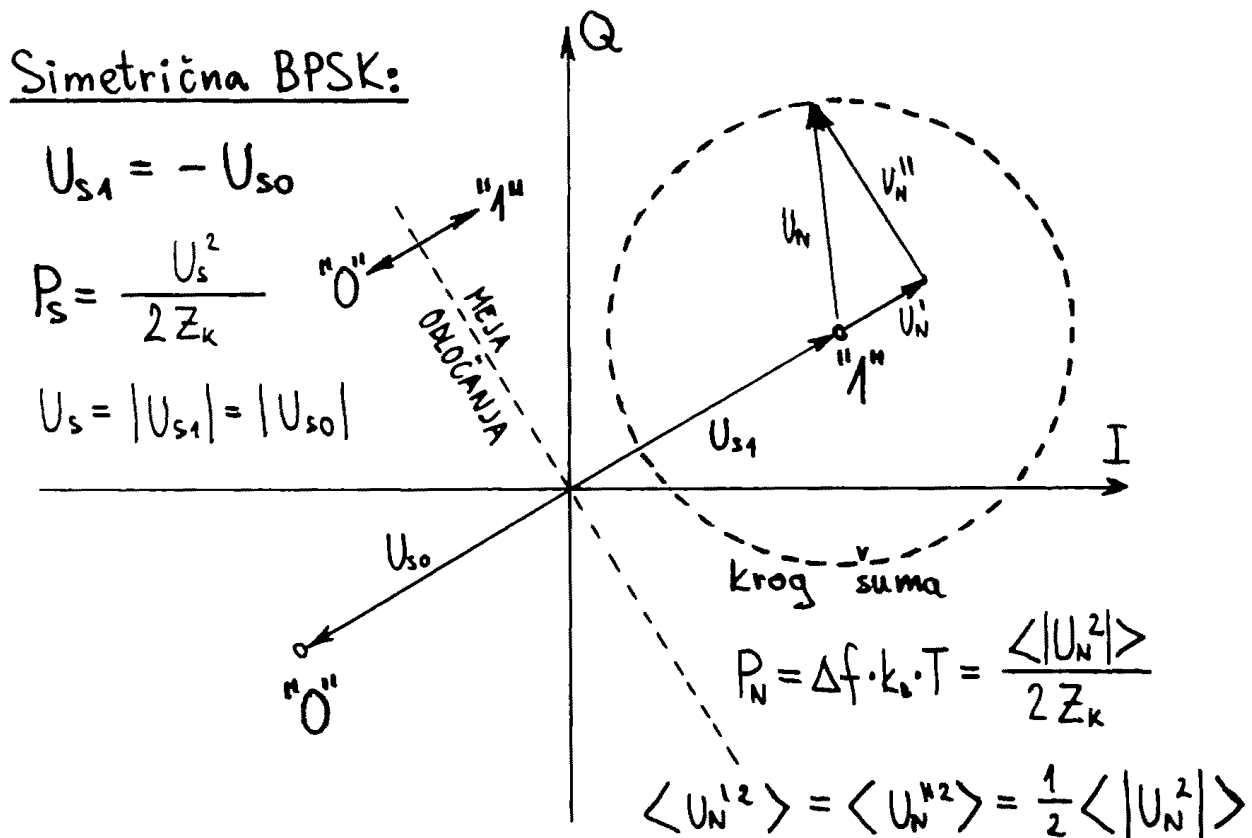
Različica QPSK je tudi PI/4-QPSK. Tu uporabljamo dva različna nabora štirih QPSK kazalcev, enega za sode znake in drugega za lihe znake. Prednost PI/4-QPSK je v tem, da so sicer dovoljeni vsi prehodi med različnimi kazalci, vendar nobeden od prehodov ne gre skozi koordinatno izhodišče. PI/4-QPSK modulacija je torej pisana na kožo močnostnim ojačevalnikom v razredu "B", kjer lahko popačenje zadržimo v znosnih mejah v določenem razponu moči med P_{min} in P_{max} .

PI/4-QPSK torej omogoča poljubno oblikovanje ovojnice, zelo ozek spekter in nizke stranske snope z razmeroma učinkovitim močnostnim ojačevalnikom v razredu "B". Kot zgled se PI/4-QPSK uporablja v ameriškem sistemu mobilne telefonije DAMPS ter v radijskih postajah sistema TETRA.

5.6. Pogostost napak in zaščitno kodiranje

Toplotni šum in motnje povzročajo napake pri prenosu v številskih (digitalnih) zvezah. Dogajanje v BPSK sprejemniku v prisotnosti šuma je narisan na kazalčnem diagramu na sliki 5.19. Ker nabor znakov vsebuje le dva različna kazalca, je meja odločanja sprejemnika preprosta premica. Ko se konica kazalca

nahaja na eni strani premice, se sprejemnik odloči za logično enico. Na drugi strani meje se sprejemnik odloči za logično ničlo.



