

VIŠA ELEKTROTEHNIČKA ŠKOLA U BEOGRADU
Mončilo Dimić, dipl.inž

БИБЛИОГРАФИЈА
СВЕЧЕНО ПРЕДСТАВЛЕЊЕ
Мончиле Димићу
23.03.1999.

OSNOV
TELEKOMUNIKACIJE
VI neizmenjeno izdanje

Beograd, 1999.god.

Recenzenti:
Dr.prof.Aleksandar Marinčić
Dr.Slobodan Petković
Mr.Dragoljub Martinović

Uvod

1. OPŠTI MODEL TELEKOMUNIKACIONOG SISTEMA

1.1 Pojam informacije

2. SPEKTRALNA ANALIZA SIGNALA

- 2.1 Klasifikacija signala
- 2.2 Furijeovi redovi
- 2.3 Spektar signala
- 2.4 Parsevalova teorema
- 2.5 Aperiodični signal
- 2.6 Konvolacija
- 2.7 Korelacija između signala
- 2.8 Definicije nekih osnovnih veličina koje se koriste u prenosu
- 2.9 Normalni generator
- 2.10 Relativni nivo

ISBN 86-82589-11-7

3. SISTEMI ZA PRENOS SIGNALA

- 3.1 Transfer funkcija
- 3.2 Uslovi idealnog prenosa
- 3.3 Idealni sistem prenosa
- 3.4 Niskopropusni sistem
- 3.5 Visokopropusni sistem
- 3.6 Simetrični propusnik opseg-a učestanosti
- 3.7 Linearna amplitudska i fazna izobličenja
- 3.8 Brzina prenosa grupe i faze, grupno kašnjenje
- 3.9 Pojava nelinearnih izobličenja u prenosu signala
- 3.10 Klirfaktor za harmonična izobličenja
- 3.11 Intermodulaciona izobličenja

Tiraž 250. - Bibliografija: str. 209

a) Telekomunikacija

ID = 49799948

4. OBRADA SIGNALA

- 4.1 Analogni sistemi modulacija
- 4.2 Kontinualne modulacije
- 4.3 Bitans snage AM signala
- 4.4 Amplitudna modulacija (AM-2BO)
- 4.5 Bitansni modulator
- 4.6 Amplitudna modulacija sa jednim bočnim opsegom - (AM - 1BO)
- 4.7 Amplitudna modulacija sa nesimetričnim bočnim opsezima
- AM - NBO

4.8 Višestruko iskorишćenje veze - sistem FDM

CIP - Каталогизација у публикацији Народна
библиотека Србије , Београд

ДИМИЋ, Момчило / Момчило Димић. - 5.
Telekomunikacije / Momčilo Đimić. - 5.
изменjeno i dopunjeno izd. - Beograd : Viša
електротехничка школа, 1996 (Земун : Галеб).
- 209 str. : graf. прикази; 24 cm

1 5 6 9 9 10 14 17 18 22 23 26 27 28 29 32 34 34 36 39 40 44 47 49 50 53 53 54 58 58 61 63 65 66

4.9 Demodulacija AM signala	68
4.10 Ugaone modulacije - UM	72
4.11 Fazna modulacija - PM	73
4.12 Frekvencijska modulacija - FM	75
4.13 veze između PM i FM	76
4.14 Spektar UM signala	79
4.15 Potrebna širina propusnog opsega PM i FM signala	82
4.16 Upoređenje spektra PM i FM signala kada se menja U_m i ω_m	83
4.17 Indirektni modulator	85
4.18 Armstrongov modulator	85
4.19 Idealni fazni modulator	87
4.20 Direktni modulator	89
4.21 Demodulacija UM signala	91
4.22 Diskriminator	93
4.23 Diskriminator sa razlikom faze	93
4.24 Impulsne modulacije	96
4.25 Teorema o odabiranju	96
4.26 Vrste impulsnih modulacija	100
4.27 Impulsna amplitudna modulacija - PAM	101
4.28 Multipleks sa vremenskom raspodelom kanala VRK (TDM)	103
4.29 Impulsna modulacija po trajanju - PDM	104
4.30 Impulsna položajna modulacija - PPM	107
4.31 Impulsna kodna modulacija - PCM	111
4.32 Kvantizacija signala - linearna kvantizacija	111
4.33 Princip kodiranja odibika	115
4.34 Vremenski multipleks - TDM - PCM	119
4.35 Sistemi za prenos PCM signala	121
4.36 Delta modulacija - ΔM	124
4.37 Adaptivna delta modulacija - ADM	127
4.38 Diferencijalna impulsna kodovana modulacija - DPCM	128
5. DIGITALNI PRENOS U TRANSPONOVANOM OPSEGU	131
5.1 Najčešći oblici binarnih signala	131
5.2 Digitalna (binarna) modulacija prostoperiodičnog VF signala	132
5.3 Binarna amplitudna modulacija	132
5.4 Dvofazna i četvorofazna PSK modulacija	134
5.5 Princip demodulacije PSK signala	136
5.6 Spektar fazno modulisanoj signala kada je modulišući PCM signal	138
5.7 Binarna frekvencijska modulacija - FSK	140
6. SMETNJE I ŠUMOVI	143
6.2 Šum usled efekta sačme	146
6.3 Faktor šuma	149
7. SISTEMI MODULACIJA I ISLUČAJNI ŠUM	150
7.1 Šumovi u sistemima sa AM	150
7.2 Šumovi u sistemima sa FM i PM	152
7.3 Odnos S/N u sistemima prenosa sa impulsnim modulacijama	157
7.4 Šum u sistemima sa PCM	162
7.5 Uticaj termičkog šuma	165
8. UPOREDNI PREGLED MOGUĆNOSTI PRENOŠA SIGNALA U TELEKOMUNIKACIJAMA	168
8.1 Veze po fizičkim vodovima	168
8.2 Prenos po talasovodu	172
8.3 Optički vod kao telekomunikacioni medij	173
8.4 Radio veze	177
8.5 Mikrotalasne radio - relejne veze	183
8.6 Satelitske veze	187
8.7 Antene UKT područja	189
8.8 Cassegrain - antena	194
8.9 Šum antene	195
8.10 Telekomunikacioni satelit	196
8.11 SCPC - sistem	202
8.12 SPADE - sistem	203
8.13 TDMA - sistem	204
8.14 Satelitska televizija	206
Literatura	209

PREDGOVOR

Ova skripta prvenstveno su namenjena studentima Više Elektrotehničke škole, za lakše savlađavanje nastavne materije na predmetu Telekomunikacije.

Ovo izdanje pod nazivom "TELEKOMUNIKACIJE", predstavlja nešto izmenjeno i dopunjeno izdanje prethodnih skripta koja su izlazila četiri puta pod nazivom "OSNOVI TELEKOMUNIKACIJA". Dopune su urađene sa dva cilja: da se obuhvate nove aktuelne oblasti i da se skripta metodološki poboljšaju.

Koncepcija i sadržaj skriptata prilagođeni su nastavnom programu. Redosled izlaganja materije u principu odgovara metodskim jedinicama iz procesa nastave, čime je obezbeđeno uspešno praćenje nastavnog procesa i efikasno ovlađavanje prezentiranom materijom.

Pri izlaganju materije, pokušao sam da održim jedan nivo koji bi bio prihvatljiv za studente koji slušaju ovaj predmet na drugoj godini smera za Elektroniku.

Gradivo u skriptama, poređ osnovnih principa, pojmljova i definicija, sadrži: analizu signala u vremenskom i frekvencijskom domenu, principe prenosa signala kroz linearne mreže, obradu analognih i digitalnih signala, procenu kvaliteta prenosa signala sa gledišta uticaja smetnji i šumova. Na kraju je dat jedan pogled savremenih mogućnosti današnjih sistema za prenos u telekomunikacijama. Obradjeni su principi prenosa velikog broja različitih signala na velike daljine putem usmerenih radio - veza odnosno posredstvom telekomunikacionih satelita.

Mislim da izložena materija predstavlja osnove koje bi morale biti bliske svakom inžinjeru - elektroničaru, a bice posebno zadovoljan ako ova skripta korisno posluže i drugim koji su u ovoj struci.

UVOD

Telekomunikaciona tehnika ima za cilj prenos neke poruke ili informacije od jednog mesta do nekog drugog udaljenog mesta posredstvom telekomunikacionih uređaja. Jedan francuski autor rekao je u svom članku ("Les Annales de P.T.T.", 1936) na vrlo slikovit način, da se zadatak telekomunikacija sastoji u tome da produži domet naših čula i motornih organa, naših misli igovora, našeg sluha i čula vida.

Poruke koje se prenose sa jednog mesta (izvor informacije) do nekog udaljenog mesta (prijemnika informacije), mogu biti različitih oblika i vrsta. Poruke koje se susreću u telekomunikacijama čijom obradom analizom i načinom prenosa čemo se baviti obično su govor, muzika, nepokretna (mirna slika), pokretna (živa slika), podaci o merenju i upravljanju itd.

Uopšteno rečeno sve ono što posredstvom telekomunikacionih uređaja prenosimo na relativno velike udaljenosti nazivamo opštim imenom " informacije ". Ako posmatramo tehničku stranu, onda bi te informacije u stvari bile električne pojave u različitom obliku i različitog karaktera, tako da se ove pojave često podvode pod jedan pojam " signali ".

1844 godina može se smatrati početkom telekomunikacija, tačnije 24. maja te godine Morse je ostvario prvi telegrafski prenos između Vašingtona i Baltimora, tako da se telegrafija smatra i najstarijim praktičnim vidom komuniciranja električnim putem. Ovo je bio prvi pokušaj a već 1871 godine primena Morseovog patenta bila je u eksploraciji u SAD. Te godine položen je prvi podmorski telegrafski kabl između Francuske i Engleske. Nešto kasnije posle više pokušaja, uspelo je, polaganje transatlantskog kabla, da se obavi prenos poruke između Nove Zemlje i Irske. Telegraf je pored primene u javnim službama našao primenu i u vojne svrhe tako da se i danas još uvek prenos nekih poruka obavlja telegrafskim putem.

Savršeniji i moderniji način prenosa poruke predstavlja telefonija, čiji je početak vezan za eksperimente Grahama Bella 1876 i 1878 godine. Telefonija se razvija brzim tempom tako da je već 1892 godine proradila prva automatska telefonska centrala u gradu La Porte, Indijana.

Prenos poruke, bilo telegrafskim ili telefonskim putem, bio je uslovijen fizičkim linijama (vodovima) koje su morali da postoje između izvora informacije i prijemnika odnosno korisnika te informacije. Sve ovo znatno je usporavalo stvaranje složenijeg odnosno svetskog sistema veza. Tek krajem 19. Veka dolazi do otkrića EM talasa,

Maxwell je već 1831 godine dao matematičku interpretaciju elektromagnetičnih pojava, dok je H. Hertz (1857-1894) prvi proizveo, detektovao, i mjerio elektromagnete talase (EM).

Moramo reći da se još u prvom periodu razvoja telekomunikacija javila ideja da se ne prenose samo poruke u vidu teksta (pisane reči) ili govora, već da se poruke prenose i u obliku slike, što je dovelo do razvoja posebne grane u telekomunikacijama - televizije. Televizija u suštini predstavlja prenošenje slike na daljinu putem elektronskog sistema telekomunikacija. Prvi pokušaji u prenosu pojavili su se još 1860 godine u Francuskoj (pokušaj prenosa slike telegrama pisanog rukom). Godine 1927 oštvaren je prvi prenos televizijske žive slike između Njujorka i Vašingtona, 1934 godine izvršena je prva javna demonstracija televizije, a trideset godina kasnije već je u svetu postojalo oko 150 miliona TV prijemnika. 1965 godine oštvraren je prvi eksperiment prenosa TV slike u boji posredstvom satelita, između Moskve i Pariza.

Korišćenjem modulisanih EM talasa omogućen je prenos informacija na daljinu, a obeležje ovog vremena i tehnološkog napretka su digitalne telekomunikacije. U pogledu efikasnosti i ekonomičnosti digitalne telekomunikacije predstavljaju revolucionarni napredak u domenu telekomunikacija uz istovremeno ostvarivanje novih mogućnosti u domenu digitalnog prenosa informacije. Dinamički razvoj digitalnih telekomunikacija ilustruje i podatak da je već 1955 godine realizovan prvi komercijalni modem za prenos podataka posredstvom telefonskog kanala sa brzinom prenosa koja je bila reda 650 bit/sek. 1962 godine u gradsku telefonsku mrežu SAD-a, uveden je prvi 24-kanalni TDM na bazi PCM-a (brzina prenosa sa 1544 Kbita/sek) itd.

Lansiranje prvog satelita SPUTNIK I (1957 godine SSSR), otvara neslućene mogućnosti u oblasti telekomunikacija. Ostvarila se između ostalog i dugo očekivana potreba, istovremenog prenosa na velike udaljenosti, velikog broja informacija različitih vrsta, uz zadržavanje potrebnog visokog kvaliteta. Pasijni sateliti koji su korisnici u početku, imali su ograničene mogućnosti, međutim lansiranjem prvog aktivnog satelita TELSTAR I, 1962 godine koji je imao ugrađene telekomunikacione uređaje, mogućnosti u pogledu prenosa su znatno porasle. Sateliti koji su sledili, doprineli su razvoju posebnih telekomunikacionih sistema, koji zahvaljujući principu i realizaciji veze, u stvari predstavljaju proširenje zemaljskih mikrotalasnih radio-relejnih veza u kosmos. Zbog značaja i mogućnosti primene satelita u telekomunikacijama, stvorena je 1964 godine na inicijativu SAD-a međunarodna korporacija INTELSAT (International Telecommunications Satellite Consortium) koja ima preko 70 zemalja članica. Odmrah treba reći da INTELSAT nije jedini sistem, postoje i drugi

kao što je INTERSPUTNIK itd., ali je suština i cilj ovih organizacija da se udruženim snagama eksploatišu satelitske telekomunikacije u komercijalne svrhe.

Na osnovu ovog kratkog istorijskog razvoja telekomunikacija i njene primene, dobijamo jedan utisak o važnosti ove oblasti tehničke u svakodnevnom životu. Prema tome možemo sada reći da je cilj telekomunikacione tehnike, da sa nekog mesta, prenese što vernije, specifične električne signale - kojima su predstavljene informacije, do nekog drugog određenog i udaljenog mesta. Kako se informacija a time i signal dešava u vremenu, onda ih i obično i analitički predstavljamo u funkciji vremena (t), a ove funkcije označavamo sa $f(t)$, $s(t)$ i sl.

Problemi prenosa signala u telekomunikacijama sastoje se u određivanju parametara i pogonskih veličina prenosa, sistema za prenos i prijemnika, kako bi prenošeni signal pretrpeo što manje izobilje, odnosno bio što verniji poslatom signalu, na mestu prijema. Prema tome u telekomunikacijama postoji grupa problema koje treba rešiti. Neke od problema, vezane za izobilje signala, možemo u izvesnoj meri smanjiti pri projektovanju sistema za prenos, pravilnim dimenzionisanjem elemenata i sklopova. Međutim i zared svih preostrožnosti, neki delovi sistema za prenos (transformatori, kablovi, oscilatorna kola, modulatori, demodulatori itd.) su po prirodi nelinearni i unose neizbežno izobilje različite vrste.

Pored navedenih problema, susrećemo se u telekomunikacijama i sa drugim problemima, koji se odnose na mogućnosti da se kroz isti sistem za prenos, istovremeno prenosi veći broj različitih signala (višekanalni prenos), odnosno rad u multiplexu. Multiplex (frekvencijski ili vremenski) obično se ostvaruje sistemima radio-relejnih veza (višekanalna telefonija, televizija, prenos podataka računarskih mašina i sl.).

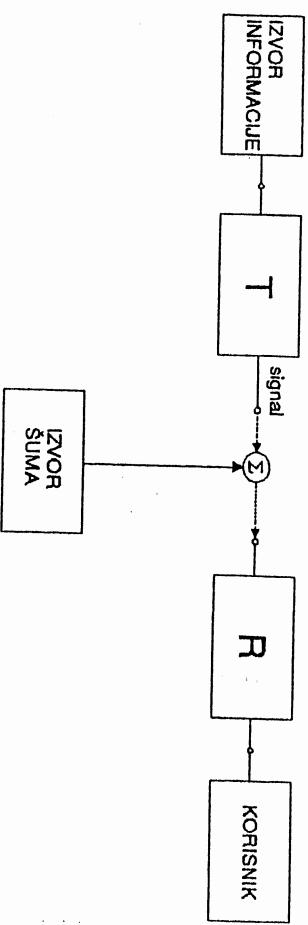
Pošto je telekomunikaciona tehniku u širem smislu gledano, jedna privredna grana čiji je značaj danas jako veliki ne samo u ekonomskom, političkom i kulturnom životu jedne zemlje, već i šire, neophodna je međunarodna kordinacija i usaglašenost u eksploataciji i poštovanju određenih normi. To je dovelo do osnivanja međunarodnih konsultativnih komiteta, kao što su: Međunarodni konsultativni komitet za telefoniju i telegrafiju - CCITT (Comité Consultatif International Téléphonique et Télégraphique) i međunarodni konsultativni komitet za radio - CCIIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications). CCITT je osnovan 1954 godine i nastao je fuzijom konsultativnog komiteta za telegrafiju - CCIF i konsultativnog komiteta za telefoniju - CCIT. CCIR je osnovan 1924 godine u Vašingtonu. Cilj rada ovih komiteta je

neophodna kordinacija u eksploataciji telekomunikacija, sistemsku registraciju i dodelu frekvencija, proizvodnju telekomunikacione opreme, istraživanja u telekomunikacijama i sl.

1. OPŠTI MODEL TELEKOMUNIKACIONOG SISTEMA

Svaka poruka sastoji se od skupa simbola kada se prenosi pisani tekst, ili od klase vremenskih funkcija ako se radi o prenosu govora ili muzike odnosno slike. Ako se radi o prenosu slike u crno-beloj televiziji, onda se prenose podaci o veličini svetlosnog fluksa koji se reflektuje ili emituje sa pojedinih elemenata slike, ili ako se prenosi slika u boji onda se prenose i podaci o kvalitetu odnosno spektralnoj karakteristici ovog fluksa. Brzi napredak tehnologije doveo je do razvoja elektronskih računskih mašina gde se svi podaci, bez obzira šta predstavljaju, zapisuju u obliku brojeva, koje ova mašina može da obradi u vrlo kratkom vremenu.

Uopšte gledano svaki telekomunikacioni sistem se može predstaviti jednim modelom (blok šemom) na osnovu koje shvatamo probleme koji se javljaju u toku prenosa bilo kakve poruke. Na sl.1.1 data je uprošćena blok šema telekomunikacionog sistema.



SL.1.1 - Blok šema uprošćenog modela telekomunikacionog sistema

Kao što vidimo sa slike, na početku svake veze nalazi se izvor informacije koji generiše poruke u različitom obliku: tekst, reči, brojevi, signal govora, signal muzike, sliku itd. Poruke u telegrafiji bile bi sastavljene od definisanih simbola po nekom kodu, u slučaju telefonskog prenosa to bi bila neka vremenska funkcija $f(t)$, ili u slučaju stereofonskog prenosa zvuka imali bi dve vremenske funkcije $f_1(t)$ i $f_2(t)$. Ako bi se radio o prenosu slike u televiziji funkcija bi bila oblika $f(x,y,t)$ gde su x, y koordinate elemenata slike a t vreme.

Predajnik T (engleski: Transmitter) je sklop ili celina koja treba da izabranu poruku na pogodan način pretvori u signal koji će biti podesan za prenos na veće daljine. Ako bi se opšti model blok šeme detaljnije prikazao, u sklopu predajnika nalazili bi se sklopovi kao što je koder izvora ili kanalski koder, jer se skoro u svim slučajevima poruka obrađuje odnosno prevodi nekim kodom u pogodniji oblik za prenos.

Linija veze je sredina kroz koju se signal prenosi od predajnika do prijemnika. Veza može biti fizički vod (vazdušni vod, koaksialni kabl, talasovod i sl.), niz pojačavača, slobodni prostor itd.

Prenos signala na većim razdaljinama ograničava se smetnjama (šumovima) koji se ubacuju u trasu i pojavljuju na mestu prijema zajedno sa signalom, pa kažemo da se produžavanjem veze sve pogoršava odnos signal / šum, koji u jednom momentu postane manji od neke dozvoljene unapred definisane vrednosti čime kvalitet prenosa više ne zadovoljava međunarodne norme i veza se automatski ograničava.

Prijemnik R (engleski: Receiver) je deo sistema veze koji po svojoj funkciji ima obrnutu ulogu od predajnika tj. da transformiše primljeni signal u poruku koja je bila poslata. Ako se radi o kodiranim porukama koje se prenose, onda u sklopu prijemnika mora postojati podsklop koji će obaviti obrnutu radnju - dekodiranje - i naziva se dekoder. Korisnik može biti u zavisnosti od poruke (čovek, mašina, neki indikator itd.).

U svakom prenosu poruke osnovni cilj je da se " izlaz " izvora informacije reprodukuje na mestu prijema korisnika što veruje. Međutim često se pitanje vernosti prenosa ili idealne reprodukcije posmatra i drugačije. Naime često se kaže da je reprodukcija govora ili muzike odlična ili kvalitet slike odličan, mada smo svesni da ta slika koju gledamo tij. koju reprodukuje TV prijemnik nije ista kao slika koja je bila ispred TV kamere. Ovo znači da u procesu prenosa izvor - korisnik postaje neki kriterijum o tome da li je reprodukcija verna ili ne. Ovaj kriterijum neće biti isti kada je čovek korisnik poruke ili mašina.

informacija može kvantitativno meriti, kao što se može meriti koliko je neki predmet težak, koliko je nešto dugачko ili visoko itd.

Kao što smo pomenuli količina informacija može biti mala ili velika, tako pre nego što pređemo na matematičku formulaciju, ispitajmo na prostom primeru značenje reči "informacija".

Ako se na primer u dnevnom listu pročita prognoza nekog novinara da će se neka utakmica između prvoligaškog tima i nižerazrednog tima završiti pobedom prvoligaša, onda za ovu vest ne predstavlja neku novost tj. kažemo da sadrži malo informacija. Međutim ako bi pročitali prognozu da će prvoligaš biti poražen, onda bi takva vest predstavljala za nas znatno veću količinu informacije. Vidimo iz ovoga da svaki događaj koji se skoro sigurno očekuje sadrži " mnogo više informacija " i obrnuto, svaki nedочекivani događaj sadrži " mnogo više informacija ". Ovde se nameće odmah zakonitost, da neko saopštenje sadrži utoliko više informacija o nekom događaju ukoliko se više promeni verovatnoča tog događaja pre nego što je primjeno odgovarajuće saopštenje.

Sa inženjerskog gledišta, za definiciju pojma informacije izabraćemo drugi pristup. Naime, u prenosu poruka telekomunikacionim sistemom neizvesnost korisnika kome je poruka poslata (namenjena) odnosi se samo na neznanje o tome koja će od poruka biti izabrana i poslata, a ne njen sadržaj ili smisao. Prema tome, dobijena informacija obuhvata samo eliminaciju te neizvesnosti. Ukoliko su mogućnosti u izboru veće i dobijena informacija biće veća. Ako je onaj ko bira poruku sloboden u izboru i ako postoje samo dve alternative od kojih je prepostavimo jedna " belo " druga " crno " pri čemu kada je " belo " predajnik recimo šalje cifru 1 a kada je " crno " onda kažemo da je poslata jedinična količina informacije. Zavisnost ovako definisane količine informacije od broja mogućih poruka može se izraziti matematički logaritmom sa osnovom (2)

$$\log_2 2^1 = 1 \text{ (bit)}$$

1.1 POJAM INFORMACIJE

U današnjem razmatranju telekomunikacionog sistema susretali smo se sa pojmom " informacija ". Ovaj pojam se često čuje i u svakodnevnom životu kao malo odnosno dovoljno informacija, kada se procjenjuje neka vest ili događaj. Kako je ova reč široko rasprostranjena pokušaćemo da definisemo ovaj pojam sa inženjerskog aspekta u oblasti kojom se bavimo. Pored ostalog mnogi i ne sute da se

Uvođenje dualnog logaritma, prirodno proističe iz same definicije količine informacije, zasnovane na najprijetijem mogućem sličaju u kome postoji samo dve mogućnosti izbora. Postoje se najčešće radi sa binarnim brojnim sistemom jedinica, količina informacije je nazvana " bit " što predstavlja skraćenicu od (Binary digit). Ako posmatramo opštiti slučaj, matematička definicija količine informacije koju sadrži neko saopštenje možemo definisati na sledeći način:

$$\text{Primljena informacija} = \log_2 \left[\frac{\text{Verovatnoća datog saopštenja}}{\text{Verovatnoća datog saopštenja do prijema saopštenja}} \right]$$

1.2

Ako se radi o slučaju idealnog prenosa vesti, odnosno o prenosu bez smetnji i izobličenja, onda bi verovatnoća događaja posle prijema saopštenja bila jednaka jedinici pa bi izraz (1.2) mogao da se uprosti:

$$\text{Primljena informacija} = -\log_2 \left[\frac{\text{Verovatnoća datog saopštenja}}{\text{do prijema saopštenja}} \right] \quad 1.3$$

Primjena opštih razmatranja lako se može proširiti i na sisteme prenosa u telekomunikacijama, a naročito je to pogodno u telegrafiji ili prenosu podataka, gde otpremne funkcije (signali) imaju dve definisane amplitude " 1 " ili " 0 " tako da je na mestu prijema verovatnoća određenog nivoa $1/2$. Za svaki osnovni impuls količina informacije prema jednačini (1.1) iznosi 1 bit. Međutim ako neka poruka sadrži " n " osnovnih impulsa onda je njena verovatnoća na mestu prijema jednaka $(1/2)^n$ pa je količina primljene informacije:

$$\text{Količina primljene informacije} = -\log_2(1/2)^n = n \text{ (bita)} \quad 1.4$$

U opštem slučaju kada signal koji predstavlja poruku ili vest, na otpremnoj strani sadrži " m " amplitudskih stupnjeva sa " n " osnovnih impulsa u sekundi i kada ukupno trajanje signala iznosi T sekunde, onda je očigledno verovatnoća prijema te vesti na mestu gde je korisnik jednaka $(1/m)^nT$. Primljena količina informacije koju možemo i simbolicki obeležiti sa Q bitće:

$$Q = -\log_2(1/m)^nT = nT \cdot \log_2 m \quad 1.5$$

2. SPEKTRALNA ANALIZA SIGNALA

Na osnovu izlaganja u uvodu, možemo zaključiti da se svaki tehnički signal može, manje ili više, tačno, predstaviti pogodnom funkcijom vremena. Teorija telekomunikacija se između ostalog bavi i proučavanjem signala nosioca poruke i iznalaži mogućnosti prenosa tih signala uz što manji uticaj smetnji. Prema tome u telekomunikacionoj tehnici postoji više problema, a to ono što nas u ovom kursu interesuje je:

- a) Analiza signala, odnosno informacija
- b) Izbor postupka, odnosno metoda

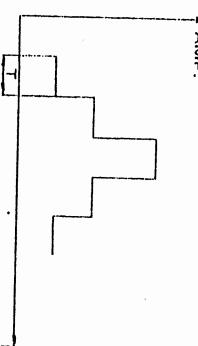
2.1 KLASIFIKACIJA SIGNALA

Poruke u telekomunikacijama se prenose signalima, a svi ti signali vremenske funkcije mogu se podeliti u dve velike grupe, prema tome da li imaju ili nemaju tačke prekida. U prvom slučaju radi se o diskretnim signalima, a u drugom o kontinualnim.

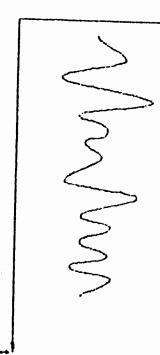
Diskrete poruke se javljaju kao nizovi vremenski odvojenih elemenata od kojih je svaki okarakterisan jednom od konačno mnogo takvih poruka.

Kontinualne poruke se javljaju kao signali čije amplitude uzimaju na koju vrednost i ne postoje tačke prekida.

Poruke odnosno signale po prirodi delimo na dve velike grupe: determinističke i slučajne. Determinističke signali su oni koji se mogu opisati zadatim analitičkim izrazom, dok se slučajni signali opisuju slučajnim vremenskim funkcijama čije se vrednosti u budućnosti ne znaju. Na sl.2.1a,b dati su dijagrami diskretnog i kontinualnog signala.



A.M.P.



A.M.P.

Sl.2.1a Diskretni signal

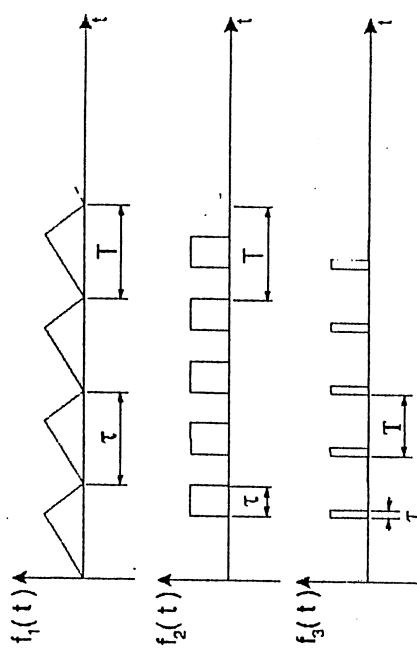
Sl.2.1b Kontinualni signal

Ako se posle ovih podela upitamo koji se signali prenose u telekomunikacijama odgovor bi bio slučajni signal, jer slučajni signali prenose poruku koju korisnik unapred ne poznaje. Ako bi bilo obrnuto takvo saopštenje bi bilo bez osnova, zato kažemo da informacije sobom mogu da nose samo slučajni signali. Međutim ovo ne znači da deterministički signali nemaju svoju ulogu i место u telekomunikacijama, naprotiv oni omogućavaju niz pogodnosti u ispitivanju i proučavanju prenosa slučajnih signala. Ovo se može ilustrovati primerom kada se radi o projektovanju sistema za prenos govorâ, čiji je opseg učestanosti od (300 - 3400) Hz, dobijen eksperimentalnim putem.

U tom slučaju umesto obimnih eksperimentata za statističko ispitivanje potrebne i dovoljne širine govornog kanala, koristimo deterministički signal (sinusni ili kosinusni) jer znamo da ako se takvim sistemom dobro prenose sinusoidalni signali čije su učestanosti između 300Hz i 3000Hz, onda će on valjati i za prenos govorâ. Znači može se determinističkim metodama zaključivati o nečemu što je u svojoj osnovnoj prirodi nedeterminističko. Zbog svega do sada rečenog u daljem tekstu posvetićemo se analizi determinističkih signala i metodama koje se približno koriste.

Za ispitivanje osobina determinističkih signala koristi se harmoniska analiza zasnovana na teoriji Furijeovih redova i Furijeova transformacija. Ovi signali se dele u dve grupe: Periodični i aperiodični. Za analizu prvih koriste se Furijeovi redovi dok za druge Furijeova transformacija.

Razložena funkcija sada je okarakterisana sumom prostoperiodičnih (sinusoidalnih) oscilacija različitih učestanosti, faza i amplituda. Kao što vidimo, dekompozicija složenog periodičnog signala vrši se najprije prostoperiodičnim (sinusoidalnim), iz prostog razloga što sama sinusoidalna funkcija ima tu osobinu da joj je i izvod i integral opet sinusoidalnog oblika, što je velika olakšica i prednost u analizi. Za proučavanje periodičnih signala dovoljno je ispitati samo ograničeni broj elemenata - diskretnih impulsa - koji obrazuju jedan talas. Na sl.2.2 dati su primjeri periodičnih funkcija koje se često javljaju u praksi.



Sl.2.2 Vremenski oblik nekih periodičnih funkcija

Periodična funkcija $f(t)$ sa periodom $T = 1/f_0$, može biti predstavljena beskonačnom sumom sinusoidnih oscilacija. Jedan takav red može se matematički napisati na sledeći način:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \cos(n\omega_0 t) + b_n \cdot \sin(n\omega_0 t)] \quad 2.1$$

i poznat je pod nazivom trigonometrijski oblik Furijeovog reda. U ovom izrazu konstante a_0, a_n, b_n ($n = 0, 1, 2, \dots$) nazivaju se koeficijentima Furijeovog reda. Ako je ovaj red konvergentan, njegova suma je periodična funkcija $f(t)$ argumenta t sa periodom 2π . Drugim rečima može se reći da ako neka vremenska funkcija $f(t)$ zadovoljava tz. Dirichletov uslov tj. da je:

$$\int_{-T/2}^{T/2} |f(t)| \cdot dt < \infty$$

Ako se vremenska funkcija $f(t)$ koja predstavlja proizvođen signal stalno ponavlja u određenom vremenskom intervalu T tako da je ispunjen uslov $f(t) = f(t+nT)$, $n=0, 1, 2, \dots$, onda govorimo o periodičnom signalu. Ako je perioda T zanemarljiva u odnosu na ukupno trajanje periodičnosti, onda takav signal možemo i matematički i tehnički tretirati kao periodičan. Najčešći predstavnici periodičnih signala su povorkе pravougaonih impulsa, trouglasta periodična funkcija itd. Poznato je da se svaka takva funkcija bez obzira na složenost njenog talasnog oblika uvek može razložiti u Furijeov red. Na taj način vremenski domen te periodične funkcije prebacujemo u domen učestanosti.

konačna veličina, onda se ona može predstaviti Furijeovim redom po jed.2.1 . Koeficijent a_n i b_n se mogu izračunati preko integrala:

$$a_n = \frac{2}{T} \cdot \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cdot \cos(n\omega_0 t) \cdot dt ; b_n = \frac{2}{T} \cdot \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cdot \sin(n\omega_0 t) \cdot dt \quad 2.3$$

dok je konstanta a_0 srednja vrednost ove funkcije i lako se izračunava iz izraza za a_n kada se stavi $n=0$.

$$a_0 = \frac{2}{T} \cdot \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cdot dt \quad 2.4$$

Trigonometrijski oblik Furijeovog reda može se transformisati na prostiji, a jedan od njih je:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cdot \cos(n\omega_0 t + \phi_n) \quad 2.5$$

gde je:

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad \phi_n = \arctan(-b_n / a_n) \quad 2.6$$

Furijeov red periodične funkcije kao što vidimo sastoji se iz sume harmoničnih oscilacija sa osnovne učestanosti $f_0 = 1/T$. Amplituda pojedinih

harmonika osnovne učestanosti je C_n a faza ϕ_n . Dalje uprošćavanje izraza za Furijeov razvoj, postiže se prelaskom na kompleksnu notaciju. Ako se podsetimo Eulerovih obrazaca koji definisu vezu između eksponencijalne i trigonometrijske funkcije, koji

$$e^{+jk} = \cos x + j \sin x \quad 2.7$$

Ako u ovom izrazu umesto (x) stavimo ($-x$) dobicećemo da je:

$$e^{-jk} = \cos x - j \sin x \quad 2.8$$

Iz poslednje dve relacije proizilazi:

$$\cos x = \frac{e^{jk} + e^{-jk}}{2}, \quad \sin x = \frac{e^{jk} - e^{-jk}}{2j} \quad 2.9$$

Ako se ponovo vratimo na našu vremensku funkciju $f(t)$ u jed. 2.1 i umesto argumenta (x) stavimo ($n\omega_0 t$) dobili bi da je:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (a_n - jb_n) \cdot e^{jn\omega_0 t} + \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (a_n + jb_n) \cdot e^{-jn\omega_0 t} \quad 2.10$$

Ako uvedemo i negativne vrednosti za (n) može se lako videti iz definicije jed.2.3 da je koeficijent a_n parna funkcija, a koeficijent b_n neparna funkcija, pa je $a_{-n} = a_n$ i $b_{-n} = -b_n$. Uz ovu konstataciju lako se dolazi do eksponencijalne ili kompleksne forme Furijeovog reda:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n \cdot e^{jn\omega_0 t} \quad 2.11$$

gde je $F_n = \frac{1}{2}(a_n - jb_n)$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Zamenom izraza za koeficijente a_n i b_n u izrazu za F_n dobili bi:

$$F_n = \frac{1}{T} \cdot \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cdot e^{-jn\omega_0 t} \cdot dt \quad 2.12$$

Koeficijent F_n i F_{-n} su konjugovano kompleksni tako da se može pisati da je $F_n = F_{-n}^*$ a takođe postoji i veza između koeficijenata sva tri oblika Furijeovih redova.

F_n je znači kompleksna veličina i često se naziva Furijeova transformacija periodične funkcije $f(t)$. Kompleksni oblik Furijeovog reda ima određeni prednosti u odnosu na druga dva oblika. Operacija diferenciranja i integriranja sa kompleksnim oblikom je prostija kao sa svakom eksponencijalnom funkcijom, fazni uglovi se ne pojavljaju eksplicitno u ovom obliku jer su skriveni u kompleksnim koeficijentima, pa se u toku računske operacije ne mora voditi računa o njima sve dok nam nisu eksplicitno potrebni. Veza između koeficijenata F_n , C_n i a_n , b_n može se izraziti na sledeći način:

$$F_n = |F_n| \cdot e^{jk_n} \quad 2.13$$

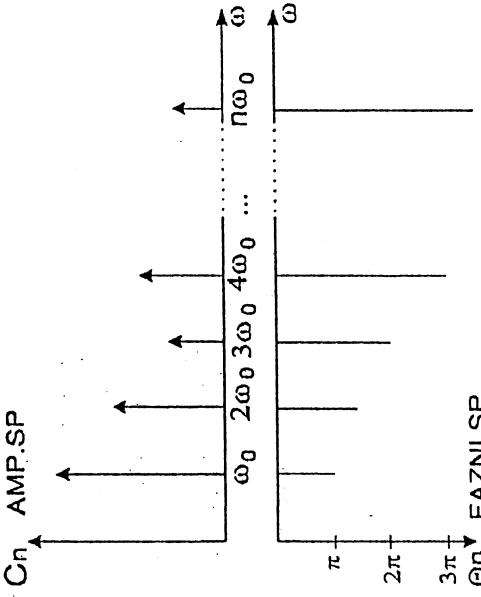
$$|F_n| = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{a_n^2 + b_n^2} = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot C_n \quad 2.14$$

$$\theta_n = \arctan\left(-\frac{b_n}{a_n}\right) \quad 2.15$$

Na osnovu do sada rečenog F_n se često naziva kompleksnim spektrom funkcije $f(t)$. Apsolutna vrednost $|F_n|$ naziva se amplitudskim spektrom a Q_n faznim spektrom funkcije $f(t)$.

2.3 SPEKTAR SIGNALA

Iz dosadašnje analize videli smo kako se kod periodičnih signala, njima odgovarajuće funkcije vremena, pretvaraju uz pomoć Furijeovе analize u funkciju učestalosti, koja se menja u diskretnim harmoničnim skokovima. Svaku diskretnoj učestanosti $n\omega_0$ odgovara određena amplituda i faza harmonika. Spektar je analitički potpuno definisan Furjeovim redom, ali je i grafičko predstavljanje spektra korisno. Na sl.2.3 data je grafička predstava amplitudskog i faznog spektra periodičnog signala. (funkcije).

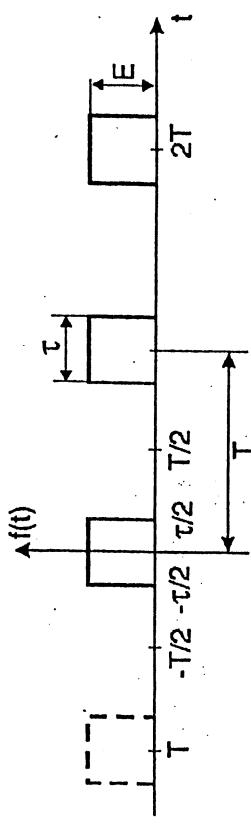


Sl. 2.3 Amplitudski spektar

Jednim pogledom na amplitudski spektar saznajemo lako koji harmonici postoje i kolika im je amplituda. Međutim, tek iz dijagrama faznog spektra, saznajemo kakav je međusobni odnos harmonika. Znači grafičko predstavljanje spektra je korisno i poučno, jer u nekim slučajevima, potrebno je poznavati i amplitudski i fazni spektar da bi mogli da sudimo o obliku signala.

U cilju boljeg razumevanja analize periodičnih signala na jednom primeru ćemo to pokazati.

Primer: Uzećemo signal u obliku povorkе pravougaonih impulsa i postaviti tako koordinatni početak da ova funkcija bude parna (izbor položaja koordinatnog početka je u principu proizvoljan) kao na sl.2.4.



Sl.2.4 Periodična povorka pravougaonih impulsa

Da bi mogli vršiti analizu, potrebno je definisati matematički funkciju $f(t)$.

$$f(t) = \begin{cases} E & 0 \leq t < \tau/2 \\ 0 & \tau/2 \leq t < T/2 \end{cases} \quad 2.16$$

Značajan parametar povorkе impulsa je tz. faktor τ zima α , i predstavlja odnos trajanja pojedinačnog impulsa prema periodu ponavljanja: $\alpha = \frac{\tau}{T}$. po definiciji α ne može biti veći od jedinice. Ako pogledamo signal "testerašto" oblike sa sl.2.2 vidimo da je za ovaj signal $\tau=T$ tj. $\alpha=1$. Ako koristimo trigonometski oblik Furjeovog reda za analizu imaćemo:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} f(t) dt = \frac{4}{T} \int_0^{\tau/2} E dt = 2E \frac{\tau}{T} = 2\alpha E \quad 2.17$$

2.4 PARSEVALOVA TEOREMA

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt = \frac{4E}{T} \int_0^{T/2} \cos(n\omega_0 t) dt = 2\alpha E \frac{\sin(n\pi\alpha)}{n\pi\alpha} \quad 2.18$$

Furijeov koeficijent $b_n=0$ za slučaj parne funkcije. Ovo nas navodi na zaključak da ukoliko postoje potrebeni uslovi simetrije koordinatni početak pri analizi signala treba postaviti tako da ispitivani signal postane čisto parna iličisto neparna funkcija. Tada će biti dovoljno izračunati samo jednu vstu koeficijenta a_n ili b_n .

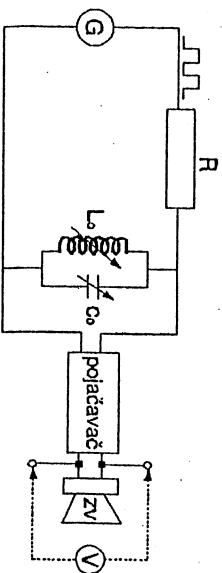
Furijeov red za funkciju biće:

$$f(t) = \alpha E + 2\alpha E \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi\alpha)}{n\pi\alpha} \cos(n\omega_0 t) \quad 2.19$$

Pošto je u našem signalu trajanje impulsa jednako trajanju pauze (vremenski interval bez impulsa), faktor režima $\alpha=1/2$, pa konačno dobijamo:

$$f(t) = \frac{E}{2} + \frac{2E}{\pi} \left[\cos \omega_0 t - \left(\frac{1}{3} \right) \cos 3\omega_0 t + \left(\frac{1}{5} \right) \cos 5\omega_0 t - \dots \right] \quad 2.20$$

Posmatrajući zadnji izraz, vidimo da spektar signala sadrži samo neparnе harmonike na diskretnim učestanostima itd., amplituda ovih harmonika opada a faze svih ovih komponenti su nula, što se i moglo pretpostaviti jer je koeficijent $b_n=0$. Praktična provera i realizacija ovog primera mogla bi se lako izvesti po šemi kao na sl.2.5. Podešavanjem oscilatornog kola na harmonične učestanosti analiziranog signala, koji se generiše prekidačem P , možemo na sluh pročeniti koji harmonici su prisutni u spektru.



Ako predpostavimo da složeno periodična funkcija $f(t)$ sa osnovnom periodom T prestavlja struju, koja prolazi kroz termogeni otpor R , onda je snaga utrošena na otporu R proporcionalna srednjoj vrednosti kvadrata struje. Ako usvojimo da je $R=1\Omega$ imaćemo:

$$P \approx \overline{f^2(t)} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f^2(t) dt \quad 2.21$$

Pokušajmo sada da integral izrazimo preko članova Furijeovog reda:

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f^2(t) dt = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left\{ \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t] \right\}^2 dt \quad 2.22$$

Pošto je integral sume jednak sumi integrala lako se dolazi do izraza:

$$P \approx \frac{a_0^2}{4} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{a_n^2 + b_n^2}{2} \right) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |F_n|^2 \quad 2.23$$

Poslednji izraz predstavlja traženu srednju vrednost kvadrata složeno periodične funkcije. Ovaj izraz u stvari predstavlja poznatu Parsevalovu teoremu koja govori: da je srednja vrednost kvadrata složeno periodične funkcije jednaka zbiru kvadrata apsolutnih vrednosti koeficijenata Furijeovog reda. Ako bi $f(t)$ predstavljala napon ili struju složenog signala, onda bi poslednji izraz predstavljao ukupnu srednju snagu složenog signala koja je ravna zbiru snaga svih njegovih harmonika. Iz Parsevalove teoreme se takođe može aklijititi da srednja snaga ne zavisi od faze pojedinih harmonika. Ovo znači da sve promene oblika signala koje su izazvane faznim izobličenjima, ne utiču na ukupnu srednju snagu signala.

Sl.2.5 Šema za praktičnu provjeru postojanja harmonika u spektru povrke impulsa

2.5 APERIODIČNI SIGNALI

Periodični signali, kao što smo videli, mogu se predstaviti sumom spektralnih komponenti. Ove komponente imaju konačne amplitude i razdvojene su konačnim frekvencijskim intervalom $f_0 = \frac{1}{T}$. Normalizovana snaga je takođe konačna. Međutim, nijedan tehnički signal ne zadovoljava stroge uslove periodičnosti. Tu imamo dobar primer radarskog signala koji isadrži milionsku povorku pravilno raspoređenih impulsa. Prelaz sa periodičnog na aperiodičan signal mogao bi se ilustrovati i na sledeći način.

Ako posmatramo signal sa sl.2.4 koji je periodična povorka impulsa, i dozvolimo da perioda T nesmetano raste, uz to prepostavimo da je, impuls centriran u koordinatnom početku - fiksiran, i da se vreme trajanja impulsa ne menja, faktor režima α postaje sve manji a amplitute komponenata u spektru sabijaju sve bliže jedna drugoj. Kada konacno, perioda postane beskonačna ($T \rightarrow \infty$) pojам povorce gubi svaki smisao, tj. sada imamo samo jedan usamijen impuls, koji stoji sam u vremenu.