Slika 5.19 - Signal simetrične BPSK in šum.

Kazalec toplotnega šuma in motenj U_N se sicer vedno prišteva kazalcu signala, vendar ne povzroča nujno napak pri prenosu, tudi takrat ne vedno, ko je večji od kazalca signala. Kazalec U_N zato najprej razdelimo na dve komponenti U_N' in U_N'' . Komponenta U_N'' , ki je v kvadraturi s kazalcem BPSK signala, ne more povzročati napak pri prenosu, saj povzroči popolnoma neškodljiv premik konice kazalca vzporedno z mejo odločanja.

Komponenta U_N' , ki je v fazi ali protifazi z BPSK signalom, povzroči napako pri prenosu samo takrat, ko je po velikosti večja od signala in v protifazi s kazalcem signala. Ker so šum oziroma motnje popolnoma naključni, se povprečna moč šuma enakomerno porazdeli na sofazno komponento U_N' in kvadraturno komponento U_N'' . Pri šumu lahko seveda vedno govorimo le o povprečni moči, sami kazalci pa imajo neko statistično porazdelitev.

Ker je toplotni šum vsota velikega števila majhnih pojavov, imata obe komponenti kazalca šuma U_N' in U_N'' Gauss-ovo porazdelitev gostote verjetnosti, kot je to prikazano na sliki 5.20. Verjetnost napake pri prenosu, da se logična enica zaradi napake pretvori v ničlo oziroma logična ničla pretvori v enico, izračunamo tako, da integriramo gostoto verjetnosti $p(U_N')$ po področju U_N' , ko je U_N' v protifazi in večja od signala.

Gauss-ova porazdelitev:
$$p(U_N') = \frac{1}{\sqrt{2\pi\langle U_N'^2 \rangle}} \cdot e^{-\frac{U_N'^2}{2\langle U_N'^2 \rangle}}$$

$$P_{1 \rightarrow 0} = \int_{-\infty}^{-U_s} p(U_N') dU_N' = P_{0 \rightarrow 1} = P_{\text{NAPAKE}} \quad \text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-u^2} du$$

$$P_{0 \rightarrow 1} = \int_{U_s}^{+\infty} p(U_N') dU_N' = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{U_s}{\sqrt{\langle U_N'^2 \rangle}} \right)$$

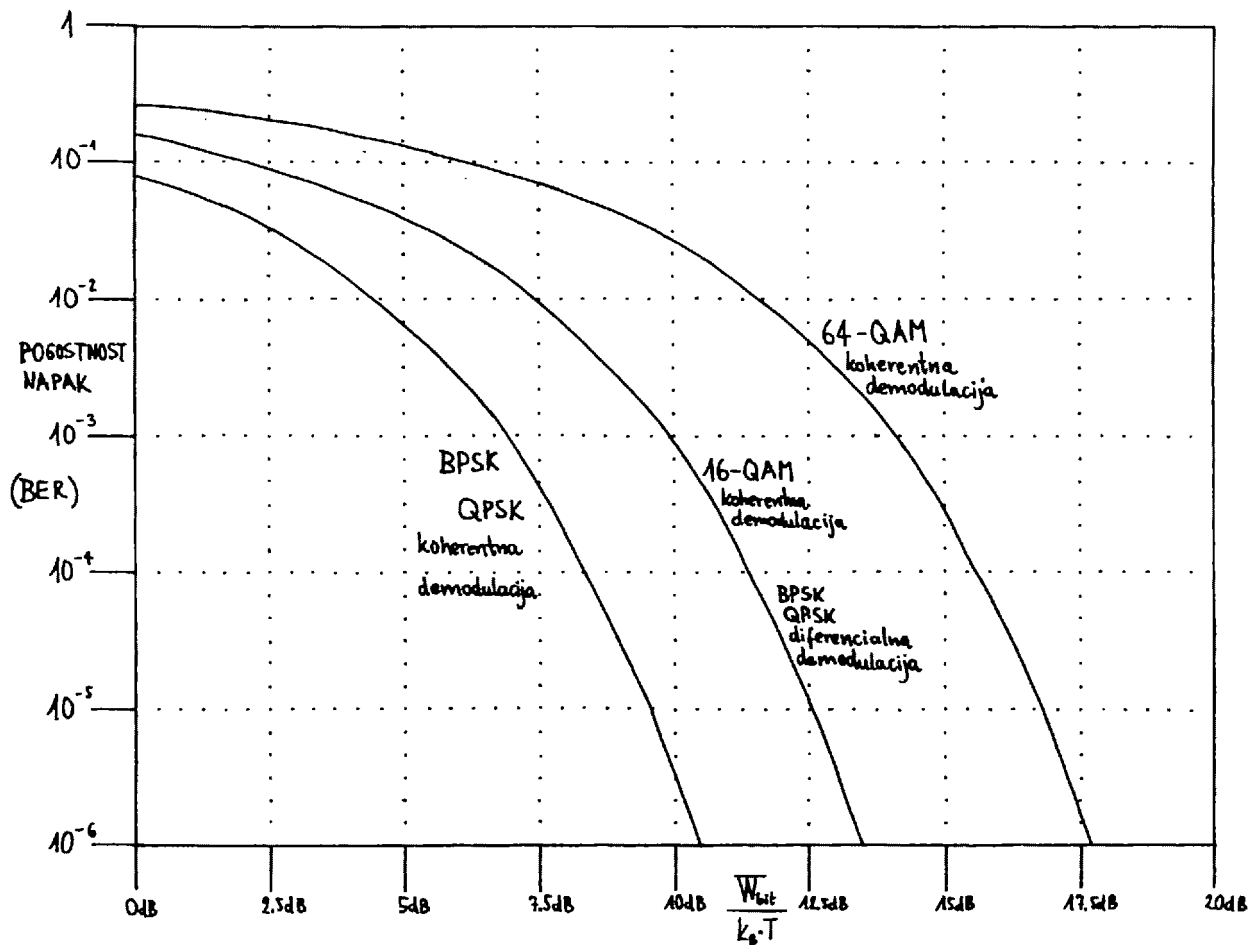
$$P_{\text{NAPAKE}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_s}{P_n}} \right) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{W_s}{k_b \cdot T}} \right)$$

Slika 5.20 – Pogostost napak pri simetrični BPSK.

Pri simetrični BPSK in pravilno načrtovanem sprejemniku je meja odločanja postavljena simetrično, zato je verjetnost obeh vrst napake enaka. Končni rezultat zapišemo s standardno matematično funkcijo $\text{erfc}(x)$, ki jo dobimo tabelirano oziroma v obliki računalniškega podprograma. Verjetnost oziroma pogostost napak je izključno funkcija kvadratnega korena razmerja signal/šum, ki ga lahko zapišemo na različne načine: z močmi oziroma z energijami.

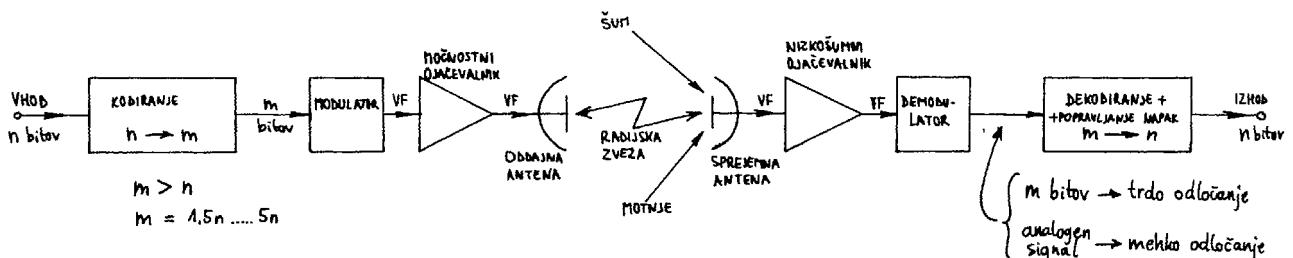
Pogostost napak za različne vrste številskih modulacij je prikazana na sliki 5.21. Krivulje so narisane v razmerju povprečne energije enega bita glede na spektralno gostoto šuma, da lahko neposredno primerjamo med sabo močnostno učinkovitost različnih modulacij. Povsem samoumevno zahtevajo večnivojske modulacije tudi višje razmerje signal/šum za enako pogostnost napak, sama oblika krivulje pogostnosti napak pa ostane enaka.

BPSK in QPSK imata povsem enako krivuljo. Razlog je v temu, da je QPSK preprosto vsota dveh BPSK, ki imata nosilce v kvadraturi. V slučaju BPSK ali QPSK postane pogostnost napak dovolj majhna, ko razmerje signal/šum preseže vrednost 10dB. Ta številka je zelo podobna in ima enak izvor kot koleno analognega FM demodulatorja ali prag delovanja AM demodulatorja. Razmerje moči 10dB pomeni, da mora biti efektivna vrednost napetosti BPSK signala več kot trikrat večja od povprečne efektivne napetosti šuma.



Slika 5.21 - Pogostnost napak za različne modulacije.