Zamišljajući da je $T = \infty$ možemo da analiziranc bilo kakvu aperiodičnu funkciju, s tim da ova funkcija mora da zadovoljava uslov da je konačna veličina t_j .

$$\int_{-\infty}^{\infty} f^2(t) dt < \infty \quad 2.24$$

Ako podđemo od kompleksnog oblika Furijeovog reda:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{i 2\pi n t} \quad 2.25$$

i koristeći izraz za F_n jed.2.12 možemo odrediti Furijeovu transformaciju aperiodične funkcije.
Kada perioda $T \rightarrow \infty$, onda učestanost ponavljanja postaje infinitizimala df, a učestanost n-tog harmonika $n f_0$ može se zameniti kontinualno promenljivom učestanostu f , ili kružnom učestanostu ω . Znači uz uslov da $T \rightarrow \infty$ uvode se smene u Furijeovom redu pri čemu je:
 $n f_0 = f$, $n \omega_0 = \omega$, $1/T = df$, $d\omega = 2\pi df$

Sumiranje po svim harmonicima u ovom slučaju prelazi u integraciju u granicama $(-\infty, \infty)$ tako da dobijamo:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) \cdot e^{i\omega t} d\omega$$

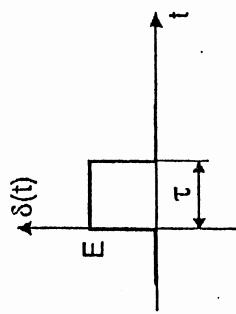
2.26

Kompleksna veličina $F(j\omega)$ u izrazu 2.26 se izračunava preko integrala oblika:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-i\omega t} dt \quad 2.27$$

i naziva se Furijeovom transformacijom aperiodične funkcije $f(t)$. Integral dat jed.2.25 stoga, po analogiji sa predstavljanjem periodične funkcije Furijeovim redom, naziva se Furijeov integral. Ovde odmah zapažamo da je Furijeova transformacija kontinualna funkcija po učestalosti ω i dok ovaj integral analizira vremensku funkciju u kontinualni spektor u domenu učestanosti, integral (jed.2.25) obavlja sintezu kompleksnog spektra iz domena učestanosti u vremenski domen. Vrio često se stoga Furijeov integral naziva i inverzna Furijeova transformacija.

Primer: potražimo Furijeovu transformaciju usamijenog pravougaonog impulsa koji je precislavljen funkcijom $s(t)$ kao na sl.2.6. Ako je amplituda impulsa E a vreme trajanja τ , onda se funkcija definise matematički:



Sl.2.6 Aperiodični signal

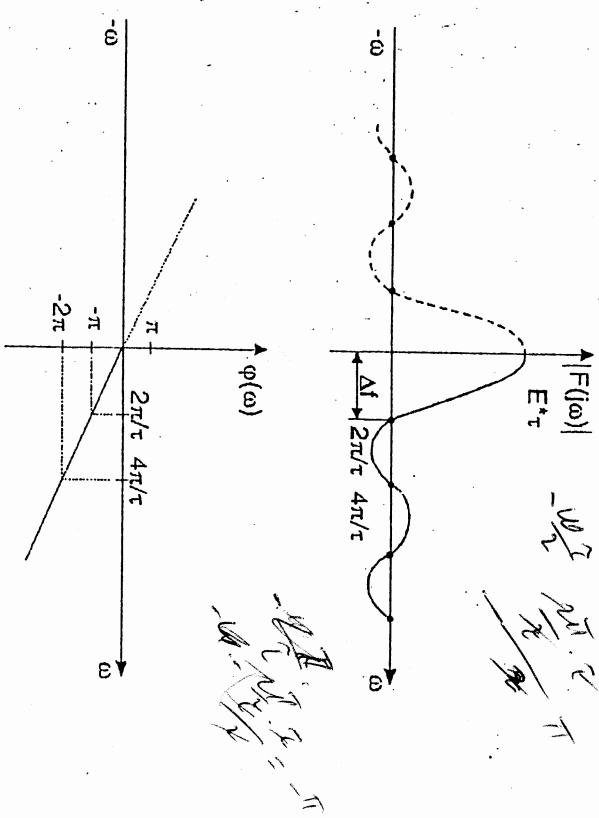
$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot e^{-i\omega t} dt = \int_0^{\tau} E \cdot e^{-i\omega t} dt = \frac{E}{\omega} [\sin \omega \tau + j(\cos \omega \tau - 1)] \quad 2.28$$

Primenom trigonometrijskih transformacija lako se dolazi do izraza za modul Furijeove transformacije $|F(j\omega)|$ tj. amplitudskog spektita ili kako se još može sresti pod nazivom spektralna gustina amplituda:

$$|F(j\omega)| = E \cdot \tau \frac{\sin \frac{\omega \tau}{2}}{\frac{\omega \tau}{2}} \quad 2.29$$

Pošto je kompleksna veličina može se napisati na sledeći način:
 $F(j\omega) = |F(j\omega)| e^{j\phi(\omega)}$. Izalaženjem realnog i imaginarnog dela može se pored modula izračunati i argument ove kompleksne veličine tj. fazu, odnosno fazni spektar. U našem slučaju imali bi:

$$\operatorname{tg}\phi(\omega) = -\operatorname{tg} \frac{\omega \tau}{2} \quad \text{tj. } \phi(\omega) = -\frac{\omega \tau}{2} \quad 2.30$$



sto predstavlja generalisani Parsevalovu teoremu o energiji aperiodične funkcije. Ova relacija omogućava da na našem primjeru odredimo raspodelu energije u spektru aperiodičnog signala poznavajući modul spektralne karakteristike. Za slučaj usamlijenog pravougaonog impulsa imali bi da je energija sadžana u opsegu učestalosti $0 - \omega$:

$$\int s^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int F^2(\omega) d\omega \quad 2.31$$

Uz pomoć ove relacije možemo izračunati kolika je energija u prvoj poluarkadi tj. da učestanosti na kojoj se nalazi prva nula a to je $\omega = 2\pi/\tau$ ili $\Delta f = 1/\tau$. Može se reći da postoje dva mera o utvrđivanju dobrote impulsa. Prema jednom, ispituje se koliki je procenat energije impulsa sadržan u harmonicima preve poluarkade - kriterijum prve nule. Prema drugom, ispituje se koliko je širok opseg učestanosti koji će da obezperi 90% energije impulsa - kriterijum energije. Pokazalo se u praksi da je sasvim dovoljno, u većini slučajeva, preneti 90% energije, pa da reprodukcija signala na prijemu bude zadovoljavajuća. Kada bi pravili upoređenje više vrsta impulsa (zvonasti, pravougaoni, trapezasti, trougaoni) zvonasti impuls ima najbolju koncentraciju energije, iz njega bi došao pravougaoni, ne samo zbog koncentracije energije već i zbog drugih prednosti. Svuda gde je potrebno tačno poznavanje početka i kraja impulsa (merenja udaljenosti u radarskoj primeni) pravougaoni impuls je nezamenljiv. Strome ivice čine ga manje osetljivim na strane smetnje (šumove) tako da se nekada u pogledu "tehničke" dobrote ovi impulsi stavljaju na prvo mesto.

Ako grafički predstavimo obe spektralne karakteristike sl.2.7 zapažamo da će nule amplitudnog spektra biti za vrednosti $\omega\tau/2=n\pi$ $n=1, 2, \dots$. Vrednost $|F(j\omega)|$ za $\omega=0$ iznosi $E\tau$. Takođe vidimo da je amplitudni spektar ovog aperiodičnog signala strogo kontinualna funkcija oblike ($\sin x/x$). Prva nula spektra je na učestanosti $\omega=2\pi/\tau$.

Deo spektra od koordinatnog početka ($\omega=0$) do prve nule, naziva se prva poluarkada. U ovom delu spektra sadžano je 90,4% ukupne energije signala. Učestalost prve nule $\Delta f = 1/\tau$ je obrnuto сразмерna trajanju impulsa, što govori da je za uže impulse potrebita veća širina propusnog opsega sistema, da bi preneli prvu poluarkadu spektra.

Da bismo mogli na ovom primeru da proučimo energetske odnose, moramo se vratiti na Parsevalovu teoremu. Naime, slično se može kod aperiodičnih signala pokazati da je:

$$W_\omega = \frac{(E\tau)^2}{\pi} \int_0^\infty \left(\frac{\sin \frac{\omega \tau}{2}}{\frac{\omega \tau}{2}} \right)^2 d\omega \quad 2.32$$

2.6 KONVOLUCIJA

Ako imamo dve periodične funkcije $f_1(t)$ i $f_2(t)$ iste periode T i ako su njihove Furijbove transformacije F_{n1} i F_{n2} respektivno, onda integral oblika:

$$P_{12}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} f_1(t) \cdot f_2(\tau - t) \cdot dt \quad 2.33$$

nazivamo konvolucijom periodičnih funkcija $f_1(t)$ i $f_2(t)$. Konvolucija u suštini predstavlja srednju vrednost proizvoda dve funkcije pri čemu je jedna od funkcija ostala nepromenjena (na primjer $f_1(t)$), dok je druga funkcija pomerena za (τ) i uzet njen "lik u ogledalu" simetričan u odnosu na ordinatnu osu. Zamenimo li podintegralnu funkciju $f_2(\tau - t)$ iz izraza 2.33 odgovarajućim Furijevim redom shodno izrazu 2.11

$$f_2(\tau - t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [F_{n2}] \cdot e^{jn\omega_0(\tau-t)} \quad 2.34$$

dobijamo da je:

$$P_{12}(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [F_{n1}] [F_{n2}] \cdot e^{jn\omega_0\tau} \quad 2.35$$

Uočavamo da je kompleksni spektar funkcije $P_{12}(\tau)$ proizvod kompleksnih spektara $[F_{n1}]$ i $[F_{n2}]$. Na osnovu ovog možemo napisati i sledeći izraz:

$$[F_{n1}][F_{n2}] = \frac{1}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} P_{12}(\tau) \cdot e^{-jn\omega_0\tau} d\tau \quad 2.36$$

Ovaj izraz nam govori da: konvolucija $P_{12}(\tau)$ funkcija $f_1(t)$ i $f_2(t)$ i proizvod njihovih spektara čine Furijev transformacioni par, što se može pisati i skrašeno na sledeći način:

$$P_{12}(\tau) = \mathcal{F}^{-1}\{[F_{n1}][F_{n2}]\} \quad 2.37$$

Konvolucija nalazi veliku primenu u filtriranju signala, jer nalaženjem konvolucije ulaznog signala i impulsnog odziva filtra, može se odrediti signal na izlazu tog filtra.

Ako su funkcije $f_1(t)$ i $f_2(t)$ aperiodične na sličan način integral oblika:

$$P_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) \cdot f_2(\tau - t) \cdot dt \quad 2.38$$

naziva se konvolucija aperiodičnih funkcija $f_1(t)$ i $f_2(t)$. Kao što se vidi i ovde je funkcija $f_2(t)$ pomerena u vremenu za τ i uzet lik simetričan u odnosu na ordinatnu osu koordinatnog sistema. Dakoj razvijanjem izraza 2.38 može se lako doći do sledeće relacije:

$$P_{12}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(j\omega) \cdot F_2(j\omega) \cdot e^{j\omega\tau} d\omega \quad 2.39$$

ili ako se setimo izraza po jed. 2.26 i 2.27 lako se i ovde dobija da je:

$$F_1(j\omega) \cdot F_2(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} P_{12}(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \quad 2.40$$

Iz zadnja dva izraza vidimo da P_{12} i $F_1(j\omega) \cdot F_2(j\omega)$ obrazuju takođe Furijev transformacioni par. Ovaj stav se naziva teoremom o konvoluciji aperiodičnih funkcija.

2.7 KORELACIJA IZMEĐU SIGNALA

Korelacija između signala je merili sličnosti ili razlike između signala (funkcija). Ako su periodične funkcije sa istom periodom T onda korelacija između njih ili još tačnije srednja korelacija glasi:

$$R_{12}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} f_1(t) \cdot f_2(t + \tau) \cdot dt \quad 2.41$$

Ako se primene slične analize kao ranije može se dokazati da će korelacija $R_{12}(\tau)$ biti data sledećom relacijom:

$$R_{12}(\tau) = \sum [F_{n1}]^* [F_{n2}] \cdot e^{+jn\omega_0 \tau} \quad 2.42$$

Takođe se lako pokazuje da $R_{12}(\tau) i [F_{n1}]^* [F_{n2}]$ obrazuju Furijev transformacioni par tj. poznavanjem korelacione funkcije $R_{12}(\tau)$ lako nalazimo proizvod njihovih spektara prema izrazu:

$$[F_{n1}]^* [F_{n2}] = \frac{1}{T} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} R_{12}(\tau) \cdot e^{-jn\omega_0 \tau} d\tau \quad 2.43$$

Specijalni slučaj međukorelaceione funkcije je autokoreaciona funkcija $R_{11}(\tau)$ tj. to je korelacija funkcije same sa sobom, i može se predstaviti izrazom:

$$R_{11}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} f(t) \cdot f(t + \tau) dt \quad 2.44$$

Po analogiji sa korelacijom periodičnih signala, definise se i korelacija aperiodičnih signala po izrazu:

$$R_{12}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) \cdot f_2(t + \tau) dt \quad 2.45$$

Primenom odgovarajućih smena kao što su izrazi za Furijev integral aperiodične funkcije i Furijeva transformacija, došli bi do konačnih izraza za korelaciju tj. imali bi:

$$R_{12}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(j\omega) \cdot F_2(j\omega) \cdot e^{j\omega\tau} d\omega \quad 2.46$$

odnosno:

$$F_1^*(j\omega) \cdot F_2(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{12}(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \quad 2.47$$

Oznaka ($*$) iznad $F_1(j\omega)$ znači da se radi o konjugovano kompleksnom spektru. Proizvod $F_1^*(j\omega) \cdot F_2(j\omega)$ se često naziva spektralna gusťina unakrsne snage. U posebnom slučaju kada je $f_1(t) = f_2(t) = f(t)$ imamo autokorelaciju:

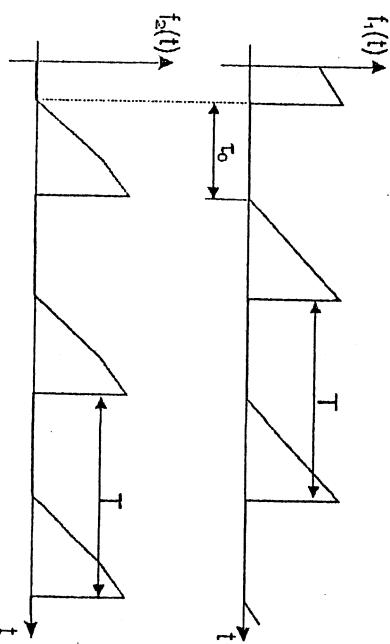
$$R_{11}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F(j\omega)|^2 \cdot e^{j\omega\tau} d\omega \quad 2.48$$

Veličina $|F(j\omega)|^2$ naziva se u ovom slučaju spektralna gusťina energije $S_{11}(\omega)$. Ako posmatramo slučaj $\tau = 0$ onda je:

$$R_{11}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} f^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{11}(\omega) d\omega \quad 2.49$$

Ako bi $f(t)$ bila struja ili napon i ako bi ta struja prolazila preko otpornika $R=1\Omega$ onda zadnji izraz predstavlja ukupnu električnu energiju u otporu tj. ovaj izraz predstavlja Parsevalovu teoremu za aperiodičnu funkciju.

Potreba za uvođenjem parametara (τ) u definiciji korelacije lako se može objasniti preko grafička sa sl.2.8. Ova dva signala imaju istu periodu i slični su, međutim integral proizvoda $f_1(t) \cdot f_2(t)$ jednak je nuli, pošto je u svakom trenutku jedna ili druga funkcija nula. Funkcija $f_2(t + \tau)$ je ustvari funkcija $f_1(t)$ pomerenje za vrednost τ . Lako se vidi da je $R_{12}(0) = 0$ dok se $R_{12}(\tau)$ povećava ako je (τ) veće od nule i postaje maksimalno kada je $\tau = T_0$. Na kraju treba reći da pri iznalaženju korelacije treba specificirati koja se od funkcija pomera jer u principu $R_{12}(\tau) \neq R_{21}(\tau)$, i tako se može pokazati da je $R_{21}(\tau) = R_{12}(-\tau)$ i u slučaju periodičnih i aperiodičnih signala.



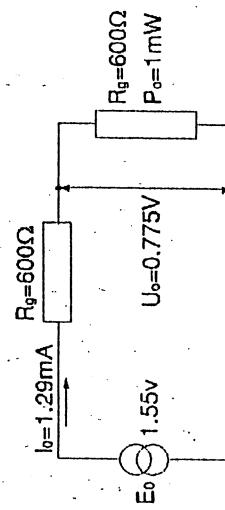
Sl.2.8 Ilustracija slučaja kada je vremenski odnos datih funkcija takav da je $f_1(t) \cdot f_2(t) = 0$

2.8 DEFINICIJE NEKIH OSNOVNIH VELIČINA KOJE SE KORISTE U PRENOSU

U ovom delu biće date definicije osnovnih veličina koje se često koriste u telekomunikacijama ali i u drugim oblastima tehnike. U dosadašnjem izlaganju o signalima govorili smo uopšteno tj. uvedene funkcije $f(t)$ i $S(t)$, mogu da predstavljaju napon, struju, snagu itd. Međutim vrlo često se u praksi susrećemo sa odnosom dve veličine iste prirode, pa se u takvim slučajevima pokazalo, da je lakše raditi sa logaritmom njihovog odnosa a ne sa prostim odnosom.

2.9 NORMALNI GENERATOR

Pod nazivom normalni generator podrazumeva se generator čija je unutrašnja otpornost 600Ω , a elektromotorna sila $1,55V$ tako da se na opterećenju od 600Ω dobija snaga $1mW$. na slici 2.9 data je šema normalnog generatora, a veličine napona, struje i snage u ovom referentnom kolu vezani su za telefoniju i prenos po vodovima. Naime telefonske linije su tada imale karakteristične impedanse od 600Ω i da bi linija bila prilagođena generatoru, bilo je neophodno da generator ima unutrašnju otpornost 600Ω . Pored toga veličina snage govoarnih signala na izlazu iz mikrofona bila je oko $1mW$. Kada se ove veličine usvoje šema normalnog generatora je potpuno definisana.



Sl.2.9 Normalni generator

Za referentnu snagu je usvojena snaga $1mW$ tako da možemo definisati apsolutni nivo: Apsolutni nivo snage P definise se na sledeći način:

$$\eta_{(u)} = \ln \frac{U}{U_r}, \quad \eta_{(i)} = \ln \frac{I}{I_r}, \quad \eta_{(p)} = \ln \frac{P}{P_r} \quad 2.50$$

tj. on predstavlja logaritamski odnos posmatrane snage i referentne snage izražen u dB. Uobičajeno je da se u ovom slučaju piše umesto dB (dBm). Snaga P može biti aktivna ili prividna zato uzimamo apsolutnu vrednost. Apsolutni nivo napona U definise se:

$$\eta_u = 20 \log \left| \frac{U}{0,775V} \right| \quad 2.51$$

i apsolutni nivo struje:

$$\eta_i = 20 \log \left| \frac{I}{1,29mA} \right| \quad 2.52$$

pri čemu su vrednosti napona $0,775V$ i struje $1,29mA$ usvojene kao referentne.

2.10 RELATIVNI NIVO

Pod relativnim nivoom neke tačke u nekoj električnoj mreži, podrazumevamo razliku apsolutnih nivoa u toj tački i referentnoj tački sistema. Referentna tačka sistema se obično definiše. Ako za referentnu vrednost napona, struje i snage odaberemo vrednosti U_r , I_r i P_r , onda možemo definisati relativni nivo neke tačke u sistemu veze na sledeći način:

$$\eta_{(u)} = 20 \log U / U_r, \quad \eta_{(i)} = 20 \log I / I_r, \quad \eta_{(p)} = 10 \log P / P_r \quad 2.53$$

Pošto radimo sa dekadnim logaritmima i ovde su jedinice dB (decibel). Međutim ako se koristi prirodni logaritam, logaritamska jedinica se zove neper (N), tako da bi nivo napona, struje ili snage bio definisan preko prirodnog logaritma na sledeći način:

$$\eta_{(u)} = \ln \frac{U}{U_r}, \quad \eta_{(i)} = \ln \frac{I}{I_r}, \quad \eta_{(p)} = \frac{1}{2} \ln \frac{P}{P_r} \quad 2.54$$

Lako se pokazuje kakav je odnos između (N) i (dB), ako se isti nivo jednom izrazi preko dekadnog logaritma a drugi put preko prirodnog i izjednači se. Tada dobijamo:

$$1 \text{ N} = 8,686 \text{ dB, odnosno, } 1 \text{ dB} = 0,115 \text{ N}$$

2.55

Ovde treba reći da se referentne vrednosti U_r , I_r i P_r vezuju za bilo kakvu impedansu, odnosno otpornost R na kojoj se posmatra U , I , P , dok se veličine P_o , I_o i U_o u slučaju apsolutnih nivoa strogo vezane za jedno određeno kolo i strogo određenu impedansu 600Ω . Na osnovu ovoga može se pokazati, na primer da će apsolutni nivo napona biti jednak apsolutnom nivou snage, samo ako je $Z = 600\Omega$, za svaku drugu impedansu imali bi:

$$\eta_p = \eta_u + 10 \log 600 / Z$$

2.56

Potrebito je ovde naglasiti da se u nekim slučajevima ne koriste pomenute referentne vrednosti, već neke druge, kao na primer u televiziji, nivo napona u nekoj tački definisi se u odnosu na napon od $1V$, pa se tada pojavljuje logaritamska jedinica dBV . Ili ako se radi o predajnicima većih snaga, nivo snage se izražava u odnosu na 1KW pa će jedinica biti dBKW itd. Vidimo da se javljaju razne, za pojedine oblasti, podesne referentne vrednosti.

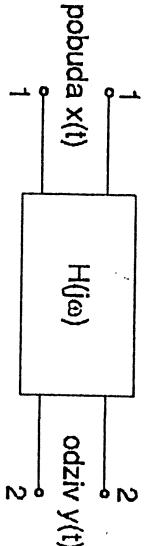
Sve ove jedinice i pojmovi vezani su za signale sinusoidalnog oblika, međutim u većini slučajeva signali su slučajnog oblika a ipak im se mora znati srednja, efektivna ili maksimalna vrednost. Za ova merenja izrađeni su posebni instrumenti - Vumetri, koji mere efektivnu vrednost signala, tako da se ovde susrećemo sa jednim novim pojmom tj. volumenom i jedinicom kojom se on meri a koja se skraćeno piše Vu (Volume unit). Ovi instrumenti našli su praktičnu primenu u radio difuznom prenosu, gde se pojačanje odgovarajućih pojačavača reguliše na osnovu očitavanja ovih instrumenata.

3. SISTEMI ZA PRENOS SIGNALA

Svrha analize signala bila je da se vremenska funkcija, koja opisuje signal predstavi u domenu učestanosti podesno izabranim parametrima.

Osnovni motiv za sve ovo je proučavanje deformacija signala koje nastaju u njihovom prenosu telekomunikacionim sklopovima i sistemima. S obzirom na namenu telekomunikacionog sistema da se na njegovom izlazu dobije što verniji poslati signal, jasno je da ceo sistem gledano od početka do kraja treba da je linearan. Veliki broj sklopova telekomunikacionih sistema je po svom karakteru tz. linearna mreža sa konstantnim parametrima. U linearnim sistemima svi naponi i sve struje su linearno proporcionalne elektromotornim silama tj. ako na primer udvostručimo EMS, udvostručiće se i vrednosti napona i struja i obrnuto. Međutim, ovde treba naglasiti da neke funkcije koje se zahtevaju od pojedinih sklopova ne mogu se realizovati pomoću linearnih mreža. Takvi sklopovi su pojačavaci, modulatori, demodulatori itd. u kojima se nalaze aktivni neelinearni elementi (elektronske cevi, tranzistori itd.). Ako se radi u režimu " malih signala " uvek se takav sklop može aproksimirati linearnim.

U opštem slučaju sistem za prenos se simbolično predstavlja kao što je to dato na sl.3.1



SL. 3.1 Simboličko predstavljanje sistema za prenos

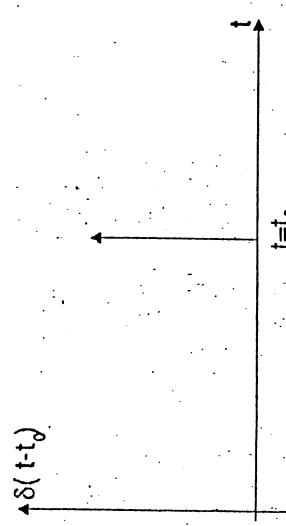
Na ulazu ovog sistema (ili sklopa) dovodi se pobuda $x(t)$, na izlazu se dobija odziv $y(t)$. Linearne mreže se konstantnim parametrima ili kako se još često zovu vremenski invariantne mreže, se odlikuju time da se u njima ne generišu nove učestanosti, a to znači da se prolaskom signala kroz sistem može promeniti samo amplituda i fazni stav sinusnih komponenti.

3.1 TRANSFER FUNKCIJA

Funkcija $H(j\omega)$, kao kompleksna veličina, uvodi se u račun da bi se izrazio uticaj mreže na amplitudu i fazni stav prenošenog (na primar) - sinusoidalnog signala koji se dovodi kao pobuda. Ova funkcija se često

naziva funkcija prenosa ili transfer funkcija. Određivanje funkcije prenosa linearne mreže obično se izvodi uz pomoć pobudnog aperiodičnog signala u vidu delta funkcije. Na sl. 3.2 dat je grafik takve funkcije i kao što se vidi, teoretski, takav impuls ima beskonačnu amplitudu i beskonačno kratko vreme trajanja ali je površina ispod impulsa tj. integral, konačna vričina, jednaka jedinici:

$$\delta(t - t_0) = \begin{cases} \infty & t = t_0 \\ 0 & t \neq t_0 \end{cases}; \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) \cdot dt = 1 \quad 3.1$$



Sl. 3.2 Delta funkcija

Furijeova transformacija pobude $\mathbf{x}(t) = \delta(t)$ biće:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad 3.2$$

Pošto funkcija postoji samo za $t = t_0$ (za ostalo vreme je nula) član $e^{-j\omega t_0}$ se može izvesti ispred integrala:

$$F(j\omega) = e^{-j\omega t_0} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) \cdot dt = 1 \cdot e^{-j\omega t_0} \quad 3.3$$

Ako se setimo da smo imali da je $F(j\omega) = |F(j\omega)| \cdot e^{j\phi(\omega)}$ onda je u našem slučaju $|F(j\omega)| = 1$ a $\phi(\omega) = -\omega t_0$, što znači da je karakteristika spektralne gustine amplituda, dirakovog impulsa tj. delta funkcije, ravna, sa prvom nulom u beskonačnosti.

Ako se setimo da je $H(j\omega)$ funkcija prenosa onda je izlazni spektar $Y(j\omega) = H(j\omega) \cdot X(j\omega)$. Kako je $X(j\omega) = F(j\omega) = 1$ u slučaju $t_0 = 0$, dobijamo da je $Y(j\omega) = H(j\omega)$. Odziv mreže na pobudu u vidu delta funkcije biće:

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad 3.4$$

Vrlo često se impulsni odziv na pobudu u obliku delta funkcije, obeležava sa $h(t)$, pri čemu postoji veza između impulsnog odziva i funkcije prenosa preko sledećih relacija:

$$y(t) = h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad 3.5$$

$$H(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad 3.6$$

Znači ako se mreža pobudi delta impulsom $\delta(t)$, kompleksni spektar odziva je jednak funkciji prenosa mreže $H(j\omega)$. Ako pogledamo poslednja dva izraza, u prvom je $h(t)$ realna funkcija a $H(j\omega)$ njen kompleksni spektar, odnosno Furijeova transformacija, što znači da odziv linearne mreže $h(t)$ impulsnoj aperiodičnoj pobudi u obliku delta funkcije, i funkcija prenosa mreže, čine Furijeov transformacioni par. Kada se radi o bilo kakvoj pobudi $x(t)$, onda se odziv $y(t)$ može odrediti pomoću izraza:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\mu) \cdot h(t - \mu) \cdot d\mu \quad 3.7$$

Ovaj izraz predstavlja konvoluciju pobudne funkcije i odziva tog sistema, na pobudu u vidu delta funkcije. Primena konvolucije omogućava znači, iznalaženje odziva linearne mreže u vremenskom domenu pa se često ovaj integral naziva superpozicioni integral.

Funkcija prenosa kao kompleksna veličina ima svoj modul $|H(j\omega)|$ koji je uvek parna funkcija po ω , i fazni stav $\theta(\omega)$ koji je uvek neparna funkcija po ω . Tako možemo pisati:

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \cdot e^{j\theta(\omega)} \quad \text{ili}$$

$$H(j\omega) = A(\omega) \cdot e^{j\theta(\omega)}; |H(j\omega)| = A(\omega) \quad 3.8$$

Kao što vidimo, svojim modulom $A(\omega)$, funkcija prenosa utiče na spektralnu gustinu amplituda prenošenog signala, dok svojim argumentom modificira fazne stavove pojedinih njegovih komponenti. Zato se $A(\omega)$ naziva amplitudskom a $\theta(\omega)$ faznom karakteristikom posmatranog sistema.

Prilikom analitičkog izvođenja funkcije prenosa često se postiže velika ušteda u vremenu ako se ceo sistem podeli na (n) sekacija(blokove) koji kaskadno vezani, čine prenosni sistem. Pomoću kompleksnih funkcija pojedinih sekacija može se lako izraziti funkcija prenosa ciklinskog sistema. Pri tome je:

$$H(j\omega) = H_1(j\omega) \cdot H_2(j\omega) \cdots H_n(j\omega) \quad 3.9$$

takođe važi pri tome:

$$\begin{aligned} A(\omega) &= A_1(\omega) \cdot A_2(\omega) \cdots A_n(\omega), \text{ odnosno} \\ A(\omega) &= \theta_1(\omega) + \theta_2(\omega) + \cdots + \theta_n(\omega) \end{aligned} \quad 3.10$$

Vidimo dakle da je amplitudska karakteristika celog sistema jednaka proizvodu vrednosti amplitudskih karakteristika njegovih sekacija, a rezultanta fazna karakteristika predstavlja zbir svih komponentnih faznih karakteristika

3.2 USLOVI IDEALNOG PRENOSA

Prenos signala će biti idealan samo tada, ako je izlazni signal $y(t)$ identički jednak ulaznom $x(t)$. U tom slučaju spektar prijemnog signala, jednak je spektru otpremnog. Matematička definicija idealnog prenosa:

$$y(t) = C \cdot x(t - t_0) \quad 3.11$$

U ovoj jednačini C i t_0 su konstante, a fizička interpretacija bila bi: amplituda svakog prijemnog harmonika signala, C puta veća od amplitude harmonika otpremnog signala. Trenutna vrednost prijemnog signala pomerena je u vremenu za t_0 .

Uslov da je $C = 1$, može se realizovati, jer ako je na primer u pitanju prenosni vod koji normalno slabi signal, tada se na pogodnom rastojanju duž voda, postave međupojačavačke stanice, tako da se

ostvari da amplituda prijemnog i otpremnog signala bude ista. Može se i matematički pokazati kakva treba da bude funkcija prenosa u opštem slučaju, da bi imali idealan prenos.

Furijeva transformacija izlaza može se napisati kao:

$$Y(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad 3.12$$

Granice integracije su $(-\infty, \infty)$ što govori da je idealan prenos tj. sistem propušta sve komponente iz spektra. Dalje se može pisati:

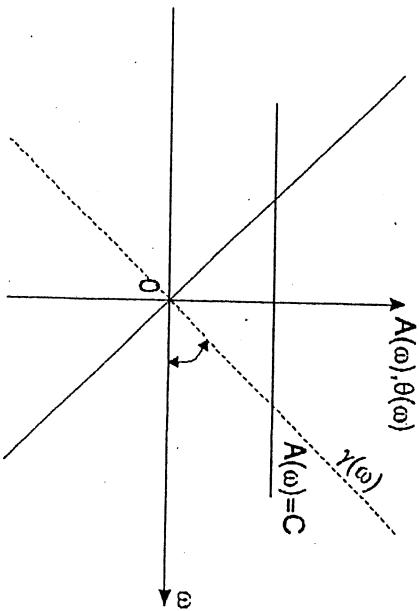
$$Y(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} C \cdot x(t - t_0) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad 3.13$$

Uvođenjem smene može se pokazati da će biti dalje:

$$Y(j\omega) = C \cdot X(j\omega) \cdot e^{-j\omega t_0} = [C \cdot e^{-j\omega t_0}] \cdot X(j\omega) \quad 3.14$$

Ako se setimo da je $X(j\omega)$ spektar ulaznog signala onda uočavamo da je $H(j\omega) = C \cdot e^{-j\omega t_0}$, odavde dalje sledi da je $A(\omega) = C$ a $\theta(\omega) = -\omega t_0$.

Zaključak je dakle da će prenos biti idealan, ako takav sistem ima amplitudsку karakteristiku ravnu i nezavisnu od učestanosti i faznu karakteristiku koja je linearna funkcija učestanosti kao što se vidi na grafiku sl.3.3



Često se umesto fazne karakteristike $\theta(\omega)$ definiše karakteristika faznog kašnjenja. Opštiji izraz za fazno kašnjenje $\gamma(\omega) = -\theta(\omega)$ bio bi: $\gamma(\omega) = \omega_0 t_0 \pm n\pi$. Ako je veličina $A > 1$ sistem ima pojačanje, ako je $A < 1$ sistem unosi slavljenje.

3.3 IDEALAN SISTEM PRENOSA

Sasvim generalno, signali, periodični ili aperiodični imaju spektralne komponente koje se prostiru do vrlo visokih učestanosti. Periodični signali mogu imati ili ne jednosmernu komponentu. Aperiodični signali imaju spektralne komponente koje se prostiru na nižem kraju od nulte učestanosti ili blizu nje. Stoga u principu transfer funkcija ne sme da vrši diskriminaciju spektralnih komponenti signala tj. sve spektralne amplitude moraju biti istaknute ili prigušene za isti iznos i svaka komponenta mora biti sa istim kašnjenjem. Mreže koje ne unose izobličenja imaju transfer funkciju kao što smo videli datu izrazom:

$$H(j\omega) = C \cdot e^{-\omega t_0}$$

Pokušajmo sada da proanaliziramo koje uslove treba da zadovolji funkcija prenosa tz. idealnog sistema kada se mora voditi računa o spektru koji sistem treba da propusti, tj. kada radimo sa signalima koji su nosioci realnih poruka i koji imaju ograničen spektralni domen. Iznalaženjem Furijeovog integrala dobijamo odziv u vremenskom domenu:

3.4 NISKOPROPUSNI SISTEM

Sistemi koji se najčešće javljaju u tehniči telekomunikacija sigurno su NF sistemi (tipični su sistemi za jednosmernu telegrafiju i prenos slike kada se radi o prirodnom spektru signala, ili ako se radi o signalima kojima treba preneti i najniže komponente u spektru pa često i jednosmernu komponentu).

Ako su karakteristike u propusnom opsegu idealizovane tj. pojačanje za sve spektralne komponente od $(0 \div \omega_g)$ konstantno i jednako A , a fazno kašnjenje linearna funkcija učestanosti sl.3.4, tada se može ispitati posledica odbacivanja viših spektralnih komponenti, na oblik prenošenog signala. Idealizovan NF sistem definisan je sledećom jednačinom:

$$A(\omega) = \begin{cases} A & -\omega_g < \omega < \omega_g \\ 0 & \omega > |\omega_g| \end{cases} \quad \gamma(\omega) = \omega t_0 \quad 3.15$$

Dovedimo na ulaz ovakvog sistema pravougaoni impuls amplitude E trajanja τ prema sl.3.5. Pošto smo analizu ovakvog impulsa već radili, podsetićećemo se samo da je njegova Furijeova transformacija bila:

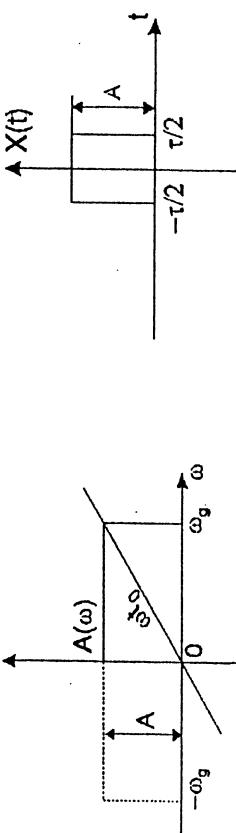
$$X(j\omega) = \tau \cdot E \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} \quad 3.16$$

Pošto je u našem slučaju: $H(j\omega) = A \cdot e^{-j\omega t_0}$ možemo isračunati spektral odziva sistema $Y(j\omega)$:

$$Y(j\omega) = \tau \cdot E \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} \cdot A \cdot e^{-j\omega t_0} \quad 3.17$$

za $|\omega| < \omega_g$ dok je $Y(j\omega) = 0$ $|\omega| > \omega_g$. Iznalaženjem Furijeovog integrala dobijamo odziv u vremenskom domenu:

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\omega_g}^{\omega_g} Y(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad 3.18$$



Sl.3.4 Amplitudska karakteristika i karakteristika faznog kašnjenja

Sl. 3.5 Aperiodični signal

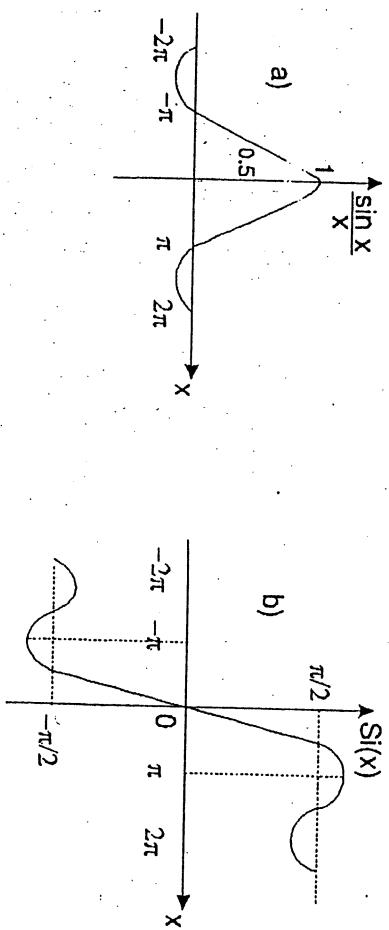
Rešenje integrala po jed.3.18 glasi:

$$y(t) = \frac{A \cdot E}{\pi} \left\{ S_i \left[\omega_g (t - t_0 + \frac{\tau}{2}) \right] - S_i \left[\omega_g (t - t_0 - \frac{\tau}{2}) \right] \right\} \quad 3.19$$

Veličina $S_i(x)$ u ovom izrazu predstavlja notaciju za sinus integral od x koji glasi:

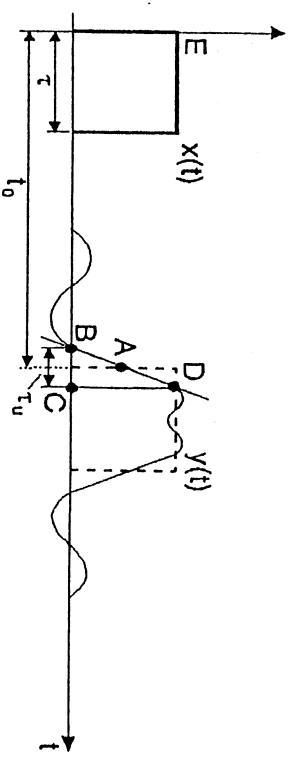
$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin x}{x} dx \quad 3.20$$

Slinus integral je neparna funkcija a grafička predstavka binila kao na sl.3.6.b.



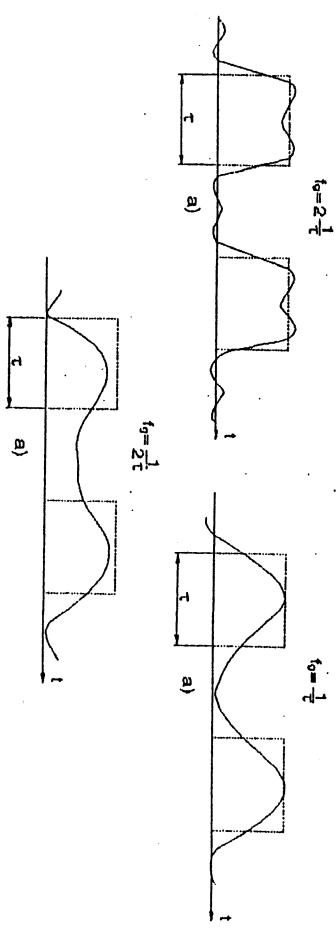
Sl.3.6 a) Funkcija $\sin x/x$; b) Funkcija sinus integral

Na osnovu izraza za $y(t)$ jed.3.19, zaključujemo da se odziv na pobudu impulsnog oblika, sastoji iz dva sinus integrala, jedan predstavlja prednju ivicu izlaznog impulsa a drugi zadnju ivicu. Takođe uočavamo da signal kasni za vreme (t_0) prolaskom kroz sistem i da je došlo do tri vrste izobličenja sl.3.7.



Sl.3.7 Uticaj ograničenog propusnog opsega sistema za prenos na oblik signala

a) Konačna strmina prednje i zadnje ivice,
b) Premašaj ustaljene amplitude,
c) Oscilacije na početku i kraju prelaznog stanja. Strmina ivice (S) može se odrediti kao: $S = dy(t)/dt$ i ona je maksimalna u srednjem delu uspona tj. u trenutku $t = t_0$ (tačka A na dijagramu). Takođe može se definisati vreme uspostavljanja tj. vreme porasta prednjeg fronta prijemnog (izlaznog) signala, kao projekcija BC na vremensku osu, dela tangente, koja je povučena u tački A i koja je ograničena ordinatama (tačke B i D). Pokazuje se da je vreme uspostavljanja zavisno od propusnog opsega i dato sledećom jednakostu: $\tau_u = 1/2f_g$. Prema tome, vreme porasta prijemnog signala zavisi samo od granične učestanosti NF sistema tj. ono je obrnuto proporcionalno toj učestanosti. Oblik izlaznog impulsa značajno se menja sa promenom ω_g odnosno f_g , kao što se vidi na sl.3.8, gde je uzeto nekoliko primera oblika dvojnog impulsa na izlazu sistema (slučaj crno - belih prelaza u televiziji).



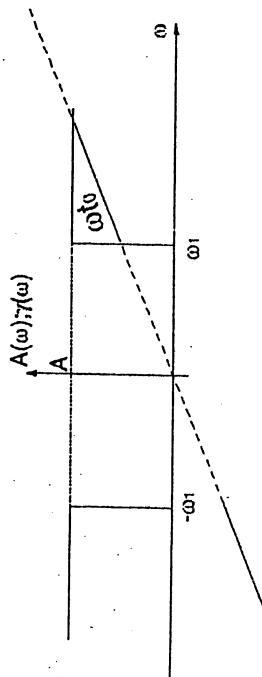
Sl.3.8 Primer izobličenja impulsa pri promeni granične učestanosti

Na osnovu dijagrama sa sl.3.8 mogu se izvesti neki zaključci. U slučaju kada je propusni opseg $f_g = 1/2\tau$ dobijeni odziv malo liži na poslate impuse, dolazi do preklapanja detalja što dovodi do zamućenja u reprodukovanoj slici, odnosno kažemo da sistem ne može da razlaže ovakve detalje širine (τ). Međutim u nekim slučajevima (kod prenosa signala kodnom modulacijom) gde je važno konstatovati samo da li u određenom trenutku ima ili nema impulsa, kriterijum $f_g = 1/2\tau$ može da zadovolji. U slučaju kada je $f_g > 1/\tau$ dobijeni odziv "liči" na poslate impuse, dok u slučaju $f_g > 2/\tau$ dobijeni odziv jako podseća na poslate impuse. Nije na odmet dodati da na primer u slučaju impulsne položajne modulacije, biće potrebno da propusni opseg bude čak širi od slučaja $f_g = 2/\tau$ jer je ovde važna tačna lokacija impulsa u vremenu, koju diktira reprodukovana ivica impulsa.

Prema tome cilj ove kratke analize, bio je, ukazati na složenost problema određivanja potrebne širine propusnog opsega, kao i na sve faktore koji tom prilikom imaju neki uticaj, tako da se u nekom konkretnom slučaju može pristupiti iznalaženju najboljeg rešenja.

3.5 VISOKOPROPUSNI SISTEM

U ovom slučaju vrednost amplitudske karakteristike a time i transfera funkcije, ravan je nuli za jednosmernu komponentu i niže učestanosti spektra signala. Od neke učestanosti ω_1 pa na daleje vrednost $|H(j\omega)| = A$. Na sl. 3.9 data je karakteristika VF sistema, koja je definisana sledećom matematičkom funkcijom:



Sl. 3.9 Amplitudska i fazna karakteristika visokopropusnog sistema

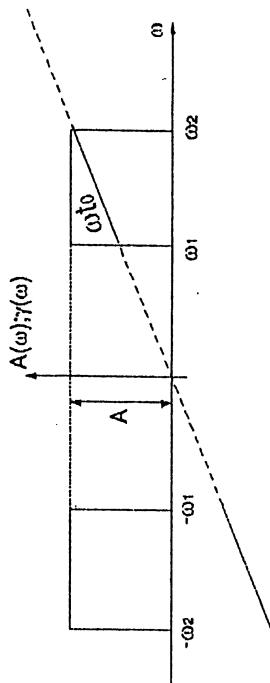
$$H(j\omega) = \begin{cases} A(\omega) = 0 & 0 < |\omega| < \omega_1 \\ A(\omega) = A & \omega_1 < |\omega| < \infty \end{cases}; \gamma(\omega) = \omega t_0 \text{ za } \omega_1 < |\omega| < \infty \quad 3.21$$

Ako VF sistem iz predhodnog člana ograničimo i sa gornje strane, tako da mu kompleksna funkcija prenosa буде definisana izrazom:

$$H(j\omega) = \begin{cases} A(\omega) = 0 & 0 < |\omega| < \omega_1 \\ A(\omega) = A & \omega_1 < |\omega| < \omega_2 \\ A(\omega) = 0 & \omega_2 < |\omega| < \infty \end{cases} \quad 3.22$$

$$\gamma(\omega) = \omega t_0 \text{ za } \omega_1 < |\omega| < \omega_2$$

što je grafički prikazano na sl.3.10, dobijemo simetrični propusnik opsega. Dok je propusnik niskih imao poseban znacaj za prenos signala u njegovom prirodnom tj. osnovnom opsegu učestanosti, ovaj sistem nalazi primenu kod proučavanja prenosa signala u transponovanom opsegu učestanosti.



Sl.3.10 Amplitudska karakteristika i karakteristika fazi učestanosti

Propusnik opsega nalazi primenu u slučaju prenosa realnih signala u sistemima sa linearnim modulacijama pa čak i kod nelinearnih modulacija, jer ćemo i tada imati opravданog razloga da širinu propusnog opsega ograničimo.

Sve tri, do sada prikazane transfer funkcije idealnog sistema za prenos ne mogu se fizički realizovati, jer su amplitudska i fazna karakteristika međusobno vezane određenim relacijama pa nije moguće realizovati sistem koji bi imao proizvoljno izabrano amplitudsku

karakteristiku i istovremeno nezavisno izabranu faznu karakteristiku tј. ne mogu se postići istovremeno oba uslova za idealan sistem. Fizički ostvarljivi oblici karakteristika prenosa uvek se razlikuju od idealnih. Pored ovog, oblici karakteristika se biraju tako da mogu poslužiti određenoj svrsi, i da im je ujedno analitički izraz relativno prost.

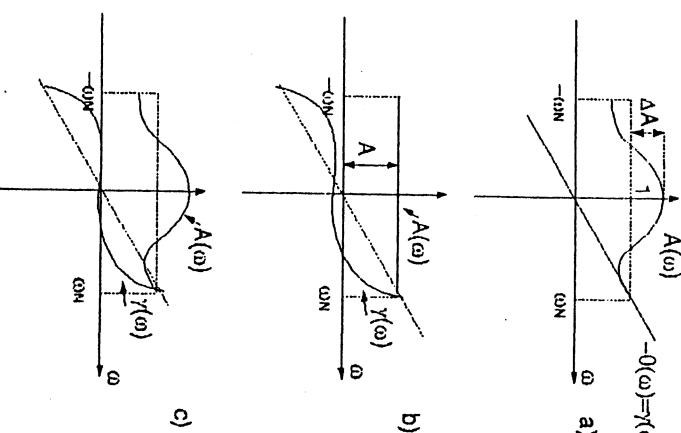
3.7 LINEARNA AMPLITUDSKA I FAZNA IZOBILIČENJA

U dosadašnjoj analizi definisali smo potrebne i dovoljne uslove, koje treba da ispunji kompleksna funkcija prenosa idealnog linearног sistema. Pri tome se težilo izboru što jednostavnije kompleksne funkcije prenosa, matematički posmatrano, da bi na taj način mogli dobiti pogodan školski primer o tome, kako specifični prenosni sistem utiče na izobiličenje prenošenih signalata. Odstupanje od idealnih uslova, dovodi do toga, da izlazni signal nije istog oblika kao ulazni, odnosno javljaju se linearna izobiličenja.

Većina realnih sistema za prenos manje ili više izobiličavaju signal. To matematički gledano znači da veličina $A(j\omega)$ i $\theta(\omega)$ u realnim sistemima nisu konstanta odnosno prava linija, već variraju u funkciji učestanosti. Linearna izobiličenja koja su karakterisana zavisnošću bili amplitudske karakteristike bili karakteristike faznog kašnjenja, od učestanosti, dele se na amplitudska i fazna izobiličenja.

Amplitudska izobiličenja nastaju onda kada je amplitudska karakteristika zavisna od učestanosti: $|H(j\omega)| = A(\omega) \neq A$ dok je karakteristika faznog kašnjenja istog oblika kao u slučaju prenosa bez izobiličenja odnosno: $\gamma(\omega) = -\theta(\omega) = \omega t_0 \pm \pi$, kao što se vidi na sl.3.1a. Kako je amplitudska karakteristika $|H(j\omega)| = A(\omega)$ uvek parna funkcija od učestanosti može se definisati matematički. Za slučaj sistema propusnika niskih učestanosti imali bi:

Sl.3.11 Grafička predstava amplitudskih karakteristika i karakteristika faznog kašnjenja Nf sistema za prenos



$$A(\omega) = 1 + \Delta A \cos \frac{\omega \tau}{2} \quad |\omega| < \omega_n, \quad \omega_n = \frac{2\pi}{\tau} \quad 3.23$$

Ako sada posmatramo slučaj da karakteristika faznog kašnjenja nije linearna već se može predstaviti izrazom:

$$\gamma(\omega) = -\theta(\omega) = \omega t_0 - \Delta \theta \sin \frac{\omega \tau}{2}$$

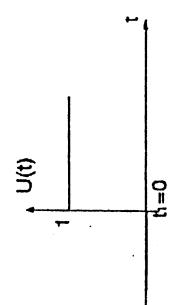
dok je amplitudska karakteristika $A(\omega) = A = \text{const.}$ za $|\omega| < \omega_n$ sl.3.1b kažemo da sistem propusnik niskih učestanosti unosi fazna izobiličenja. U slučaju kombinovanih izobiličenja imali bi da je:

$$A(\omega) \neq A; \quad \gamma(\omega) \neq \omega t_0 \pm \pi$$

Analizom konkretnog slučaja može se proučavati uticaj oblika amplitudske ili fazne karakteristike sistema na izobiličenje signala. Razmatranja se obično vezuju za promenu oblika jedinične ili Hevisajdove odskočne funkcije, jer je ona pogodna prilikom teorijske analize električnih kola i sistema prenosa. Osnovna osobina ovog signala je u tome, što je on jednak nuli od trenutka t_1 , koji se naziva

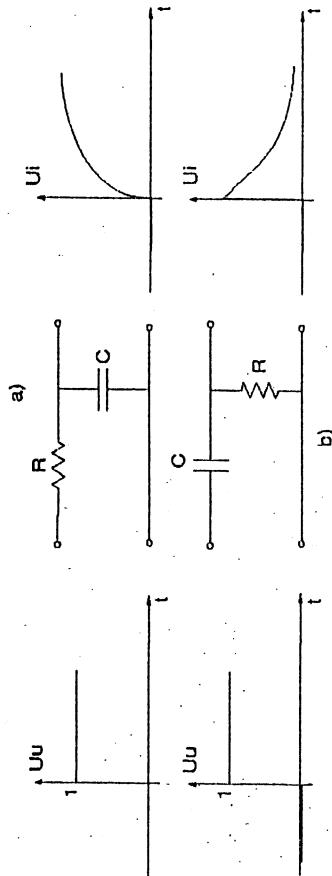
trenutak uključivanja a konstantan i jednak jedinicama posle tog trenutka.
Ako usvojimo da je $t_1 = 0$ onda bi grafik Hevisajdove odskočne funkcije bio kao na sl.3.12. Matematički se Hevisajdova funkcija definise na sledeći način

$$u(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t > 0 \end{cases} \quad 3.24$$



Sl. 3.12 Hevisajdova odskočna funkcija

Fizički se ovakva funkcija ne može realizovati ali je na primer, vreme uspostavljanja jedinične funkcije kod teorijskog razmatranja merilo širine impulsa koji se mogu preneti, jer kao što smo već ranije pomenuli vreme uspona impulsa (koji se koristi u televiziji) je merilo razlaganja sistema. U cilju ilustracije promene oblika Hevisajdove funkcije pri prolasku kroz NF - RC kolo i VF - RC kolo, sa definisanim amplitudskim karakteristikama, uzećemo primer kao na sl. 3.13:



Sl.3.13 a) NF-RC kolo; b) VF-RC kolo; c) $|H(f)|$ za kolo (a); d) $|H(f)|$ za kolo (b)

NF - RC kolo ima transfer funkciju:

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_2}} \quad \text{gde je } \omega_2 = \frac{1}{2\pi RC} \quad 3.25$$

pri čemu $|H(j\omega)|$ ima oblik kao na slici 3.13c. Na učestanost $f = f_2$ moduo pada na vrednost $1/\sqrt{2} = 0.707$, što odgovara smanjenju za 3 dB u odnosu na vrednost $|H(j\omega)|$ na učestanosti $f = 0$. Učestanost f_2 je definisana granicu propusnog opsega kola. Za odskočnu funkciju amplitude V na ulazu kola, odziv će biti:

$$V_i(t) = V \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) = V \left(1 - e^{-2\pi f_2 t} \right) \quad 3.26$$

Oblak izlaznog signala vidi se na sl.3.13a
Ako sada posmatramo na sličan način VF - RC kolo sa transfer funkcijom:

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 - \frac{j\omega}{\omega_1}} \quad \text{gde je } \omega_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad 3.27$$

Karakteristika $|H(j\omega)|$ ovog filterskog kola vidi se na sl.3.13d. Učestanost f_1 odgovara slabljenju od 3 dB kao i u prethodnom slučaju. Za pobudu u obliku jedinične odskočne funkcije imali bi da je izlazni signal:

$$Vi(t) = V \cdot e^{-\frac{t}{RC}} = V \cdot e^{-2\pi f_1 t} \quad 3.28$$

dok se oblik ovog signala vidi na sl.3.13b

Uočavamo u oba slučaja, da je došlo do amplitudskog izobličenja što je i razumljivo, ako se zna da jedinična funkcija sadrži spektralne komponente u veličini opsegu. Odsecanje, odnosno slabljenje, niskih ili visokih učestanosti u spektru, degradira njem oblik. Pomenuti primjeri su tipična kola integratora i diferencijatora koji imaju široku primenu u mnogim oblastima tehnike.

3.8 BRZINA PRENOSA GRUPE I FAZE, GRUPNO KAŠNJENJE

Ako posmatramo neki signal u vremenu koji se može opisati realnom funkcijom $x(t)$ koja se može izraziti kao:

$$x(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A_x(\omega) \cdot \cos[\omega t - \theta_x(\omega)] \cdot d\omega \quad 3.29$$

i ako je $A(\omega)$ spektralna gustina amplitudne koje sporo varira sa promenom ω , dok $\cos[\omega t - \theta_x(\omega)]$ prolazi kroz veliki broj perioda sa signalima biće lociran tamo gde je ispunjen uslov:

$$\frac{d}{d\omega} [\omega t - \theta_x(\omega)] = 0 \quad 3.30$$

U većini problema u telekomunikacijama, postavlja se jedno bitno pitanje, kojom se brzinom prenose signali od tačke predaje do tačke prijemnika: Signalii se mogu prenositi slobodnim prostorom putem EM talasa, ili pomoći fizičkih vodova pri čemu se govorii o prostiranju talasa duž voda. Ako posmatramo slučaj, da smo na jednom kraju vrlo dugog voda izazvali perturbaciju nekim realnim aperiodičnim signalom $x(t)$, i neka se spektar ovog signala nalazi u opsegu $[\omega_1 + \omega_2]$. Ovaj signal na početku voda ($t = 0$) možemo predstaviti izrazom:

$$x(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A_x(\omega) \cdot \cos[\omega t - \theta_x(\omega)] \cdot d\omega \quad 3.31$$

Ako u ovom realnom slučaju spektralna gustina amplitudne $A_x(\omega)$ sporo se menja sa ω tj. ako su ispunjeni uslovi stacionirane faze onda se dobija lokacija signala u vremenu na osnovu jed. 3.30 tj. $t = t_1 = \frac{d\theta_x(\omega)}{d\omega}$

Pošto se signal prenosi duž voda onda će posle nekog vremena preći određeni put (l) pri čemu dolazi i do promene njegove faze. Uvođenjem pojma brzine prostiranja faze v_p može se posmatrati najopštiji slučaj da je brzina v_p funkcija učestanosti. Pošto signal ima spektar čije komponente imaju razločite učestanosti, to će svaka komponenta u

spektru imati različitu brzinu v_p . Sredine u kojima prostiranje faze zavisi od učestanosti su tz. disperzivne sredine. Prema tome signal $x(t)$ posle pređenog puta (l) može se opisati funkcijom $y(t)$ koja je data:

$$y(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A_x(\omega) \cos \left[\omega t - \theta_x(\omega) - \frac{\omega_0 l}{v_p(\omega)} \right] \cdot d\omega \quad 3.32$$

Diferencirajući izraz ispod kosinusa u uglastoj zagradi po učestanosti i izjednačavajući ga sa nulom, dobijamo trenutak $t = t_2$ koji predstavlja lokaciju signala $y(t)$.

$$t = t_2 = \frac{d\theta_x(\omega)}{d\omega} + \frac{l}{v_p(\omega)} - \left[\frac{\omega l}{v_p^2(\omega)} \cdot \frac{dv_p(\omega)}{d\omega} \right] \quad 3.33$$

Razlika vremena t_1 i t_2 definise vreme prostiranja grupe τ_g ili grupno kašnjenje. Lako se dolazi do izraza:

$$\tau_g = t_2 - t_1 = \frac{d}{d\omega} \left[\frac{\omega l}{v_p(\omega)} \right] \quad 3.34$$

Brzina prenosa grupe dobija se iz veze $v_g = \frac{l}{\tau_g}$ tako da dobijamo:

$$\frac{1}{v_g} = \frac{d}{d\omega} \left[\frac{\omega}{v_p(\omega)} \right] = \frac{l}{v_p(\omega)} - \frac{\omega}{v_p^2(\omega)} \cdot \frac{dv_p(\omega)}{d\omega} \quad 3.35$$

Poslednji izraz nam daje vezu između v_g i v_p , prema tome možemo zaključiti, da samo u sredinama koje nisu disperzivne tj. kada brzina prostiranja faze ne zavisi od učestanosti važi: $v_g = v_p$.

Ako želimo da dosadašnja razmatranja prošrimo tj. uzmemmo u obzir pored prostiranja i prenos signala kroz neki sklop, tada se često koristi termin grupno kašnjenje ili vreme kašnjenja grupe umesto vreme prostiranja grupe. Kada se radi o prenosu nekog signala $x(t)$ kroz sistem čija je funkcija prenosa: $H(j\omega) = A(\omega) \cdot e^{-j\phi(\omega)}$ može se izvesti slična analiza. Neka je signal $x(t)$ dat takođe izrazom 3.29, i ako se $A(\omega)$ sporo menja u opsegu $(\omega_1 + \omega_2)$ u odnosu na $\cos[\omega t - \theta_x(\omega)]$,

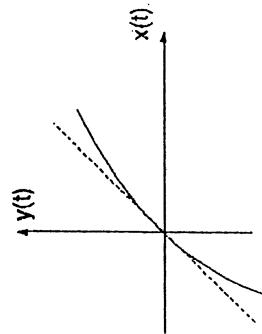
3.9 POJAVA NELINEARNIH IZOBILIČENJA U PRENOSU SIGNALA

Govoreći o linearnim mrežama, napomenuli smo da pri prenosu signala, sistem u celini gledano treba da bude linearan. Međutim u ovim sistemima dolazi do pojave linearnih amplitudskih i faznih izobiličenja. Linearni sistemi i poređ mogućih izobiličenja ne generišu komponente novih učestanosti, koje nisu postojale u spektru ulaznog signala. Ovde važi princip superpozicije, što predstavlja, njihovu važnu karakteristiku.

Nelinearni sklopovi koji su u sastavu sistema za prenos, su uzočnici nelinearnih izobiličenja signala, za njih ne važi princip superpozicije, i oni na svom izlazu daju komponente novih učestanosti. U opštem slučaju, nelinearna izobiličenja nastaju usled prisustva nelinearnih elemenata u kolima (elektronske cevi, diode, tranzistori, transformatori, prigušnice, mikrofoni, elektrodinamički zvučnici itd.).

Linearni sistemi koje smo do sada analizirali često se zovu i inercioni sistemi. Podgrupa ovih sistema su neinercionalni sistemi kod kojih prošlost ne igra nikakvu ulogu jer nemaju elemente za uskladištenje energije (sistemi sa nullom memorijom).

Nelinearni neinercionalni sistemi mogu se opisati zavisnošću trenutne vrednosti otpremnog i prijemnog signala tj. "izlaz - ulaz ". Ova zavisnost može se grafički predstaviti linijom određene zakrivljenosti sl.3.14 ili matematički: $y(t) = q[x(t)]$



Sl.3.14 Nelinearna karakteristika $y(t) = q[x(t)]$

Ako se ova kriva razvije u Mac - Laurinov red, biće nam najčešće dovoljno samo nekoliko prvih članova za aproksimaciju pa možemo pisati:

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) + \dots + a_n x^n(t)$$

primenjujući princip stacionarne faze trenutak $t_1 = \frac{d\theta_x(\omega)}{d\omega}$. Signal na izlazu iz sistema koji unosi fazno kašnjenje $\theta(\omega)$ može se predstaviti:

$$y(t) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} A(\omega) \cdot A_x(\omega) \cdot \cos[\omega t - \theta_x(\omega) - \theta(\omega)] \cdot d\omega \quad 3.36$$

Primenom principa stacionarne faze, lokacija signala na izlazu sistema biće definisana vremenom $t = t_2$ pri čemu je:

$$t_2 = \frac{d\theta_x(\omega)}{d\omega} + \frac{d\theta(\omega)}{d\omega} \quad 3.37$$

dok je $\tau_g = t_2 - t_1 = \frac{d\theta(\omega)}{d\omega}$. Odavde vidimo da grupno kašnjenje τ_g predstavlja izvod faznog kašnjenja po učestanosti.U slučaju ideaalnog sistema imali smo da je $\theta(\tau) = \omega t_0 \pm n\pi$ pa bi dobili da je:

$$\tau_g = \frac{d}{d\omega} [\omega t_0 \pm n\pi] = t_0 = \text{const tan.} \quad 3.38$$

Posmatrajući gornji izraz zaključujemo da sistem kod koga grupno kašnjenje sinusoidalnih komponenti infinitizimalnih amplituda iz opsega $(\omega_1 \pm \omega_2)$ ne zavisi od učestanosti, ne unosi fazno izobiličenje.

Dalje proširivanje vezano za ove pojmove moglo bi se izvesti i za modulisane signale, koji se takođe prenose u nekom ograničenom opsegu $(\omega_1 \pm \omega_2)$. Treba na kraju reći da je fizički smisao vremena kašnjenja grupne potpuno jasan za onu grupu signala koji imaju vrlo uzan spektr jer se tada princip stacionarne faze tačnije može primeniti, dok odstupanje od ovih uslova (na primer za bilo koju širinu spektra i bilo kakvu faznu karakteristiku, dovodi do loga da pojam kašnjenja signala postaje neodređen. Ako je izobiličenje malo može se na izlaznom signalu uočiti neka reperna tačka (maksimum ili minimum) koja tada služi za merenje kašnjenja u protivnom, kada izlaz ne liči na ulaz, nema načina da se vrši tačno merenje vremena kašnjenja.

U praksi je vrlo teško naći čisto neinercijalni sistem jer svaki sklop zbog svojih parazitnih reaktansi nije neinercijalan, međutim postoji niz nelinearnih sklopova za koje su koeficijentii a_1, a_2, \dots, a_n vrlo približno konstanti, u jednom ograničenom opsegu učestanosti. Tipičan primer za to su pojačavači sa cevima, njima su ulazna i izlazna impedansa kao i impedansa opterećenja, čiste otpornosti. Kod tranzistorских појачаваца je drugačije jer su ulazna i izlazna impedansa kompleksne (uglavnom kapacitivnog karaktera). Međutim , mi ćemo se ograničiti na nelinearne neinercijalne sisteme i osvrnuti se na nelinearna izobličenja. Ako konstantni koeficijenti a_2, a_3, \dots, a_n nisu jednak nuli, sistem će unositi nelinearna izobličenja pri čemu razlikujemo dve podgrupe:

1. Nelinearna harmonična izobličenja koja su definisana time što u

izlaznom signalu (odzivu) osim osnovne učestanosti signala imamo, samo cele umnoške tj. harmonike osnovnog signala.

2. Intermodulaciona izobličenja koja se odlikuju time što se u odzivu, osim osnovnih harmoničnih učestanosti pojavljuju i kombinovane

neharmonične učestanosti

Obe grupe izobličenja mogu se javiti u istom sistemu prenosa, zavisno od toga kakva je pobuda. Ako je pobuda prostoperiodični signal jedne učestanosti, onda mogu da nastanu samo harmonična izobličenja, dok ako je $x(t)$ funkcija od najmanje dve ili više sinusoidalnih signala različite učestanosti, nastaju neharmonična izobličenja ili intermodacioni produkti.

Kratkom analizom razmotrićemo slučaj harmoničnih izobličenja. Ako je pobuda signala $x(t) = X \cdot \cos(\omega t)$ i u prenosnom sistemu postoje samo kvadratna nelinearna izobličenja, onda na izlazu imamo:

$$y(t) = a_1 x \cos(\omega t) + a_2 x^2 \cos^2(\omega t) = a_1 X \cos(\omega t) +$$

$$\frac{a_2 X^2}{2} \cos(2\omega t) + \left(\frac{1}{2}\right) \cdot a_2 X^2 \quad 3.40$$

U prvi član, koji predstavlja neizobličeni ulazni signal na izlazu,

zapažamo jedan konstantni član $\left(\frac{1}{2}\right) \cdot a_2 X^2$ i jedan član sa dvostrukom učestanostu ($2\omega t$), koja je karakteristična za kvadratna izobličenja

Ako posmatramo slučaj kubnih izobličenja tj. kada je:

$$y(t) = a_1 X(t) + a_3 X^3(t) \text{ dobili bi razvijanjem izraza:}$$

$$y(t) = a_1 X \cos(\omega t) + \left(\frac{3}{4}\right) \cdot a_3 X^3 \cos(\omega t) + \left(\frac{1}{4}\right) \cdot a_3 X^3 \cos(3\omega t) \quad 3.41$$

Član u jednačini 3.41, koji sadrži trostruku učestanost osnovnog harmonika, tipičan je za kubna izobličenja. Takođe zapažamo da u ovom slučaju dolazi i do promene amplitude osnovnog harmonika na izlazu, koji se povećava ili smanjuje zavisno od predznaka koeficijenta a_3 . Kod kvadratnog izobličenja te pojave nije bilo. U opštem slučaju član oblika $Y_1 \cdot \cos(\omega t)$ mogao bi da bude odziv, veran, pobudi jer mu je vremenski oblik isti ali amplituda Y_1 nije direktno srazmerna sa amplitudom pobude, već je polinom po X :

$$Y_1 = a_1 X + \left(\frac{3}{4}\right) \cdot a_3 X^3 + \left(\frac{3}{8}\right) a_5 X^5 + \dots \quad 3.42$$

Konstantni član (svi članovi bez kosinususa) na izlazu mogu se obeležiti sa Y_0 i ovo se naziva jednosmensa komponenta izlaznog signala.

$$Y_0 = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot a_2 X^2 + \left(\frac{3}{8}\right) \cdot a_4 X^4 + \dots \quad 3.43$$

Na sličan način mogu se napisati i amplitude signala uz ostale više harmonike tj. Y_2, Y_3, \dots, Y_n .

3.10 KLIRFAKTOR ZA HARMONIČNA IZOBLIČENJA

Iz navedenih primera vidimo da je svako nelinearno izobličenje praćeno pojavom parazitnih produkata u vidu viših harmonika. Stoga je normalno da se za objektivno merenje nelinearnih izobličenja uzme jačina svih viših harmonika. Harmonična izobličenja karakterišemo koeficijentom harmoničnih izobličenja - klirfaktorom. Ako su Y_1, Y_2, \dots, Y_n amplitude prvog, drugog, trećeg itd. harmonika onda se klirfaktor K definiše preko izraza:

Vidimo da kvadratni član funkcije $[a_2x^2(t)]$ doprinosi pojavi, pored harmoničnih učestanosti $2\omega_1, 2\omega_2$ i pojavi neharmoničnih kombinovanih učestanosti $\omega_1 + \omega_2, \omega_1 - \omega_2$. Ako bi pustili da isti signal deluje na sistem sa kubnim članom polinoma $a_3x^3(t)$ dobili bi kombinacije: $(\omega_1 \pm 2\omega_2), (\omega_2 \pm \omega_1)$. Ukoliko bi ulazni signal sadržavao tri ili više elementarnih signala, spektar harmoničnih i neharmoničnih komponenti postaje sve složeniji, što je viši red nelinearnog izobličenja.

Ako u krajnjem slučaju posmatramo kontinualni spektar nekog signala koji zahteva opseg učestanosti od f_1-f_2 onda bi u slučaju kvadratnog izobličenja imali na izlazu spektar: $0+(f_1-f_2) i 2f_1+2f_2$ što znači da prvi ima istu širinu kao i ulazni, dok je drugi dvostruko širi.

U ovom slučaju opsezi se mogu odvojiti od korisnog izlaznog signala, nekim kvalitetnim filterom, ako je ispunjen uslov $f_c < 2f_1$ tj. ako je šljina ulaznog signala manja od jedne oktave. Međutim u slučaju kubnog izomličenja došlo bi do pojave takođe dva opsega i to: $(2f_1-f_2)+(2f_2-f_1)$ i $(3f_1+3f_2)$. Ako oba slučaja prikažemo grafički sl.3.15 vidimo da se u drugom slučaju opseg, $(2f_1-f_2)+(2f_2-f_1)$ poklapa sa korisnim opsegom na izlazu a to znači da se štete posledice kubnog izobličenja ne mogu eliminisati filtriranjem.

$$K = \sqrt{\frac{Y_n^2}{Y_1^2} + \frac{Y_2^2}{Y_1^2} + \dots}$$

a njegova vrednost je uvek veća od nule a manja od jedinice.

Pored ovako definisanog opšteg klif faktora šesto je korisno znati i parcijalne kliffatore: parcijalni klif faktor n-tog reda biće:

$$K_n = \sqrt{\frac{Y_n^2}{Y_1^2}} = \frac{Y_n}{Y_1} \quad 3.45$$

Osim pojma parcijalnih klif faktora, vrlo često je u upotrebi i pojam slabljenja harmoničnog izobličenja n-tog reda a definiše se kao prirodni logaritam recipročne vrednosti klif faktora :

$$a_{hn} = \ln\left(\frac{1}{K_n}\right) = 20 \log\left(\frac{1}{K_n}\right) \quad 3.46$$

Pošto je klif faktor uvek manji od jedinice, slabljenje klif faktora uvek je pozitivno daje se u N ili dB.

3.11 INTERMODULACIONA IZOBLIČENJA

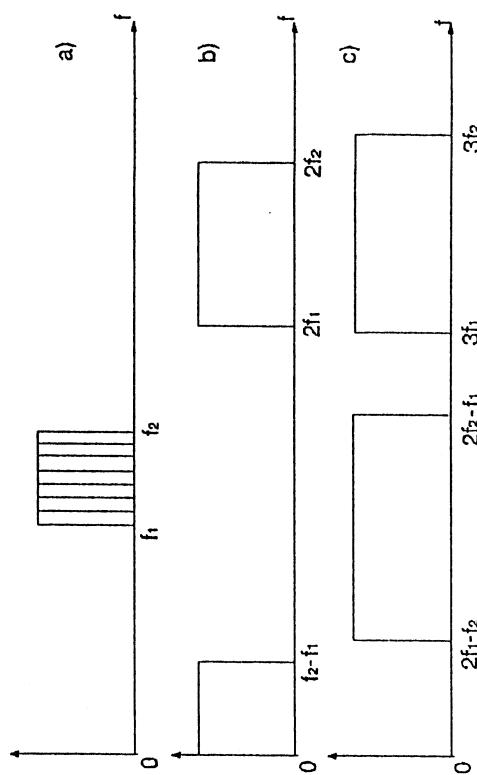
Ova vrsta izobličenja nastaje kada je ulazni signal komponovan od bar dve elementarne sinusoidalne funkcije:

$$x(t) = X_1 \cos \omega_1 t + X_2 \cos \omega_2 t \quad 3.47$$

Za slučaj kvadratnog izobličenja dobicemo u odzivu, od člana $a_2x^2(t)$ sledeće:

$$a_2x^2(t) = a_2(x_1 \cos \omega_1 t + x_2 \cos \omega_2 t)^2, \text{ razvijanjem ovog izraza dobijamo:}$$

$$\begin{aligned} a_2x^2(t) = & \frac{1}{2}a_2(X_1^2 + X_2^2) + \frac{1}{2}a_2X_1^2 \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{2}a_2X_2^2 \cos(2\omega_2 t) + \\ & a_2X_1X_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + a_2X_1X_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \end{aligned} \quad 3.48$$



Sl.3.15 a) Kontinualni spektar korisnog signala

b) parazitni spektri u slučaju kvadratnih izobličenja

c) Parazitni spektri u slučaju kubnih izobličenja

Ovim putem moglo bi se ispitivanje nastaviti i dalje, i došlo bi se do konstatacije da se parazitni produkti uvek pojavljuju u vidu harmonika i intermodulacionih produkta. Nelinearnost sistema, možemo reći u izvesnom broju slučajeva je nepoželjan međutim u nekim slučajevima je neophodna. Određene operacije i postupci obrade signala kao što su razne vrste modulacije i demodulacije, kompresija i ekspanzija dinamike, dobijanje međufrekventne učestanosti u stepenima za promenu učestanosti itd. obavljaju se isključivo nelinearnim sistemom.

Ako je potrebno suzbiti nelinearna izobiljenja u nekom slučaju, pribegava se raznim metodama, kao što su kobilovanja pojedinih sekacija koje imaju komplementarne karakteristike, primenom negativne povratne sprege (kod pojačavača) i tome slično.

Jedan od osnovnih problema tehnike telekomunikacija je izrada i analiza sistema koji omogućavaju prenos većeg broja poruka istovremeno, jednim komunikacionim kanalom. Naime, signali (slike, tona, faksimi, podaci itd.) u svom prirodnom NF spektru nisu pogodni za prenos na veće daljine, jer se javlju velike teškoće, kao što je potreba za dugim antenama sa velikom efikasnošću zračenja i osetljivosti. Pored toga, javlja se problem mešanja signala i nemogućnost selekcije jednog od drugog.

Metoda koja omogućava višestruki prenos je miltiplexiranje, a može se ostvariti postavljanjem prenošenih poruka u različite pozicije na frekvenčijskoj osi. Takav miltiplex naziva se frekvenčijski, a pojedine poruke sada se lako mogu izdvojiti filtrima. Frekvenčijsko miltiplexiranje zahteva primenu pomoćnog visokofrekventnog nosioca obično sinusoidalnog. Postupak transiliranja niskofrekventnih signala poruka korišćenjem pomoćnog VF signala-nosioca, poznat je kao modulacija. U zavisnosti koji parametar nosećeg talasa se modifikuje, razlikujemo i više vrsta modulacija. Signal koji vrši modulaciju naziva se modulišuti, i on može da utiče na amplitudu, učestanost ili fazu VF nosioca. VF signal-nosilac opet može biti ili kontinualni signal sinusoidalnog oblika (slučaj: kontinualnih modulacija) ili signal u obliku povorke periodično ponavljanih impulsa (slučaj: impulsnih modulacija). Ovde treba dodati da postoji i impulsna kodovana modulacija, gde odbitci modulišućeg signala predstavljaju jedan konačan skup vrednosti koje se mogu numerisati. Ako se numerisanje obavi u binarnom brojnom sistemu, onda svakom broju, odnosno odbitku odgovara određeni kod sastavljen od kombinacija dva različita elementa (nula ili jedinica). Takva kodna grupa nula i jedinica predstavlja impulsno kodno modulisani signal.

4.1 ANALOGNI SISTEMI MODULACIJA

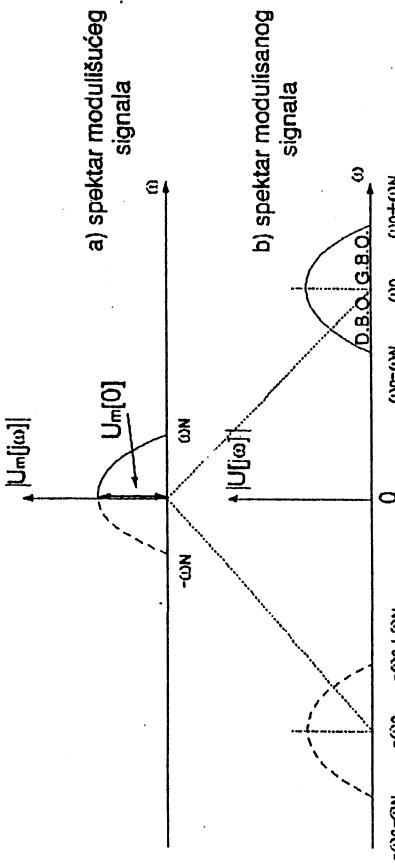
Svi sistemi modulacija, koji kao noseći talas koriste sinusoidalne VF oscilacije, ili nosilac u obliku povorce impulsa, a pri modulaciji se kontinualno menja amplituda ili trajanje nosioca, su analogni sistemi. Prema obliku modulisanoj signala imamo dve grupe: U prvu grupu svrstavamo postupke koji kao rezultat daju modulisani signal kontinualan, a u drugoj su postupci koji daju pri modulaciji signal impulsnog talasnog oblika.

4. OBRADA SIGNALA

4.2 KONTINUALNE MODULACIJE

$$u(t) = [U_0 + kU_m \cdot \cos(\omega_m t)] \cdot \cos(\omega_0 t) \quad 4.1$$

Amplitudna modulacija: Pripada grupi linearnih modulacija, kod kojih se vrši promena amplitudne nosečeg talasa proporcionalno trenutnoj vrednosti modulišućeg. Modulisani signal je kontinualnog oblika. Ako modulišući signal ima proizvoljan niskofrekventni spektar, sa spektralnom karakteristikom $U_m(j\omega)$, i ako takav signal deluje na neki VF talas sa učestanotšcu w_0 nastaje nov naizmenični signal, čija je spektralna karakteristika po obliku sasvim slučna realnom i imaginarnom delu spektra modulišućeg signala, ali je premeštena u više frekventno područje za iznos noseće učestanosti w_0 . To je ilustrovano na sl.4.1.



Sl. 4.1 - Grafički prikaz spektra modulišućeg i modulisanih signala

Na slici je punom linijom izvučen realni deo spektra modulišućeg i modulisanih signala, a crtkano njihovi imaginarni delovi. Prema tome, postupak modulacije figurativno možemo zamislit kao proces utiskivanja NF signala u VF noseći signal, a sve u cilju premeštanja spektra signala iz jednog područja učestanosti u drugo. Noseći signal ili noseća pomoćna učestanost ne treba se bukvano shvatiti, već kao učestanost koja omogućava pomeranje ili translaciju spektra signala. U cijlu lakošeg sagledavanja problema amplitudne modulacije - (AM), posmatraćemo najprije slučaj, da su i modulišući i noseći signal prostoperiodični. Ako je modulišući signal $u_m(t) = U_m \cos(\omega_m t)$, a noseći $u_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t)$, onda će modulisani talas biti dat izrazom:

$u(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t)$, gde je $A = [U_0 + kU_m \cos(\omega_m t)]$ dok je (K) konstanta modulatora. Zamenom izraza za A u izraz $u(t)$ dobijamo :

ili:

$$u(t) = U_0 \cdot [1 + m \cdot \cos(\omega_m t)] \cdot \cos(\omega_0 t) \quad 4.2$$

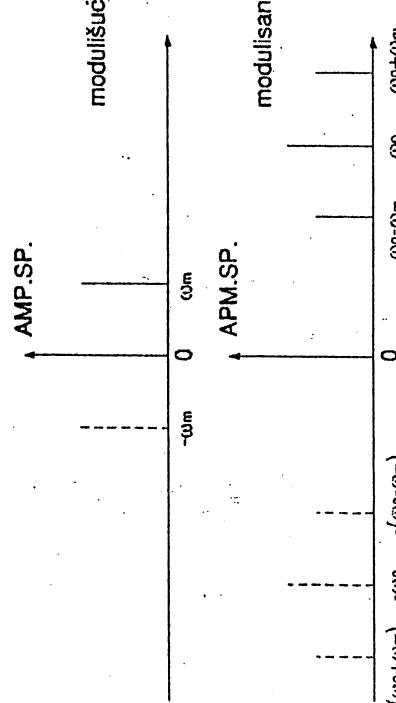
gde je $m = \frac{kU_m}{U_0}$, indeks ili stepen amplitudske modulacije.

Zapažamo da za slučaj, $kU_m = U_0$, $m=1$ što odgovara "dubini" modulacije 100%. Razvijanjem izraza 4.2, modulisani signal $u(t)$ može se rastaviti na tri komponente.

$$u(t) = U_0 \cdot \cos(\omega_0 t) + \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m)t + \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t \quad 4.3$$

Iz ove jednačine vidimo, da se kao posledica modulacije, u spektru modulisanih signala javlja komponenta nosećeg talasa $U_0 \cos(\omega_0 t)$ i još dve simetrične tzv. bočne - komponente, čije su amplitude $(1/2)m \cdot U_0$.

Učestanosti ovih bočnih komponenti simetrično su udaljene od noseće učestanosti ω_0 . Amplitudski spektar modulisanih signala i modulišućeg, za ovaj prost primer, vidi se na sl. 4.2.



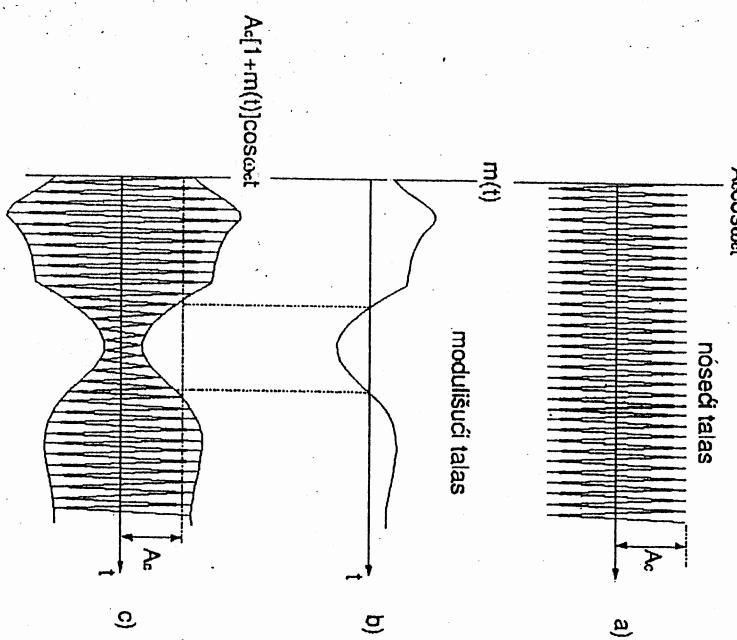
Sl. 4.2 - Grafički prikaz spektra modulišućeg i modulisanih signala kada je modulišući signal prostoperiodičnog oblika - $U_m(t) = U_m \cos(\omega_m t)$

Rezimirajući do sada rečeno možemo izvesti neke zaključke:

- Amplituda modulisanih signala verno prati modulišući signal
- Spekter modulisanih signala se transilira i sadrži po dva bočna opsega, odnosno dve bočne komponente u najprostijem slučaju.

- Ako je spektar signala koji vrši modulaciju u opsegu $[0-f_m]$, onda je širina spektra AM signala $2(0-f_m) = 2f_m$ dva puta šira.

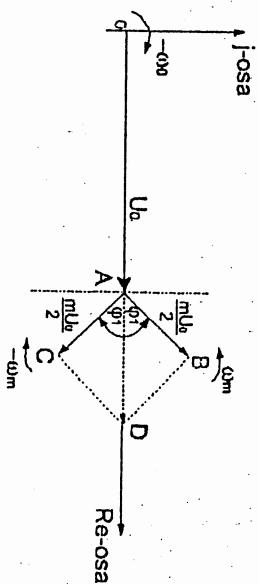
- Svaki bočni opseg nosi kompletne podatke o modulišućem signalu i zato po želji jedan se može ukinuti, a da se pri tome ne ošteti informacija koja se prenosi modulišanim signalom.
- Ova vrsta modulacije poznata je i pod nazivom konvencionalna amplitudna modulacija - KAM. Vremenski dijagram modulišućeg, nosećeg i amplitudno modulisanih signala vidi se na sl. 4.3.



$$u(t) = R_e \cdot \left\{ U_0 \cdot e^{j\omega_0 t} + \frac{1}{2} m U_0 e^{j[(\omega_0 + \omega_m)t + \varphi_1]} + \frac{1}{2} m U_0 e^{j[(\omega_0 - \omega_m)t - \varphi_2]} \right\}$$

4.4

Simbol R_e znači da treba uzeti realni deo kompleksnog izraza u velikoj zagradi.
Vektorski prikaz dat je na sl. 4.4.



Sl. 4.4. Vektorski dijagram amplitudne modulacije

Sva tri vektora rotiraju. Prvi vektor OA ima dužinu U_0 i rotira ugaonom brzinom ω_0 , drugi vektor AB ima dužinu $m U_0 / 2$ i ugaonu brzinu $\omega_0 + \omega_m$, treći vektor AC ima istu dužinu $m U_0 / 2$ i ugaonu brzinu $\omega_0 - \omega_m$. Ako zamislimo da koordinatni sistem rotira ugaonom brzinom $(-\omega_0)$ tj. suprotno rotaciji vektora OA , onda će ovaj vektor mimo stajati na crtežu, vektor AB rotira sa relativnom učestanostu ω_m u pozitivnom smjeru, dok vektor AC sa istom relativnom učestanostu rotira u negativnom smjeru. U trenutku $t=0$ imaćemo za sva tri vektora položaja kao na gornjoj slici. Važno je zapaziti iz dijagrama da pri rotaciji vektora AB i AC rezultujući vektor AD je stalno u fazi sa nosećim talasom, s tim što se dužina vektora AD menja u vremenu po zakonu kosinusa između vrednosti $\pm(m U_0)$.

Opisana vista modulacije, gledano istorijski je najstarija vrsta modulacije, a koristi se i danas u radio prenosu na srednjim (ST) i kratkim (KT) talasima. Osnovni razlog njenе primene do današnjih dana je u jednostavnoj detekciji u prijemniku jer je, na osnovu ekonomskih opravdanosti utvrđeno da je bolje imati jedan snažan skupljii predajnik za veliki broj prijemnika sa jednostavnim i jefтинim detektorima.

Još bolji uvid u proces modulacije daju nam vektorski dijagrami modulacije. Koristeći Euler-ov obrazac koji daje vezu između trigonometrijskih i eksponencijalnih funkcija, možemo izraz za AM signal predstaviti pomoću tri rotirajuća vektora - fazora.

Sl. 4.3. Vremenski dijagram: (a) noseći signal, (b) modulišući signal;

(c) amplitudno-modulisani signal

4.3 BILANS SNAGE AM SIGNALA

U opštem slučaju, opterećenje modulatora može biti predstavljeno ekivalentnom termogenom otporničiću R . To može biti karakteristični otpor koaksijalnog kabla, talasovoda, antene ili bilo kog drugog potrošača. Ako se pogledaju izrazi koji definisu AM signal onda se srednja snaga, koju bi ovaj signal razvio na opterećenju R bila:

$$P = \frac{U_o^2}{2R} + \left(\frac{mU_o}{2} \right)^2 \cdot \frac{1}{2R} + \left(\frac{mU_o}{2} \right)^2 \cdot \frac{1}{2R} \quad 4.5$$

$$\text{odnosno: } P = P_o \left[1 + \frac{m^2}{2} \right], \text{ gde je } P_o = \frac{U_o^2}{2R} \text{ srednja snaga nosioca, dok bi}$$

$$\text{srednja snaga jednog bočnog opsega bila: } P_{bo} = \left(\frac{m^2}{4} \right) \cdot P_o.$$

U razmatranju AM videli smo da samo bočni opsezi nose informaciju, a noseći učestanost, imaju samo pomoćnu ulogu transponovanja učestanosti. Zato je korisno uvesti i veličinu stepena korisnog dejstva amplitudne modulacije η . Stepen korisnog dejstva se definiše kao količnik korisne snage bočnih opsega prema ukupnoj snazi.

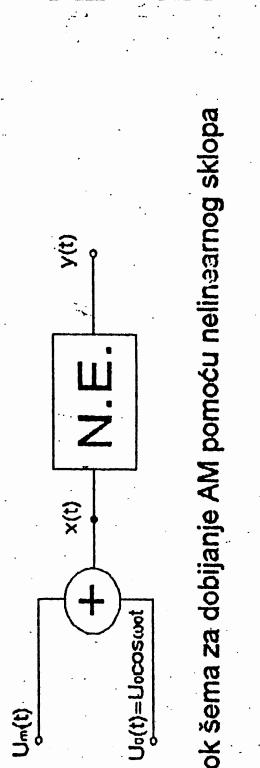
$$\eta = \frac{P_{bo}}{P} = \frac{P_o \left(\frac{m^2}{4} \right)}{P_o \left[1 + \frac{m^2}{2} \right]} = \frac{m^2}{2 + m^2} \quad 4.6$$

Za slučaj $m=1$, $\eta=1/3=33\%$ što drugim rečima znači da 2/3 ukupne snage predajnika emituje na nosećoj učestanosti, a samo 1/3 snage otpada na korisnu snagu bočnih opsega, a sve zbog toga, da bi demodulacija, odnosno prijemnici bili jednostavniji.

4.4 AMPLITUDNA MODULACIJA (AM-2BO)

Analizirajući KAM signal učili smo, da snaga sadžana u bočnim opsezima može biti maksimalno 50% snage nosioca. Jasno je onda da je potrebno, snagu nosioca na neki način redukovati tj. učiniti u nekim slučajevima efikasniji prenos. Vrlo često se pribegava potpunom uklanjanju komponente nosećeg talasa u samom modulatoru, a prenose se samo dva

bočna opsega ili čak samo jedan bočni opseg. Poznat je slučaj, (SSB)* prenosa, gde se štedi na snazi i potrebnoj širini opsega učestanosti, a primena je mnogostruka; u pokretnim komunikacionim sistemima, telemetriji, radionavigaciji, mornarici itd. Međutim, takav sistem prenosa zahteva generisanje noseće učestanosti u prijemniku, da bi se mogla obaviti demodulacija tj. potreba za jednim pilot signalom (čija je učestanost jednak učestanosti nosioca), niskog nivoa, koji služi za synchronizaciju oscilatora obnovljene noseće učestanosti u prijemniku. Modulacija dva bočna opsega bez nosećeg talasa (AM-2BO) može se realizovati na više načina, jedan od njih je pomoću nelinearnog elementa. Ako pretpostavimo da imamo neki nelinearni sklop, čija je karakteristika izlaz-ulaz data polinomom oblike: $y(t) = a_0 + a_1 x(t) + a_2 x^2(t)$ i ako na ulaz dovedemo modulišuti i noseći signal prema sl. 4.5. izlazni signal biće:

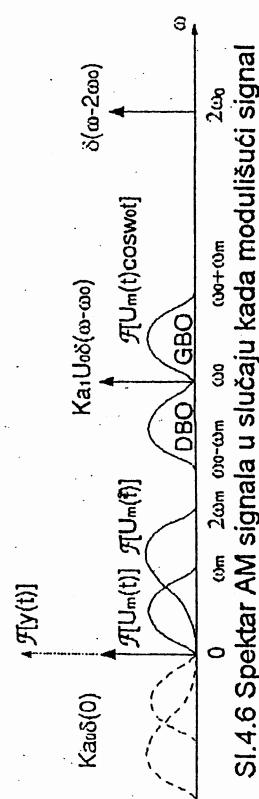


Sl. 4.5. Blok šema za dobijanje AM pomoću nelinearnog sklopa
 $y(t) = a_0 + a_1 [U_m(t) + U_0 \cos \omega_0 t] + a_2 [U_m(t) + U_0 \cos \omega_0 t]^2 \quad 4.7$

odnosno:

$$y(t) = a_0 + a_1 U_m(t) + a_1 U_0 \cos \omega_0 t + a_2 U_m^2(t) + \\ + 2a_2 U_m(t) U_0 \cos \omega_0 t + a_2 U_0^2 \cos^2 \omega_0 t \quad 4.8$$

Prostim trigonometskim transformacijama ovaj izraz se može dalje razviti i videti sastav izlaznog signala. Na sl. 4.6 dat je dijagram spektra izlaznog signala kada modulišuti signal ima spektar od $0 \rightarrow \omega_m$.