Krivulja za BPSK ali QPSK modulacijo je sicer krivulja za resnične naprave, ki jih znamo izdelati. Pri smiselnih vrednostih pogostnosti napak 10^{-6} pa je ta krivulja še vedno oddaljena več kot 12dB od Shannon-ove teoretske meje za močnostno učinkovitost (-1.6dB). V primerih, ko je moč oddajnika zelo omejena (zveze v vesolju) oziroma ko so motnje zelo močne (sistemi z razširjenim spektrom ali CDMA), si pomagamo z zaščitnim kodiranjem, kot je to prikazano na sliki 5.22.

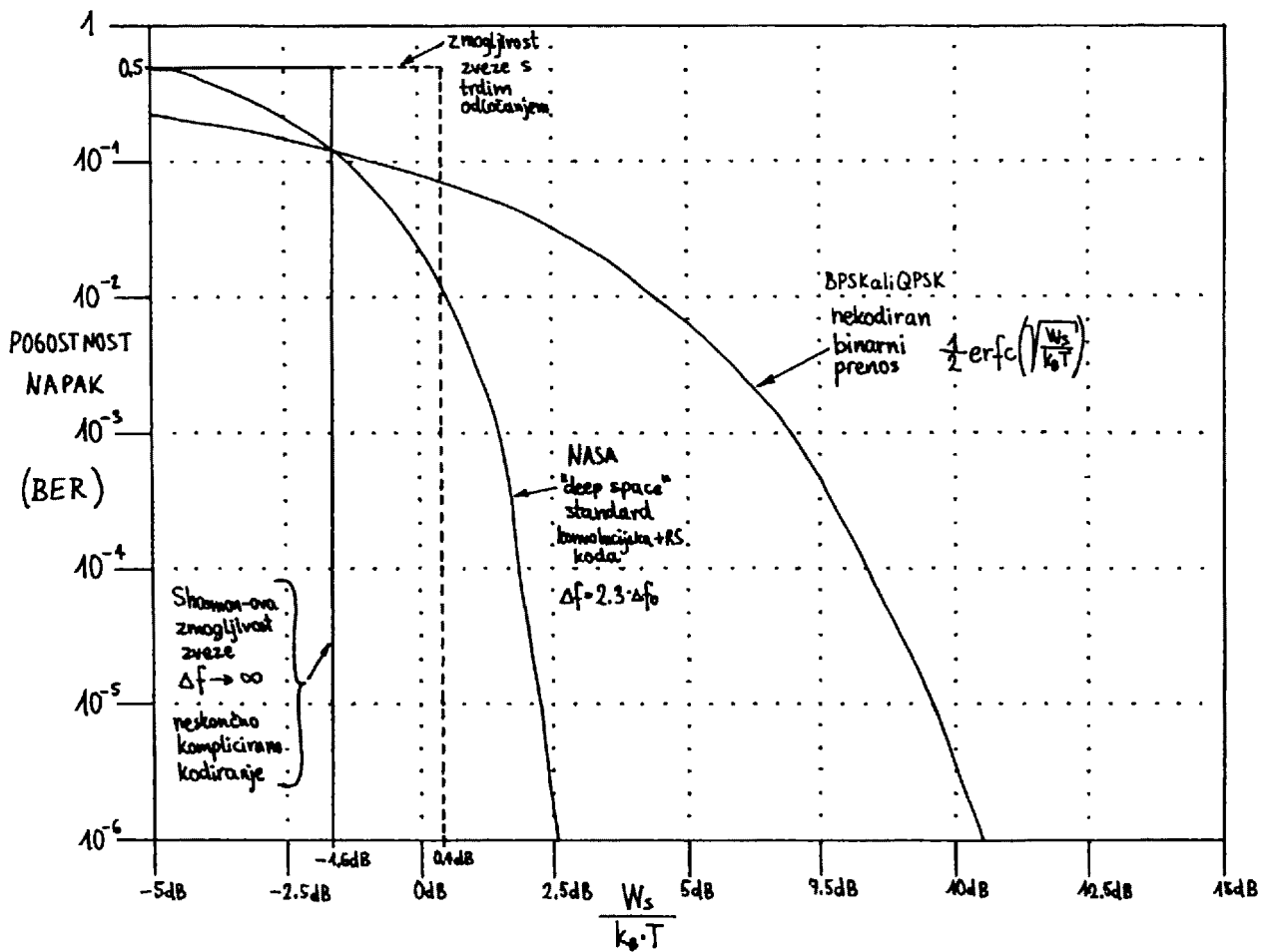


Slika 5.22 - zaščitno kodiranje v radijski zvezi.

Izvirno sporočilo z informacijo n bitov razširimo na daljše sporočilo dolžine m bitov, v katero dodamo redundanco v obliki različnih paritetnih bitov. Hitrost prenosa znakov moramo zato povečati, poveča se tudi pasovna širina radijskega signala. Na

sprejemni strani skušamo iz vseh m sprejetih bitov najti čimboljše približek za resnično informacijo n bitov.