Sl. 4.6 Spektar AM signala u slučaju kada modulišuti signal sadži spektralne komponente od $0 \rightarrow \omega_m$

(SSB)* - Signle Side Band- Jedan bočni opseg

Analizirajući izlazni signal zapazili bi da član $2a_2U_0U_m(t)\cos\omega_0t$, jedino daje koristan produkt modulacije, tj. dva bočna opsega. Član $a_1U_0\cos\omega_0t$ daje komponentu na učestanosti ω_0 . U spektru se još javlja parazitni opseg $0+2\omega_m$ i komponenta $2\omega_0$. Vidimo da samo nelinearni član polinoma $a_2x^2(t)$ doprinosi dobijanju AM-2BO, dok prisustvo linearnega člana $a_1x(t)$ je ovde nepoželjno, jer daje komponentu na ω_0 , koja pada u sredini između gornjeg i donjeg bočnog opsega, i ne može se eliminisati filterom, a da se ne oštete i korisne komponente GBO i DBO. Znači, za dobijanje samo AM-2BO, treba tražiti drugu načine. Oni su nadjeni u izgradnji balansnih modulatora na čijem se izlazu, teoretski, ne pojavljuje noseći signal.

Izraz koji bi odgovarao signalu AM-2BO, za slučaj da je modulišući signal $U_m(t)$ prostoperiodična funkcija, lako se dobija iz izraza za KAM signal jed. 4.3 ukidanjem člana na učestanosti ω_0 . Tada dobijamo:

$$U_{2BO}(t) = \left(\frac{mU_0}{2}\right) \cdot \cos(\omega_0 + \omega_m)t + \left(\frac{mU_0}{2}\right) \cdot \cos(\omega_0 - \omega_m)t \quad 4.9$$

Izražavajući zbir preko produkta, gornji izraz možemo skraćeno napisati:

$$U_{2BO}(t) = U \cos \omega_m t \cdot \cos \omega_0 t, \text{ gde je } U = mU_0 \quad 4.10$$

AM modulatori su u suštini množaci na koje se dovode modulišući signal $U_m(t)$ i noseći $U_{0\cos\omega_0t}$. Pod pretpostavkom da je $\varphi=0$ signali na izlazu pojedinih modulatora bili bi:

$$u_1(t) = U_0[1 + U_m(t)] \cdot \cos \omega_0 t + U_m(t) \quad 4.11$$

odnosno,

$$u_2(t) = -U_0[1 - U_m(t)] \cdot \cos \omega_0 t - U_m(t) \quad 4.12$$

Sabiranjem signala dobija se:

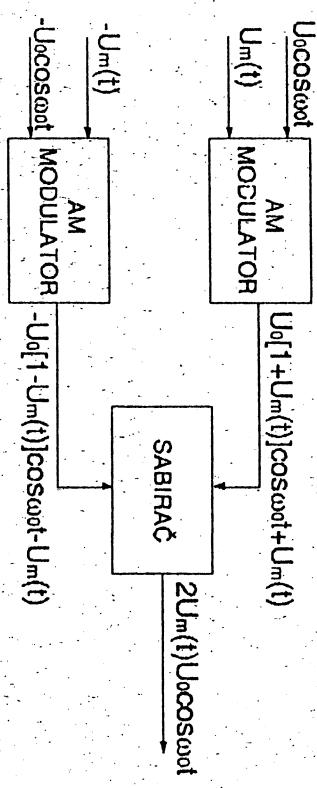
$$u_1(t) + u_2(t) = 2U_0U_m(t)\cos\omega_0t = S(t)\cos\omega_0t \quad 4.13$$

Izraz 4.13 može da se napiše i u obliku izraza 4.10. Ako bi uzeli da je modulišući signal $U_m(t) = U_m \cos \omega_m t$, to znači da na izlazu ovako formirane šeme dobijamo signal tipa AM-2BO.

Tok vremenske funkcije amplitudno modulisano signal bez noseće učestanosti dat je na sl.4.8. U dijagramu je kao modulišuća funkcija signal sinusoidalnog oblika. Anvelopa modulisano signala (pozitivna i negativna) imaju oblik dvostruko ispravljene (komutirane) modulišuće učestanosti (sinusoide).

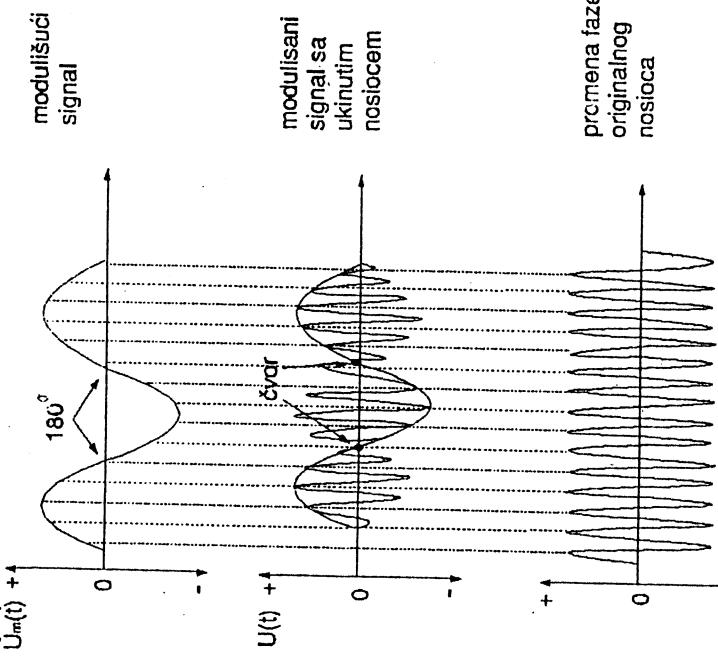
4.5 BALANSNI MODULATOR

Blok šema balansnog modulatora sa dva amplitudna modulatora i sabiračem prikazana je na slici 4.7. U jedan modulator dovode se modulišući i noseći signal sa nekom referentnom fazom φ . U drugi modulator dovode se isti signali ali pomaknuti u odnosu na referentnu fazu za π .



Sl. 4.7 Blok šema balansnog modulatora

U svakoj nuli (čvoru) anvelope nastaju skokovi u fazi visokofrekvenčnih oscilacija za 180° zbog toga što faktor $kUmUOsin(\omega mt)$ naglo menja predznak.



S. 4.8 Vremenski dijagram AM signala bez noseće učestanosti

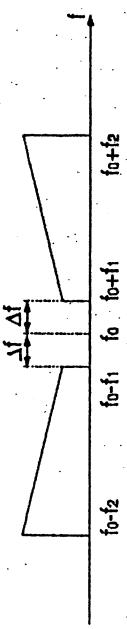
Ovaj oblik amplitudno modulisanih talasa ima beskonačan stepen amplitudne modulacije m_{2BO} što je i potpuno razumljivo, s obzirom da smo ukinuli noseći talas: vezujući se za jed. 4.9 i jed. 4.10 imali bi : $m_{2BO}=mU_0/0=\infty$.

Treba paziti da se stepen modulacije „m“ normalnog amplitudno-modulisanih talasa ne zamjenjuje sa ekvivalentnim stepenom modulacije amplitudno-modulisanih talasa bez noseće učestanosti, jer su to različite potpuno nezavisne veličine.

Za generisanje AM-2BO signala postoje više vrsta balansnih modulatora, a krajnji cilj je dobijanje 2BO, ukidanje noseće učestanosti i stvaranje što manje parazitnih produkata. Pored pomenutog modulatora poznati su tzv. balansni prekidački modulatori rednog i paralelnog tipa, kružni ili ring modulatori itd. Primena BM je u televiziji, telegrafiji, telefoniji. Naročito je za telefoniju, kada se radi o multiplexu, pogodan kružni modulator, jer je ekonomitan i sa malo parazitnih produkata.

4.6 AMPLITUDNA MODULACIJA SA JEDNIM BOČNIM OPSEGOM - (AM-1BO)

Još pri analizi spektra AM signala konvencionalnog tipa, pomenući smo da se prenošena informacija nalazi u oba bočna opsega, takođe znamo da nosilac ne nosi nikakvu informaciju. To je dovoljan razlog da se za prenos poruke koristi samo jedan bočni opseg (GBO ili DBO). Međutim ako posmatramo spektar AM-2BO dat na sl.4.9 i ako se radi o relativno visokim nosećim učestanostima, što je redovan slučaj kod frekvencijskog multipleksa, onda problem razdvajanja samo jednog bočnog opsega nije tako jednostavan.



Slika 4.9 - Spektar AM signala sa dva bočna opsega

Položaj noseće učestanosti f_0 je na dijagramu crtano, jer smo pretpostavili da je modulacija obavljena u balansnom modulatoru. Rastojanje između bočnih opsega je:

$$2\Delta f = (f_0 + f_1) - (f_0 - f_1) = 2f_1 \quad 4.14$$

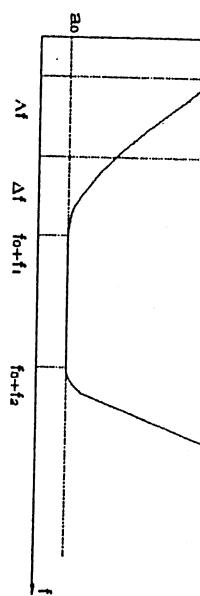
Ako je modulišući signal, govorni signal, čiji je spektar kada se radi o telefoniji (300 -3400) Hz, onda je $f_1 = 300$ Hz, $f_2 = 3400$ Hz pa je $2\Delta f = 600$ Hz. Ako hoćemo da izdvajamo samo gornji opseg, onda se mora obezbediti kvalitetan filter tj. filter koji ima dovoljno veliku dobrotu (kufaktor - Q). Faktor dobrote definije se slično kao kod oscilatornih kola, kao odnos srednje učestanosti i širine boka karakteristike slabljenja filtra : $Q = f_0 / 2\Delta f$.

Prepostavimo li da govorni spektar treba da moduliše relativno visoku noseću učestanost $f_0 = 150$ KHz, onda bi faktor dobrote trebao

da bude: $Q = 150 \cdot \frac{10^3}{600} = 250$, što znači da bi ovo bio vrlo skup filter.

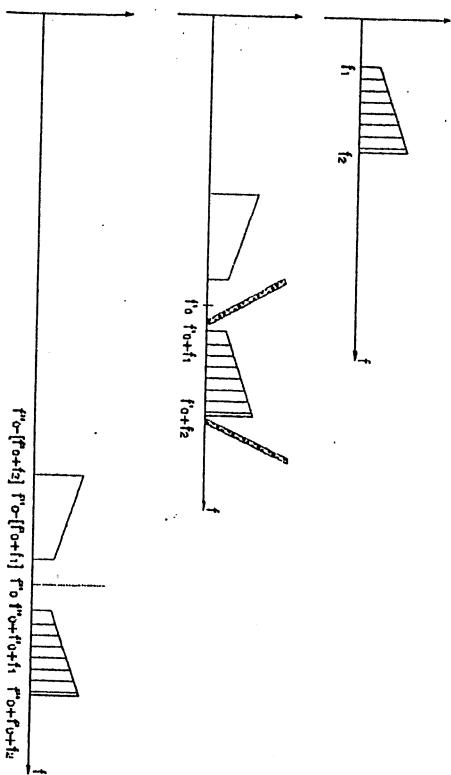
Strmina krive $a(f)$ je takođe funkcija dobrote i određuje moć selekcije filtra i njegov kvalitet. Na sl. 4.10 data je kriva slabljenja filtra.

Sl. 4.10 - Karakteristika slabljenja filtra



Sl. 4.10 - Karakteristika slabljenja filtra

Na nižim učestanostima $f_0 < 30$ kHz mogu se ostvariti strmine od sve manje vrednosti i nastaju sve veće teškoće u izgradnji. Često se na bazi čistog ekonomsko-tehničkog kompromisa usvaja znatno manja vrednost dobrote filtra Q (najčešće oko 10), pa se onda vrši tzv. višestruka modulacija. Modulišući signal sa spektrom (f_1, f_2) , moduliše jedan pomoći nosilac $f'_0 \leq 2f_1N$, ($N \approx 10$), koji je relativno nizak, i jednostavnim filterom izdvaji jedan bočni opseg, a zatim se sada ovim signalom, čiji je spektar u opsegu $(f'_0 + f_1, f'_0 + f_2)$, moduliše druga noseća koja je data kao $f''_0 = 2 \cdot (f'_0 + f_1)N$. Ovo je prikazano i grafički na sl. 4.11 u proizvoljnoj razmeri.



Sl. 4.11 Spektri dobijeni dvostrukom modulacijom

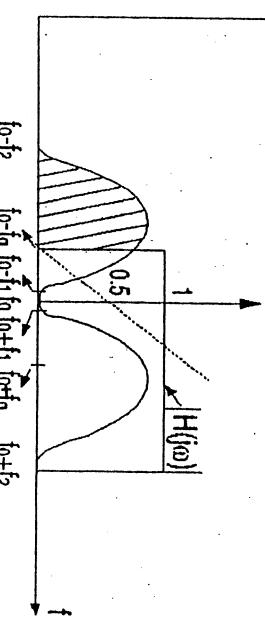
Iz slike se vidi, da je sada opseg (ili razmak) izmedju gornjeg i donjeg bočnog opsega $2(f'_0 + f_1)$ tako da, iako se radi na relativno visokim učestanostima, možemo napraviti filter, jer su zahtevi o strmini filtra znatno blaži.

4.7 AMPLITUDNA MODULACIJA SA NESIMETRIČnim BOČnim OPSEZIMA AM-NBO

Kada se radi o prenosu zvuka ili govora u telefoniji, odnosno određenih poruka u telegrafiji, širina potrebnog frekvenčnog opsega (kanala) je znatno manja nego ako se radi o prenosu, na primer, televizijskog signala, čiji je spektar od učestanosti f_1 , koja je reda desetak herca, pa čak i niže, pa do učestanosti f_2 koja ide do 5MHz. Pošto se u televiziji signal crno-bele slike, prenosi amplitudnom modulacijom - KAM, a informacija o slici je u oba bočna opsega ista, za prenos ovakvog signala potrebno je oko 10 MHz širine kanala.

Radi uštede u spektru prenosi se, jedan ceo i deo drugog bočnog opsega, jer pošto se radi sa vrlo niskim modulišućim učestanostima $f_1=10$ Hz, razmak između opsega je $2\Delta f=20$ Hz, pa je nemoguće preneti samo jedan bočni opseg i noseći talas, a odstraniti drugi bočni opseg. Zato se u praksi vrši tzv. nesimetrični prenos tj. amplitudska karakteristika filtra iza modulatora KAM signala je takvog oblika da propušta deo donjeg bočnog opsega, noseći talas i čitav gornji bočni opseg kao što se vidi na sl. 4.12.

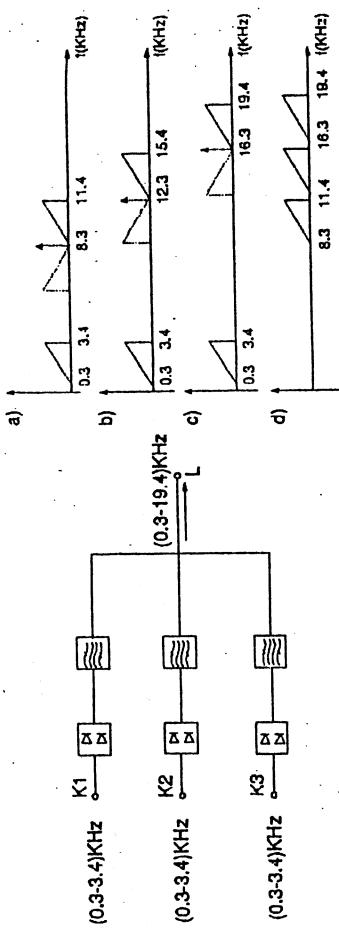
$|H(j\omega)|$



Sl. 4.12 Oblik amplitudske karakteristike filtra za dobijanje AM signala sa nesimetričnim bočnim opsegom

Ako posmatramo dijagram na slici uočavamo da je prenošeni opseg od $(f_0 - f_g) \div (f_0 + f_2)$. Često se uzima (u televiziji) da je granična učestanost na

donjem kraju spektra $f_g = 1/4f_2$, pa se dobija da je propusni opseg sistema odnosno $B=1.25f_2$, umesto $2f_2$ kada bi prenosi ova bočna opseg, koliko zahteva signal tipa KAM. Zahvaljujući nesimetričnom prenosu izgradnja filtra na strani predaje nije kritična. Oblik karakteristike filtra na gornjoj slici je idealizovan, a i ako bi bio takav, naglo slabljenje filtra unosi lo bi veliki stepen faznih izobličenja u domenu nižih učestanosti. Da bi se obezbedila ravnometerna detekcija, koja je bitna kada se radi o slici, moguće je napraviti filter koji će svojom kosirom smanjiti amplitudu nosioca za polovinu svoje nominalne vrednosti, a karakteristika slabljenja filtra je pri tome neparna funkcija u odnosu na noseću učestanost f_0 u opsegu $(f_0-f_g) + (f_0+f_g)$.



Sl. 4.13 Princip formiranja frekvenčinskog plana

Modulatori su balansnog tipa, a spektar učestanosti dobijen modulacijom propušta se kroz kanalski filter na čijem se izlazu dobija željeni bočni opseg. Razmak između dve susedne noseće učestanosti uzima se 4kHz što omogućava prenos govornih učestanosti od 300 Hz do 3400 Hz. Ovako dobijeni bočni opsezi mogu sada se skupu u jedan multiplexni signal i dalje zajednički prenose. Na mestu prijema multiplexnih opseza pojedinih kanala odvajaju se od ostalih kanala filtrom frekvenčinskih opseza pojedinih kanala. Na potpuno istim kao na mestu predaje i dovode demodulatorima. Na sl. 4.13d dat je frekvenčinski plan trokanalnog multiplexnog sistema sa frekvenčijskom raspodelom kanala. Multiplexni signal sastavljen od velikog broja telefonskih kanala obrazuje se najčešće sa višestrukom modulacijom.

Skraćenica: FDM - Frequency Division Multiplex

4.8 VIŠESTRUKO ISKORIŠĆENJE VEZE - SISTEM FDM

Frekvenčko multipleksiranje je jedan od načina prenosa više telefonskih kanala na bazi analognog AM. Pri tome se prenosi jedan bočni opseg iz spektra modulisanoj signala, a ostalo se filtrira. Postupak transpozicije učestanosti pojedinih kanala iz njihovog prirodnog spektra u određeni frekvenčijski položaj na skali učestanosti, obradjuvan je u svim vrstama AM, ali su sa gledišta parazitnih produkata modulacije najpogodniji kružni modulatori. Na izlazu ovakvog modulatora dobijaju se dva bočna opsega bez noseće učestanosti, pošto je za prenos dovoljno zadržati samo jedan, drugi se odstranjuje filterom propusnikom opsega. Pošto se prenos vrši bez noseće učestanosti, na mestu prijema se demodulatoru dovodi signal noseće učestanosti iz odgovarajućeg oscilatora.

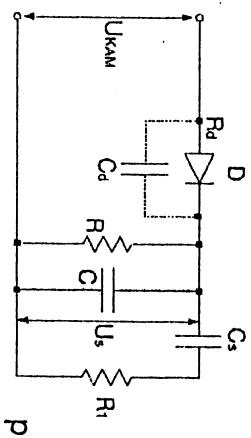
Transpozicija NF govornih učestanosti većeg broja telefonskih kanala u opseg učestanosti koji leži jedan pored drugog, pri čemu svakom kanalu odgovara određeni opseg, može se postići jednostrukom ili višestrukom modulacijom. Na jednom primeru ilustrovaćemo princip formiranja frekvenčinskog plana na trokanalni telefonski sistem, na strani predaje. Iz blok šeme sl. 4.13 zapažamo da se radi o jednostrukoj modulaciji govornim signalima svakog pojedinog telefonskog kanala.

4.9 DEMODULACIJA AM SIGNALA

Demodulacija predstavlja operaciju inverznu modulaciju i obavlja se u prijemniku. Za demodulaciju koriste se nelinearni elementi, odnosno diode, čije su karakteristike prenosa nelinearne. Termin demodulacija i detekcija vrlo često se upotrebljava u istom smislu mada strogo govoreći to nije ispravno. Demodulacijom se iz produkta modulacije rekonstruše modulišući signal, dok se pri detekciji reprodukcija modulišućeg signala ostvaruje pomoću asimetričnog provodnog sklopa bez upotrebe lokalnog oscilatora. Produktna ili sinhrona demodulacija koristi signal koji se generiše iz lokalnog oscilatora ili tzv. referentnog oscilatora u prijemniku. Po svojoj učestanosti i fazi signal ovog oscilatora mora biti identičan sa nosiocem. Sinhroni demodulatori mogu da se koriste za demodulaciju svih tipova AM signala.

Linearni detektori: Ovi detektori rade na principu diode koja, zbog svoje usmerivačke karakteristike, propušta samo jednu poluperiodu modulisanoog VF signala. Jedna od najpoznatijih grupa linearnih detektora su tzv. detektori anvelope. Detektori envelope su vrlo jednostavnii, asimetrični skloovi bez lokalnog oscilatora (koji je potreban kada se radi o tzv. sinhronoj detekciji), i služe za detekciju KAM signala. Ako je modulišući signal bio prostoperiodična funkcija i ako u toku prenosa nije došlo do izobličenja, onda će se envelopa KAM signala menjati po zakonu: $U_0(t) = U_0[1 + m \cos \omega_m t]$

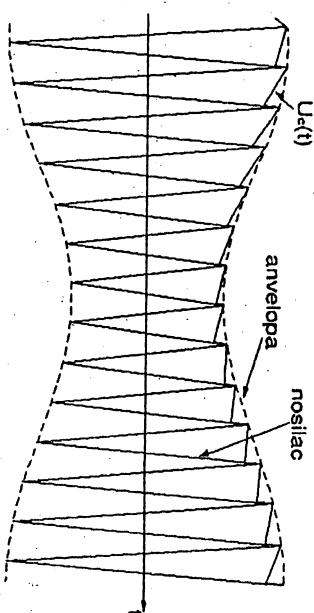
Ako se privede na ulaz detektora modulisani VF signal KAM tipa onda će dioda da propušta samo pozitivne poluperiode VF oscilacija.



Sl. 4.14 Detektor envelope

Šema detektora vidi se na sl.4.14 a radi uprošćenja, smatramo da je unutrašnja otpornost naponskog izvora koji napaja detektor, nulla. Dioda kao osnovni elemenat detektora je, asimetrično provodni element sa relativno malim moduelektrodnim kapacitetom C_d i malom otpornošću u

provodnom smeru. Što se tiče otpora u nepropusnom smeru, on je veliki, ali nema toliko značaja, jer je radna otpornost detektora R mala. Ako ulazni signal nije modulisan izlaz bi bio jednosmerna komponenta, koja se može eliminisati kondenzatorom C_s . Kada je ulazni signal modulisan dioda provodi puneti kondenzator C , u intervalu kada je dioda zakočena, kondenzator C se prazni preko R . Ako se izabere pravilno vremenska konstanta $\tau = RC$ može se ostvariti da napon $U_c(t)$ prati envelopu modulisanoog signala. Ovo je grafički prikazano na sl. 4.15.



Sl. 4.15 - Grafički prikaz napona $U_c(t)$

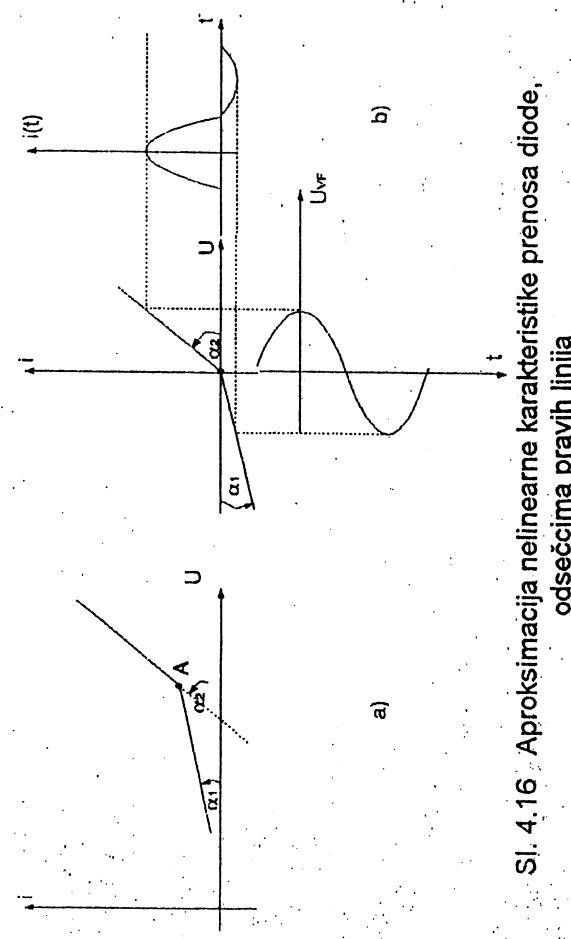
Proces detekcije je takav da se odmah dobije detekovani NF signal na otporu R . Sve parazitne komponente eliminisu se filterom koji čine elementi R_1 i C_1 . Da bi se ostvario veliki stepen iskoriscenja potrebno je da bude, R/R_d i C/C_d , što veće, a takođe treba obezbediti uslov: $RC < 1/f_m$ gde je f_m maksimalna učestanost u spektru modulišućeg signala. S druge strane RC konstanta treba da je dovoljno mala, da bi promena napona na kondenzatoru mogla pratiti brze promene amplitude modulisanoog signala. Maksimalna vrednost ove konstante pri kojoj ne postoji izobličenje (diagonalno odsecanje), odredjena je uslovom, da brzina pražnjenja kondenzatora C u ma kojem delu perioda bude jednaka ili manja od brzine promene obvojnica modulisanoog signala. Može se pokazati da je ovaj uslove zadovoljen kada je:

$$RC \leq \frac{1}{\omega_m} \sqrt{\frac{1}{m^2} - 1} \quad 4.15$$

Ovaj uslov možemo da iskažemo i na drugi način: Ako vremenska konstanta RC zadovoljava relaciju 4.15 onda će napon na kondenzatoru brže da opada nego anvelopa bez obzira u kom trenutku modulišućeg ciklusa ta dva napona bila jednaka. Za tipične prijemnike koji rade na

srednjim (ST) i kratkim talasima (KT), vrednosti su na primer:
 $R=10\text{KOma}$, $C=1000\text{pF}$, $f_m=5\text{KHz}$, $\tau=10^{-3}\text{sec}$. U slučaju TV prijemnika:
 $R=100\text{Oma}$, $C=10\text{pF}$, $\tau=10^{-9}\text{sec}$, $f_m=5\text{MHz}$.

Mada je dioda, kao osnovni element detektor, nelinearna, izborom radne tačke detektora, boezbedjuje se da ona padne u kolenu karakteristike (tačka A) na dijagramu sl. 4.16a. Ako transliramo koordinatni početak u tačku (A) dobijamo tipičnu karakteristiku mnogih dioda i suvih usmeraća sl. 4.16b.



Sl. 4.16 Aproksimacija nelinearne karakteristike prenosa diode, odsečcima pravih linija

Znači, ako nelinearnu prenosnu karakteristiku, aproksimirano odsečcima prave linije, onda govorimo o linearnoj detekciji. Ako se radna tačka diode nalazi u koordinatnom početku (sl. 4.16b) i na nju deluje VF talas, srednja vrednost struje kroz diodu, kada je $\alpha_1=0$ biće: $i_{SR}=kU_0/\pi$. Međutim, kada na diodu deluje modulisani (AM) signal, imali bi:

$$i_{SR} = \frac{kU_0}{\pi} + \frac{kmU_0}{\pi} \cos \omega_m t \quad 4.16$$

gde je (k) konstanta koja definiše nagib aproksimirane karakteristike diode u propusnom smeru ($k_2=\tan\alpha_2$). Izraz (4.16) pokazuje, da u najpriostrijem slučaju, kod linearne detekcije, efikasnost je veća ukoliko je $K = \frac{1}{R_d}$ veća, tj. unutrašnja otpornost diode manja. Eliminacijom jednosmjerne komponente tj. člana $[kU_0/\pi] \cdot \cos \omega_m t$ naizmenična komponenta $[kmU_0/\pi] \cdot \cos \omega_m t$

davaće na otporu R_1 detektovani napon koji je u idealnom slučaju isti po obliku kao i anvelopa AM signala. Na kraju treba reći da je za linearnu detekciju potrebna relativno velika amplituda modulisanoog VF signala, jer ako je amplituda mala onda se pre može govoriti o nelinearnoj detekciji.

Kvadratni demodulator:

Alternativni način za dobijanje NF signala iz AM signala je, propuštanje AM signala preko nelinearnog sklopa. Ako usvojimo da nelinearni sklop ima prenosnu karakteristiku "izlaz-ulaz" kvadratnog oblika $y=kx^2$ gde je k konstanta i ako na ovakav sklop dovedemo KAM signal: $u(t)=U_0[1+m\cos\omega_m t]\cos\omega_0 t$ kao produkt demodulacije dobićemo jednosmernu komponentu niz visokofrekventnih učestanosti, a pored ostalog i dve niske učestanosti ω_m i $2\omega_m$. Znači izlaz kvadratnog demodulatora biće: $y = k\{U_0[1+m\cos\omega_m t]\cos\omega_0 t\}^2$

Dizanjem na kvadrat i primenom trigonometrijskih transformacija došli bi do spektra. U spektru bi se nalazile sledeće komponente: ω_0 , $\omega_0+\omega_m$, $\omega_0-\omega_m$, $2\omega_0$, $2\omega_0+\omega_m$, $2\omega_0-\omega_m$, $2\omega_0+2\omega_m$, $2\omega_0-2\omega_m$, ω_m i $2\omega_m$, pošto se VF komponente uklane filterom, ostaje nam korisna komponenta ω_m i drugi harmononik. Prostom analizom mogli bismo odrediti izobličenje drugog reda tj. k_2 . Ako je modulišući signal prostoperiodična funkcija klir faktor $k_2=m_0/4$. Vidimo da je k_2 funkcija stepena modulacije (m_0), iako želimo da k_2 bude manji od 10%, onda bi to značilo da stepen modulacije u slučaju prostoperiodičnog modulišućeg signala mora biti ispod 40%. Kvadratna demodulacija se i pored pojave izobličenja drugog reda, dosta koristi, jer je poznata činjenica da je prosečna vrednost stepena amplitudne modulacije, relativno mala, oko 30%, takođa su i izobličenja kvadratnih demodulatora skoro uvek u dozvoljenim granicama (ispod 10%).

4.10 UGAONE MODULACIJE - UM

Amplificacija modulacije je bila u početku, rasprostranjena u svim oblastima radiotehnike, međutim, daljim razvojem tehnike telekomunikacija iskristalisala su se dva osnovna problema. Prvi problem snage i dometa, uspešno je rešavan amplitudnom modulacijom, povećanjem snage predajnika i poboljšanjem direktivnosti antenskih sistema. Ovim se ujedno rešavao i drugi problem poboljšanja kvaliteta prijema. Ali, došlo se do kritične tačke kada su prijemnici postali preosetljivi na spojašnje smetnje i vlastite termičke šumove. Dalje povećanje pojačanja prijemnika, isticalo bi i smetnje, pogoršavajući odnos signal/šum.

Prema tome, trebalo je rešiti problem povećanja dometa i za poboljšanje radio veze frekvenčijskom modulacijom.

Dok je AM počivala na principu proizvoda dve funkcije (modulišućeg i nosećeg signala) pri čemu svaka od njih pretrpi samo linearnu transformaciju, ugaona modulacija takođe nastaje kao proizvod dve funkcije, ali svaka od njih, pre množenja podleže eksponencijalnoj transformaciji, što predstavlja u suštini jedan neilinearan proces. Dok spektar modulišanog signala tipa AM, nastaje prostorom translacijom spektra modulišućeg signala, i konačan je, u slučaju UM dobijeni signal ima neograničen spektar. Dok se kod AM modifičuje amplituda signala uz pomoć modulišuće funkcije, u slučaju UM postupak je drukčiji, amplituda nosioca ostaje konstantna, ali njegov ugao se modifičuje proporcionalno modulišućoj funkciji. Ovde treba reći, da se eksponentičljiva transformacija koristi jer ima prednosti, demodulacija se lako realizuje.

Radovi i eksperimenti E.H.Armstronga (1932,1935.god) vezani za frekvenčijsku modulaciju, izazvali su posebnu pažnju, jer je on uspeo ovom vrstom modulacije da poboljša odnos signal/šum deset do dvadeset puta, u poređenju sa amplitudnom modulacijom. Tako se došlo do saznanja da frekvenčijska modulacija (FM) kao podgrupa UM, pri pravilnoj upotrebi, ima velike prednosti nad AM u pogledu eliminisanja smetnji.

Analitičko objašnjenje principa na kome počivaju UM (frekvenčijska i fazna), može se prikazati na sledeći način:

Svaki signal oblike $U_0 \cos(\omega_0 t)$ može se napisati kao

$$U_0 \cos \omega_0 t = R_e \{ U_0 e^{j\omega_0 t} \}$$

gde je $U_0 e^{j\omega_0 t}$ kompleksni oblik nosećeg signala. U fazorskoj predstavi U_0 je dužina (intenzitet), a ω_0 ugao meren u odnosu na realnu osu. Ovaj fazor rotira ugaonom brzinom ω_0 .

Ako modulišući signal $u_m(t)$ transformišemo takod da ga možemo predstaviti u eksponencijalnoj formi kao $e^{j\Phi[u_m(t)]}$, onda množeći izraze za noseći i modulišući signal i uzimajući realnu vrednost tog proizvoda dobijamo:

$$u(t) = R_e \left\{ U_0 e^{j\omega_0 t} e^{j\Phi[u_m(t)]} \right\} = U_0 \cdot \cos\{\omega_0 t + \Phi[u_m(t)]\} \quad 4.18$$

Ovaj izraz nam predstavlja ugaono modulisani signal, pri čemu je modulišući signal uticao na fazu nosećeg talasa. Ugao kosinusa (izraz u velikoj zagradi), predstavlja trenutnu fazu ϕ modulišanog signala. Kao što vidimo faza ϕ je funkcija modulišućeg signala $U_m(t)$ i, dok je amplituda modulišanog signala konstantna i iznosi U_0 .

4.11 FAZNA MODULACIJA - PM

Posmatrajmo prostoperiodični VF signal $u(t) = U_0 \cos \Phi(t)$ gde je $\Phi_0(t) = \omega_0 t$, faza ovog signala. Vidimo da je faza linearna funkcija vremena, a da je izvod ove faze po vremenu ($\frac{d\Phi_0(t)}{dt}$) kružna učestanost prostoperiodičnog signala, ω_0 .

Međutim, ako sada modulišućim signalom, relativno niske učestanosti ω_m modulišemo fazni ugao nosećeg talasa dobijemo fazno modulisani signal oblika

$$u_{pm}(t) = U_0 \cdot \cos[\omega_0 t + k\Phi_U t + k_\alpha u_m(t)], \text{ ako je } u_m(t) = U_m \cos \omega_m t \quad \text{onda dobijamo:}$$

$$u_{pm}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + k\Phi_U t + k_\alpha U_m \cos \omega_m t], \text{ gde je: } \Phi_i = \omega_0 t + k\Phi_U t + k_\alpha U_m \cos \omega_m t$$

4.19

trenutna faza modulišanog signala, pri čemu je $k\Phi$ - koeficijent čija vrednost zavisi od konstrukcije modulatora. U teorijskim razmatranjima nekada se proizvoljno uzima $k\Phi=1$, a da se time ne utiče na opšti karakter analize. Trenutna faza odstupa od linearног toka, tj. sada je proporcionalna trenutnoj vrednosti $u_m(t)$. Maksimalno odstupanje faze je očigledno $k\Phi U_m$ i često se naziva devijacija faze $\Delta\Phi = k\Phi U_m$.

Uočavamo važnu odliku PM (Phase - modulation), a to je: devijacija faze PM signala proporcionalna je samo amplitudi modulišućeg talasa U_m . Izraz za PM signal mogao bi se pisati i u sledećem obliku:

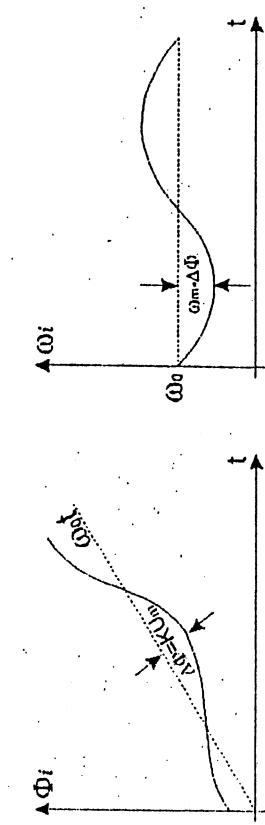
$$u_{pm}(t) = U_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \Delta\phi \cos \omega_m t) \quad 4.20$$

Maksimalna devijacija faze ugaono mogulisanog signala često se naziva i indeks modulacije, tako bismo u slučaju PM imali: $m\phi = \Delta\Phi = k\phi U_m$. Kako su faza i učestanost nerazdvojne veličine, onda uvek kada dolazi do promene faze signala, nastaje i promena učestanosti. Da bi odredili trenutnu učestanost PM signala, potrebno je diferencirati trenutnu fazu po vremenu: $\dot{\omega}_i = d\phi/dt$ tako da imamo, $\dot{\omega}_i = \omega_0 + k\phi \dot{u}_m(t)/dt$ ili u našem konkretnom slučaju

$$\dot{\omega}_i = \omega_0 - k\phi \omega_m \cdot U_m \sin \omega_m t \quad 4.21$$

Analogno maksimalnom "hodu" faze uvođe se i pojam maksimalnog "hoda" ili "devijacije" učestanosti $\Delta\omega_i = k\phi \omega_m \cdot U_m = \omega_m \Delta\Phi$, odnosno, $\Delta\phi = k\phi \omega_m \cdot U_m = f_m \Delta\Phi$ 4.22

Vremenski dijagrami osnovnih veličina u slučaju PM dati su na sl. 4.17.



Sl. 4.17 - Vremenski dijagram trenutne faze i trenutne kružne učestanosti kod fazne modulacije

Sa dijagraama se vidi da se trenutna faza menja po zakonu promene modulišućeg signala tj. kosinusnom zakonu, dok se trenutna učestanost menja po zakonu sinusoida tj. pomerena za $\pi/2$. Znači pri faznoj modulaciji, vrši se i modulacija učestanosti. Međutim, kako se

promena faze vrši u ritmu modulišuće učestanosti, a promena učestanosti je pomerena za $\pi/2$, to se ova modulacija zove fazna modulacija.

4.12 FREKVENCIJSKA MODULACIJA - FM

Pri frekvencijskoj modulaciji, učestanost modulisanoj signala, je modulisana u ritmu modulišućeg signala. Trenutna kružna učestanost kod FM signala biće:

$$\omega_i = \omega_0 + \Delta\omega_i \cos \omega_m t \quad 4.23$$

gde je $\Delta\omega_i = K_f U_m$ odnosno $\Delta\phi = K_f U_m / 2\pi$. Veličina $\Delta\omega_i/2\pi$ je "hod", ili "devijacija" trenutne učestanosti. Znači izraz za ϕ mogao bi da se napiše i kao: $\phi = \omega_0 t + K_f U_m \cos \omega_m t$.

Ako bi uporedili izraz za devijaciju učestanosti, sa odgovarajućim izrazom kod PM, zapažamo da u slučaju FM devijacija učestanosti je direktno proporcionalna samo amplitudi modulišućeg signala, a ne i modulišućoj učestanosti. Oslanjajući se na matematičku vezu između fazne i učestanosti, možemo pronaći trenutnu fazu FM signala.

$$\Phi_i = \int_0^t \omega_i dt = \omega_0 t + k_f \int_0^t u_m(t) \cdot dt \quad 4.24$$

Za slučaj prostoperiodičnog modulišućeg signala imamo:

$$\Phi_i = \omega_0 t + \frac{k_f \cdot U_m}{\omega_m} \sin \omega_m t = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega_i}{\omega_m} \sin \omega_m t \quad 4.25$$

Stepen modulacije kod FM definše se kao odnos frekventne devijacije prema modulišućoj učestanosti: $m_f = \Delta\omega_i / \omega_m = \Delta f / f_m$. Ako uporedimo izraze za m_f i $m\phi$ i mf vidimo da u slučaju PM indeks modulacije ne zavisi od modulišuće učestanosti, dok u slučaju FM indeks modulacije je obrnuto proporcionalan modulišućoj učestanosti. Sada poznavajući trenutnu fazu, izraz (4.24) možemo napisati izraz za FM signal.

$$u_{FM}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + k_i \int u_m(t) dt \right] \quad 4.26$$

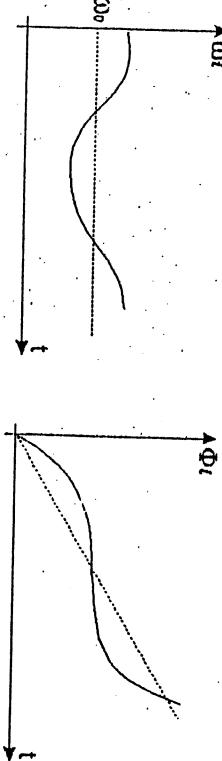
ili:

$$u_{FM}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + m_r \cdot \sin \omega_m t \right] \quad 4.27$$

Izraz 4.27 možemo napisati i na sledeći način:

$$u_{FM}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + m_r \cdot \cos \left(\omega_m t - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad 4.28$$

FM i PM su nerazdvojne, uvek kada se vrši jedna postoji i druga, o kojoj se modulacija radi u konkretnom slučaju, možemo da sudimo, samo ako znamo funkcionalnu vezu između trenutne devijacije faze i modulišućeg signala. Na sl. 4.18 možemo videti kako se menja učestanost i faza nosećeg talasa u vremenu.



Sl. 4.18 Vremenski dijagram trenutne kružne učestanosti i trenutne faze kod frekvencijske modulacije.

Uočavamo da se kod FM, trenutna učestanost modulisanog signala menja u ritmu modulišuće učestanosti $\dot{\theta}$, po zakonu kosinusa, dok je promena faze pomerena za $\pi/2$ unatrag.

Uporedjujući sada dijagrame na sl. 4.17 i sl. 4.18, koji važe za slučaj kada je modulišući signal prostoperiodičan, vidimo da su kod PM, promena trenutne učestanosti, a kod FM, promena trenutne faze, pomerene za $\pi/2$ prema modulišućem signalu.

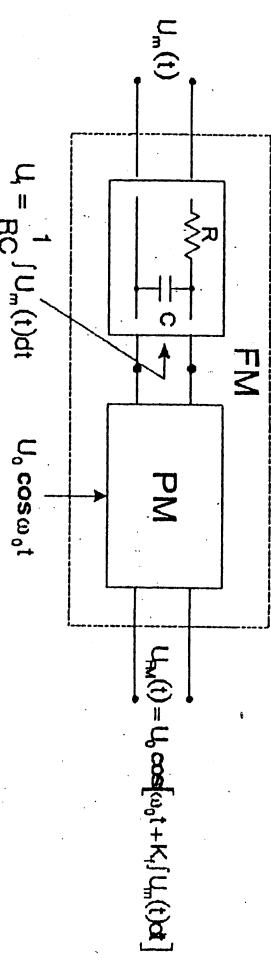
4.13 VEZA IZMEĐU PM I FM

Veza između PM i FM može biti i slikovito prikazana preko blok šema sl. 4.19 i sl. 4.20. Na sl. 4.19 PM modulator je predstavljen blokom koji na svom izlazu daje FM signal, ako se na njegovom ulazu dovede signal koji je integral modulišućeg signala. Znači modulišući signal $u_m(t)$

propuštanom preko RC kola poznatog kao integrator tako da je izlaz integratora istovremeno ulaz PM modulatora.

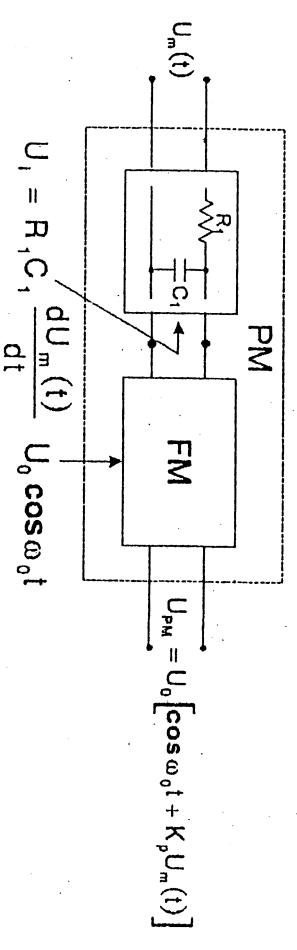
$$u_i(t) = \frac{1}{RC} \int u_m(t) dt \quad 4.29$$

Izlaz iz ovako formirane kombinacije (integrator i PM modulator) je FM signal: $u_{PM}(t) = U_0 \cos [\omega_0 t + K_p \int u_m(t) dt]$



Sl. 4.19 Blok šema za dobijanje FM modulatora kombinacijom integratora i faznog modulatora

Na sličan način, kombinacija (sl. 4.20) diferencijatora i FM modulatora daje na svom izlazu PM signal: $u_{PM}(t) = U_0 \cos [\omega_0 t + K_p u_m(t)]$

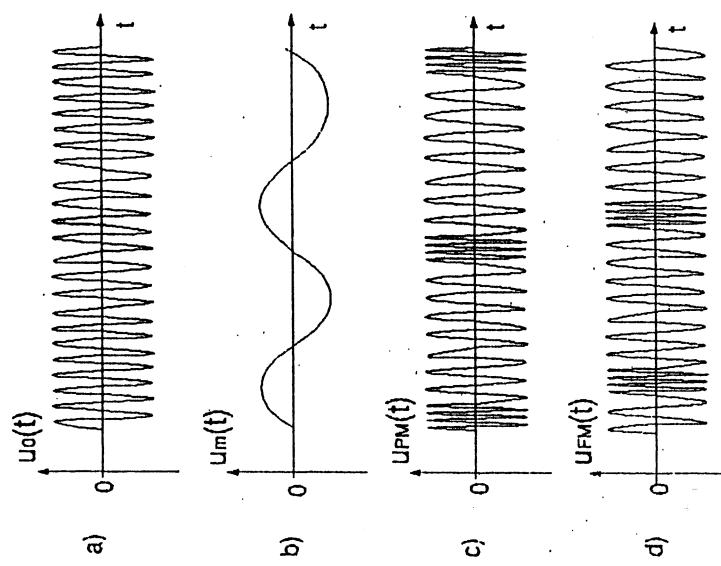


Sl. 4.20 Blok šema za dobijanje PM modulatora kombinacijom diferencijatora i frekvencijskog modulatora

Na sličan način, poznavajući vezu koja postoji između trenutne devijacije faze nosioca i prenošenog signala, moguće je i na mestu prijema $\dot{\theta}$, pri demodulaciji, praviti kombinacije, odnosno od faznog diskriminatora kome se na izlazu doda integrator, dobiti frekvencijski demodulator, ili obrnuto,

4.14 SPEKTAR UM SIGNALA

ostvariti fazni demodulator uz pomoć postojećeg, frekvenčnog demodulatora kome na izlazu pridodatno korekciono kolo - diferencijator. Posmatrajući izraze za fazno i frekvenčni modulisani talas možemo konstatovati da su slični, šta više ako je modulacija izvršena samo jednim prostoperiodičnim signalom nepoznate početne faze, onda se ni eksperimentalno ne može razabrati da li se radi o PM ili FM. Takođe još jedna ilustracija njihove sličnosti je, ako posmatramo vremenski dijagram na kome su prikazani talasni oblici, nemodulisanog nosioca, $U_0(t)$, modulišućeg signala $u_m(t)$ kao i PM i FM signale, sl. 4.21.



Sl. 4.21 - Vremenski dijagram: a) Nosećeg signala; b) Modulišućeg signala; c) PM signala; d) FM signala

Uočavajući dijagrame za $u_{PM}(t)$ i $u_{FM}(t)$ sa gornje slike, zapažamo da se oni razlikuju jedino po fazi modulišućeg ciklusa koji iznosi $\pi/2$. Ako bi ova dva dijagrama posmatrali sasvim odvojeno, ne bismo mogli da tvrdimo o kojoj vrsti ugaone modulacije se radi.

Ako se setimo izraza za PM signal i FM signal, vidimo da su i jedan i drugi matematički dati u obliku:

$$u(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + m \cdot \cos(\omega_m t + \phi)] \quad 4.30$$

pri čemu se smatra da je PM signal ako stavimo $\phi=0$; $m=\Delta\phi$ odnosno FM signal ako je: $\phi = -\frac{\pi}{2}$; $m = \frac{\Delta\phi}{\omega_m}$

Za spektralnu analizu ugaono modulisanih signala očigledno nisu dovoljne proste trigonometrijske transformacije, kao što je to bio slučaj kod analize spektra AM signala. Ovde je potrebno poznavati i neke obrasce iz teorije Bessel-ovih funkcija, ili drugim rečima, da bi se izraz 4.28 predstavio u vidu sume prostoperiodičnih komponenata, potrebitno je koristiti neke identitete iz teorije Bessel-ovih funkcija.

Besselove funkcije su po obliku slične prigušenoj sinusnoj ili kosinusnoj oscilaciji, s tom važnom razlikom, što se kod Besselovih funkcija, sa smanjenjem amplitude oscilacija, povećava perioda osilovanja. Dobra analogija Besselovih funkcija je mehaničko oscilovanje klatna, čije oscilacije po vremenskoj funkciji liče na vremensku funkciju ugaono modulisanc signala.
Na izraz 4.30 može se primeniti i sledeća matematička transformacija:

$$\cos(\alpha + m \cdot \cos \beta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cdot \cos(\alpha + n\beta + n \cdot \frac{\pi}{2}) \quad 4.31$$

gdje je: $\alpha = \omega_0 t$, $\beta = \omega_m t$ tako da jednačina 4.30 dobija oblik:

$$u(t) = U_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cdot \cos \left[(\omega_0 + n\omega_m)t + n \frac{\pi}{2} \right] \quad 4.32$$

Analizirajući poslednji izraz možemo reći da je $J_n(m)$ Besselova funkcija prve vrste, nultog, prvog, drugog itd. n-tog reda, koje se obeležavaju indeksima: $J_0(m)$, $J_1(m)$, $J_2(m)$, ..., $J_n(m)$. Vrednosti ovih funkcija za različite vrednosti argumenta (m) mogu se naći u gotovim tablicama.

U cilju lakšeg razumevanja dalje analize, koristićemo neke relacije koje se dokazuju u teoriji Besselovih funkcija, dok ih mi ovde uzimamo

kao takve bez dokaza. Gledajući levu stranu jed. 4.31 možemo razožiti kosinus zbiru na oblik:

$$\cos(\alpha + m\cos\beta) = \cos\alpha\cos(m\cdot\cos\beta) - \sin\alpha\sin(m\cdot\cos\beta) \quad 4.33$$

Koristeći vezu:

$$\sin(m\cdot\cos\beta) = 2J_1(m)\cos\beta - 2J_3(m)\cos 3\beta + \dots \quad 4.34$$

Odnosno:

$$\cos(m\cdot\cos\beta) = J_0(m) - 2J_2(m)\cos 2\beta + 2J_4(m)\cos 4\beta - \dots \quad 4.35$$

uz smenu $\alpha = \omega_0 t$ i $\beta = \omega_m t$ možemo napisati izraz za UM signal.

$$u(t) = U_0 \{ \cos\omega_0 t [J_0(m) - 2J_2(m)\cos 2\omega_m t \dots] + \sin\omega_0 t [2J_1(m)\cos 3\omega_m t \dots] \} \quad 4.36$$

Ako bi izvršili odgovarajuća množenja i sređivanja poslednji izraz mogli bismo napisati:

$$u(t) = U_0 \{ J_0(m)\cos\omega_0 t - J_1(m)\sin(\omega_0 - \omega_m)t - J_1(m)\cos(\omega_0 - 2\omega_m)t - J_2(m)\cos(\omega_0 + 2\omega_m)t + \dots \} \quad 4.37$$

Iz ovog izraza vidimo iz kojih se spektralnih komponenti sastoji ugaono modulisani signal. Prvi član u velikoj zagradi predstavlja noseću učestanost ω_0 , drugi i treći član su bočne komponente prvog reda tj. $(\omega_0 - \omega_m)$ i $(\omega_0 + \omega_m)$, četvrti i peti član su bočne učestanosti drugog reda itd.

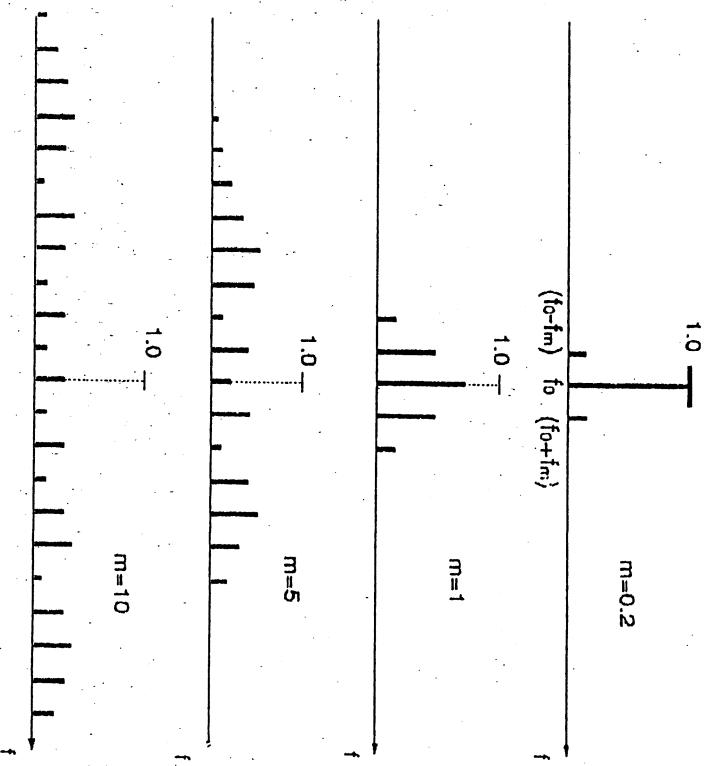
Jasno je iz ovoga da ako bi (n) uzimao sve vrednosti do beskonacnosti, naš UM signal bi imao diskretan i beskonacno širok spektar. Amplituda noseće učestanosti i pojedinih parova bočnih komponenata, su proporcionalne vrednostima odgovarajućih Besselovih funkcija prve vrste.

Znači teoretski, spektar fazno modulisanoj ili frekventno modulisanoj signala, nije ograničen kao u slučaju amplitudne modulacije, već se prostire u beskonacnost. Amplitudski spektar UM signala može se prikazati grafički što je i pokazanona sl. 4.22. U ovom primeru modulacija je vršena prostoperiodičnim sinusnim test tonom, i uzeto nekoliko vrednosti indeksa modulacije (m).

Iz dijagrama se uočava da za male vrednosti indeksa modulacije u granicama $(0,1)$, preovladavaju amplitude komponenata na

učestanostima ω_0 i $(\omega_0 - \omega_m)$ i $(\omega_0 + \omega_m)$, dok su amplitude ostalih spektralnih komponenti male.

Sa porastom indeksa modulacije od $(1-2)$ brzo rastu amplitude bočnih komponenata viših redova, dok se amplituda komponente noseće



Sl.4.22 Amplitudski spektar UM signala

učestanosti ω_0 smanjuje. Sa daljim povećanjem indeksa modulacije spektar postaje sve složeniji u pogledu amplituda spektralnih komponenata. Razmak između komponenata ostaje isti, ako je modulišuća učestanost konstantha, a menja se samo amplituda. Povećanje amplitude modulišućeg signala izaziva naprimer u slučaju FM, promenu devijacije $\Delta f = kU_m$, pa usled toga povećava se m , što izaziva povećanje broja značajnih bočnih komponenti. Za vrednosti indeksa modulacije manje od jedinice ($m=0,5$), ili kada je devijacija manja od polovine vrednosti modulišuće učestanosti, drugi i treći red bočnih komponenata je relativno mali, pa potrebni propusni opseg za prenos FM signala je isti kao u slučaju AM tj. dovoljno je propustiti komponente ω_0 , $(\omega_0 - \omega_m)$ i $(\omega_0 + \omega_m)$. Već za $m>1$ postoje izražene komponente višeg reda u spektru, što se odražava na povećanje potrebnog propusnog opsega.

4.15 POTREBNA ŠIRINA PROPUSNOG OPSEGA PM I FM SIGNALA

Kada se govorи о potreбnoj širini propusnog opsega fazno modulisanoг ili frekvencijski modulisanoг signala, vezujemo se za tzv. značajne komponente u spektru. Značajnom komponentom naziva se svaka komponenta koja nosi više od 1% snage nemodulisanoг nosioca. Imajući na umu specifcirane uslove o pojmu značajnih komponenata (komponente u čijim izrazima za amplitudu figuriše $(J_n(m) < 0,1)$, možemo smatrati da je dovoljno preneti sa svake strane noseće učestanosti ω_0 , po $n=m+1$ komponentu. Prema tome, potrebna širina propusnog opsega sistema za prenos UM signala biće:

$$B = 2 \cdot f_m \cdot (m + 1) \quad 4.38$$

Ova relacija je poznata kao Carsonov obrazac, koji daje definiciju minimalno potreбног propusnог opseга sistema, pri čemu je fm najviша učestanost iz spektra modulisućeg signala. Često se u izraz (4.38) ubacuje i konstanta $c=(1+1,25)$ čime se nešto povećava potrebna širina opsega.

$$B=2 \cdot f_m \cdot c \cdot (m+1) \quad 4.39$$

Za male indeksе modulacije ($m < 1$) izraz 4.37 prelazi u oblik $B \approx 2 \cdot f_m$, dok za velike vrednosti indeksа ($m > 1$) izraz glasi: $B=2 \cdot f_m \cdot m$. Širinu potreбног opseга možemo izraziti i preko broja značajnih komponenti, jer za $m > 1$ možemo usvojiti da je $n=m+1 \approx m$, pa izraz za opseg (B) glasi: $B=2 \cdot n \cdot f_m$.

Radi ilustracije, navešćemo neke primere u slučaju komercijalne primene FM, gde je maksimalna devijacija limitirana na 75 kHz, a modulisuće učestanosti su iz opsega (25-1500)Hz. Ako bi učestanost 15 kHz imala jediničnu amplitudu (što odgovara maksimalno mogućoj amplitudi), tada je: $m=75/15=5$. Na osnovu gotovih tablica vrednosti Besselovih funkcija, dobili bi da postoji sedam značajnih komponenti, ($J_0(5)=0,3276$; $J_1(5)=-0,1776$; $J_2(5)=0,04657$; $J_3(5)=0,3648$; $J_4(5)=0,3912$; $J_5(5)=0,2611$; $J_6(5)=0,1310$). $n=7$, pa prema tome širina banda iznosi: $B = 2 \cdot 7 \cdot 15 = 210$ kHz. Ako su amplitude tona manje od limitiranih maksimalna devijacija neće biti dostignuta, pa je širina opsega manja. Ovdje zapažamo interesantnu činjenicu, da kod FM (kada fiksiramo devijaciju) širina opsega zavisi od amplitude tona (modulisućeg signala), nasuprot slučaju AM gde je širina banda zavisila od učestanosti modulisućeg signala.

Sličan primer imamo u televiziji (sistem 625 linija), gde kada se radi o prenosu tona FM, maksimalna devijacija ne sme da pređe ± 50 kHz za najveću modulisuću učestanost tona 15 kHz. U ovom slučaju $m=50/15=3$ što daje vrednost $n=5$ (pet značajnih komponenti), pa imamo $B = 2 \cdot 5 \cdot 15 = 150$ kHz. Širina potreбног opsega računata po obrascu 4.37 bila bi za prvi slučaj: $B=2 \cdot f_m \cdot (m+1) = 2 \cdot 15 \cdot (5+1) = 180$ kHz, dok u primeru televizije $B=130$ kHz.

4.16 UPOREĐENJE SPEKTRA PM I FM SIGNALA KADA SE MENJA U_m I ω_m

Promena amplitude modulisućeg talasa i učestanosti ω_m , različito se odražava na indeksе modulacije m_f i m_r , a time i na spektar.

- Ako se amplituda dva puta poveća ($2 \cdot U_m$), a učestanost ω_m ostane nepromenjena, onda imamo: $m_f' = k \cdot 2 U_m = 2 \cdot m_f$ dok je $U_m = k \cdot 2 \cdot \frac{\omega_m}{\omega_m} = 2m_f$. Vidimo da promena amplitude podjednako utiče na oba indeksa modulacije, a time i na spektar.
- Ako je $U_m = \text{Constanta}$, a dva puta se poveća (ω_m), sličnom analizom imali bi smo: $m_f'=\omega_m \cdot m_f$ dok je $m_r'=\frac{m_r}{2}$.

Usled promene modulisuće učestanosti, u spektru PM signala dolazi do širenja tj. razmak između komponenata je duplo veći, dok su amplitude ostale nepromenjene.

Kod FM signala, smanjio se indeks modulacije na pola, pa su i spektralne komponente promenile znatno amplitudu. Uvijedjamo da kod ove modulacije potrebna širina banda pri $U_m=\text{Cost.}$ ostaje pribliжno ista sa povećanjem ω_m . Može se takođe proanalizirati slučaj kada se N puta poveća ω_m . U tom slučaju za PM signal potreban nam je N puta veći propusni opseg, naprotiv kod FM taj opseg postaje $B_{FM}=2(K_1 U_m + N f_m)$, i ako je $K_1 U_m > 1$ onda član $N f_m$ malo utiče i potrebeni opseg se neznačno širi.

Diskusija koju smo sproveli ukazuje na važnu prednost FM, a to je da promena učestanosti modulisućeg signala ne utiče mnogo na širinu opsega učestanosti koju treba da ima sistem za prenos, kao što je to slučaju sa FM.

Sve ovo što smo rekli o spektru UM signala odnosilo se na slučaj kada je modulaciju vršila jedna prostoperiodična sinusna ili kosinusna funkcija. Ako bi se pojavile dve modulišuće komponente dolazi do značnih komplikacija u teoretskoj analizi, i složenosti amplitudskog spektra.

Modulisani signal bi sada bio predstavljen sa:

$$u(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + m_1 \cdot \cos \omega_m t + m_2 \cos \omega_m t] \quad 4.40$$

Sličnom analizom, koju nećemo ovde raditi, videli bismo da u spektru ovog signala postoje tri grupe komponenta:

- Komponente koje bi postojale u slučaju samo jednog modulišućeg signala ω_m
- Komponente koje bi postojale u slučaju samo drugog modulišućeg signala ω_m .
- Sve komponente sa kombinacionim učestanostima tipa $\omega_0 \pm p\omega_m \pm q\omega_m$ gde je $p, q \neq 0$.

Daljim povećanjem broja modulišućih komponenti, naglo raste i broj kombinacionih učestanosti, pa linijski spektr postaje sve gušći i složeniji. Osim toga, amplituda svake pojedine učestanosti utiče na amplitude svih ostalih spektralnih komponenata, pa je nemoguće proceniti oblik rezultujućeg spektra na bazi posmatranja spektra za pojedine modulišuće učestanosti.

MODULATORI UM SIGNALA

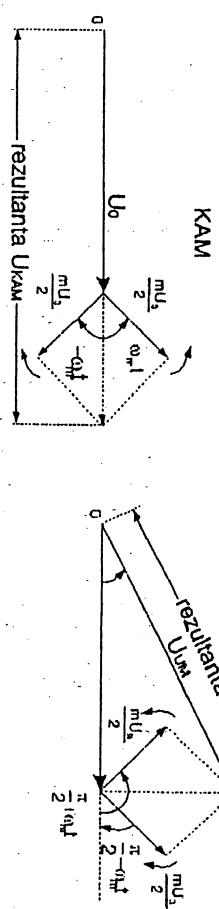
U principu postoje dve osnovne metode za praktično ostvarivanje ugaono modulisanih signala.

- 1) Direktna metoda
- 2) Indirektna metoda

Prva metoda bazira se na principu delovanja modulišućeg signala, na neki parametar osnovnog kola oscilatora (obočno naponski promenljiv kapacitet tj. verikap dioda i slično). U drugom slučaju (na primer FM signal) možemo dobiti, pogodnom transformacijom AM signala, naročito kada se radi sa malim indeksima modulacije, jer su im spektri slični, odnosno oba amplitudna spektra sadrže po jedan par bočnih učestanosti. S obzirom da je indirektna metoda istorijski starija reci ćemo prvo nešto više o njoj.

4.17 INDIREKTNI MODULATOR

Kao što smo već napomenuli spekter UM signala i AM signala mogu biti slični za male indekse modulacije. Razlika je samo u tome što je faza jedne bočne komponente UM signala (FM signala) okrentua za 180° prema odgovarajućoj bočnoj komponenti kod AM. Znači, logično je pretpostaviti da se pomoću AM signala može dobiti i UM signal, ako se faza jednog bočnog opsega pomeni za 180° . Na ovom principu radi tzv. Armstrongov modulator, samo je nešto tehnički pojednostavljen tj. umesto da okreće fazu jedne bočne komponente za 180° on okreće obe bočne komponente za 90° u istom smjeru. sl. 4.23.



4.18 ARMSTRONGOV MODULATOR

Da bi proanalizirali šta se ovde dešava, poči ćemo od analitičkog izraza sa UM signala.

$$u(t) = U \cdot \cos[\omega_0 t + k \varphi u_m(t)] \quad 4.41$$

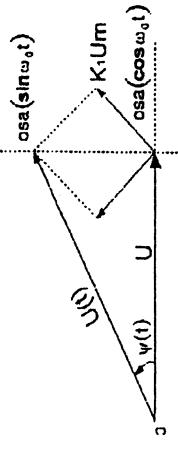
Primenom trigonometrijskih transformacija ovo možemo rastaviti na oblik

$$u(t) = [U \cdot \cos(k \varphi u_m(t))] \cdot \cos \omega_0 t - [U \cdot \sin(k \varphi u_m(t))] \cdot \sin \omega_0 t \quad 4.42$$

Posmatratajući ovu jednačinu, uočavamo da izrazi u uglastim zagradama ispod $\cos \omega_0 t$ i $\sin \omega_0 t$ predstavljaju amplitudu AM signala čiji su nosioci $\cos \omega_0 t$ i $\sin \omega_0 t$ u kvadraturi (fazno pomereni za 90°). Ako je ugao $k \varphi u_m(t) < 1$ onda je $\cos[k \varphi u_m(t)] \approx 1$, dok je $\sin[k \varphi u_m(t)] \approx k \varphi u_m(t)$ pa se izraz 4.42 svedi na oblik:

$$u(t) \approx U \cos \omega_0 t - UK_\varphi U_m(t) \sin \omega_0 t \quad 4.43$$

Druži član u ovom izrazu tj. produkt $U_m(t) \sin\omega_m t$ je poznati AM-2BO signal, u kome je $U_m(t)$ modulišući talas a $\sin\omega_m t$ noseći.U fazorskoj predstavi imali bismo dijagram kao na sl. 4.24.



Sl. 4.24. Fazorska predstava PM signala

Ako je modulišući signal prostoperiodična funkcija tj. $U_m(t) = U_m \cos\omega_m t$. Onda izraz 4.42 dobija oblik:

$$u(t) = U \cos\omega_0 t - K \varphi U_m \cos\omega_m t \cdot \sin\omega_m t \quad 4.44$$

Uvedimo smenu $K \varphi U_m \cdot \cos\omega_m t = t g \psi(t)$ tada imamo:

$$u(t) = U[\cos\omega_0 t - t g \psi \cdot \sin\omega_0 t] \quad 4.45$$

$$u(t) = U[\cos\omega_0 t - \cos(\omega_0 t + \psi)] \quad 4.46$$

odnosno,

$$\cos \psi = \frac{1}{\sqrt{1 + t g^2 \psi}} \quad \text{imamo dalje,}$$

$$u(t) = U \sqrt{1 + (K_\varphi \cdot U_m \cos\omega_m t)^2} \cdot \cos(\omega_0 t + \psi) \quad 4.47$$

Uvodeći uslov $K \varphi U_m(t) < 1$ sledi $t g \psi(t) \approx \psi(t)$ pa konačno imamo :

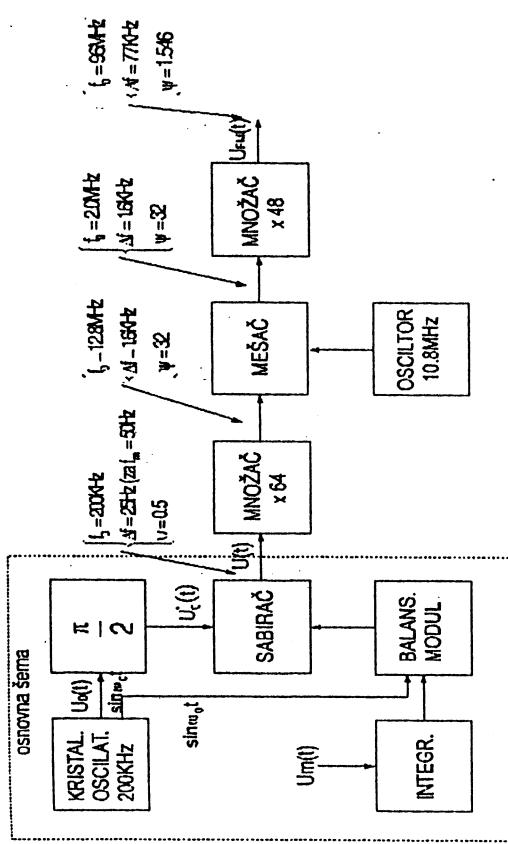
$$u(t) \approx U \cdot \cos(\omega_0 t + K \varphi U_m \cos\omega_m t) \quad 4.48$$

Izraz 4.48 predstavlja (uz uvedene aproksimacije) PM signal. Posmatrajući izraz 4.43 možemo zaključiti da se ovaj tip modulatora može ostvariti uz pomoć oscilatora noseće učestanosti ω_0 , balansnog modulatora (koji nam daje produkat AM-2BO), kola za pomeranje faze nosećeg signala i jednog sabirača.

Znači, možemo reći da Armstrongov modulator može na svom izlazu dati PM signal (izd. 4.48), ali ako se radi sa malim devijacijama faze ili učestanosti. Ako se poveća devijacija dolazi do greške, jer se pojavljuje parazitna amplitudna modulacija.

Kada želimo da nam ovaj modulator daje na svom izlazu FM signal onda je potrebno modulišući signal pre nego što ga dovedemo na balansni modulator, propustiti kroz integrator.

Da bi se ovaj modulator mogao koristiti i za velike devijacije učestanosti kao i za učestanosti na kojima se vrši emitovanje FM signala u predajniku, osnovnoj blok šemi dodaju se na izlazu niz stepena koji predstavljaju umnožavače učestanosti. Blok šema praktičnog primera Armstrongovog modulatora za generisanje FM signala uz korišćenje množaca za povećanje devijacije, data je na sl. 4.25.



SL. 4.25 Armstrongov modulator

4.19 IDEALNI FAZNI MODULATOR

Osnovni nedostatak Armstrongovog modulatora, kao najstarijeg u grupi faznih modulatora, je da su pogodni uglavnom za male devijacije faze.

Pri analizi rada uvedene su aproksimacije oblike: $\cos K \cdot U_m(t) \approx 1$, $\sin K \cdot U_m(t) \approx K \cdot U_m(t)$ kada je $K \cdot U_m(t) \ll 1$. Međutim bolje aproksimacije sinusa i kosinusa mogu se izvesti na osnovu poznavanja sastava ovih funkcija kada se razviju u Taylorov red.

$$\cos x = 1 - \frac{x^2}{2} + \dots \dots \dots \quad 4.49$$

$$\sin x = x - \frac{x^3}{6} + \dots \dots \dots$$

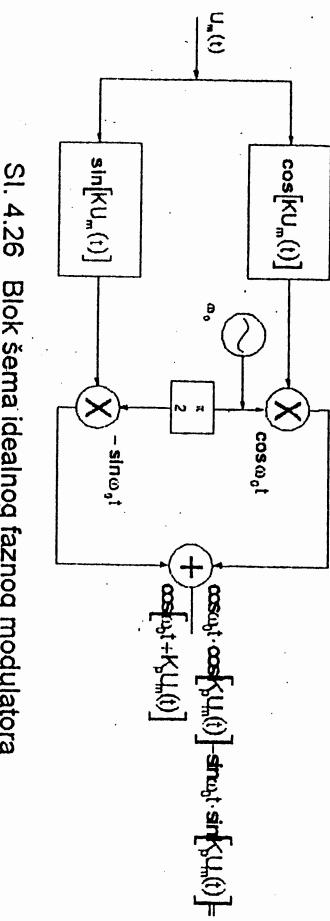
Stavimo li da je $x=k \cdot u_m(t)$ dobili bi:

$$\cos[k \cdot u_m(t)] = 1 - k \cdot \frac{u_m^2(t)}{2} + \dots \quad 4.50$$

$$\sin[k \cdot u_m(t)] = k \cdot u_m(t) - k \cdot \frac{u_m^3(t)}{6} + \dots$$

Na principu tzv. lineare segmentne aproksimacije trigonometrijskih funkcija napravljeni su novi tipovi faznih modulatora. Osnovne odlike ovih modulatora su: visoka stabilnost noseće učestanosti, velika širina opsega modulišuće učestanosti, vrlo mala nelinearna izobličenja sa maksimalnom devijacijom faze 90° ili 180° . Kod starijih varijanti faznih modulatora zakon modulacije realizovan je na učestanosti nosioca f_0 , a modulator je imao naponski kontrolisan reaktivni elemenat (varikap diodu) ili naponski kontrolisan oscilator (VCO).

Kod ovog modulatora zakon modulacije se realizuje u NF opsegu, a potom se spektar translira sa frekvencijom f_0 . Za realizaciju ovog modulatora čije je blok šema data na sl. 4.26 potrebne su dve mreže (kola) koje imaju tu osobinu, da kada se na njihov ulaz dovede modulišući signal $u_m(t)$ na izlazu dobijamo $\cos[k \cdot u_m(t)]$ odnosno $\sin[k \cdot u_m(t)]$.



Sl. 4.26 Blok šema idealnog faznog modulatora

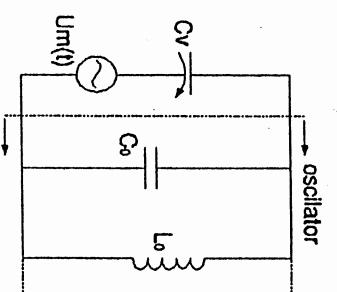
Izlazi ovih kola dovode se na kola za množenje u tzv. Q modulator (kvadratni modulator) gde se vrši translacija spektra sa nosećom učestanostu f_0 .

Na izlazu šeme (modulatora) dobijamo fazno modulisani signal oblika $\cos[\omega_0 t + k \cdot u_m(t)]$, što odgovara izrazu 4.48 u slučaju Armstrongovog modulatora.

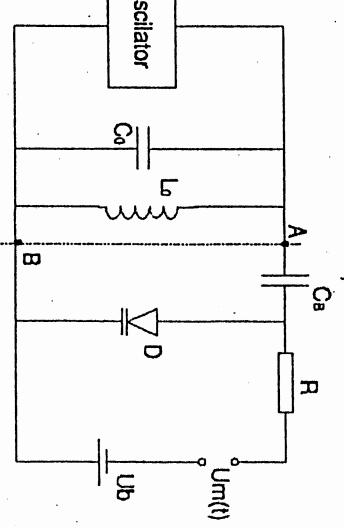
4.20 DIREKTNI MODULATORI

Osnovni sklop ovog modulatora je VF oscilator, odnosno njegova selektivna impedansa koju čini obično paralelnog oscilatornog kola. Ako pretpostavimo da je kolo idealno, i ako želimo da VF oscilacije oscilatora budu modulisane po učestanosti, potrebno je na neki način menjati (modulisati) veličinu reaktancije induktivne ili kapacitivne grane kola. Ako smatramo da nam je induktivnost $L_0 = \text{konstanta}$, a ekvivalentnu kapacitivnost kola menjamo u ritmu modulišuće učestanosti na način kako je to prikazano na sl. 4.27 ostvaritićemo frekvenčijsku modulaciju.

a)



b)



Sl. 4.27 Principiše šeme direktnih modulatora

Na sl. 4.27a dat je princip korištenja naponski promenljivog kapaciteta C_v za ostvarivanje principa direktnog generisanja FM signala. U slučaju sl. 4.27b, za stvaranje FM signala direktnim putem, kao promenljivi kapacitet koristi se tzv. varikap dioda, koja je inverzno polarisana naponom U_b , kapacitet joj se menja proporcionalno modulišućem signalu $u_m(t)$. Elementi C_b i R su konstantne vrednosti: kapacitet kondenzatora C_b je takve vrednosti da služi kao blok kondenzator, dok R spričava da dodje do kratkog spoja oscilatora preko izvora U_b .

Kada nema modulišućeg signala kapacitet oscilatornog kola je konstantan. Međutim, kada počne modulacija, kapacitet između tačaka A-B postaje promenljiv u vremenu: $C(t) = C_0 + \delta C(t)$, gde je $\delta C(t)$ pribroštaj ili promena kapaciteta. Ako se modulišući signal menja po zakonu kosinusa imaćemo:

$$C(t) = C_0 + \Delta C \cdot \cos \omega_m t = C_0 \left(1 + \frac{\Delta C}{C_0} \cdot \cos \omega_m t\right) \quad 4.51$$

gde je ΔC maksimalna promena kapaciteta. Ako pretpostavimo da je uticaj C_b na učestanost oscilatora zanemarjiva, onda će trenutna učestanost oscilatora biti:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_0 \cdot C(t)}} \quad 4.52$$

Zamenilo li veličinu $C(t)$ u izraz (4.51) dobijamo:

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_0 C_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\delta C(t)}{C_0}} \quad 4.53$$

Uvodjenjem smene $\omega_0^2 = \frac{1}{L_0 C_0}$ gornji izraz dobija oblik:

$$\omega_1 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{\delta C(t)}{C_0}}} \quad 4.54$$

Pošto su parametri oscilatornog kola L_0 i C_0 konstantni, onda je ω_1 konstanta, tako da trenutna učestanost prema izrazu 4.53 zavisi samo od trenutne devijacije $\delta C(t)$. Ako mi uspemo, da ostvarimo, da promena kapaciteta $\delta C(t)$ bude direktno proporcionalna modulišućem signalu (jed. 4.50) imaćemo kao posledicu promenu učestanosti u vremenu, što je suština frekvencijske modulacije.

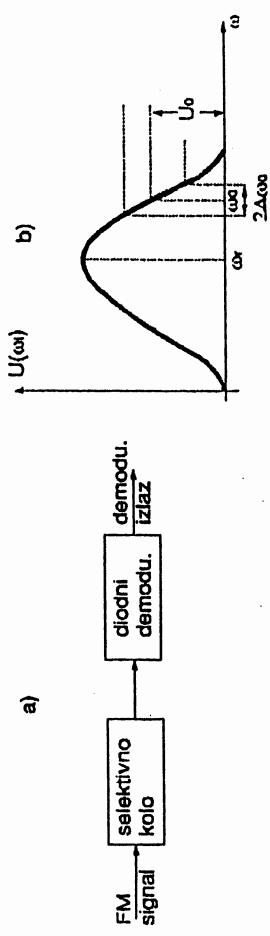
FM modulatori sa varikap diodom nalaze danas veliku primenu u mnogim uređajima veze, koji rade sa frekvencijskom modulacijom. Dobra linearnost modulacione karakteristike u širokom opsegu učestanosti, čini ovaj modulator narочito pogodnim u telefoniji gde se vrši prenos velikog broja telefonskih kanala (900, 1800, 2700 i slično).

4.21 DEMODULACIJA UM SIGNALA

Ako bi se na običan detektor sa kvadratnom karakteristikom prveo FM signal nastalo bi samo povećanje srednje vrednosti struje detektora dok pri tome ne bi došlo do izdvajanja odnosno stvaranja naizmenične komponente NF signala na radnom otporu detektora. Iz čisto fizikalnog rasudjivanja, mogli bismo doći do zaključka, da se iz FM signala ne može direktno odvojiti modulišući signal, jer je amplituda FM signala konstantna u toku celog modulišućeg ciklusa, pa ne može da postoji NF promena amplitude detektovane struje.

Znači za demodulaciju UM (FM, PM) signala, potrebno je vršiti konverziju tj. pretvaranje, npr. FM signala u AM-FM signal, a zatim vršiti demodulaciju AM signala. Drugim rečima, ispred amplitudnog detektora potrebno je izmeniti amplitudu FM signala po zakonu promene modulišućeg signala.

Jedan primer dobijanja modulišućeg signala od FM signala dat je na sl. 4.28.



Sl. 4.28 Princip demodulacije ugaono modulisanih signala

FM signal se dovodi na selektivno kolo (koje obično čini paralelno oscilatorno kolo) čija transfer funkcija (modulo impedanse) je zavisna od učestanosti. Rezonantna učestanost oscilatornog kola podesi se tako da se sredina, približno linear nog delta rezonantne krive (bok krive selektivnosti) poklopi sa nosećom učestanostu FM signala ω_0 , kao što se vidi na istoj slici. Promena učestanosti ulaznog signala za Δf imaće za posledicu promenu amplitude nosećeg signala za iznos ($\Delta f \cdot D$) gde je D nagib prenosne karakteristike tj. $D = dU(\omega)/d\omega$.

U cilju lakšeg sagledavanja problema, uzimimo slučaj idealizovanog toka modula prenosne funkcije selektivnog kola tj. da je amplitudská karakteristika direktno srazmerna učestanosti pobudnog signala i da mu je fazno kašnjenje nezavisno od učestanosti tj. jednakako nuli. U tom slučaju amplituda izlaznog FM signala postaje funkcija

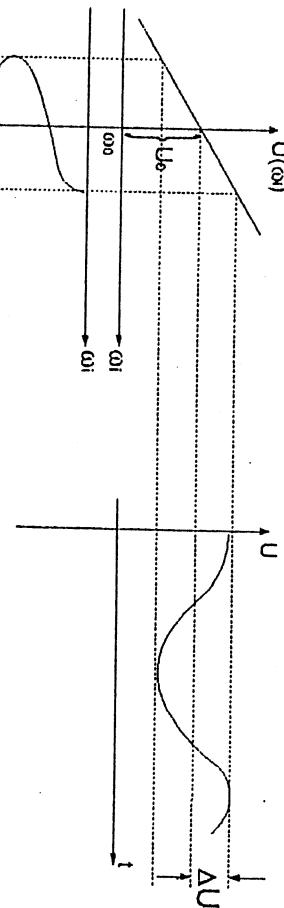
vremena, pošto je trenutna učestanost, ulazni FM signal, promenljiva u vremenu. Ako je ulazni signal u selektivni sklop (sl. 4.28a) FM signal:

$$u_{FM}(t) = U_0 \cdot \cos[\omega_0 t + k_j \int u_m(t) dt] \quad 4.55$$

i ako je prenosna karakteristika data izrazom:

$$U(\omega_i) = U_0 + D(\omega_i - \omega_0) \quad 4.56$$

gde je ω_i trenutna učestanost a D koeficijent pravca (nagib) karakteristike sa sl. 4.29, onda će na izlazu signal biti i amplitudno i frekvenčki modulisani istim modulišućim signalom.



Sl. 4.29. Idealna karakteristika za konverziju FM signala u AM signal

Trenutna vrednost izlaznog signala selektivnog kola biće:

$$u_i(t) = U_0 \left[1 + \frac{Dk_i \cdot U_m(t)}{U_0} \right] \cos[\omega_0 t + K_i \int u_m(t) dt] \quad 4.57$$

Zapažamo da je došlo do promene amplitude FM signala, odnosno dobijeni izlazni signal je modulisani i po amplitudi i po učestanosti. Dovedemo li sada ovakav signal na diodni demodulator (detektor, anvelopu) sl. 4.28a, koji je neosetljiv na promenu učestanosti ω_i na njegovom izlazu dobili bismo detektovani napon koji je proporcionalan modulišućem signalu $u_m(t)$ tj. $u_d(t) \approx D \cdot k_i \cdot u_m(t)$.

Kada bi bok krive u radnom delu, bio idealna prava linija kao što smo mi pretpostavili, ne bi bilo problema, međutim, u realnom slučaju to nije tako,

jer prenosna karakteristika nije linearno zavisna sa učestanošću, a takođe i fazna karakteristika je zavisna od učestanosti. Pored svega, još se i učestanost signala menja sa vremenom, tako da je priroda problema dosta složena, jer se radi o tzv. dinamičkom režimu. U ovom režimu ne važe metode i pravila svojstvena stacionarnim režimima, koje smo imali kod analize linearnih sistema prenosa.

U vezi ovoga često se ide na aproksimacije koje nalaze primenu i kod konverzije FM u AM signal. Kvantizacionarni metod se koristi u rešavanju ovih problema, a zasnovan je na pretpostavci da trenutna učestanost varira sporo i da prelazne pojave nemaju veći uticaj na promenu faze.

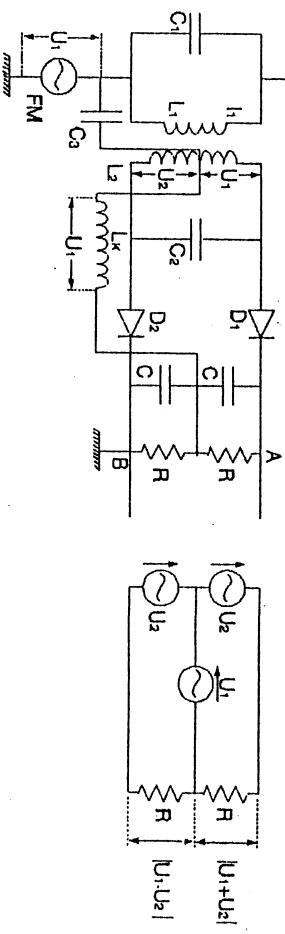
4.22 DISKRIMINATOR

Detekcija FM signala najčešće se ostvaruje uz pomoć specijalnih elektronskih kola koja su poznata kao - diskriminatori. Pored diskriminatora koji smo već pomenuli (sa paralelnim oscilatornim kolom) iza kog se priključuje detektor anvelope, postoji i složeniji diskriminatori, ali i znatno boljih karakteristika, kao što su: Balansni diskriminatori sa dva različito podešena osciatorna kola, Diskriminatori u kojima se koristi razlika faza, Detektori odnosa (ratio detektori) itd.

4.23 DISKRIMINATORI SA RAZLIKOM FAZE

Naziv "fazni diskriminator" koji se često koristi za ove diskriminatore nije adekvatan, jer se radi o detekciji FM signala, ali s obizrom da se princip rada ovog diskriminatora zasniva na veštački stvorenoj faznoj razlici izmedju napona u primaru U_1 i sekundaru U_2 spregnutog osciatornog kola, često se tako zove.

Šema faznog diskriminatora predstavljena je na sl. 4.30.



Sl. 4.30 - Fazni diskriminator

FM signal dolazi na primarno oscilatorno kolo (to je obično poslednji stepen međufrekventnog pojačavača) L₁-C₁ koje je podešeno na učestanost nosećeg talasa ω_0 . Sa ovim kolom induktivno je spregnuti oscilatorno kolo L₂-C₂ podešeno na istu učestanost. Gornji kraj primarnog oscilatornog kola preko kondenzatora C₃ povezan je sa sredinom namotajia sekundarnog oscilatornog kola. Ovaj kondenzator ima malu reaktansu na učestanosti ω_0 . Kalem L_k predstavlja prigušnicu na visokim učestanostima i preko njega se zatvaraju strujna kola svake diode. Sekundarno oscilatorno kolo spojeno je sa diodama D₁ i D₂. Ispravljačka kola su zatvorena preko kondenzatora C i otpornika R. Pošto je reaktansa kondenzatora C₃ mala praktično ceo napon U₁ nalazi se na prigušnicu L_k. Iz teorije oscilatornih kola, poznato je da ako kroz zavojnicu L₁ prolazi struja I₁ onda se na krajevima dobija napon U₁ koji je fazno pomaknut unapred za 90°. Ista struja indukuje u sekundaru napon U₂ koji će biti pomeren unapred za 90° u odnosu na U₁. Ovi odnosi mogu se prikazati i fazorski, pri čemu razlikujemo tri slučaja:

- Kada se trenutna učestanost signala poklapa sa rezonantnom učestanostu tj. $f=f_0$
- Kada je trenutna učestanost veća od rezonantne tj. $f>f_0$
- Kada je trenutna učestanost manja od rezonantne tj. $f<f_0$

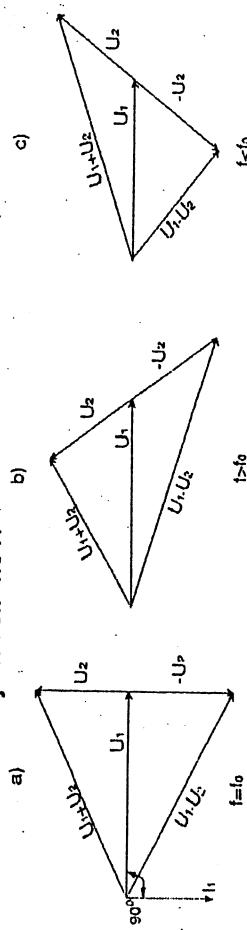
Smatrajući da je impedansa kondenzatora C₃ zanemarljivo mala, dobijamo da je anoda diode D₁ na potencijalu:

$$U_{D1} = |U_1 + U_2| \quad 4.58$$

dok je anoda diode D₂ na potencijalu:

$$U_{D2} = |U_1 - U_2| \quad 4.59$$

Smatrajući da je amplituda fazora. Fazorski dijagram napona, u kolu diskriminatora dat je na sl. 4.31.



Smatrajući da su diode D₁ i D₂ istih karakteristika i ako nema modulacije tj. $f=f_0$ jednosmerni naponi koji se javlaju na otpornicima R biće iste veličine ali suprotnog znaka tako da će ukupan jednosmerni napon između tačaka A i B biti jednak nuli.

Fazorski dijagram u slučaju pod (a) dat je na slici 4.31a. Kada se učestanost privedenog signala menja, odnosno ako je ta učestanost viša od noseće, važiće fazorski dijagram dat na sl. 4.31b i za slučaj, kada je privadena učestanost niža od noseće, važiće fazorski dijagram dat na sl. 4.31c.

Promene privedene učestanosti, kao što vidimo, prouzrokuje promene napona koji se dovode na diode D₁ i D₂. Kako su naponi na otpornicima R proporcionalni naponima koji se dovode na diodama, to proizilazi da se između tačaka A i B dobija jedan napon koji je proporcionalan promenama učestanosti dolazećeg signala, a koji je ustvari niskofrekventni signal, kojim smo pri modulaciji u predajniku, modulisali visokofrekventni signal.

4.24 IMPULSNE MODULACIJE

Govoreći o sistemima sa AM i UM, opisali smo mogućnosti prenosa više signala jednim komunikacionim kanalom. Rekli smo pri tome da se na strani predaje, pojedini signali transliraju po učestanosti, tako da svaki zauzima određeni opseg na skali učestanosti. To omogućava, da na strani prijema možemo razvijiti pojedine signale, upotrebom filtra.

U ovom delu bavimo se drugim metodama multiplexiranja. Ovaj metod se bazira na činjenici da svaki signal kontinualno promenljiv u vremenu, ograničenog opsega učestanosti, može biti tačno predstavljen dovoljnim brojem odbiraka. Multiplex više signala se tada može obavljati u vremenu tj. odbirci pojedinih signala se uzimaju u tačno definisanim trenucima vremena i šalju na liniju za prenos. Ovaj multiplex je poznat kao vremenski multipleks ili TDM (Time division multiplexing). Pošto su odbirci signala, impulsi, sistemi koje ćemo proučavati su tzv. sistemi impulsnih modulacija.

4.25 TEOREMA O ODABIRANJU

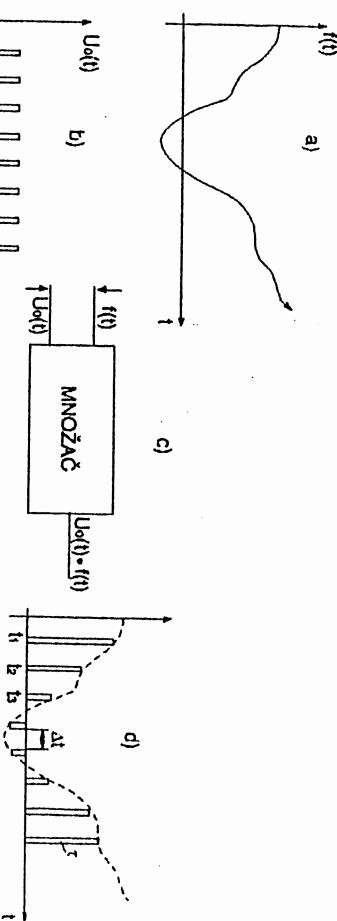
Signalni u telekomunikacijama: govor, muzika, slika itd. su po svojoj prirodi, kontinualne funkcije vremena. Kontinualni signal u realnosti uvek ima ograničen spektar. Mogućnost da se ovakav signal prestavi nizom impulsa (diskretnih odbiraka), pretstavlja veliku prednost u prenosu signala.