Shannon-ova teoretska meja in izkupiček zaščitnega kodiranja sta prikazana na sliki 5.23. Kodiranje po postopku "NASA deep space" vsebuje konvolucijsko kodo (dvakratno povečanje pasovne širine) in Reed-Solomon blokovno kodo (15% povečanje pasovne širine), kar daje skupaj 2.3-kratno povečanje pasovne širine. "NASA deep space" kodiranje se približa Shannon-ovi teoretski meji na približno 4dB. Sodobnejši postopki kodiranja (takoimenovane "turbo" kode) se približajo Shannon-ovi teoretski meji na 0.5dB za ceno trikratnega povečanja pasovne širine.



Slika 5.23 – Pogostost napak pri kodiranem prenosu.

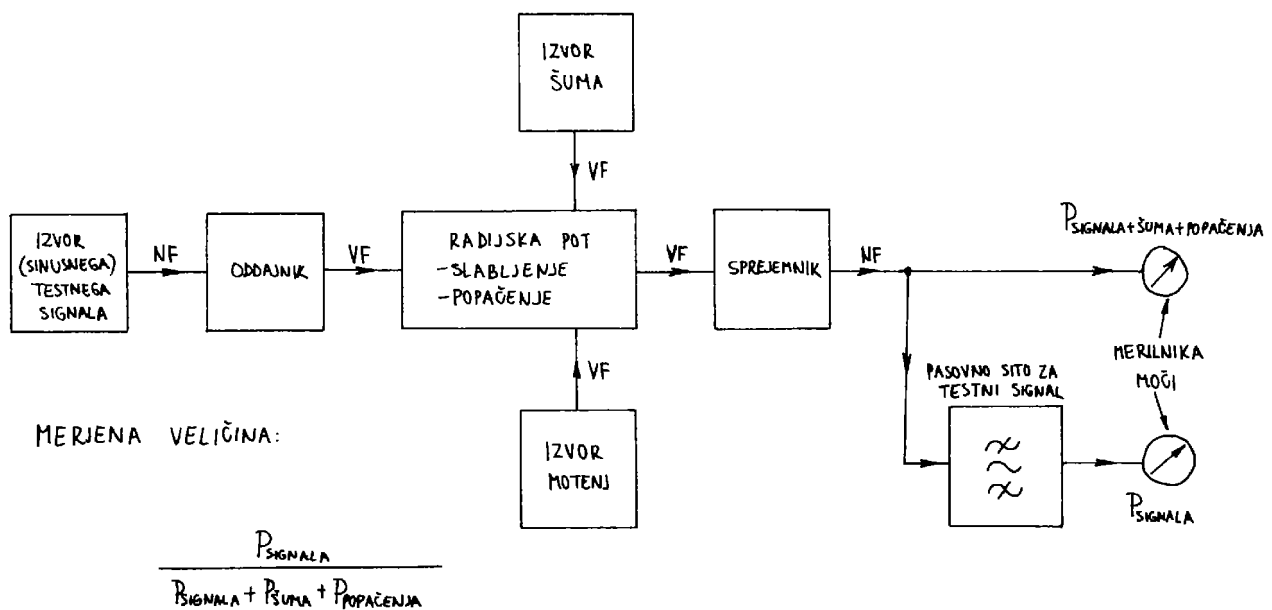
Dekodiranje zaščite prenosa je računsko zelo zahtevno. Shannon-ovi teoretski meji se lahko približamo le tako, da obdelujemo analogni sprejeti signal, kar daje mehko odločanje. Vsakršen omejevalnik pomeni trdo odločanje v sprejemni verigi, kar ustreza izgubi 2dB pri razmerju signal/šum.

5.7. Preizkus radijske zveze

Uporabnika radijske zveze zanima izključno delovanje celotne radijske zveze, to se pravi meritev razmerja signal/šum na koncu

analogne zveze oziroma pogostnost napak na koncu številke zveze. Pojav šuma ali napak ima lahko seveda različne izvore v samem radijskem sprejemniku. En izvor napak je zagotovo šum ojačevalnih stopenj sprejemnika, ki se dodaja šumu antene in motnjam. Povsem drugačen izvor je neidealnost demodulatorja, ki poslabša vhodno razmerje signal/šum oziroma vnaša napake v številsko sporočilo. Pri meritvi radijske zveze moramo zato natančno in ločeno ovrednotiti oba izvora šuma oziroma napak.

Meritev analogne radijske zveze je prikazana na sliki 5.24. Oddajnik običajno moduliramo s sinusnim signalom v osnovnem pasu. Merilni oddajnik mora biti dovolj oklopljen, da sam ne seva radijskih signalov in gre edina pot do vhodnih sponk sprejemnika skozi primeren slabilec. Signalu oddajnika lahko za poskuse dodamo umetni šum in motnjo.



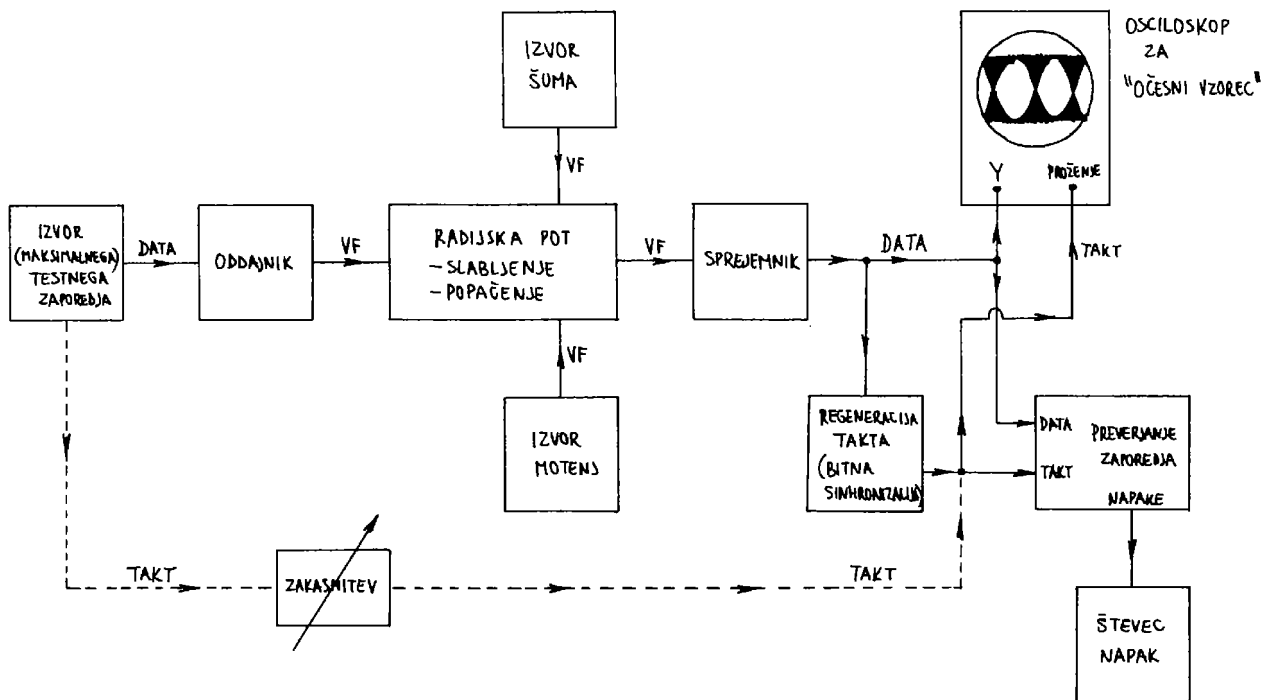
Slika 5.24 - Meritev razmerja signal/šum v analogni zvezi.

Na izhodu analognega sprejemnika merimo skupno moč vseh signalov ter moč sinusnega signala v osnovnem pasu posebej, potem ko ga izsejemo s primernim pasovnim sitom. Popačenje signala, ki ga proizvaja sam sprejemnik, se v takšni meritvi kar prišteva moči šuma in motenj. Običajno merimo tri veličine: občutljivost sprejemnika za šibke signale, selektivnost za motnje na drugih frekvencah ter izgubo demodulatorja.

Pri meritvi občutljivosti izključimo izvora šuma in motenj ter preverimo, da merilni oddajnik sam ne proizvaja šuma, ki bi bil močnejši od toplotnega šuma. Pri meritvi selektivnosti vključimo izvor motenj v drugem frekvenčnem pasu na zahtevani razdalji od koristnega signala. Končno, pri meritvi izgube demodulatorja dodamo močen umetni šum na vhodne sponke sprejemnika, da z njim preglasimo lasten šum sprejemnika. V tem slučaju dovolj točno poznamo razmerje signal/šum na vhodu demodulatorja, da lahko natančno ocenimo njegovo izgubo ali dobitok glede na teoretske številke.

Meritev številke (digitalne) zveze je podobna, le da kot

izvor signala v osnovnem pasu uporabimo skrbno izbrano testno zaporedje znakov, kot je to prikazano na sliki 5.25. Najpogostejša izbira za testno zaporedje je maksimalno zaporedje iz pomikalnega registra z linearno povratno vezavo, ker ima zelo ugodne matematične lastnosti, ki omogočajo temeljit preizkus številске zveze.