Teorema, prema kojoj je moguće da se neka kontinualna funkcija vremena, jednoznačno predstavi nizom diskretnih vrednosti u određenim vremenskim trenucima, naziva se - Teorema u odabiranju. Osnovna kontinualna funkcija koja se diskrektizira data je na sl. 4.32a, funkcija diskretiziranja $u(t)$ koja sadrži povorku vrlo uzanih jedinicnih impulsa data je na sl. 4.32b, operacija odabiranja izvodi se u množaku sl. 4.32c koji na izlazu daje produkat $u(t) \cdot f(t)$ i na sl. 4.32d je prikazan odabrani signal (funkcija).

Ako je funkcija $f(t)$ ograničena, odnosno ako je maksimalna učestanost u njenom spektru f_m i ako je određena (regularna) u intervalima $\Delta t = \left(\frac{1}{2 \cdot f_m}\right) \leq T_0$ onda kažemo da je periodično odabrana svakih T_0 sekunde.

Suma svih odbiraka može kompletno da definise funkciju $f(t)$ prema izrazu:

$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} (f(n \cdot \Delta t) \cdot \varphi_n(t)) \quad 4.60$$



Sl. 4.32 Ilustracija procesa odabiranja

Veličina $f(n\Delta t)$ u izrazu 4.59 predstavlja vrednost funkcije u tačkama odabiranja, a $\varphi_n(t)$ je tzv. težinska funkcija. Trenuci odabiranja su t_1, t_2, \dots, t_n , tako da je $t_i = n \cdot \Delta t = n \cdot 1/2f_m$, $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$

U praksi ovi odbirci su uzani impulsi trajanja $\tau \ll \Delta t$, tako da možemo smatrati da je gornja ivica odbirka približno ravna tj. u intervalu $(t_i, t_i + \Delta t)$, $f(t)$ se ne menja. Uz ove pretpostavke, pronadjimo Furijevu transformaciju n-tog odbirka:

$$F_n(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f\left(n \cdot \frac{1}{2f_m} + t\right) e^{-j\omega t} dt \quad 4.61$$

Površina ispod n-tog odbirka je $\tau f(n/2f_m)$ tako da po analogiji za Furijevu transformaciju delta funkcije, jed.4.61 možemo svesti na približnu vrednost:

$$F_n(j\omega) \cong \tau f(n/2f_m) e^{-j\omega t_n} \quad 4.62$$

Interval $\Delta t = 1/2f_m$ često se naziva i perioda odabiranja ili vreme odabiranja T_0 , a $f_0 = 1/T_0$ učestanost odabiranja.

Izraz 4.62 nam predstavlja znači Furijevu transformaciju impulsa u tački $t_n = nT_0$. Ako se sada ovako odmerena funkcija prenese do mesta

prijema, potrebno je sada sintezom ponovo rekonstruisati polaznu funkciju. Ako rekonstrukciju obavimo idealnim NF filterom čija je transfer funkcija $H(j\omega) = 1$ u opsegu $(-\omega_0 + \omega_0)$ gde je ω_0 granična učestanost filtra data kao $\omega_0 = \omega_m = 2\pi f_m$, onda se odziv na pobudu impulsnog oblika može nači primenom Furijeovog integrala. U našem slučaju odziv $s_n(t)$ na n-ti odbirak sa ulaza filtra biće:

$$s_n(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_n(j\omega) H(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad 4.63$$

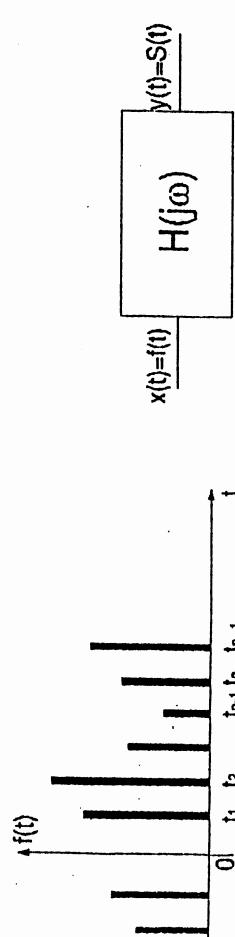
Koristeći izraz 4.61 i uslov $H(j\omega) = 1$ dobijamo:

$$s_n(t) = \left(\frac{1}{2\pi} \right) \int_{-\infty}^{\infty} f(nT_0) \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega(t-t_n)} d\omega \quad 4.64$$

Rešavanjem ovog integrala i smenom granica dobijamo:

$$s_n(t) = 2f_m \cdot \tau \cdot f(nT_0) \frac{\sin \omega_m(t - nT_0)}{\omega_m(t - nT_0)} \quad 4.65$$

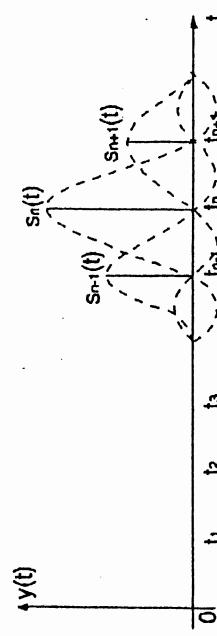
Na sl. 4.33 dat je slučaj idealnog filtra pobudjenog povorkom impulsa koji predstavljaju diskretizovanu funkciju.



4.33 Idealan filter pobudjen povorkom impulsa koji predstavlja diskretizovanu funkciju

Posmatrajući izraz 4.64 uočavamo da je $s_n(t)$ jednako proizvodu jedne konstante ($2f_m \cdot \tau$), vrednosti funkcije u trenutku nT_0 tj. $f(nT_0)$ i težinske funkcije tipa $(\sin x)/x$. Maksimum $s_n(t)$ je u trenutku $t=t_n = nT_0$.

Ako bi crtali odzive filtra na sve odbirke koji dolaze na ulaz dobili bismo dijagram kao na sl. 4.34.



Sl. 4.34 Odziv filtra na odbirke signala

Premda tome, teorema o odabiranju analitički može da se opiše relacijom:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t) = 2f_m \cdot \tau \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT_0) \frac{\sin 2\pi f_m(t - nT_0)}{2\pi f_m(t - nT_0)} \quad 4.66$$

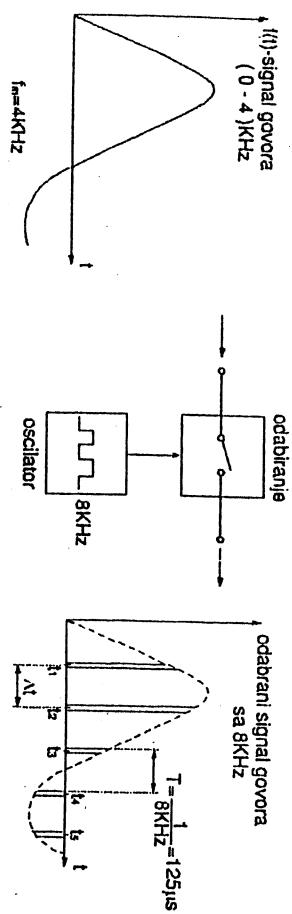
Uspoređujući izraz 4.59 sa ovom jednačinom uočavamo da je odziv $y(t) = s(t)$ proporcionalan polaznoj funkciji $f(t)$.

$$s(t) = (2\pi \cdot f_m) \cdot f(t) = \alpha_0 \cdot f(t) \quad 4.67$$

Veličina $\alpha_0 = \tau \cdot 2f_m = \tau/T_0$ naziva se faktor režima odabiranja. Posmatrajući izraz 4.66, i apstrahujući konstantni faktor režima α_0 , zaista vidimo da se pomoću NF filtra može izvršiti rekonstrukcija kontinualne funkcije $f(t)$. Ovo takođe s druge strane znači, da se funkcija $f(t)$ može predstaviti skupom njenih vrednosti uzetih u tačno definisanim trenucima vremena. Takođe, kao posledica poštovanja teoreme o odabiranju uz period odabiranja $T_0 = 1/2f_m$, ostvaruje se Nikvistov uslov o minimalnoj interferenciji između pojedinih odziva $s_{n-1}(t)$, $s_n(t)$, $s_{n+1}(t)$ itd. imaju maksimume u tačkama odabiranja: t_{n-1} , t_n , t_{n+1} , respektivno, dok u svim ostalim tačkama odabiranja imaju nule.

Na osnovu svega do sada rečenog, možemo zaključiti da je moguce mnoge veličine, koje u obliku signala predstavljaju, napon, struju, snagu ili neku drugu veličinu, preneti u diskretnom obliku. Odnosno, u praksi se sve više nameće potreba za merenjem određenih veličina u diskretnim intervalima vremena, i ako su pojave, ili veličine, kontinualne u vremenu, a potom na osnovu tih diskretnih vrednosti sastavljaju vremenski nizovi koji definisu određenu pojavu.

Praktičan primer odabiranja govornog telefonskog signala čija je maksimalna učestanost u spektru $f_m = 4\text{kHz}$, dat je na sl. 4.35.



Sl. 4.35 Ilustracija procesa odabiranjia govornog telefonskog signala čija je maksimalna učestanost u spektru 4kHz

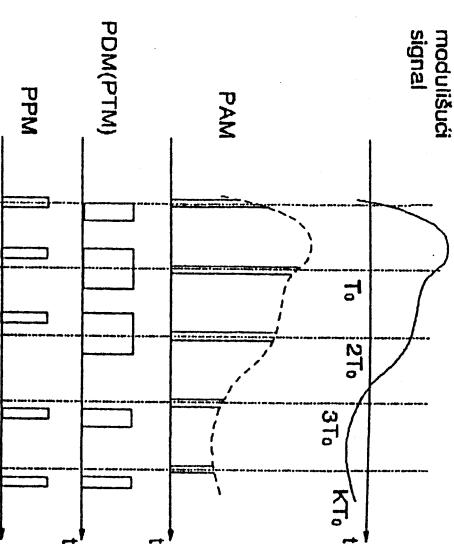
4.26 VRSTE IMPULSNIH MODULACIJA

Impulsne modulacije zasnivaju se na pomenutoj teoremi o odabiraju, a ulogu nosioca u procesu modulacije najčešće ima povorka pravougaonih impulsa, periode T_0 i učestanosti f_0 . Niz impulsa pored pomenute periode ponavljanja i učestanosti karakteriše se i sa ampliturom impulsa U_0 i dužinom (širinom) impulsa. Prenošenje signala pomoću ove povorce impulsa, može se ostvariti promenom bilo koga od pomenutih parametara. S tim u vezi možemo navesti neke osnovne vrste impulsnih modulacija: Impulsna amplitudska modulacija (PAM), Impulsna modulacija po trajanju (PDM), Impulsna položajna modulacija (PPM).

Kod impulsne amplitudske modulacije, koja je najjednostavnija, menjaju se amplituda impulsa koji pripada jednom kanalu, proporcionalno trenutnoj vrednosti napona modulišućeg signala.

Kod impulsne modulacije po trajanju koja se često zove i dužinska ili širinska modulacija, dužina trajanja impulsa proporcionalna je modulišućem signalu.

Kod impulsne položajne modulacije menjaju se u funkciji modulišućeg signala položaj svakog impulsa, u odnosu na položaj u odsustvu modulacije. Na primer, pri porastu napona modulišućeg signala impuls se pomri uлево, a pri opadanju udesno. Vremenski oblici impulsno modulisanih signala u sva tri slučaja, sa istim modulišućim signalom, vide se na sl. 4.36.



Sl. 4.36 Vremenski dijagram: Modulišući signal i impulsno modulisanih PAM, PDM i PPM signala

Analiza spektra impulsno modulisane povorce interesantno je između ostalog i iz praktičnih razloga. Poznavanjem spektra odgovarajućeg impulsno modulisano signala vrlo lako dolazimo do osnovne šeme dobijanja NF signala na mestu prijema.

4.27 IMPULSNA AMPLITUDNA MODULACIJA - PAM

Osnovna razlika između analogne i impulsne modulacije je u tome što je kod prvih modulisani signal kontinualan, dok je kod drugih modulisani signal diskretan.

Ulogu nosioca u procesu impulsnih modulacija najčešće ima povorka pravougaonih impulsa $u(t)$. Ako je učestanost ponavljanja ovih impulsa f_0 onda je iz analize signala poznato da se signal $u(t)$ može predstaviti Furijeovim redom oblike:

$$u(t) = \frac{U_0 \tau}{T_0} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \omega_0 \frac{\tau}{2}}{n \omega_0 \frac{\tau}{2}} \cos n \omega_0 t \right] \quad 4.68$$

ili u razvijenoj formi: za $\tau \ll T_0 \sin x/x \approx 1$:

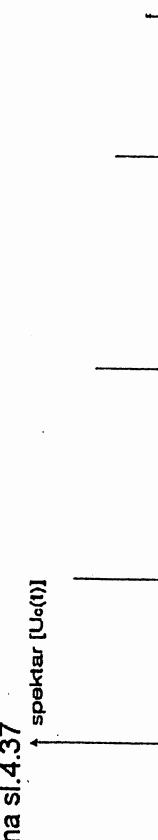
$$u(t) = \frac{U_0 \tau}{T_0} + 2 \frac{U_0 \cdot \tau}{T_0} \left(\cos \frac{2\pi t}{T_0} + \cos 2 \frac{2\pi t}{T_0} + \dots \right) \quad 4.69$$

Impulsno amplitudno modulisani signal može se ostvariti prema šemii na sl. 4.32. pri čemu je modulišući signal funkcija $f(t) = u_m(t)$. Modulisani signal se dobija kao produkt nosaćeg signala $u(t)$ i modulišućeg $u_m(t)$. Kada se radi sa tako zvanim prirodnim odbiranjem, izraz sa PAM signal bicice:

$$u(t) = k_a \cdot u_m(t) \cdot u_o(t) = k_a U_o \frac{\tau}{T_0} \cdot u_m(t) \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\omega_o \frac{\tau}{2}}{n\omega_o \frac{\tau}{2}} \cos n\omega_o t \right] \quad 4.70$$

gde je k_a konstanta. Iz ovog izraza vidimo, modulišući signal, množi svaku spektralnu komponentu $n\omega_o$. Ako je modulišući signal prostoperiodičnog oblika (kosinusna funkcija), učestanosti f_m , lako se pokazuje da u spektru postoje komponente: $f_m; f_0 \pm f_m; 2f_0 \pm f_m; \dots; n f_0 \pm f_m$. Ako bi crtali amplitudski spektar, videli bi da je izdvajanje modulišuće učestanosti moguće samo ako je ispunjen uslov: $f_0 - f_m > f_m$ tj. $f_0 > 2f_m$ što znači da učestanost selektorskih impulsa pri odbiranju treba da bude dva puta veća od najviše modulišuće učestanosti.

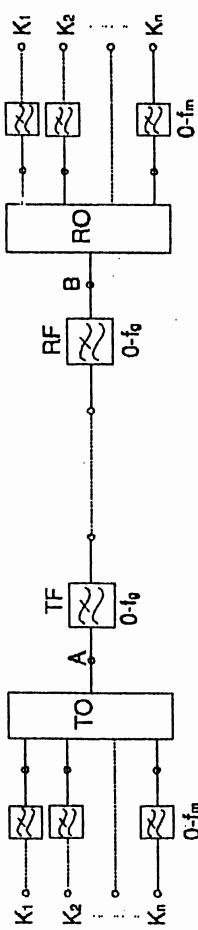
Kada modulišući signal nije prostoperiodična funkcija, već realan signal koji ima određeni spektar, onda svaki član pod sumom, u spektru bi davao, dva bočna opsega. Uočavamo takođe da u spektru nema komponente na učestanosti f_0 ako modulišući signal ne sadrži jednosmernu komponentu. Primer spektra PAM signala kada je modulacija vršena prostoperiodičnim signalom kosinusnog oblika, dat je na sl.4.37



Sl. 4.37 Amplitudski spektar nosaćeg signala i PAM signala

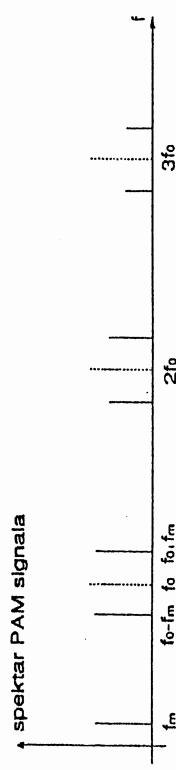
4.28 MULTIPLEX SA VREMENSKOM RASPODELJOM KANALA - VRK (TDM)

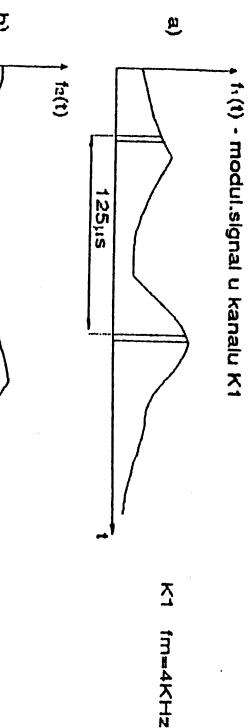
Ova vrsta multipleksiranja primenjena je prvi put još kod Bodoovog (Baudot) sistema višestruke telegrafije (1874.god.). Primena ovog principa u višekanalnoj telefoniji postala je moguća tek razvojem imulsne tehnike, tako da su se ovakvi sistemi počeli primenjivati u većem broju, već posle drugog svetskog rata. TDM se zasniva na teoremi o odbiranju, a diskretizacija svakog nezavisnog signala obavljala se u početku mehaničkim rotirajućim odbiračima. Rotirajući odbirači se vrite sinhronizovano na strani predaće (TO) i na strani prijema (RO), tako da su predajni i prijemni deo svakog kanala povezani u intervalu vremena koji im pripada. Odbirci u vidu impusa prenose se sistemom za prenos, a impulsi pojedinih kanala se redaju na vremenskoj osi i jedan drugog ne ometaju. Ovi signali su u stvari PAM signali primenjeni u sistemu multipleksa. Jedan primer TDM sistema u telefoniji, za prenos N kanala dat je blok šemom na sl. 4.38.



Sl. 4.38 Principska šema multipleksa sa PAM signalom

Na predajnoj i prijemoj strani nalaze se kanalski filtri i predajni filter - TF odnosno prijemni filter-RF, kao i odbirači TO i RO koji su elektronski. Multipleksni signal se može prenositi žičnim putem bez potrebe za daljom obradom, međutim, u nekim slučajevima ako na primer želimo da prenosimo TDM-PAM signal putem EM talasa od predajne do prijemne antene, potrebno je amplitudno ili frekvenčniski modulisati VF noseći talas. U tom slučaju celokupni sistem dobija naziv PAM-AM ili PAM-FM.
Na sl. 4.39 dat slučaj trokanalnog sistema sa vremenski rasporedjenim kanalima. Dijagram pod (d) predstavlja bi jedan multipeksni signal sastavljen od tri PAM signala.





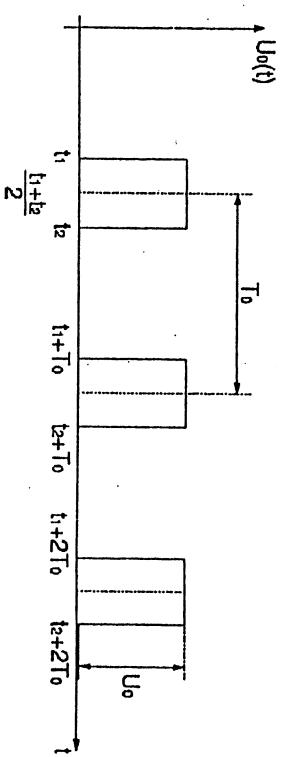
Sl. 4.39 Vremenski dijagrami signala trikanalnog sistema sa VRK

Multipleksiranje više PAM signala je kao što vidimo moguće, međutim, impulsna amplitudna modulacija je nepovoljnija u odnosu na druge, kao uostalom i klasična AM, u pogledu poboljšanja odnosa signal/šum. Kod ove vrste modulacije ne može se primeniti ograničavanje amplitude impulsa, tako da se šumovi, koji nastaju u toku prenosa, ne mogu odstraniti. Zbog svega rečenog PAM se sve manje koristi u pomenute svrhe, ali ima primenu pri izgradnji sistema sa impulsnom kodovanom modulacijom.

4.29 IMPULSNA MODULACIJA PO TRAJANJU - PDM

U slučaju PAM, modulišući signal je modulisao amplitudu impulsa koji su bili locirani unutar tačno specificiranog intervala vremena. Kod ove vrste impulsnih modulacija, menja se dužina trajanja impulsa nosećeg signala ili vreme trajanja, pa se zato ova vrsta modulacije naziva i širinska, dužinska modulacija. Promena dužine trajanja impulsa može se ostvariti na više načina: Pomeranjem samo prednje ivice impulsa proporcionalno modulišućem signalu, pomeranjem samo zadnje ivice ili pomeranjem prednje i zadnje ivice u odnosu na centralnu osu nemodulisanoj ivici. Amplitude modulisane povorce impulsa su u

ovom slučaju konstantne (slika 4.36), tako da je ova vrsta modulacije manje osetljiva na šumove, i lako se može ostvariti, jednostavnim elektrosnim sklopovima. Za ostvarivanje PDM signala moguće je primeniti dve vrste odabiranja, prirodno i regularno. Frekventni spektr PDM signala razlikuje se od spektra PAM signala, pa ćemo u kratkoj analizi proučiti ovaj spektr, kada je primenjeno prirodno odabiranje. S obzirom da je noseći signal povorka periodično ponavljanih impulsa, sa periodom T_0 i amplitudom U_0 kao što se vidi na sl.4.40 možemo ga matematički definisati:



Sl. 4.40 Vremenski oblik nosećeg signala u slučaju PDM

$$U_0(t) = \begin{cases} U_0 & t_1 + pT < t < t_2 + pT \\ 0 & \text{izvan ovih intervala} \end{cases} \quad p=0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad 4.71$$

Iz dijagrama se vidi da je prednja ivica u trenutku ($t_1, t_1 + T_0, t_1 + 2T_0, t_1 + 3T_0$, itd.). Zadnja ivica je u trenutku ($t_2, t_2 + T_0, t_2 + 2T_0, t_2 + 3T_0$, itd.).

Furijev red za ovu povorku impulsa mogao bi se napisati na sledeći način:

$$U_0(t) = \frac{U_0(t_2 - t_1)}{T_0} + 2U_0 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(t_2 - t_1)}{T_0} \sin \left[\frac{n\omega_0}{2} \frac{(t_2 - t_1)}{2} \right] \cos \omega_0 \left(t - \frac{t_1 + t_2}{2} \right) \quad 4.72$$

Razmotrimo slučaj, da se menja položaj prednje ivice impulsa pri modulaciji. U ovom slučaju, potrebno je u izrazu 4.72 smatrati da je tz

Skraćenica : PDM - Pulse Duration Modulation

konstanta, a umesto t_1 uvesti smenu ($t_1 - k_{\text{um}}(t)$). Takođe primenom trigonometrijskih veza između proizvoda ($\sin \alpha \cos \beta$) i sinusa zbra i sinus razlike dva ugla, možemo izraz pod sumom u jed. 4.72 predstaviti u pogodnijoj formi, pričemu dobijamo izraz za PDM signal:

$$u(t) = U_o \frac{\tau}{T_o} + U_o \left(\frac{K_u}{T_o} \right) u_m(t) + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{U_o}{n\pi} \right) \cdot \sin n\omega_o [t - t_1 + K_u U_m(t)] - \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{U_o}{n\pi} \right) \cdot \sin n\omega_o (t - t_2) \quad 4.73$$

$\tau = t_2 - t_1$

- Posmatrajući ovaj izraz zapažamo da se sastoji iz četiri člana (I, II, III, IV)
 - Prvi član predstavlja jednosmernu komponentu signala, ili komponentu u spektru, na učestanosti $\omega = 0$.
 - Drugi član u sebi sadrži modulišući signal, što znači da u spektru imamo komponentu na učestanosti ω_m .
 - U trećem članu pod sumom uočavamo izraz za fazno modulisani signal, samo što je ovde učestanost nosioca novo tj. (n) puta veća od učestanosti odabiranja. Znači, ovaj član je ustvari beskonačna suma (niz) fazno modulisanih signala, a svaki član ove sume ima beskonačan tj. neograničen spektar.
- Četvrti član je beskonačan niz harmonika osnovne učestanosti ω_0 .

Znači, možemo reći da se spekter PDM signala razlikuje od spektra PAM signala, utoliko što sadrži i bočne komponente ($(n\omega_0 \pm p\omega_m)$ gde su (n i p , celi brojevi). Amplitude ovih komponenta opadaju brzo sa povećanjem broja (p), pa stoga učestanosti (f0-2fm) i (f0-3fm) koje obično upadaju u propusni opseg prijemnog filtra, ne izazivaju velika izobličenja.

Demodulacija PDM signala, može se znači, obaviti NF filterom koji bi propustio sve učestanosti od 0-fm. Međutim, demodulisani signal nije "čist", jer sadrži i komponente fazno modulisanih signala koje mada neznačnih amplituda, ipak prolaze kroz filter. Uticaj ovih parazitnih komponenti je manji pri manjim devijacijama faze: $\Delta\phi_1 = \omega_0 k \cdot U_m(t) = \omega_0 \cdot \Delta t_0$.

Ovaj uslov je ispunjen u multiplexu, jer je devijacija obrnuto сразмерna broju kanala N . Tada svakom kanalu stoji na raspolaganju vremenski interval T_0/N , pa je devijacija faze N puta manja, jer da ne bi došlo do preklapanja impulsa, u procesu modulacije, proširenje impulsa Δt_0 mora biti manje od $T_0/2$, tako da za slučaj multiplexa imamo:

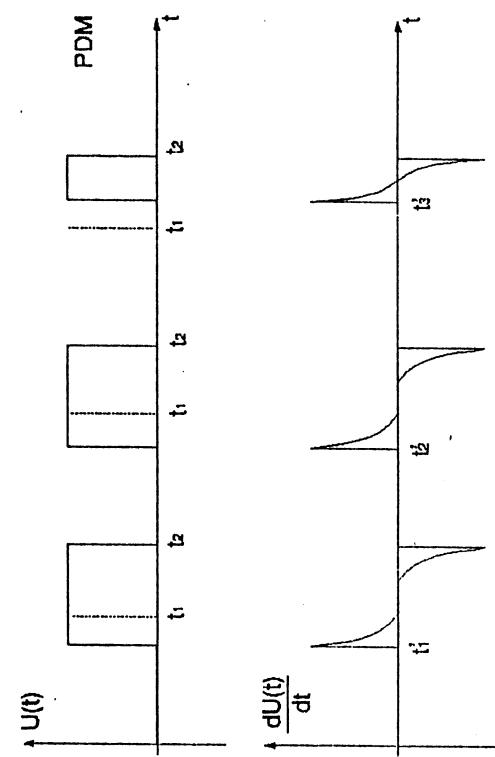
$$\Delta t_0 < T/2N \quad 4.74$$

Pored korišćenja NF filtra u demodulaciji PDM signala, postoji i metoda konverzije PDM signala u PAM signala, i tada se demoduliše PAM signal.

4.30 IMPULSNA POLOŽAJNA MODULACIJA - PPM

Kod ove vrste impulsne modulacije, proporcionalno naponu modulišućeg signala menja se položaj svakog impulsa u povorci, u odnosu na položaj kada je modulišući napon jednak nuli, što se i vidi na sl. 4.36.

Ideja za realizaciju PPM, zasniva se na činjenici da se kod PDM signala informacija nalazi u modulisanoj prednjoj ili zadnjoj ivici impulsa, a nepotrebno se troši energija signala koju sadrži ceo impuls. Znači, da je korisnije preneti, umesto celog impulsa, samo uzane impulse konstantnog trajanja. Postupci za dobijanje PPM signala su različiti ali je interesantan i relativno prost princip dobijanja PPM signala od PDM signala. Ovaj postupak, sastoji se utome, što se PDM signal propusti kroz kolo za diferenciranje, koje ima vremensku konstantu koja je znatno manja od trajanja PDM signala. Od svakog impulsa posle diferenciranja dobijemo dva kratka impulsa koji definisu prednju i zadnju ivicu, ovih ulaznih PDM impulsa. Grafički prikaz PDM signala na ulazu, i izlazu diferencijatora dat je na sl. 4.41.



Sl. 4.41 Vremenski oblik PDM signala na ulazu i izlazu diferencijatora

Ako negativne delove diferenciranih impulsa odsečemo nekim linearnim elektronskim sklopom, na izlazu tog sklopa, dobili bi PPM signal

koji bi se sastojao iz povorce uzanih impulsa konstantnog trajanja, s tim što im se položaj menja kako se menja prednja (ili zadnja) ivica u povorci PDM signala.

Znači, kod PPM signala za razliku od PDM signala, promenljiv parametar nije samo položaj prednje ivice, već i zadnje, s tim što postoji uslov da širina modulisanog impulsa (τ) ostaje uvek konstantna.

Prednja ivica se definiše relacijom :

$$t = t_1 + pT_0 - k \cdot u_m(t - \tau) \quad 4.75$$

Zadnja ivica impulsa se definije relacijom:

$$t = t_2 + pT_0 - k \cdot u_m(t - \tau) \quad 4.76$$

Ako podjemo od izraza za nemodulisanu povorku impulsa, koji se može dobiti i iz izraza 4.73 ako stavimo da je $u_m(t) = 0$, a koji glasi:

$$u_o(t) = U_o \left\{ \frac{(t_2 - t_1)}{T_0} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n\pi} \right) \cdot [\sin \omega_o(t - t_1) - \sin \omega_o(t - t_2)] \right\} \quad 4.77$$

i umesto t_1 stavimo $(t_1 - k u_m(t))$, a umesto (t_2) stavimo $t_2 - k u_m(t - \tau)$ pri čemu je $\tau = (t_2 - t_1)$ kada nema modulacije, posle određenih preuređivanja, dobili bi relaciju za PPM signal, kada se radi sa prirodnim odabiranjem:

$$u(t) = U_o \left\{ \frac{\tau}{T_0} + \frac{k_u}{T_0} [u_m(t) - u_m(t - \tau)] + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n\pi} \right) \cdot \sin \omega_o [t - t_1 + K_u u_m(t)] - \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n\pi} \right) \cdot \sin \omega_o [t - t_1 - \tau + k_u u_m(t - \tau)] \right\} \quad 4.78$$

Slično kao u izrazu 4.73 i ovde imamo četiri člana na desnoj strani znaka jednakošći:

Prvi član je jednosmerna komponenta, drugi član je funkcija modulišućeg signala, treći član je beskonacan niz fazno modulisanih signala i četvrti član je takođe beskonacan niz fazno modulisanih signala samo sa modulišućim signalom $u_m(t - \tau)$, znači vremenski pomerenim zat.

Kako svaki PM signal ima neograničen spektar, onda je očigledno da će doći do međusobnog preklapanja komponenata spektra u čitavom opsegu učestanosti od najnižih, pa sve do beskonačnosti. Uočavamo da je spektar PPM signala sličan PDM spektru, s tim što se nešto razlikuje spektar drugog člana. Spektar ovog člana lako se može odrediti iznalaženjem njegove Furijeve transformacije, tako da se spektralna gustina amplituda ovog člana dobija iz sledećih relacija:
Ako je Furijeva transformacija signala $u_m(t)$ predstavljena sa $U_m(j\omega)$ onda je Furijeva transformacija izraza: $(k_u T_0) [u_m(t) - u_m(t - \tau)] U_0$, jednaka:

$$\Im \left\{ \frac{U_0 k_u}{T_0} [u_m(t) - u_m(t - \tau)] \right\} = \left(k_u \frac{1}{T_0} \right) \cdot U_o (1 - e^{-j\omega\tau}) \cdot U_m(j\omega) \quad 4.79$$

Moduo gornjeg izraza biće:

$$|(K_u T_0) U_0 | \sin(\omega\tau/2) \cdot |U_m(j\omega)| \quad 4.80$$

Kao što vidimo iz zadnjeg izraza, spektar PPM signala sadrži komponente modulišućeg signala samo su one izobiljene tj. svaka komponenta u izraz

4.80, množi se funkcijom $[\sin \frac{\omega\tau}{2}]$ koja očigledno zavisi od učestanosti.

Kada smo saznali, kakov je sastava spektar PPM signala, lako zaključujemo, da se i ovde demodulacija može obaviti NF filterom. Samo u ovom slučaju, zbog faktora $\sin \frac{\omega\tau}{2}$, pri demodulaciji iza filtra treba postaviti amplitudski korektor, koji bi imao takvu karakteristiku da kompenzira varijacije amplitude nastale usled množenja sa $\sin \frac{\omega\tau}{2}$.

Kada se radi o mulpileksu red veličine širine impulsa je oko $0,5 \mu s$ tako da za slučaj prenosa govora možemo uvesti aproksimaciju da je, $\sin \frac{\omega\tau}{2} \approx \frac{\omega\tau}{2}$. Odmah uočavamo da bi korektor morao imati amplitudsku karakteristiku koja bi bila obrnuto сразмерna učestanosti ili da slabljenje po oktavi bude 6 dB . U praksi se ovakvi korektori lako realizuju, u slučaju prenosa govora.

PPM nalazi veliku primenu u sistemima vremenskog mulpileksa, jer je najmanje osetljiva na šum, a i sa gledišta energije, je ekonomičnija. I ovde kada se vrši višekanalni prenos, moramo voditi računa o dozvoljenom pomeranju impulsa. Ako se sistemom prenosi N kanala onda svakom od njih pripada T_0/N vremena. Da ne bi došlo do preklapanja impulsa dva susedna kanala, a time i do pojave

preslušavanja, devijacija impulsa pri modulaciji, mora da zadovoljava sledeći uslov:

$$\Delta t_o \leq \frac{T_o}{2} \cdot \frac{1}{N} - \frac{\tau}{2} \quad 4.81$$

Ako bi uzeli primer multiplexni prenos 24 telefonska kanala pri čemu je: $f_m=4\text{kHz}$, $N=24$, $\tau=0,5\mu\text{s}$, perioda odabiranja $T_0=\frac{1}{2 \cdot f_m}=125\mu\text{s}$ dobili bi da je dozvoljena devijacija impulsa $\Delta t_o=2,35\mu\text{s}$.

Ovde treba reći još jednu činjenicu, da smo uvek razmatrali slučaj imusa pravougaonog oblika, znači sa strmim ivicama. Međutim, u praksi to nije moguće lako realizovati, pa impulsi imaju određeno vreme uspostavljanja i opadanja. Pošto je sa PPM bitan tačan položaj impulsa u vremenu, jer taj položaj predstavlja odbirak prenošenog signala, a sigurno tačniji položaj može se definisati kada su ivice strmije, od sistema na prenos ovih impusa, zahteva se dovoljna širina propusnog opsega, da ne bi došlo do izobiljenja ivica. Širina propusnog opsega je vezana sa vremenom uspostavljanja, kao što smo već ranije videli, preko izraza: $B=1/2t_u$. Ako je red veličine vremena uspostavljanja oko $0,15\mu\text{s}$ dobili bi da je $B=3,33\text{MHz}$.

4.31 IMPULSNA KODNA MODULACIJA - PCM

Ova vrsta modulacije pripada grupi digitalnih postupaka modulacije. Kontinualni signal se mora pretvoriti u niz diskretnih signala od kojih svaki pojedinačni signal mora biti takav da pripada konačnom skupu - alfabetu - kako se ovaj skup naziva. Postupkom vremenskog odabiranja vrši se diskretizacija po vremenu. Postupkom preraspodele kontinualnog niza veličina odbiraka u diskretni niz odbiraka sa skokovitom raspodelom amplitude vrši se diskretizacija po amplitudi. Konačan skup odbiraka posle diskretizacije po amplitudi zamisli kao niz brojeva koji se može kodirati, tj. predstaviti nizom binarnih brojeva tako da se ostvari $2^q = q$, diskretnih nivoa signala u procesu diskretizacije po amplitudi, a n broj binarnih cifara koje u raznim kombinacijama "1" i "0" mogu predstavljati binarno svaki broj iz skupa q .

4.32 KVANTIZACIJA SIGNALA - LINEARNA KVANTIZACIJA

Postupak kvantizacije ima sam po sebi širi teoretski značaj, a ne samo kao pomoćna operacija na putu do kodovanja signala. Postupak deljenja amplitude nekog signala, na određeni broj nivoa, unosi izvesnu kvalitet prenosa bude prihvatljiv. Mada se procenom kvantizacije može smanjiti uticaj šumova i smetnji, na prenos diskretnih signala, kvantizacija se ne vrši u tu svrhu, niti se kvantovani impulsi, odnosno odbirci prenose direktno. Ipak, na taj se način pruža mogućnost transformacije signala u oblik koji je u znatnoj meri imun na smetnje i izobličenja pri prenosu. Ako bi odbirke direktno prenosi, oni bi svaki za sebe bili određeni odgovarajućim naponskim (ili strujnim) nivoima (slučaj PAM signala).

potpuna eliminacija oticaja šumova koji se superponiraju na bokovima impulsa, nije moguća.

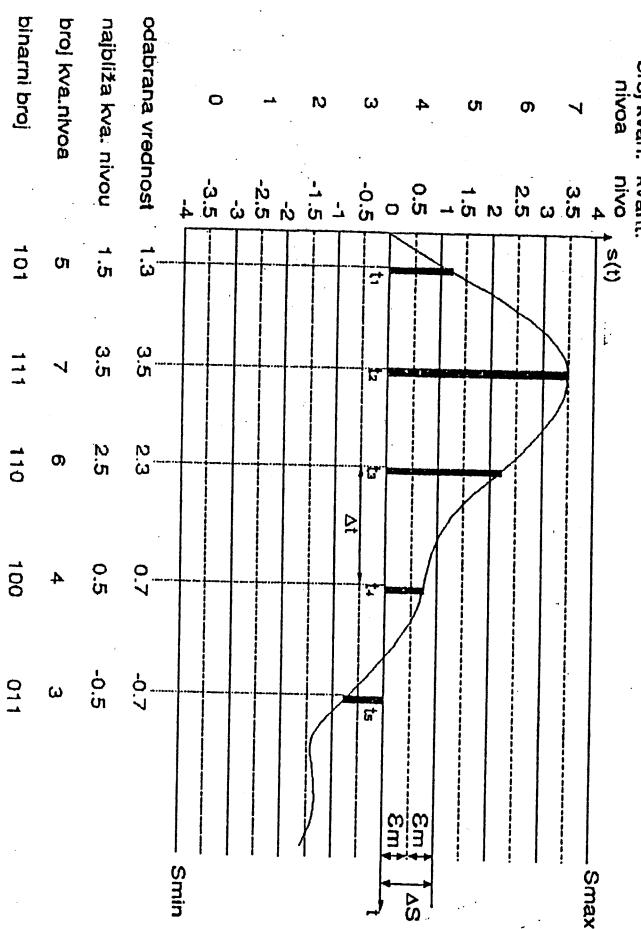
Uporedjujući PDM i PPM povojnija je PPM kod koje se dužina trajanja impulsa ne menja, pa je moguće izabrati optimalni propusni opseg pri kom se ostvaruje najpovoljniji odnos signal/šum. S druge strane trajanje impulsa kod PPM može se uzeti znatno manje nego kod PDM čak i u odsustvu modulacije, tako da se mogu ostvariti veće snage u impulsu noseće učestanosti, pri istoj srednjoj snazi. Zbog ovoga je visokofrekventni odnos signal/šum povoljniji. PPM sa amplitudnom modulacijom visokofrekventnog rado signala, našla je najveću primenu u praksi, dok se PAM i PDM više koriste kao posrednici pri modulaciji i demodulaciji PPM signala.

Pošto su nivoi fiksni, mogu se definisati brojnim veličinama, pa koristeći neke osobine elektronskih kola, umesto podataka o amplitudi diskretnih impulsa, prenosi podatke o njihovoj brojnoj vrednosti.

Neka je $s(t)$ signal koji nosi informaciju, i neka mu je spektar ograničen učestanostu f_m . Umesto da prenosimo ovaj signal, izvršimo kvantizaciju svakog odabirka signala. Ako se sve vrednosti signala $s(t)$ nalaze u intervalu (S_{\min}, S_{\max}) kao što se vidi na sl. 4.42. i ako je S_{\max} maksimalna amplituda a S_{\min} minimalna amplituda (negativni maksimum) i ako se odabere korak kvantizacije ΔS , broj kvantizovanih nivoa je:

$$q = \frac{S_{\max} - |S_{\min}|}{2 \cdot \left(\frac{\Delta S}{2} \right)} \quad 4.82$$

Ako je korak kvantizacije konstantan radi se o tzv. linearoj ili ravnomernoj kvantizaciji.



Sl. 4.42. Kvantizacija funkcije $s(t)$

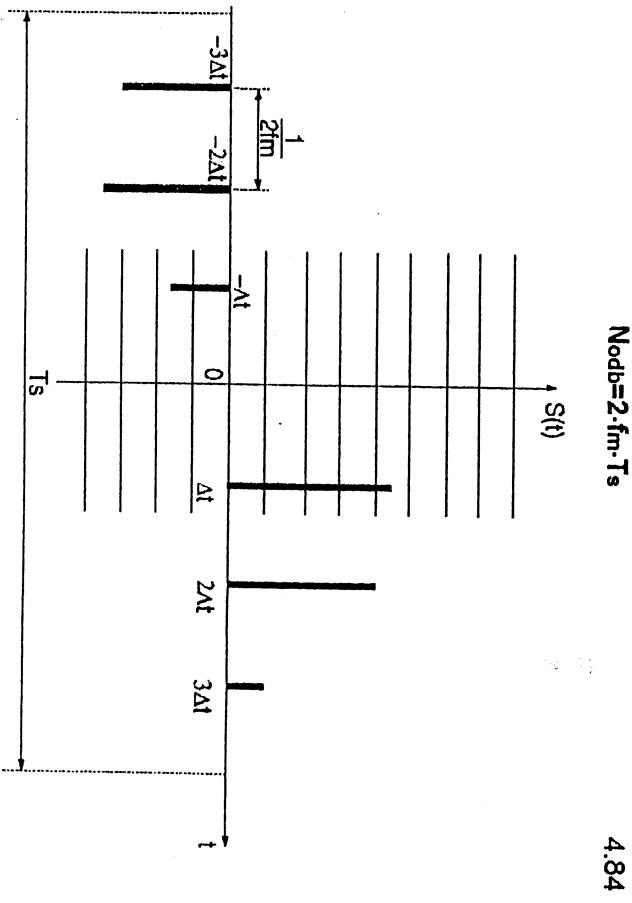
Skrćenica : PCM - Pulse Code Modulation

Posmatrajući gornju sliku, vidimo da se vrednosti odabiraka ne moraju poklapati sa kvantizacionim nivojem (npr. odabrana vrednost je 1,3, a usvaja se njoj najviša 1,5). Očigledno da se ovi pravi greška, što dovodi do izobiljenja. Kombinacija operacije odabiranja i kvantizacije, generiše kvantizirani PAM signal koji se sastoji iz niza impulsa čije su amplitude definisane kvantizacionim nivoima.

Ako dozvoljena greška u reprodukciji trenutne vrednosti signala poruke $s(t)$ iznosi $\epsilon_m = \frac{\Delta S}{2}$ onda izraz za broj kvantizacionih nivoa ima oblik:

$$q = \frac{S_{\max} + |S_{\min}|}{2 \cdot \epsilon_m} \quad 4.83$$

Ako pretpostavimo da je signal $s(t)$ vremenski ograničenog trajanja koje iznosi T_s onda će broj odabiraka u tom intervalu biti na osnovu sl. 4.43.



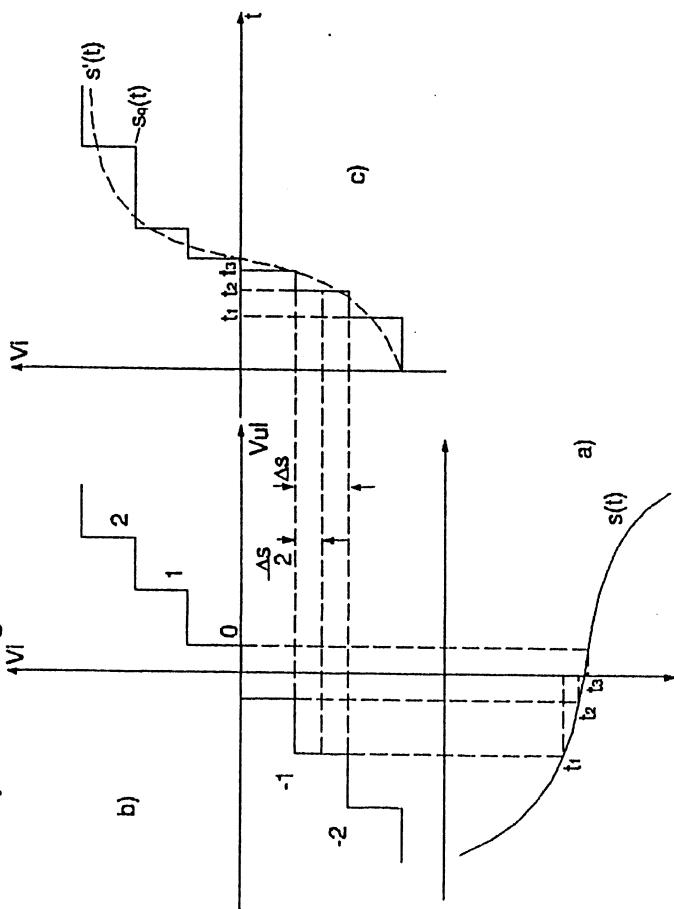
Sl. 4.43 Raspođeljenje odabiraka funkcije $s(t)$ u intervalu T_s

Ako se kvantizacija vrši i po amplitudi na (q) nivoa onda je ukupan broj poruka:

$$M = q^{N_{\text{kv}} \cdot T_s} = \left(\frac{S_{\max}}{\varepsilon_m} \right)^{2 \cdot N_{\text{kv}} \cdot T_s}$$

signal/šum kvantizacije za male signale a samo neznatno pogorša za velike.

Ukoliko je broj kvantizacionih nivoa veći utoliko je greška usled kvantizacije manja tj. izobiljeće kvantizacije ili šum kvantizacije je manji. Na sl. 4.44 prikazana je operacija kvantizacije i uticaj uniformne kvantizacije na oblik signala.