Slika 5.25 – Meritev pogostnosti napak v številski zvezi.

Na sprejemni strani najprej poskrbimo za regeneracijo takta ter preverimo očesni vzorec številskega signala. Končno merilo zveze je seveda pogostnost napak ali BER (Bit-Error Rate), ki jo izmerimo tako, da testno zaporedje preverjamo glede na znan vzorec. Tudi tu je uporaba maksimalnega zaporedja iz pomikalnega registra z linearno povratno vezavo zelo ugodna, saj je takšno zaporedje preprosto sinhronizirati in preverjati.

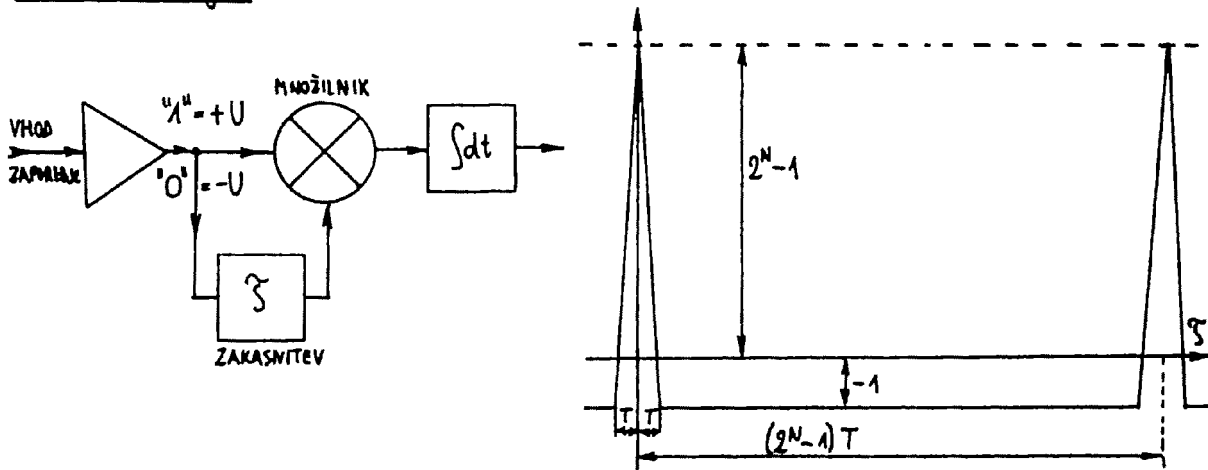
Tudi pri številškem (digitalnem) sprejemniku merimo tri veličine: občutljivost sprejemnika za šibke signale, dovzetnost za motnje na drugih frekvencah ter izgubo demodulatorja (in dekodiranja za zaščitno kodiranje) v obliki krivulje za BER.

Izvedba izvora maksimalnega zaporedja s pomikalnim registrom je prikazana na sliki 5.26. Če izberemo primerno dolžino registra ter odcepa Q_m in Q_n , dobimo s preprosto povratno vezavo dvojiško zaporedje maksimalne dolžine $2^n - 1$. Maksimalno zaporedje ima zanimive matematične lastnosti, ki so prikazane na sliki 5.27.

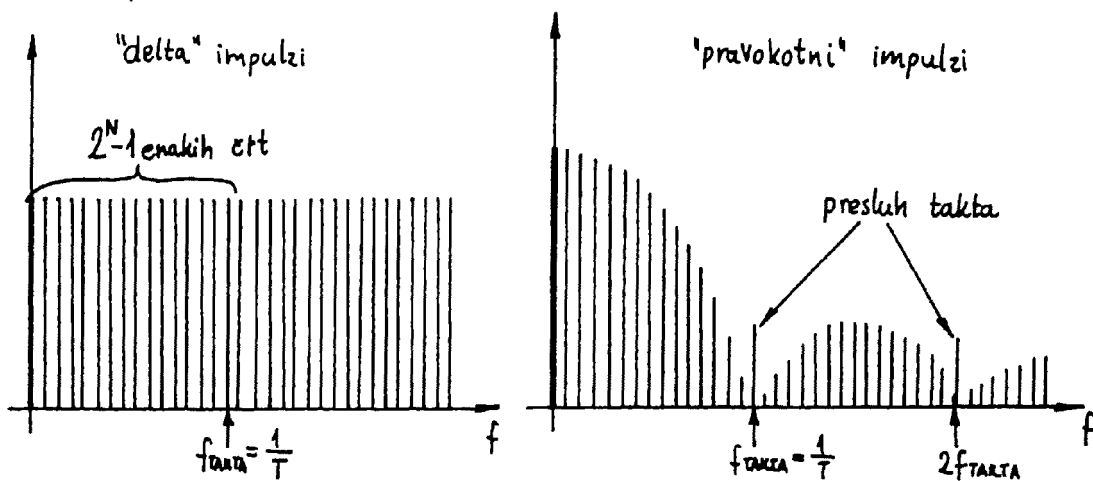
Dolžina maksimalnega zaporedja: $2^N - 1$