Sl. 4.44 Uticaj uniformnog kvantovanja na oblik signala

Signal $s(t)$ prikazan na sl. 4.44a, dolazi na ulaz uniformnog kvantizera kao što je prikazano na Sl. 4.44b. Kao rezultat dobijamo kvantizirani signal $s_q(t)$ na sl. 4.44c. Vidimo da je $s_q(t)$ samo aproksimacija originalnog signala. Kvalitet aproksimacije može se poboljšati ako se poveća broj nivoa. Sa gledišta odnosa signala/šum kvantizacije, ravnomerna kvantizacija nije pogodna, jer za velike signale ovaj odnos je veliki, a za male mali. I sada ako je, na primer "statistička" signala takva da preovlađujuju mali signali, ravnomerna kvantizacija ne zadovoljava. Zato se pribegava drugim načinima kvantizacije (neravnomerna kvantizacija) gde se uz isti broj koraka kvantizacije q , uzima mali korak za male signale, a veći za veće signale. Na ovaj način poboljšava se odnos

4.33 PRINCIP KODIRANJA ODBIRAKA

U principu možemo kvantizirani signal direktno prenosi, međutim, ide se dalje tj. svaki kvantizirani nivo se na pogodan način predstavlja kodnim brojem.

Ako prepostavimo da je opseg signala $s(t)$ podešen na 16 nivoa tj. da svaki odbirak može posedovati pored nulltoga još petnaest nivoa, amplitude odbiraka su onda određene brojevima od 0-15. Pošto decimalni brojevi nisu pogodni za prenos elektronskim kolima, bistabilne osobine nekih kola omogućavaju prenos i obradu binarnih brojeva na relativno prost način. Ako se radi o binarnom sistemu koriste se samo dva simbola 0 i 1. Za prenose binarnih brojeva dovoljno je da kolo poseduje dva stabilna stanja. Ako se podsetimo elementarnih stvari iz binarne aritmetike možemo reći da se bilo koji broj N može napisati na sledeći način:

$$N = k_0 R^0 + k_1 R^1 + k_2 R^2 + k_3 R^3 \quad 4.86$$

U ovom izrazu R je osnova brojnog sistema: k_0, k_1, k_2, \dots su koeficijenti uz brojna mesta, i mogu imati bilo koju vrednost između 0 i $R-1$. U binarnom sistemu $R=2$, a koeficijenti (k) imaju vrednost 0 i 1.

Za naš signal broj nivoa $q=16$, iako radimo u binarnom brojnom sistemu koji ima dva različita simbola, potrebno je da obrazujemo 16 varijacija sa ponavljanjem n -te klase. Ili, drugim rečima, u svakoj takvoj varijaciji biće ukupno (n) simbola. Broj varijacija sa ponavljanjem n -te klase od dva različita simbola računa se na osnovu obrasca:

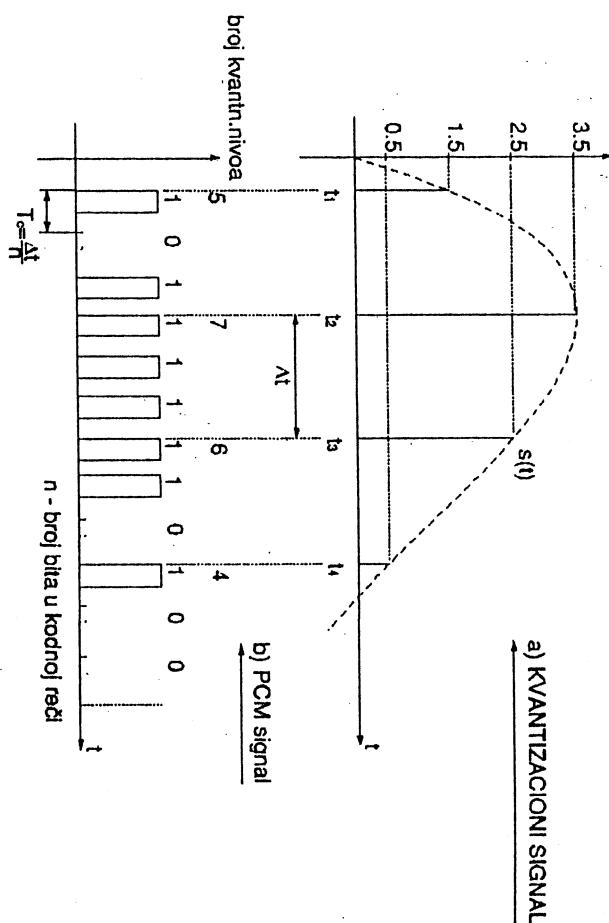
$$q = 2^n$$

Za $q=16$, (n) je 4, tako da sada možemo za bilo koji broj od 0 - 15 naći odgovarajuću kombinaciju, ili kod, između decimalnog i binarnog sistema. Binarna predstava decimalnih brojeva od 0 - 15 data je u tabeli (1). Na primer broj $N=12$ može se preko obrasca 4.86 napisati na sledeći način: $12 = 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$, što u skraćenom pisanju izgleda: 1100. Na istom principu mogli bi i napisati i ostale brojeve iz tabele.

Binarno

Decimalno

k3	k2	k1	k0	
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	10
1	0	1	1	11
1	1	0	0	12
1	1	0	1	13
1	1	1	0	14
1	1	1	1	15



Sl. 4.45 a) Kvantizirani odbirci signala $s(t)$; b) Odgovarajući PCM signal

Za grupu od n -bita, kojom se izražava neki broj, usvojen je naziv kodna reč, ili kodni karakter. Svaki broj u ovoj tabeli određen je kodnom reči od 4 bita.

Znači u slučaju PCM pojedini odbirci pretvaraju se u kodne reči i to je treći korak u procesu dobijanja PCM signala tj. kodovanja. Očigledno je da broj bita u kodnoj reči zavisi od broja nivoa na koji se deli naponski opseg signala. Kodovanje se obavlja na predajnoj strani u sklopu koji se naziva "koder".

Pošto svaki bit u kodnoj reči ima dve vrednosti 0 ili 1 oni se mogu predstaviti impulsima, pri čemu prisustvo impulsa u određenom vremenskom intervalu označava 1, a odsustvo 0. Kodovanje se, prema tome svodi na prevodenje odbiraka u grupe od n -impulsa, koji se očigledno moraju preneti u vremenskim intervalima odabiranja.

Impulsi kodne grupe imaju jednake i konstantne amplitude, jednakovreme trajanja, a kakva će biti kombinacija impulsa unutar grupe, zavisi od amplitude odbirka koji se koduje. Znači, ceo dijapazon površke

odbiraka PAM signala, svodi se kod PCM, na konačan broj impulsa definisane amplitude, jednak broju kodne kombinacije, s tim što se svakom od njih dodeljuje određena kombinacija. Na taj način prenošenje kontinualne informacije zamenjeno je prenošenjem diskretne. Promenuti osnovni postupci pri pretvaranju kontinualnog signala $s(t)$ u digitalni signal impulsne kodovane modulacije SPCM(t) ilustrovani su na slici 4.45.

Dijagram sa gornje slike treba posmatrati u kontekstu sl. 4.42, jer su ovde prikazani samo neki detalji. Pošto je kvantizacija zaokruživanje odabrane trenutne vrednosti signala na najbližu dozvoljenu vrednost posmatrajući sl. 4.45a, vidimo da kvantnom nivou broj 5 odgovara amplituda zaokruženog odbirka (1,5), kvantnom nivou broj 7, odgovara amplituda (3,5) itd. Pretvaranje brojeva kvantnih nivoa u kodne reči dobijamo kombinacije impulsa, i pauza koje na sl. 4.45b definišu vremenski oblik PCM signala: Ovde smo uzeli (prema sl. 4.42) da se celokupni opseg trenutnih vrednosti signala $s(t)$ kvantuje sa svega osam nivoa, pa je kodna reč sastavljena od 3 bita. Svaki bit je fizički predstavljen pravougaonim impulsom amplitude, "nulla" ili "jedinica".

Trajanje impulsa i pauze mora da zadovolji očigledan zahtev da se celu kodnu reč završi pre početka sledećeg odbirka, znači u intervalu Δt . Međutim, trajanje impulsa i pauza može se učiniti po volji i manjim, s tim što se tada u "praznimama" između kodnih reči jednog signala mogu prenositi kodne reči drugih signala, što je poznati princip vremenskog multiplexa.

4.34 VREMENSKI MULTIPLEKS - TDM-PCM

Za vremenski multiplex vrlo često se koristi oznaka "TDM" (engl. Time Division Multiplex), a primena multipeksnih PCM sistema je u današnje vreme sve aktuelnija. Da bi shvatili o čemu se ovo radi, ilustrovaćemo na primeru jednovremenog prenosa četiri telefonska kanala.

U analognim sistemima, nekoliko telefonskih kanala mogu se prenositi jednovremeno istim prenosnim sistemom (kablovski ili radio vezom) uz primenu frekvenčnog multiplexa FDM ("Frequenzy Division Multiplex").

U digitalnim sistemima odgovarajuće rešenje naziva se TDM. Princip TDM sistema baziran je na dijagramu sa sl. 4.46. Signal govora se odabira 8000 puta u sekundi, što znači da je perioda odabiranja $T=125\mu s$.

Ako bi trajanje odbirka bilo $1\mu s$, ostalih 124 (μs) mogli bi se iskoristiti za signale (odbirke) drugih kanala, koji će biti kvantizirani, kodovani i prenošeni istom linijom. Teoretski mogli bi preneti 125 kanala u jednom ciklusu odabiranja. Odbirci bi se redali jedan za drugim u kontinualnom nizu i bili bi prenošeni i primani u toj poziciji nakon što se kodiju, odnosno dekoduju. Međutim, ovakav način bi stvarao velike teškoće u praksi, na prvom mestu, ne bi postojao nikakav razmak između odbirka, drugo, koder ne bi imao dovoljno vremena da obavi operaciju kvantizacije i kodovanja. Sve ovo bi ograničilo broj kanala.

Posmatrajući dijagram na sl. 4.47 uočavamo principe odabiranja, kodovanja i multipeksiranja četiri telefonska kanala.

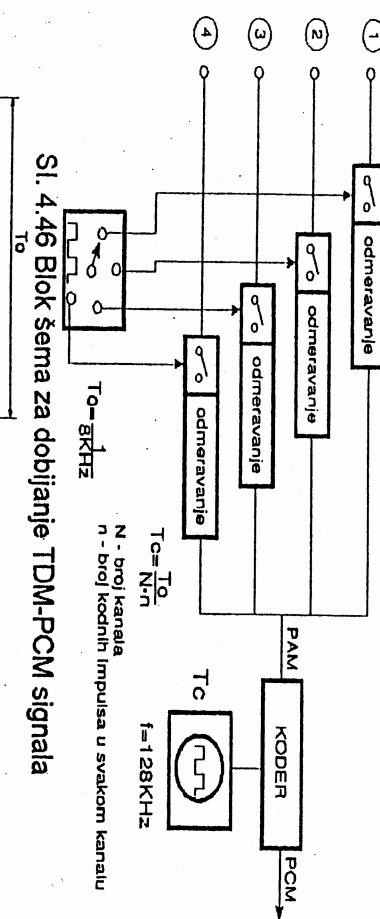
- Povorka pravougaonih impulsa koja se dobija iz oscilatora koji je prikazan u blok šemii sl. 4.46. Perioda ponavljanja ovih impulsa je T_0 , učestanost 8KHz po kanalu (u našem slučaju $8 \cdot 4 = 32$ KHz).
- Četiri govorna signala, u svakom su prikazana po dva odbirka na rastojanju $125\mu s$.

f) Odbirci sva četiri kanala poređani su na vremenskoj osi.
g) Za povorku pravougaonih impulsa iz oscilatora kodera perioda T_c , koji se koriste za kodovanje individualnih odbiraka u svakom kanalu može se odrediti frekvencija na sledeći način:

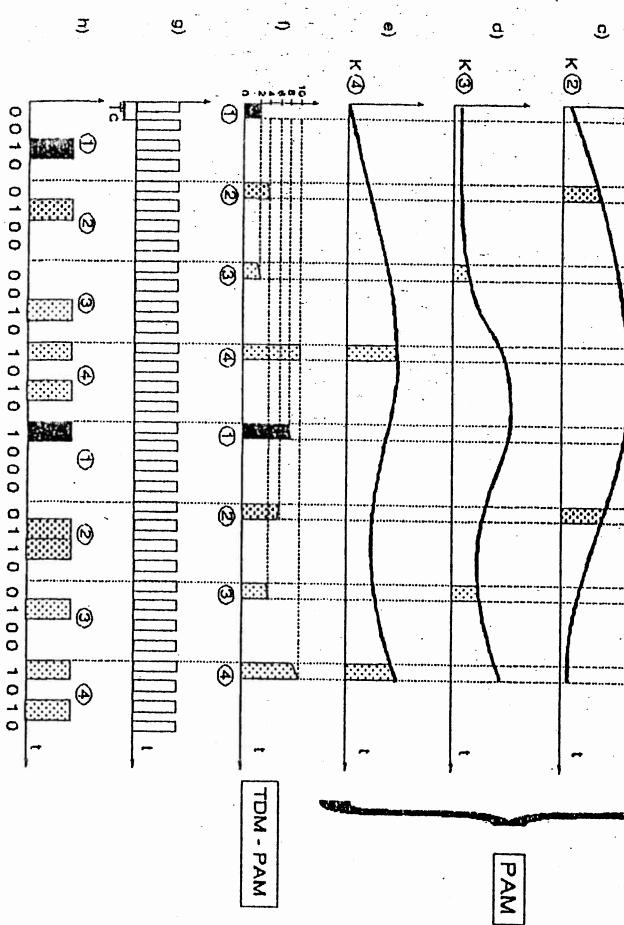
Pošto se u svakom kanalu obavi 8000 odabiranja u sekundi a na svaki odbirak pada četiri kodna impulsa, onda za četiri telefonska kanala učestanost, tзв. clock impulsa biti: $4 \cdot 8000 \cdot 4 = 128$ KHz.

h) Kodovani PCM-TDM signal u kome svaka grupa od četiri impulsa predstavlja jedan kođovan odbirak. Na primer prvi odbirak kanala 1 (crno

šrafigan na sl. 4.47b) kvantiziran je na nivou 2, što odgovara kodnoj kombinaciji 0010, iz koje vidimo da se samo treći impuls od četiri moguća prenosi (sl. 4.47h).



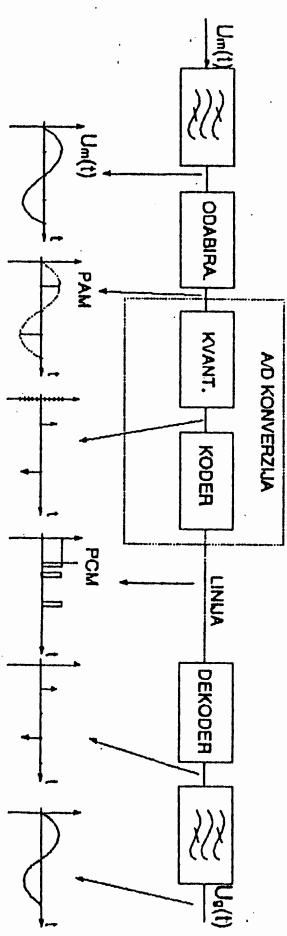
Sl. 4.46 Blok šema za dobijanje TDM-PCM signala



Sl. 4.47 Princip odabiranja, kodovanja i multiplexiranja četiri telefonska signala

4.35 SISTEMI ZA PRENOS PCM SIGNALA

Blok šema komunikacionog PCM sistema prikazana je na sl. 4.48. Analogni signal $s(t)$ se najpre odabira, a zatim se obavlja operacija kvantizacije. Kvantovani odbirci se dovode na ulaz kodera. Koder na svom izlazu generiše jedinstvenu povorku impulsa koja predstavlja PCM signal.



Sl. 4.48 Blok šema sistema za prenos PCM signala

Kombinacija kvantizera i kodera obično se naziva analogno-digitalni konvertor ili skraćeno A/D konvertor. U komercijalnoj primeni, A/D konvertora, ne postoji oštro razdvajanje između dela elektronskih kola koji se koriste za kvantizaciju i dela koji se koristi za kodovanje.

Kada digitalni kodovani signal dolje u prijemnik (ili repetitor), prva operacija predstavlja izdvajanje signala iz šuma, koji se superponira za vreme prenosa. Takva kola su tzv. regeneratori, koji imaju ulogu da procene da li u određenom vremenskom intervalu, ima ili nema impulsa. Ako procene da ima, na svom izlazu generišu impuls dovoljne amplitude i istog oblika kao što je bio na izlazu kodera u predajniku.

Ovde se zapaža velika prednost PCM, jer je broj potrebnih odluka u proceni prisustva ili odsustva impulsa, sveden na dve tj. da ili ne, za razliku od slučaju prenosa PAM signala gde treba proceniti (kada je recimo broj nivoa od 0 do 7) koji je nivo u tom trenutku prenešen.

Posebno vrijedno je da je regenerator obnovljena povorka impulsa ulazi u dekoder. Dekoder se takođe, često naziva D/A konvertor, a obavlja obrnutu operaciju u odnosu na koder. Izlaz dekodera je povorka kvantiziranih, višenivoški odmernih impulsa, odnosno to je kvantizirani PAM signal, koji se propušta preko filtra, i na izlazu dobijemo signal koji je sličan sa polaznim signalskim, ali u sebi sadrži grešku ili šum usled

kvantizacije i eventualno povremenu grešku koja nastaje u regeneratoru pri donošenju odluke.

U blok šemci koja je očigledno uprošćena, nedostaju sklopovi kao što su (kompresor, ekspandor) ili kako se često zajedničkim imenom zovu kompandor, pomoću kojih se otklanjaju nedostaci nastali pri ravnometriji kvantizaciji. Pored toga, prijemnik mora biti u stanju da identificuje početak i kraj "rama". Ram je skup bita koji šalje predajnik, a svaki ram traje $T_0=125\mu s$ (ako se radi o telefoniji). Pored ovog u sklopu sistema ulaze kola za sinhronizaciju predajnika i prijemnika, jer pošto se najčešće radi u vremenskom multiplexu, predajnik mora da šalje signal za sinhronizaciju rama, itd.

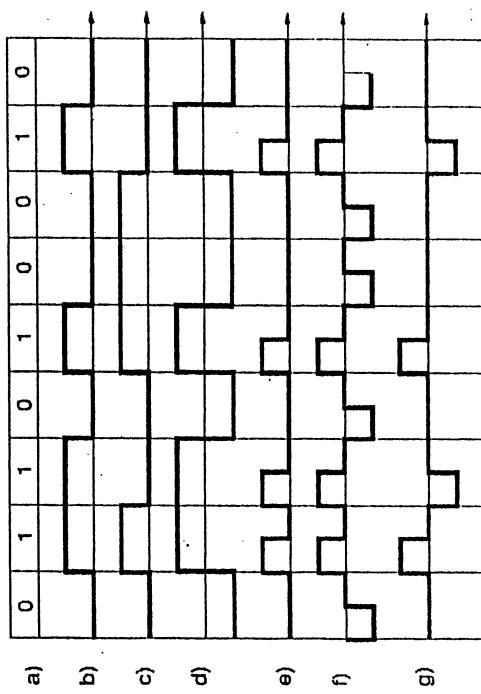
Možemo na kraju reći da PCM modulacija ima znatne prednosti nad PAM, PDM, PPM, u pogledu odnosa signal/šum, a prednosti potiču otuda što se modulišući signal ne prenosi promenom parametara povorkе impulsa (amplituda, trajanje, položaj, impuls), već kombinacijama impuls-a konstantne amplitude, dužine i trajanja. Na taj način izobličenja nastaju samo ako se impuls na mestu prijema ne pojavi ili ako se pojavi lažni impuls pod uticajem šuma. Na ovaj način ostvaruje se visok kvalitet i pouzdanost veze.

Osim toga, ovde je moguće regenerisati impulse izobličene šumom ili spojnjom smetnjom, što je veoma važno za radio reljeline veze velike dužine, jer regenerisani signal na reljivim stanicama u velikoj meri smanjuje uticaj šuma na ovim stanicama. Kod ove vrste modulacije praktično je prisutan jedino šum kvantizacije, čiji nivo ne zavisi od dužine veze.

PCM signal se može prenositi od predaje do prijema, kablovima, ali umesto kablova mogu se koristiti i već pomenute usmerene radio-veze. U ovom slučaju povorka impulsa koja predstavlja PCM signal saglasno raspodeli impuls-a i pauza u vremenu, ukida i uspostavlja nosilac određene (radio) učestanosti. Na ovaj način dobijaju se sistemi PCM/AM. Sistemi prenosa sa PCM, su diskretnog tipa, i njima se prenose brojevi, pa se često nazivaju i Digitalni sistemi. Ovi sistemi poređ svojih neospornih prednosti imaju i nedostataka. Sve prednosti oštarene su na račun širine propusnog opsega koju sistem mora da ima. Naime, poznat je jedan opšti stav iz teorije informacije, da se na račun širine propusnog opsega može u prenosu upotrebiti manja snaga signala i dozvoliti veći šum. S obzirom na ovo, PCM sistemi su ekonomični za manji broj govornih telefonskih kanala, po NF simetričnim kablovima postojećih gradskih telefonskih mreža. Znači bolje iskorишćenje postojećih kablova rešava se kroz višestruku iskorишćenje parica kablova, primenom sistema multiplesa sa vremenskom raspodelom kanala.

PCM-TDM nadmašuje u pogledu tehničkih karakteristika i ekonomičnosti postojeće sisteme sa frekventnom raspodelom kanala FDM, zbog svoje otpornosti prema smetnjama mogu da rade u neiskorišćenom frekventnom opsegu kablova tj. opsegu koji analognom FDM sistemu ne odgovara. PCM signali, što smo do sada i videli, mogu se prenosi u svom tzv. osnovnom opsegu pri čemu, prenosni medijum, ima osobine niskopropusnog filtra. Međutim, treba odmah reći da to nije jedina mogućnost, već da se PCM signali, mnogo više prenose u transponovanom opsegu, a za to se koristi, kao u analognoj tehnici, pogodni postupci modulacije. Modulišući signal je u ovom slučaju digitalan, a modulacija nekog VF nosioca može se ostvariti slično kao kod analognih modulacija, po amplitudi, fazi ili učestanosti. Tipovi modulacije ostvarenim PCM signalom uz pomoć visokofrekventnog nosioca su: Amplitudna modulacija (AM), Fazna modulacija - PSK (Phase shift keying), Frekvenčna modulacija - FSK (Frequenz shift keying), Amplitudna modulacija u kvadraturi (QAM) itd.

Primer kako mogu da izgledaju binarni signali kada se prenos vrši u osnovnom opsegu tj. kada je telekomunikacioni kanal tipa NF filtra dat je na sl. 4.49. Gde je: a) Sekvenca bita koju treba predstaviti impulsima, b) Jednosmerni (unipolarni) imp. c) Diferencionalno kodovana jedinica, d) Bipolarni impulsi (bez povratka na nulu -NRZ), e) Jednosmerni impulsi (s povratkom na nulu - RZ), f) Bipolarni impuls - RZ, g) Alternativni bipolarni impulsi.



Sl. 4.49 Neki osnovni oblici binarnih impulsa

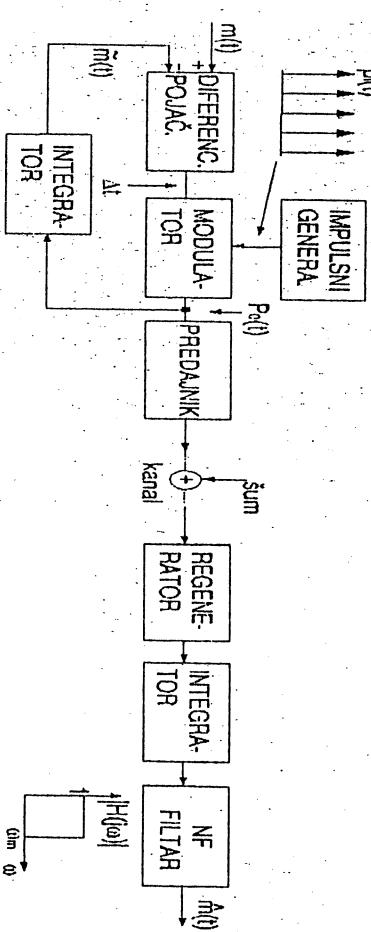
Skraćenica : NRZ - Non Return to Zero, RZ - Return to Zero

4.36 DELTA MODULACIJA - ΔM

Osnovni principi PCM modulacije dolaze do izražaja kada je odnos signal/šum kvantizacije dovoljno velik, ili drugim rečima, kada se svaki odbirak koduje dovoljno velikim brojem bita. Ako uzmemo primer digitalnog prenosa govora u telefoniji, svaki odbirak se koduje sa preko 11 bita, prenos kvalitetnog zvuka u radiofoniji koduje se čak sa 14 bita po odbirku (jer čoveče uho može da razlikuje preko dve hiljade ravnomernih kvantnih nivoa govornog signala). Ako se radi o digitalnom prenosu crne bele televizijske slike, ide se na 8 bita po odbirku, ili ako se koduje hrominentni signal, ide se na oko 5 bita po odbirku itd.

Međutim, ubrzo posle prinalaska PCM vršena su nova istraživanja u cilju smanjenja broja bita po odbirku, a da se ne poremeti kvalitet prenošenog signala. Već 1946. god. patentirani su postupci tzv. delta-modulacije, kod koje se razlike intenziteta između susednih odbiraka signala koduju samo jednim bitom ($n=1$), tako da je postupak kodovanja i dekodovanja vrlo jednostavan.

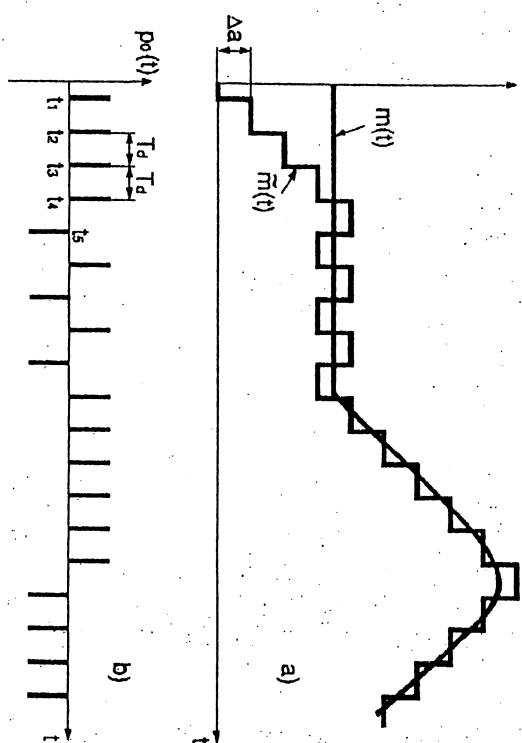
Principska blok šema sistema delta-modulacije data je na sl. 4.50.



Sl. 4.50 Blok šema sistema za prenos ΔM signala

Generator impulsa daje povorku impulsa $p(t)$ fiksne amplitude i polaritetu. Radi lakše analize smatraćemo da su ovi uzani impulsi, Dirakovi impulsi sa konacnom površinom ispod impulsa. Na ulazu modulatora dolazi pored signala $p(t)$ i signal diferencije $\Delta(t)$. Izlaz modulatora, $p_o(t)$ je ulazni signal $p(t)$ pomnožen sa +1 ili -1, zavisno samo kakav je polaritet (a ne amplituda) $\Delta(t)$. Ako je $\Delta(t)$ pozitivno, kada naiđe

impuls odabiranja, $p(t)$ se množi u tom trenutku sa +1, ako je $\Delta(t)$ negativno, množi se sa -1.
Rad ovog modulatora može se objasniti i uz korišćenje dijagrama sa sl. 4.51.



Sl. 4.51 Vremenski dijagram; a) Signala $m(t)$ i njegove aproksimacije $\tilde{m}(t)$; b) Povorka prenošenih impulsa

Ne ka proizvoljni kontinualni signal $m(t)$ deluje na jedan ulaz diferencijalnog pojačavača, dok je na drugi ulaz referentni tzv. "aproximativni" signal $\tilde{m}(t)$. Takođe prepostavimo da je u početnom trenutku posmatranja $t \leq t_1$ vrednost ulaznog signala $m(t)$ veća od početne konstantne vrednosti signala $\tilde{m}(t)$, na izlazu diferencijalnog pojačavača postojaće pozitivna razlika:

$$\Delta(t) = m(t) - \tilde{m}(t) > 0 \quad 4.88$$

U tom trenutku na izlazu modulatora imamo pozitivan impuls. Pošto je izlaz modulatora vezan i za ulaz integratora, ovaj impuls se integrise tako da na izlazu dobijamo odskočni Hevisajdov signal amplitude Δa .

U trenutku t_2 , $\Delta(t)$ je opet pozitivno, to izaziva opet skok u signalu $\tilde{m}(t)$ za stepenicu Δa . Ovo se sve ponavlja do trenutka $t=t_4$ kada $\tilde{m}(t)$ postaje veća od $m(t)$ pa je $\Delta(t) < 0$, pri čemu se na izlazu modulatora dobija

impuls negativnog polariteta, što utiče da se na izlazu integratora generiše negativni Hevisaidov impuls amplitudne Δa .

Prema tome, u bilo kom trenutku odabiranja t biće vrednost aproksimativnog signala $\tilde{m}(t)$ uvećana ili umanjena za konstantnu vrednost Δa u odnosu na prethodni trenutak odabiranja, pa se u opštem slučaju može pisati:

$$4.89 \quad m(t+T_d) = \tilde{m}(t) \pm \Delta a$$

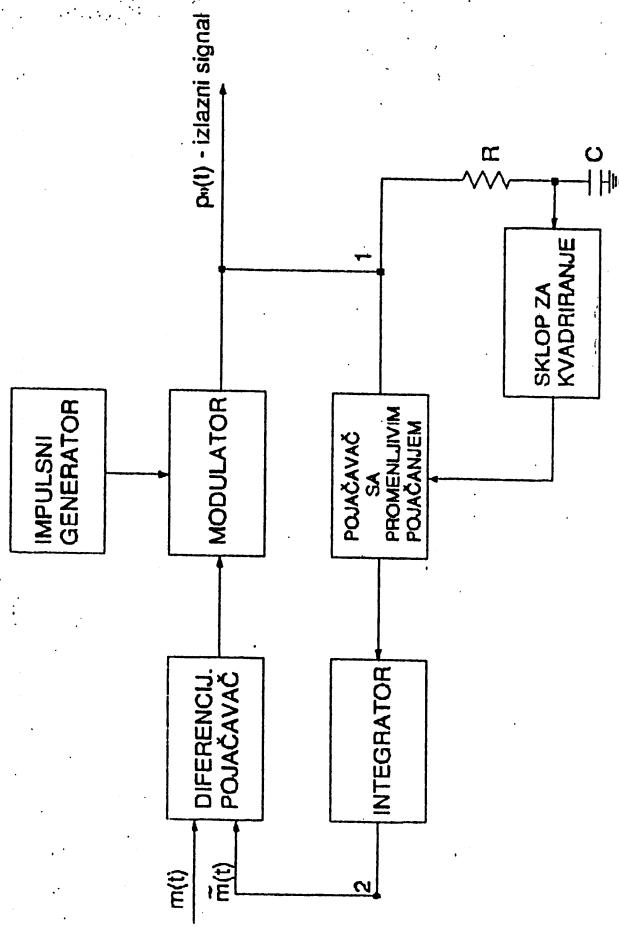
pri čemu je predznak uz Δa , određen znakom amplitudske razlike ulaznog signala $m(t)$ i aproksimativnog $\tilde{m}(t)$ u trenutku odabiranja.

Možemo zapaziti, da kod delta - modulacije ne odabiramo ulazni signal $m(t)$, nego signal diferencije $\Delta(t)$. Takođe vidimo da je interval odabiranja ujedno i interval između dигita, pa se često taj interval obeležava sa T_d .

Signal koji se prenosi kanalom je $p_0(t)$, on je u kodovanoj formi, tj. ne prenosimo nivo signala $m(t)$, već razliku (informaciju o razlici) ovog signala i signala $\tilde{m}(t)$. Odatle i lma delta modulacija. Signal na mestu prijema je kontaminiran šumom tako da se uводи u regenerator, a potom na integrator sličan onom na strani predaje. Na izlazu integratora dobijamo stepeničasti aproksimativni signal, i uz upotrebu NF filtra dobija se rekonstruisani kontinualni signal $\hat{m}(t)$, koji se razlikuje od $m(t)$ ali ne mnogo. Osnovni nedostatak ΔM je "tromost" tj. ona je pogodna samo za signale čije trenutne vrednosti nemaju brze skokovite promene, dok na primer PCM ne poznaje takva ograničenja, i pogodna je za sve vrste kontinualnih signala.

4.37 ADAPTIVNA DELTA MODULACIJE - ADM

Ideja o optimizaciji ΔM doveđa je do adaptivne ΔM . Sistem sa ΔM u kome se korak kvantizacije podešava prema signalu $m(t)$ biće adaptivni sistem čija je blok šema data na sl. 4.52.



Sl. 4.52 Adaptivni delta modulator

Uporedjujući šeme sa sl. 4.50 i sl. 4.52, zapažamo u šemi dатој на горњој slici dodatне склопове као што је појачавач са променљивим појачањем у колу повратне спреже. Величина појачања зависи од величине контролног напона који долази из склопа за kvadriranje. Комбинација RC слуži као интегратор, а напон на C је пропорционалан интегралу impulsног сигнала $p_0(t)$, и представља побуду склопа за kvadriranje. У случају да се у одредјеном интервалу времена $m(t)$ vrlo споро менja, сигнал $p_0(t)$ ће се састојати од наизменično polarisaniх импулса. Интеграцијом ове поворке импулса на кондензатору C добија се средња вредност напона приближно нула, тако да је и улаз у контролисани појачавач oko nule i нема промена појачања па је i корак kvantizacije mali. Ако се сигнал $m(t)$ менja (нагло расте i опада), u неком временском интервалу (+) или (-) polariteta, a kada se ovakav niz импулса интегрише u RC колу, onda je напон на C utoliko veći ukoliko je broj uzastopnih isto polarisanih импулса veći. Usled toga raste kontrolni

napon, povećava se pojačanje a time se povećava i korak kvantizacije Δ , sl. 4.51. Sklop za kvadriranje daje na svom izlazu uvek pozitivan napon bez obzira na polaritet impulsa

4.38 DIFERENCIJALNA IMPULSNA KODOVANA MODULACIJA - DPCM

Kombinujući princip PCM i (ΔM) došlo se do tzv. diferencijalne impulsne kodovane modulacije - DPCM, u kojoj se razlika između susednih odabiraka koduje većim brojem bita u cilju prevazilaženja "trrosti" obične delta modulacije.

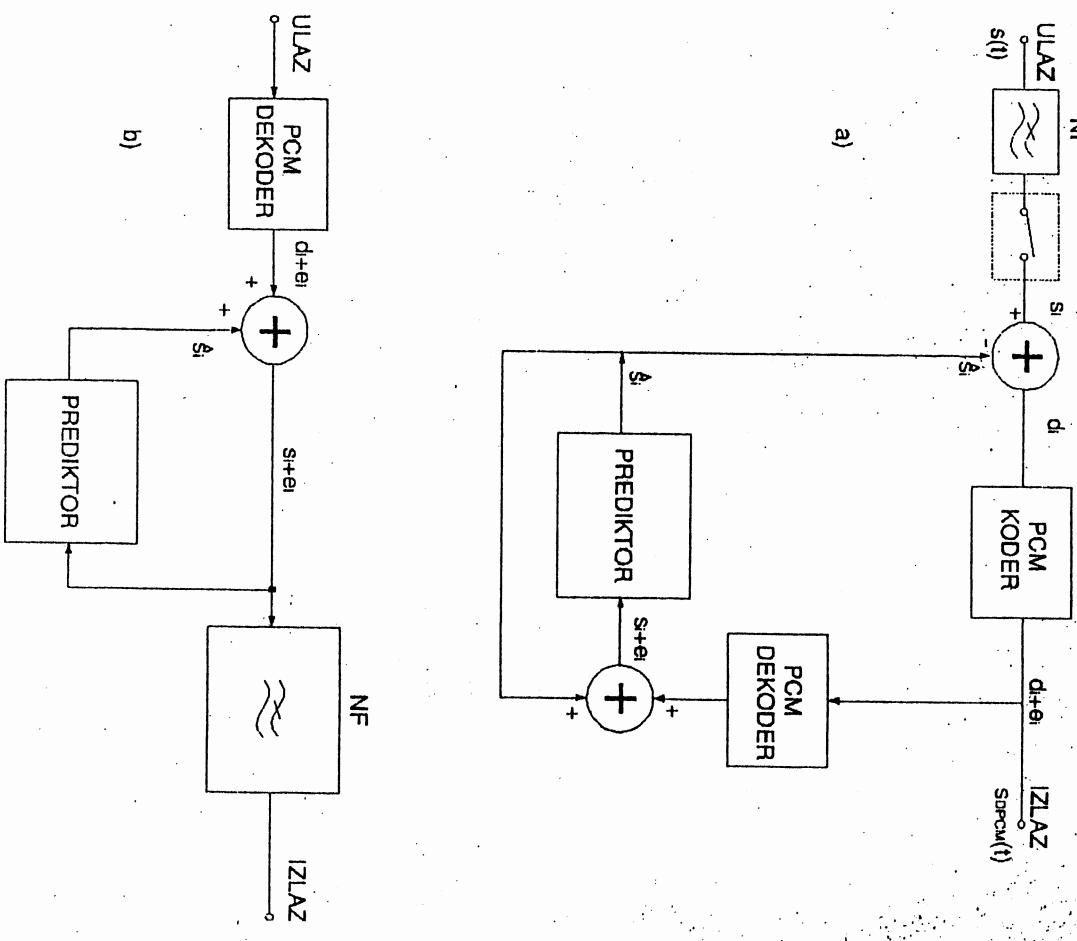
Interesantno je možda navesti da kada se radi o ekonomičnom digitalnom prenosu televizijskog signala, gde je moguće koristeći statističke osobine TV slike (televizijska slika sadrži velike površine sa malo detalja) i psihofizičke osobine oka, vršiti dodatne "uštede" u broju bita; u PCM sistem se uvodi princip tzv. lineare predikacije.

Predikacija je proces procesne amplitude sledećeg odabiraka, poznavajući amplitudu prethodnog. Ukoliko je signal na ulazu prediktora redundantan (što je slučaj kod video signala i još nekih), njegove prošle vrednosti su korelisane sa sadašnjim, pa je moguće dobra procena i ekonomičan rad DPCM sistema.

Uzimajući sve gore pomenuto u obzir, jasno je da će ukupan potreban broj kvantizacionih nivoa biti manji kod ove vrste modulacije u odnosu na slučaj PCM gde se kodira amplituda signala koji se prenosi. To znači da će kod DPCM, u kodu, biti manji broj bita, odakle proizilazi da je za prenos poruke DPCM signalom potreban uži propusni opseg sistema za prenos. Međutim, treba reći da se kvalitet ne sme pogoršati na račun smanjenja broja bita. Zato ćemo nавести samo jedan primer kada se radi o prenosu video signala DPCM sistemom dovoljan je $q = 2^3$ broj kvantizacionih nivoa, a po kvalitetu to je približno slučaju prenosa istog signala sistemom koji koristi PCM i u kome se koristi $q = 2^8$ kvantizacionih nivoa. Vidimo da su redukcije dosta velike.

Principski, kao kod PCM sistema, signal se i ovde periodično odabiraju pri čemu je učestanost odabiranja $f_0 = 2f_m$, gde je f_m gornja granična učestanost u spektru signala. Međutim, ovde se umesto stvarne amplitude odbirka, kvantuje i koduje razlika stvarne i procenjene vrednosti odbirka. Ova razlika se prenosi do rijemnika i u njemu dodaje procenjenoj vrednosti. U prijemniku je znači potrebno, pre dodavanja razlike, izvršiti

procenu amplitute odbirka, koja je identična proceni u predajniku. Ovo zahteva da i predajna i prijemna strana imaju prediktore istih karakteristika. Princip navedenog postupka prikazan je blok šemom na sl. 4.53.



Sl. 4.53 Blok šema DPCM sistema a) Predajnik b) Prijemnik

Posmatrajući šemu, vidimo da se ulazni signal propušta preko NF filtra čija je granična učestanost f_m , zatim se odabira učestanostu koja je dva puta veća (f_0) i zatim oduzima od procenjene vrednosti \hat{s}_i . U prediktor

5 DIGITALNI PRENOS U TRANSPONOVANOM OPSSEGU

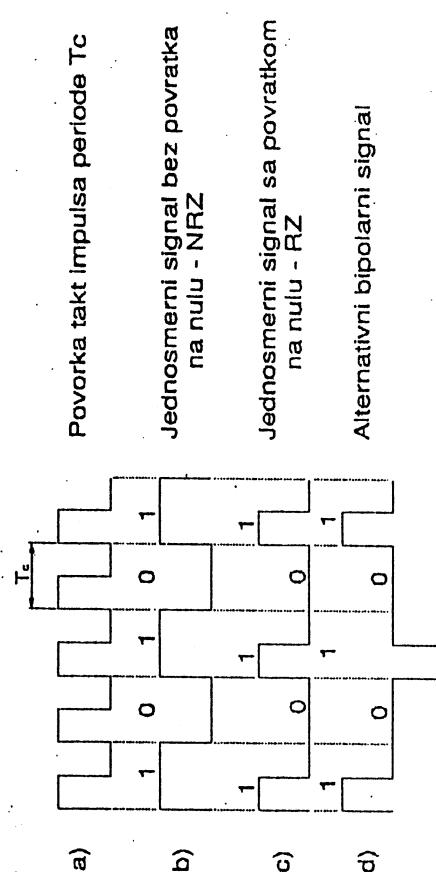
U dosadašnjoj analizi impulsno kodovanih modulacija bavili smo se proučavanjem prenosa digitalnih signala u njihovom prirodnom opsegu. Međutim većina realnih kanala slabo prenosi jednosmernu komponentu kao i niže komponente iz spektra PCM signala. PCM signal je najčešće kodiran u binarnom obliku tj. predstavljen nizom "nula" i "jedinica". Tip PCM signala obično se bira prema raspoloživom kanalu za prenos koji je po svom karakteru bio sistem propusnik niskih učestanosti.

Ako kanal za prenos odgovara po svojim karakteristikama sistemu propusniku opsega, potrebno je spektar PCM signala putem modulacije translirati u raspoloživi opseg.

PCM signal je sada modulišući signal koji moduliše neki VF noseći signal.

5.1 NAJČEŠĆI OBLICI BINARNIH SIGNALA

Binarni signali koji su u ovom slučaju (modulišući) signali, mogu biti različitog oblika kao što je već dato na sl. 4.49, ali najčešći oblici su "unipolarni" jednosmerni impulsi bez povratka na nulu (NRZ), jednosmerni impulsi sa povratkom na nulu (RZ), alternativni bipolarni impulsi. Da bi uočili njihove osnovne karakteristike, pretpostavimo da je data jedna sekvenca bita (informacioni sadržaj 10101) koji se pretstavlja binarnim električnim signalom. Na sl. 5.1 to je grafički prikazano.



predajnika, dolazi dekodovan signal koji je identičan ulaznom signalnu prediktoru u prijemniku. Na ovaj način izjednačene su procene amplitude pojedinih odbiraka u prijemnom i predajnom prediktoru. Sistem dat po ovoj šemici ujedno koriguje kvantizacione greške tj. smanjuje posledice akumulacije ovih grešaka integracionim dejstvom prijemnika.
Razlika odbiraka ulaznog signala $S_i(t)$ i odbirka procenjenog signala $\hat{S}_i(t)$ naziva se odbirkom signala diferencije i piše se:

$$d_i = S_i - \hat{S}_i, \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad 4.90$$

Ovi odbirci signala kvantuju se u PCM kodera i uz to se dodaje neka vrednost greške kvantizacije e_i . Na prijemnoj strani u PCM dekoderu, dekodujemo odbirke di i supernonirane greške, a zatim se zbiru ($d_i + e_i$) dodaje vrednost procenjenog odbirka \hat{s}_i , pa se dobija na izlazu sabirača ($s_i + e_i$), $i=0, 1, 2, \dots, N$. Ovaj odbirak plus greška dolaze na ulaz prediktora u prijemniku, a istovremeno i na ulaz NF filter granične učestanosti f_m . Filtrom se vrši rekonstrukcija, tako da na izlazu dobijamo kontinualan rekonstruisan signal $s(t)$ koji u sebi sadrži i signal usled greške kvantizacije $e_q(t)$, pri čemu smo zanemarili dopunske šumove koj se javljaju u prijemniku usled grešaka u prenosu od predajnika do prijemnika.

DPCM sistem pored svojih neospornih prednosti ima i nedostataka. Jedan od nedostataka je izobličenje koje nastaje kada amplitude signala premaši maksimalni kvantizacioni nivo S_{max} , odnosno kada je signal na ulazu kvantizera veći od dopuštenog, što dovodi do povećanja vremena uspostavljanja. Ova pojava назива se preopterećenje strmine (slope overload). Nedostatak, su i smetnje koje se u vidu šuma unose preko analognog signala. Međutim, najveći nedostatak DPCM - sistema vezan je sa prenosnim sistemom, jer ako se kodna reč koja odgovara nekom odbirku, pogrešno prenese biće pogrešno preneseni i sledeći odbirci u prijemniku, sve dok se procenjenoj vrijednosti u dekoderu, ne uspostavi korektna vrijednost. Zato su potrebne dodatne mere u cilju korekcija ovakvih grešaka.

Sl.5.1 Oblici binarnih signala

Signal na slici 5.1a predstavlja povorku takt impulsa periode T_c kojom se definisce tz. bitski interval ili vreme rezervisano za pojedine digate. "bite". Signal na slici 5.1b je unipolarni binarni signal bez povratka na nulu - NRZ, što znači da na sredini bitskog intervala amplituda impulsa se ne vraća na nulu. Uočavamo ovde da svi bitovi označeni sa "1" imaju iste pozitivne polaritete, posledica toga je prisustvo jednosmerne komponente. Signal sa slike 5.1c je jednosmerni signal sa povratkom na nulu - RZ, što znači da kod njega na sredini bitskog intervala amplituda impulsa se vraša na nulu. I kod ovih impulsa može doći do jednosmerne komponente ili do njenog kraćeg pojavljivanja. Pojava jednosmerne komponente može se izbegti korišćenjem tz. alternativnih bipolarnih impulsa. Ovaj signal prikazan je na slici 5.1d a nastaje tako što se kod jednosmernih impulsa RZ obrije polaritet svakog drugog impulsa. Tako uočavamo da u ovom slučaju i pozitivni i negativni impulsi predstavljaju u svrati "1".

5.2 DIGITALNA (BINARNA) MODULACIJA PROSTOPERIODIČNOG VF SIGNALA

PCM signal možemo prenosititi na daljinu modulacijom nekog prostoperiodečnog sinusoidalnog visokofrekventnog signala. U zavisnosti od toga koji se parametar VF nosećeg signala menja pri modulaciji i ovde se mogu ostvariti:

- Binarna amplitudna modulacija
- Binarna fazna modulacija (PSK)
- Binarna frekvencijska modulacija (FSK)

Koja će se od modulacija upotrebiti i gde zavisi od više faktora kao što su : najbolje iskoriscenje spektra, imunitet na smetnje izazvane interferencijom između kanala ili na termički šum, imunitet na nelinearnost sklopova u VF delu predajnika, jednostavnost elektronskih kola i ina kraju svakako i cena.