<u>Razporeditev enic in ničel:</u>	1 skupina N enic	1 skupina N-1 ničel
	1 skupina N-2 enic	1 skupina N-2 ničel
	2 skupini N-3 enic	2 skupini N-3 ničel
	⋮	⋮
<u>Skupaj:</u>	2^{N-m-2} skupin m enic	2^{N-m-2} skupin m ničel
2^{N-1} enic	2^{N-4} skupin "11"	2^{N-4} skupin "00"
$2^{N-1} - 1$ ničel	2^{N-3} posamičnih enic	2^{N-3} posamičnih ničel

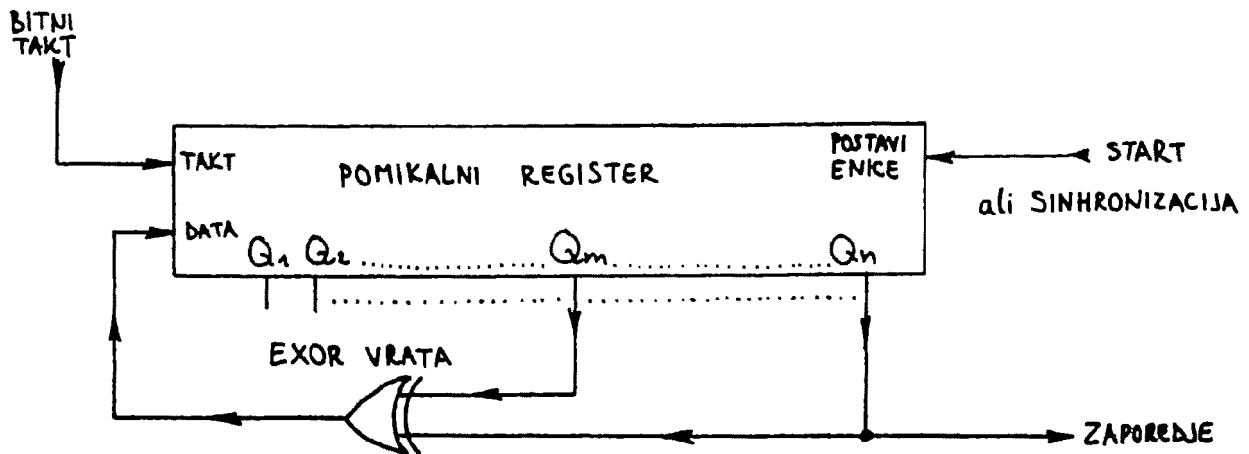
Avtokorelacija:



Frekvenčni spekter:



slika 5.27 - Lastnosti maksimalnega zaporedja.



Slika 5.26 – Pomikalni register z linearno povratno vezavo.

Čar maksimalnega zaporedja je v temu, da dobimo izredno dolgo zaporedje s silno preprosto napravo. Zaporedje ima dobro premešane skupine enic in ničel, idealno avtokorelacijsko funkcijo in frekvenčni spekter, v katerem so enako zastopane vse spektralne črte na razdaljah, ki so obratna vrednost periode ponavljanja zaporedja. Čeprav maksimalno zaporedje ni naključno, nam lahko zelo dobro predstavi niz naključnih podatkov, ki jih želimo prenašati po radijski zvezi.

Nekaj najbolj znanih maksimalnih zaporedij, ki jim pravimo tudi psevdo-naključna zaporedja, je prikazanih na sliki 5.28. Pomikalni register z linearno povratno vezavo sicer matematično ustreza deljenju polinomov z dvojiškimi koeficienti, kar lahko izkoristimo pri sinhronizaciji izvora v sprejemniku za ugotavljanje napak pri prenosu.

TABELA NAJBOLJ ZNANIH ZAPOREDIJ			
Dolžina registra n	Položaj odcepa m	Dolžina zaporedja $2^n - 1$	Polinom delitelj $1 + X^m + X^n$
7	6	127	$1 + X^6 + X^7$
9	5	511	$1 + X^5 + X^9$
11	9	2047	$1 + X^9 + X^{11}$
15	14	32767	$1 + X^{14} + X^{15}$
17	12	131071	$1 + X^{12} + X^{17}$
20	3	1048575	$1 + X^3 + X^{20}$
23	18	8388607	$1 + X^{18} + X^{23}$
31	28	2147483647	$1 + X^{28} + X^{31}$

Slika 5.28 – Najbolj znana maksimalna zaporedja.