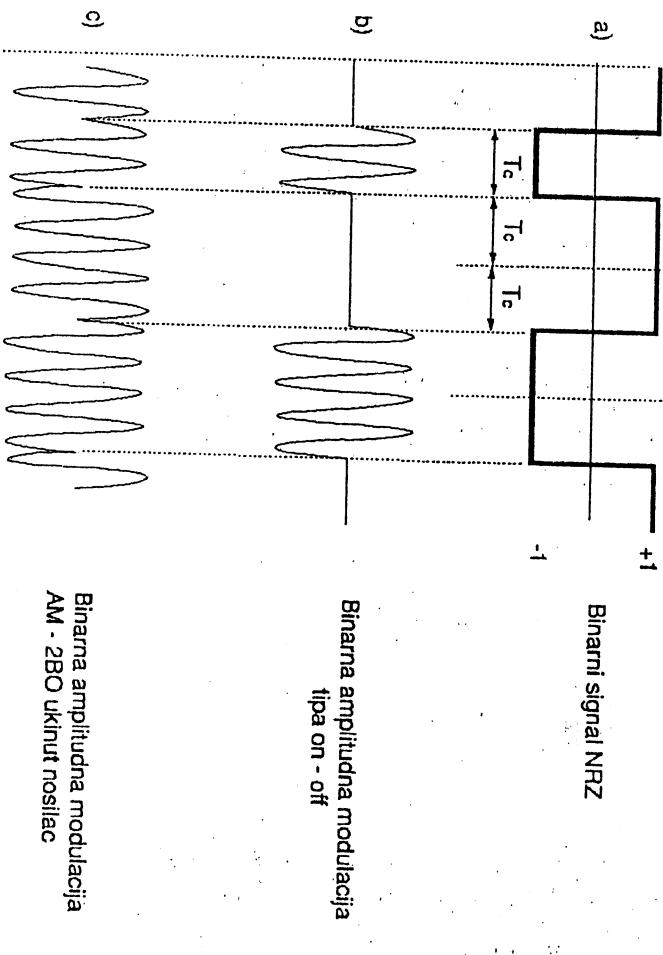
5.3 BINARNA AMPLITUDNA MODULACIJA

U slučaju binarnih AM pomenućemo modulaciju AM-2BO koja se ostvaruje u produ-ktnom modulatoru. Ako je modulišući signal binarni signal $P(t)$ pri čemu su vrednosti nivoa napona binarnog signala jednake

+1 i -1, a nosćedi signal $s(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi)$, na izlazu modulatora dobicićemo:

$$\begin{aligned} \text{za } P(t) = +1 & \quad A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) \cdot P(t) = \\ \text{za } P(t) = -1 & \quad -A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) = A_0 \cos[(\omega_0 t + \varphi) + 180^\circ] \end{aligned} \quad 5.1$$

Vidimo da modulisani signal ima skokove u fazi za 180° na ivicama kvadratnih impulsa modulisućeg signala. Ako se radi tz. ON/OFF slučaj, uključuje ili isključuje noseći signal, onda se za naš vremena shodno modulisućem binarnom signalu. Ovaj tip modulacije se znači koristi za prenos digitalnih signala, a noseći signal je ukinut (isključen) uvek kada je prisutan modulisući impuls. Prenošeni modulisani signal sastoji će iz paketa sinusnih oscilacija kao što se vidi na sl.5.2b. Oba primera amplitudne modulacije sa binarnim modulisućim signalom data su u dijagramom na sl.5.2.



Sl.5.2 Primer AM sa binarnim oblikom modulisućeg signala

5.4 DVOFAZNA I ČETVOROFAZNA PSK MODULACIJA

U praksi AM se mnogo manje koristi, mnogo češće se digitalni prenos obavlja faznom i frekvenčiskom modulacijom. Fazna modulacija se ostvaruje promenom faze nosioca proporcionalno amplitudi modulišućeg signala. Ako je modulišući signal binarni digitalni signal $P(t)$, faza nosioca će se menjati shodno vrednosti (nivou) ovog signala. Ako uzmemos da je digitalni signal $P(t)$ bipolaran sa vrednostima nivoa +1 i -1, slika 4.49d tzv. signal bez povratka na nulu - (NRZ) onda možemo pisati: $P(t) = \pm 1$.

Neka je noseći signal oblika $A_0 \sin(\omega_0 t)$. Pošto je modulacija rezultat množenja modulišućeg i nosećeg signala imali bi:

a) Kada je $P(t) = +1$ izlazni signal modulatora je oblika:

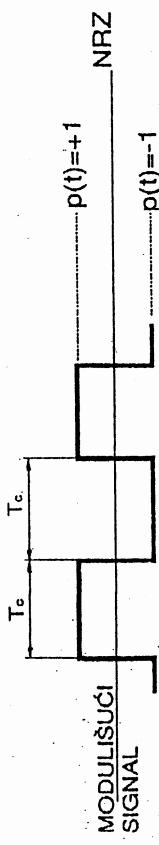
$$+1 \cdot A_0 \sin\omega_0 t = +A_0 \sin\omega_0 t \text{ sa fazom } (\omega_0 t + 0^\circ)$$

b) Kada je $P(t) = -1$ izlazni signal modulatora je oblika:

$$-1 \cdot A_0 \sin\omega_0 t = -A_0 \sin\omega_0 t = A_0 \sin(\omega_0 t + 180^\circ) \text{ tj. sa fazom } (\omega_0 t + 180^\circ)$$

Na ovaj način jednačina oblika: $P(t) \cdot A_0 \sin\omega_0 t$

opisuje dvo faznu modulaciju nosioca ili tzv. dva (PSK) modulaciju. Kao što smo videli faza nosioca se menja od (0°) kada je vrednost signala +1, na 180° kada je vrednost signala -1. Princip ostvarivanja 2 (PSK) modulacije dat je na slici 5.3.



Zapažamo iz prethodne jednačine da je četvoro-fazno modulisani signal $Z(t)$ zbir dva signala tipa AM - 2BO (sa ukinutim nosiocem), i sa fazama koje su u kvadraturi jedna u odnosu na drugu.

$$Z(t) = \sin(\omega_0 t \pm 90^\circ) + \cos(\omega_0 t \pm 90^\circ) \quad 5.4$$

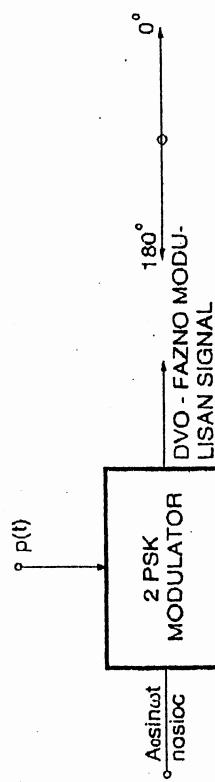
Na ovaj način svaki modulator obrađuje signal upola manje bitske brzine u odnosu na original. Ako su noseće učestanosti koje dolaze na modulatore u kvadraturi tj. jedan nosilac je $(\sin\omega_0 t)$ a drugi $(\cos\omega_0 t)$ onda sabirajući izlaze oba modulatora dobijamo signal:

$$Z(t) = P(t) \cdot \sin\omega_0 t + Q(t) \cdot \cos\omega_0 t \quad 5.3$$

$P(t)$ i $Q(t)$ su signali koji predstavljaju neparne i parne bitove PCM signala. Signal $Z(t)$ je sinusni talas sa četiri moguće faze pozicije, pa je potome i ova modulacija nazvana četvoro-fazna PSK.

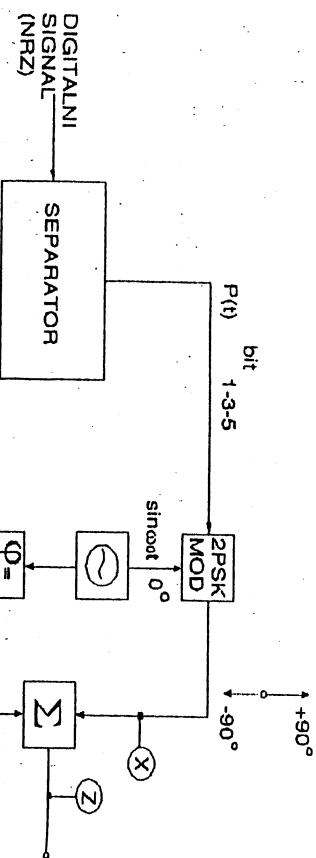
Znači, pošto oba $P(t)$ i $Q(t)$ mogu da variraju od +1 do -1, uglovi se menjati za $\pm 90^\circ$ pa dobijamo da je:

$$Z(t) = \sin(\omega_0 t \pm 90^\circ) + \cos(\omega_0 t \pm 90^\circ) \quad 5.4$$



Slika 5.3: Princip ostvarivanja 2 PSK modulacije

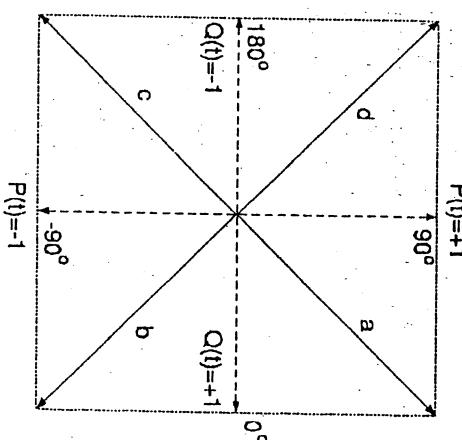
generatora se dovodi sinusni signal $[C \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi)]$, znači signal iste učestanosti, konstantne amplitude i konstantne početne faze φ . Množeći ova dva signala u mikseru dobijamo:



Sl.5.4 Blok šema za ostvarivanje četvoro-fazne PSK modulacije

Uočavamo da je prvi član na desnoj strani jednačne korisni NF signal a drugi predstavlja signal visoke učestanosti ($2\omega_0$). Ubacivanjem NF filtra iz kola za množenje dobijamo na izlazu filtru signal:

$$P(t) \cdot C \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos(\varphi) = P(t) \cdot C \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot \cos \varphi - \frac{1}{2} \cos(\omega_0 t + \omega_0 t + \varphi) \right] = \\ P(t) \cdot C \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos(\varphi) - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\omega_0 t + \varphi) \quad 5.5$$



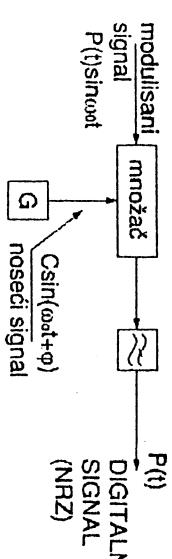
Ako usvojimo da je početna faza (φ) mala ili teži nuli, tada $\cos(\varphi)$ teži jedinici, pa je demodulisani signal $P(t)$ pomnožen sa konstantom $C \cdot 1/2$, što u krajnjem slučaju menja samo amplitudu demodulisaniog signala. Na sličan način mogla bi se izvesti matematička analiza pri demodulaciji signala oblika: $P(t) \cdot \sin(\omega_0 t + Q(t) \cdot \cos \omega_0 t)$.

Demodulacija PSK signala često se izvodi tz. koherentnim(sinhronim) demodulatorom, mada postoje i drugi načini. U slučaju koherentne demodulacije vrši se množenje modulisanoog signala sa nosećim signalom, u produktnom modulatoru na mestu prijema. Naravno da je za ovo potrebno poznavati tačnu fazu nosećeg signala, što nije u praksi uvek lako ostvariti. Šema za ovu vrstu demodulatora data je na sl.5.6 i praktično je ista kao i za modulator, samo se na izlazu ubacuje idealni NF filter. Na sl.5.7. data je blok šema četvoro-faznog koherentnog demodulatora.

Sl.5.5 Vektorski dijagram četvoro-faznog PSK signala

5.5 PRINCIP DEMODULACIJE PSK SIGNALA

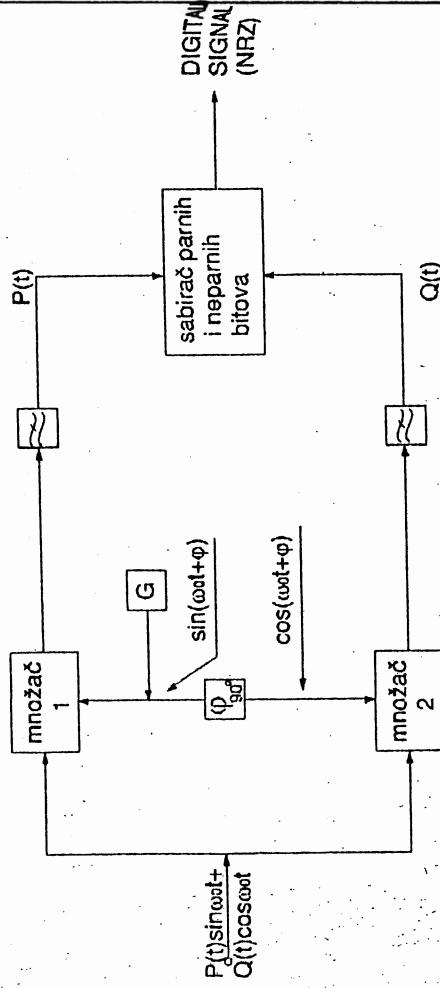
Demodulacija signala tipa $P(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi)$, može se izvest po blok šemi sa sl.5.6. Na jedan ulaz miksera dovodi se PSK signal, a na drugi ulaz iz



Sl.5.6 Blok šema dvo-faznog koherentnog demodulatora

$$\begin{aligned}
 P(t) \cdot \sin\omega_0 t &= (A_1 \sin\omega_m t + A_3 \sin 3\omega_m t) \sin\omega_0 t = \\
 &= A_1 \left[\frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_0 + \omega_m) \cdot t - \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_0 - \omega_m) \cdot t \right] + \\
 &\quad A_3 \left[\frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_0 + 3\omega_m) \cdot t - \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_0 - 3\omega_m) \cdot t \right]
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

Zapažamo da spekter PSK signala sadrži u sebi spekter digitalnog signala $P(t)$, pri čemu su nastale po dve bočne komponente u spektru modulisanih signala, od svake komponente iz spektra modulišućeg. Zapažamo takođe da je noseća učestanost prigušena. Spekter modulisanih signala je teorijski beskonačan pošto je i spekter modulišućeg teorijski sa beskonačnim brojem harmoničnih komponenata osnovne učestanosti ω_m . Na slici 5.8b dat je spekter PSK signala.



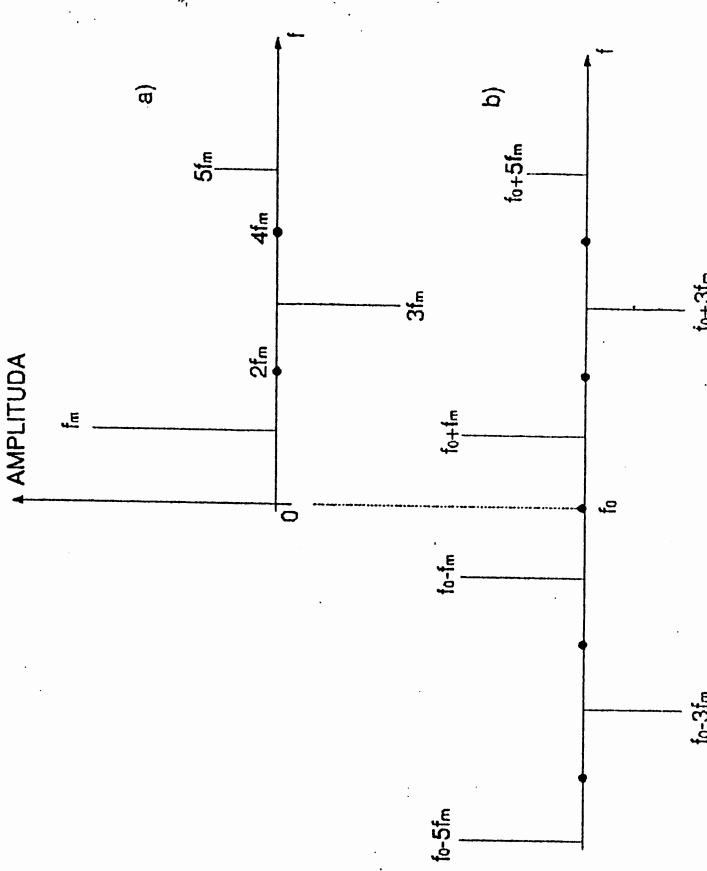
Sl.5.7 Blok šema četvoro-faznog koherentnog demodulatora

5.6 SPEKTAR FAZNO MODULISANOG SIGNALA KADA JE MODULIŠUĆI PCM SIGNAL

Kada smo govorili o PSK modulaciji rekli smo da se ona može izvesti direktnom modulacijom RF nosioca ili indirektno pre modulacija na MF nosiocu a onda konverzija na visokoj radio učestanosti. Matematički, modulacija se predstavlja množenjem modulišućeg sa nosećim, pri čemu je modulišući digitalni signal $P(t)$, a noseći $\sin\omega_0 t$.

$$P(t) \cdot \sin\omega_0 t \text{ gde je } P(t) = \pm 1$$

Ako je digitalni signal $P(t)$ povratak pravougaonih impulsa on se može razložiti u Fourierov red iz kog se lako nalazi oblik spektra. Pošto se svaka komponenta iz spektra $P(t)$ množi sa nosećom učestanostu ω_0 , dobijamo, kao posledicu, da se spekter modulišućeg signala "linearno" translira u opseg visokih učestanosti. Oblik amplitudskog spektra signala $P(t)$ kada je on tipa NRZ date je na slici 5.8a. Ako bi njegov spekter ogranicili na prva tri harmonika mogli bi pronaći kakav je spekter modulisanih talasa. Ako je perioda ponavljanja impulsa u signalu $P(t)$ duplo veća od vremena trajanja impulsa tj. $T = 2\tau$ u spektru bi postojali samo neparni harmonici osnovne učestanosti ω_m , dok bi parni bili jednaki nuli, pa bi imali:



Sl.5.8 a) Spekter NRZ digitalnog signala (1,0,1,0,...)
b) Spekter VF nosioca fazno modulisanih signala (a)

5.7 BINARNA FREKVENCIJSKA MODULACIJA - FSK

U slučaju FSK modulacije može se koristiti binarni signal (na primer NRZ) kao modulišući, za generisanje modulisanih signala oblika:

$$U_{FSK}(t) = A_0 \cos(\omega_0 \pm \Omega) \cdot t \quad 5.9$$

pri čemu znak (+) ili (-) zavisi od toga da li je bit " 1 " ili bit " 0 ". Modulisani signal ima amplitudu A_0 i kružnu učestanost $\omega_0 + \Omega$ ili $\omega_0 - \Omega$ gde je Ω konstantna devijacija kružne učestanosti. Bez obzira na izraz dat jed. 5.9, obratno pažnju na koji način možemo generisati signal koji će u toku trajanja binarne nule imati jednu, a u toku trajanja binarne jedinice drugu frekvenciju. Postoje dve mogućnosti za generisanje FSK signala:

- a) komutacija u ritmu ($1/T$) gde je T signalizacioni interval, dva nezavisna oscilatora čije su frekvencije:

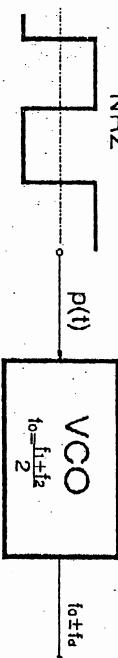
$$f_1 = \frac{1}{2\pi} (\omega_0 + \Omega) \text{ i } f_2 = \frac{1}{2\pi} (\omega_0 - \Omega), \text{ respektivno. Amplitude signala}$$

- oscilatora u oba slučaja su jednaki.
- b) tastoovanje naponski kontrolisanog oscilatora (VCO)

U slučaju (a) postupak je vrlo jednostavan ali uz dosta strogih zahteva za filtriranje prisutnih parazitnih komponentata.

Metod generisanja FSK signala navedenog pod (b) je stoga bolji, jer postoje osnaovane pretpostavke za obezbeđenje kontinuiteta faze, pa se javlja niži nivo parazitnih komponenti koje je lakše filtrirati.

Savremene digitalne metode za generisanje FSK signala takođe mogu obezbediti kontinuitet faze, pa se često u analizama susrećemo sa FSK signalima sa kontinualnom fazom i označavamo ih sa CP-FSK (Continuous Phase - FSK). Princip generisanja CP-FSK dat je na slici 5.9



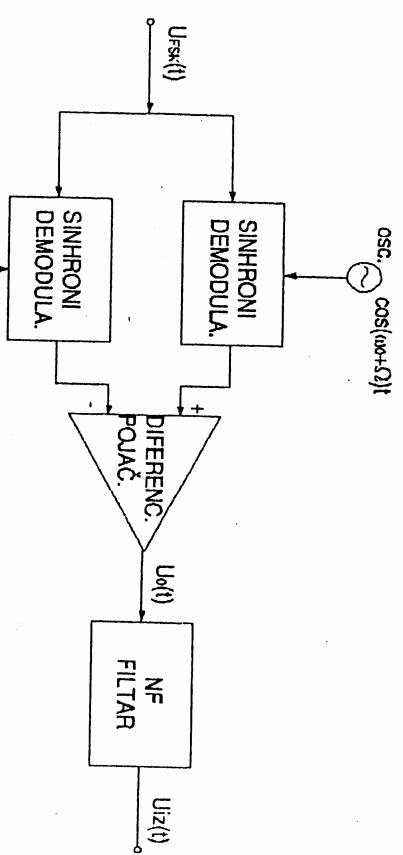
Sl.5.9 Princip generisanja FSK

Signal $P(t)$ definiše vrednosti frekvencija f_1 i f_2 , tako da je

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \text{ srednja frekvencija oscilatora (VCO), dok je } f_0 = \frac{f_1 - f_2}{2}$$

frekvencijska devijacija. Izlazna frekvencija VCO oscilatora ima vrednost $f_0 \pm f_d$.

Demodulacija FSK signala u principu se može izvesti blok šemom datoju na slici 5.10. Na ulaze sinhronih demodulatora dovode se signali $U_{FSK}(t)$ dat jednačinom 5.9, a iz dva sinhronizovana oscilatora dovode se signali kružne učestanosti $\omega_0 \pm \Omega$.



Sl.5.10 Sinhrona demodulacija FSK signala

Ako je prijemni modulisani signal $A_0 \cos(\omega_0 + \Omega) \cdot t = A_0 \cos 2\pi f_1 t$, tada je izlaz diferencijalnog pojačivača dat izrazom:

$$u_d(t) = \frac{1}{2} A_0 - \frac{A_0}{2} [\cos 2\Omega t + \cos 2\omega_0 t - \cos 2(\omega_0 + \Omega)t] \quad 5.10$$

Kada je prijemni signal $A_0 \cos(\omega_0 - \Omega) \cdot t = A_0 \cos 2\pi f_2 t$, izlaz diferencijalnog pojačavača biće dat izrazom:

$$u_d(t) = \frac{1}{2} A_0 + \frac{A_0}{2} [\cos 2\Omega t + \cos 2\omega_0 t - \cos 2(\omega_0 - \Omega)t] \quad 5.11$$

Postavljanjem Nf filtra iza diferencijalnog pojačavača, eliminisće se komponente visoke učestanosti, i detektovati, da li je bila postata, binarna jedinica ili binarna nula. Kako je $\omega_0 > \Omega$, to će najniža frekvenciju imati signali u srednjoj zagradi $\cos 2\Omega t$ koji prolaze kroz filter. Da bi se ostvarila laka detekcija pomoću filtra, potrebno je da bitski interval širine T , bude takav da u ovom intervalu signal $\cos 2\Omega t$ ima veliki broj ciklusa (perioda) tj. zahteva se da je ispunjen uslov: $2\Omega T > 2\pi$.

6. SMETNJE I ŠUMOVI

Smetnje u telekomunikacijama su od velikog značaja za prenos signala, jer smo na samom početku pomenuli, da prenos nema nikakvog smisa ako smetnja u prenosnom sistemu „ maskira „ korisni signal. Odnos snage korisnog signala i smetnje određuje domet veze i definije kvalitet prenosa, vezan za preporuke međunarodnih konsultativnih komiteta, kao što su CCITT (za telefoniju i telegrafiju) i CCIR(za radiokomunikacije).

U teoretskom rezmatranju smetnje se mogu definisati kao vremenske funkcije koje nemaju nikakve sadržajne veze sa korisnim signalom a pojavljuju se u prenosnom sistemu. Smetnje se mogu podeliti prema svom vremenskom obliku na više vrsta: Prostoperiodične, periodične, preiodično impulsne, razumljiva preslušavanja, neujednačene smetnje (šumovi) itd.

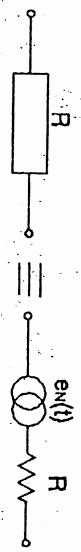
Prostoperiodične smetnje nastaju interferencijom nosećih učestanosti susednih kanala, i prodorom u korisni kanal. Periodične smetnje su tz. „brum“, koji nastaje obično u pojačavačima, periodične impulsne smetnje nastaju od svećica u motoru i tome slično, aperiodične impulsne smetnje su vezane za pražnjenja u atmosferi itd. Šumovi su takve smetnje, koje imaju neujednačeni tok i kontinualan vrlo gust spektar, teorijski beskonačno širok. Mada i šumova ima različitih vrsta(slučajni ili eratički, impulsni, šum ambijenta itd.), od posebnog značaja i opšteg karaktera su tz. slučajni šumovi od kojih su najvažniji termički i šum usled efekta sačme.

6.1 TERMIČKI ŠUM

Mnogi elementi telekomunikacionih uređaja su izvori šumova. Tako na primer svaki otpornik čija je apsolutna temperatura T veća od $0^\circ K$, je izvor termičkog šuma. Ovaj šum nastaje usled termičkog kretanja slobodnih elektrona u materiji. Rezultujuće mikro struje mogu se odkriti u otporniku u vidu napona šuma, ako se takav otpornik nalazi na ulazu pojačavača sa visokim stepenom pojačanja.

Prvi koji se eksperimentalno bavio problemima i merenju termičkog šuma bio je J.B. Johnson .On je još 1927.g. eksperimentisao u Bellovim laboratorijama sa termičkim šumom, pa se često po njemu ovaj šum naziva i Johnsonovim šumom. Pro kvantitativno teoretsko razmatranje izvršio je 1928g. H.Nyquist, posmatrajući termički šum ,koji postoji u otporniku čija je otpornost R i

prikazao ekvivalentnu električnu šemu stvarnog otpornika, kao što je datu na sl.6.1.



Sl.6.1 Ekvivalentna šema stvarnog otpornika

Na levoj strani predstavljen je stvarni otpornik dok je na desnoj strani otpornik iste vrednosti koji "ne šumi" na red, sa izvorom elektromotorne sile šuma $e_n(t)$.

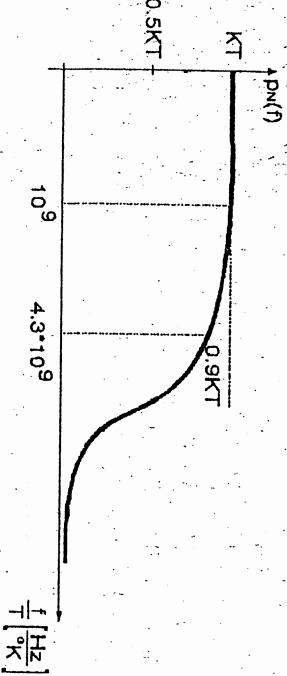
Eksperimentalno je utvrđeno, da je ukupna srednja vrednost raspoložive snage termičkog šuma koju može da oda otpornik u nekom posmatranom opsegu učestanosti $B = f_2 - f_1$ ravna integralu oblike:

$$P_{RN} = \int_{f_1}^{f_2} P_N(f) \cdot df \quad 6.1$$

gde je $P_N(f)$ spektralna gustina raspoložive srednje snage termičkog šuma data izrazom:

$$P_N(f) = \frac{hf}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1} \quad 6.2$$

U ovom izrazu h je Plankova konstanta, $k = 1.38 \cdot 10^{-23} J/K$, T apsolutna temperatua. Kao što se vidi $P_N(f)$ je zavisna od količnika f/T , a dijagram ove zavisnosti dat je na sl.6.2.



Zapažamo da je ova kriva skoro ravnna do vrednosti količnika f/T reda 10^9 t.j. u tom opsegu $P_N(f) \approx k \cdot T$. Ako bi ovo uzeli u obzir onda bi snaga P_{RN} bila:

$$P_{RN} = \int_{f_1}^{f_2} kTdf = kTB \quad 6.3$$

Kao što vidimo u posmatranom opsegu učestanosti f/T raspoloživa srednja snaga šuma je konstantna na konstantnoj temperaturi T i zavisi samo od širine opsega učestanosti B . Ako je sobna temperatura recimo $17^\circ C$ što odgovara $T=273+17=290\text{ }^\circ K$, onda izraz $P_N(f) = kT$ odnosno $P_{RN} = kTB$, važe za sve učestanosti manje od nekoliko stotina giga herca. Ove učestanosti su znatno iznad učestanosti na kojima radi današnji uređaji tako da će opseg B uvek biti lociran u zaravnjenom delu krive sa dijagrama na slici 6.2 što znači da će i primena izraza $iP_N(f) = kTB$ $P_{RN} = kTB$, biti moguća.

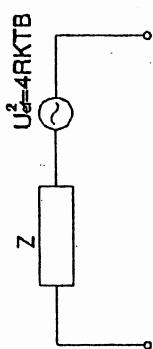
Pošto je $P_N(f)$ konstanta u pomenutom opsegu učestanosti često se ovaj termički šum naziva "ravnim" ili "belim šumom" po analogiji sa belom svetlošću koju karakteriše uniformna raspodela u vidljivom delu spektra. Na osnovu statističke teorije termodinamike H. Nyquist je pokazao da je maksimalna raspoloživa snaga, koju izvor $e_n(t)$ može da preda nekom potrošaču (nekom otporniku koji ne "šumi"), u slučaju kada se veže otpornik R koji "šumi" sa otporom R_1 koji "ne šumi", kada je $R=R_1$. Ta snaga jednaka je snazi P_{RN} prema izrazu 6.3, tj. $\overline{e_n^2(t)} / 4R = kTB$. Takođe je za slučaj kada imamo neku impedansu Z , efektivni nanon šuma određen obrascem:

$$U_s = \sqrt{4kTB \cdot R} \quad 6.4$$

gde je R otporna komponenta impedanse (u omima). Ovaj napon se pojavljuje kao ekvivalentni generator na red sa impedansom Z prema sl.6.3.

Zapžamo interesantu činjenicu da napon termičkog šuma zavisi samo od otporne komponente a ne zavisi od reaktivne. Takođe se može pokazati da kada dva otpornika vežemo serijski ukupna vrednost napona termičkog šuma biće zbir kvadrata pojedinačnih efektivnih vrednosti: $U_s^2 = U_{s1}^2 + U_{s2}^2$, ako su vrednosti otpora R_1 i R_2 imaćemo:

ralelno dobili bi da je u slučaju istih temperatura $T_1 = T_2 = T$ napon

$$U_s^2 = 4kTB \cdot \left[\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right].$$


Sl.6.3 Ekvivalentna šema za predstavljanje impedanse Z koja generiše napon termičkog čuma

6.2 ŠUM USLED EFEKTA SAČME

Nastaje u aktivnim sklopovima sa elektronskim cevima i tranzistorima. Ovaj šum, rezultat je fenomena vezanog za protok struje kroz poluprovodničke spojeve i elektronske cevi. Šum usled efekta sačmž (engleski, shot-noise), razlikuje se od termičkog šuma i po tome što mu srednja statistička vrednost nije ravna nuli, već predstavlja konstantnu jednosmernu struju. Raspodela amplitude šuma, kod obe vrste, sledi tz. Gausov ili normalan zakon raspodele.

Signalni koji dolaze na ulaz prijemnika su obično dosta slabog intenziteta pa ih treba pojačati, kako su elementi pojačavača (otpornici, tranzistori, el. cevi) izvor slučajnog šuma, signal se "kontaminira" ovim šumom. Kontaminiranje signala šumom može biti na više načina, šum se može pridodati signalu pa u takvom slučaju govorimo o aditivnom šumu, ili šum se može množiti sa signalom pa se taj efekat zove feeding. Mi se ovde bavimo samo aditivnim čumom. Možemo sada konstatovati da slučajni šumovi unose osnovne probleme u izgradnji i projektovanju pojačavača, a teorija obe vrste šumova i njihovo analitičko predstavljanje komplikovano. Radi toga uobičajeno je da se za cevi ili tranzistore, definisau ekvivalentne otpornosti šuma. To je otpornost otpornika koji bi generisao istu toliku snagu termičkog šuma kolika je i snaga usled efekta sačme. Ovako zamišljen otpornik vezuje se na ulazu u kolu rešetke cevi ili ako se radi o tranzistoru, onda se u njegovoj ekvivalentnoj šemi (na primer T tip šeme), paralelno sa otpornosću emitora postavlja strujni generator šuma koji karakteriše šum usled efekta sačme u emitoru. Strujni generator šuma vezan u kolu kolektora tijekom potrošaču kolektora, opisuje šum usled efekta sačme na kolektoru, i stavlja se

jedan naponski generator šuma vezan na red sa bazom koji karakteriše termički šum izazvan otpornosću u bazi.
Da bi stekli neku predstavu o praktičnim vrednostima napona ili snage, šuma navešćemo nekoliko primera.

Raspoloživa srednja snaga šuma je kao što smo videli funkcija samo širine propusnog opsega na konstantnoj temperaturi. Ako uzmemoslučaj sobne temperature (17°C) što znači $T=290\text{ K}$ i ako uzmemos $B=1\text{Hz}$ imali bi:

$$kTB = 138 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 1 = 400 \cdot 10^{-23} \text{ W} = 4 \cdot 10^{-18} \text{ mW} \quad 6.5$$

Sl.6.4 Ekvivalentna šema za predstavljanje impedanse Z koja generiše napon termičkog čuma

$$\eta_p = 10 \log(4 \cdot 10^{-18}) = -174 \text{ dBm} \quad 6.6$$

Ako bi uzeli slučaj bilo kog propusnog opsega imali bi :

$$\eta_p = (-174 + 10 \log B) \text{ dBm} \quad 6.7$$

Na osnovu ovog izraza možemo naći kolika je snaga termičkog šuma na ulazu u jedan telefonski kanal, odnosno koliki je apsolutni nivo te snage: Ako uzmemos da je $B=4000\text{Hz}$ dobijamo:

$$\eta_p = -174 + 10 \log(4000) = -138 \text{ dBm} \quad 6.8$$

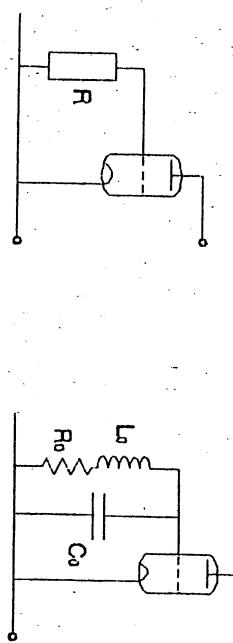
U drugom primeru uzećemo slučaj, jednog NF pojačavača, koji pojačava sve učestanosti ravnomerno od ($0 - 10\,000\text{ Hz}$), a da više učestanosti uopšte ne pojačava. Ako je ekvivalentna ulazna otpornost pojačavača sa sl.6.4a $R=100\text{K}\Omega$ onda na normalnoj sobnoj temperaturi od naprimer 20°C ($T = 293\text{K}$), pod uslovom da je uticaj ulaznog kapaciteta zanemarljiv, vrednost napona termičkog šuma na rešetki triode biće:

$$U_s = \sqrt{4 \cdot kTB} = 4\mu\text{V} \quad \text{ili} \quad 6.9$$

snaga P_{RN} :

$$P_{RN} = \frac{U_s^2}{4R} = 4 \cdot 10^{-17} \text{ W} \quad 6.10$$

a) NFP



b) VFP

$$n_p = (10 \log kTB) \text{ dBm} = -117 \text{ dBm}$$

6.13

6.3 FAKTOR ŠUMA

Za procenu tezmčkog šma kod VF pojačavča možemo se poslužiti principskom šemom sa sl.6.4b. Ako je ulazno oscilatorno kolo podešeno na noseću učestanost $f_0 = 10\text{MHz}$ i ima faktor dobrote $Q_0 = 30$, što odgovara vrednostima elemenata $L_0 = 5.06\mu\text{H}$, $C_0 = 50\text{pF}$, $R_0 = 10.6\Omega$, onda za slučaj rezonanse dinamički otpor od rešetke do mase biće $R_d = Q_0^2 \cdot R_0 = 9.54\text{K}\Omega$.

Ako radimo na učestanostima u neposrednoj blizini rezonansese za svakih 1000Hz širine opsega nastaje napon tezmčkog šma:

$$U_t = \sqrt{4 \cdot R_d kTB} = \frac{0.4\mu\text{V}}{\sqrt{\text{kHz}}} \quad 6.11$$

Izračunavajući vrednost paralelne aktivne otpornosti oscilatorog kola i za učestanost koje su udaljene od rezonanse, može se uočiti promena kvadrata napona šuma u funkciji učestanosti.

Vidimo iz ovih primera, da je potrebno da korisni signal bude znatno veći od $4\mu\text{V}$ na ulazu pojačavača za dobar odnos signal / šum.

Interesantno je ovde reći da je i čovek izvor šuma, a ovaj šum se čak može i meriti jako osetljivim mikrotalasnim prijemnikom. Ako se jako usmjerena antens ovog prijemnika usmeri ka čoveku, čija je normalna telesna temperatura ($T = 273 + 37 = 310 \text{ }^\circ\text{K}$) i ako je propusni opseg prijemnika $B = 1\text{MHz}$, prijemnik će registrovati snagu:

$$kTB = 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 310 \cdot 1 \cdot 10^6 = 4.3 \cdot 10^{-15} \text{ W}$$

6.12

ili nivo ove snage šuma iznosi:

Da bi se prijemnik (ili neki drugi sklop, sistem) u kome postoji više izvora šumova, mogao oceniti kao celina, primjenjuje se posebna veličina poznata pod nazivom faktor šuma. Faktor šuma, kada se definije vezuje se za neku specificiranu učestanost f , ili opseg učestanosti B . U ovom drugome slučaju, govori se o tzv. srednjem faktoru šuma. Ako posmatramo jedan prijemnik kao četvoropol, i ako su P_{su} i P_{nu} raspoložive snage signala i šuma na ulazu prijemnika, a P_{si} i P_n odgovarajuće snage na izlazu, onda odnos:

$$F = \frac{P_{su}/P_{nu}}{P_{si}/P_n} \quad 6.14$$

predstavlja faktor šums prijemnika. On nije merilo odnosa signal/šum na izlazu prijemnika, nego promene ovog odnosa pri prolasku signala j šuma kroz prijemnik. Ako bi u pitanju bio radio ili TV prijemnik, pokazuje se da F zavisi samo od prilagođenosti antene i prijemnika ali ne zavisi od prilagođenja potrošača i prijemnika, jer su šumovi u izlaznim kolima znatno manji od signala. Izraz za faktor šuma može se napisati i na sledeći način:

$$F = \frac{P_{nu}}{A_p \cdot kTB} \quad 6.15$$

gde je, $A_p = P_{si}/P_{su}$ pojačanje snage prijemnika dok $P_{nu} = kTB$ maksimalna raspoloživa snaga šuma koju antena (ili neki drugi izvor šuma) predaje prijemniku u slučaju prilagođenja. Sada možemo reći da je faktor šuma odnos ukupne snage šuma na izlazu prijemnika tj. šuma antene i prijemnika, i snage šuma koja na izlazu potiče samo od antene. Iz ovoga vidimo da F ne zavisi od veličine kTB (dB)= $10 \log F$. Vrednost faktora F idealnog prijemnika je (0)dB tj. $F=1$. Znaci takav prijemnik ne unosi šumove. U realnosti vrednost F je (6-10)dB.

7. SISTEMI MODULACIJA I SLUČAJNI ŠUM

U ovom delu izlaganja pozabavicećemo se komparacijom pojedinih sistema modulacije, u okolnostima kada je signal na mestu prijema kontaminiran sa šumom. U literaturi se često sreće termin "odnos signala - šum" kao merilo kvaliteta u pojedinim tačkama prenositog sistema. Neki autori obuhvataju sve vrste smetnji pojam "šumovi" (engleski, "noise").

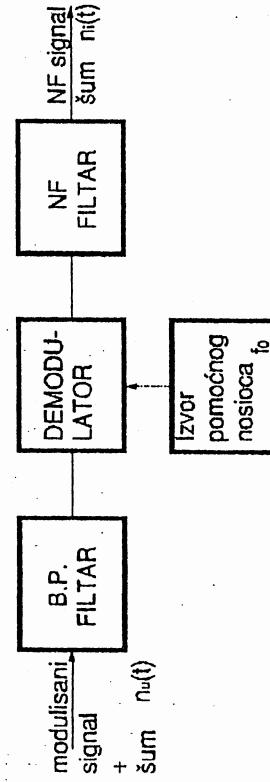
Pošto je svaki sistem sastavljen od funkcionalnih sklopova koji mogu vršiti pojačanje ili slabljenje signala, signal u raznim tačkama sistema ima različite vrednosti. Takođe u prenosnom sistemu prisutan je šum koji se pojačava isto kao i signal. Prema tome uočavamo da za jedan telekomunikacioni sistem, nije toliko važno koliki je signal na izlazu (pod uslovom da mu je dovoljan intezitet za prijem) ili koliki je šum, ali je zato merodavan njihov odnos, jer se on tokom prenosa manja od tačke do tačke.

7.1 ŠUMOVI U SISTEMIMA SA AM

Uticaj neujednačenih ili slučajnih smetnji u slučaju AM signala, može se analizirati tako što se i smetnja može smatrati kao modulisani talas kome noseća učestanost odgovara srednjoj učestanosti ω_0 visokofrekventnog prenosnog sistema. Njegova amplituda varira neujednačeno u vremenu sa učestalošću koje su odredene širinom propusnog opseg-a VF prenosnog sistema.

Slučaj - KAM: Ako je spektar NF signala u opsegu f_1 do f_2 , translacijom pri obradi dobijamo informaciju koja je smeštena u oba bočna opsega.

Ako prijemi deo prenosnog sistema prikažemo uprošćeno blok šemom kao na sl.7.1, i ako se pre demodulacije modulisani signal izdvaja filterom propusnikom opseg-a, koji treba da propusti opseg od



$(f_1 - f_2)$ do $(f_1 + f_2)$ onda je snaga na ulazu prijemnika jednaka snazi korisnog signala u oba bočna opsega: $P_{su} = 2 \cdot P_{BO} = (m_0^2 / 2) \cdot P_0$. Pošto na ulazu u prijemnik postoji i slučajni šum, koga možemo smatrati rezultujućim šumom koji potiče od spoljnih izvora i sopstvenog šuma prijemnika, možemo ga okarakterisati nekim srednjim faktorom šuma F. Ako usvojimo da je raspodela šum u spektru ravnomerna, spektralna gustina srednje snage ukupnog šuma na ulazu u prijemnik biće:

$$P_{nu} = 2 \cdot \int_{f_1-f_2}^{f_1+f_2} P_n \cdot df = 2 \cdot \int_{f_1-f_2}^{f_1+f_2} F k T df = 2 F k T B \quad 7.1$$

Ako se setimo definicije faktora šuma, lako dolazimo do izraza za odnos signala/šum (ili skraćeno S/N), na izlazu prijemnika tj. iza prijemnog NF filtra čiji je propusni opseg $B = f_2 - f_1$,

$$\left(\frac{S}{N}\right)_i = \frac{P_{si}}{P_{nu}} = \frac{P_{2BO}}{F k T B} \quad 7.2$$

gde je $P_{2BO} = P_{su}$. Dajim središnjem ovaj izraz možemo napisati i ovako:

$$\frac{P_{si}}{P_{nu}} = 2 \cdot \left(\frac{P_{su}}{P_{nu}}\right) \text{ ili } \left(\frac{S}{N}\right)_i = 2 \cdot \left(\frac{S}{N}\right)_u \quad 7.3$$

Vidimo da je kod ovog tipa modulacije odnos S/N, na izlazu sistema tj. prijemnika, dva puta veći od S/N na ulazu u prijemnik.

AM-2BO: U ovom slučaju noseći signal je prigušen pa je u prijemniku neophodna sinhrona demodulacija. Odnos S/N na izlazu, i u ovom slučaju bi bio isti kao u slučaju KAM.

AM-1BO: U ovom slučaju u prijemniku se vrši sinhrona demodulacija, a ispred demodulatora se ovde postavlja filter propusnik opega koji ima upola manji propusni opseg u odnosu na predhodna dva slučaja, Sličnom analizom kod KAM pokazuje se da je:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_i = \left(\frac{S}{N}\right)_u \quad 7.4$$

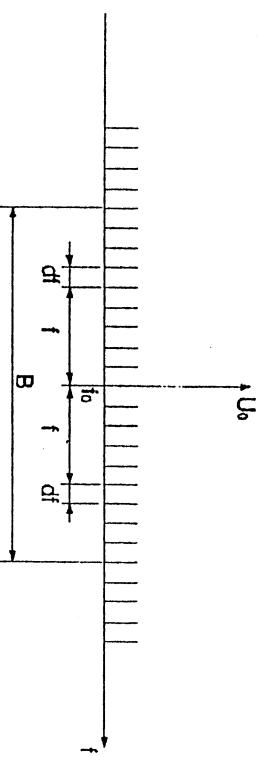
Sl.7.1 Blok šema prijemnog dela sistema za prenos

7.2 ŠUMOVI U SISTEMIMA SA FM I PM

U ovom delu izlaganja razmotrićemo performanse FM i PM sistema u prisustvu aditivnog šuma. Videćemo kako se kod ovih sistema, može poboljšati odnos (S/N) na račun povećanja propusnog opsega.

Široka primena ugaonih modulacija (naročito FM) može se objasniti i njenim dobrim osobinama u pogledu otpornosti na smetnje. Kao i ranije i ovde predpostavljamo da na ulazu prijemnika postoji slučajni šum čija je spektralna gustina srednje snage $P_n(f)$ kostantna u opsegu učestanosti na kome sistem radi. Ako se sopstveni, šum prijemnika svede na njegov ulaz, onda srednji faktor šuma F karakteriše ukupnu raspoloživu snagu šuma na ulazu, pri čemu sada smatramo da je prijemnik "bezšuman".

Šum je u realnim uslovima uniformno raspoređen u posmatranom opsegu učestanosti B kao što je to dato na sl.7.2., gde je U_0 amplituda nosećeg sinusoidalnog signala.



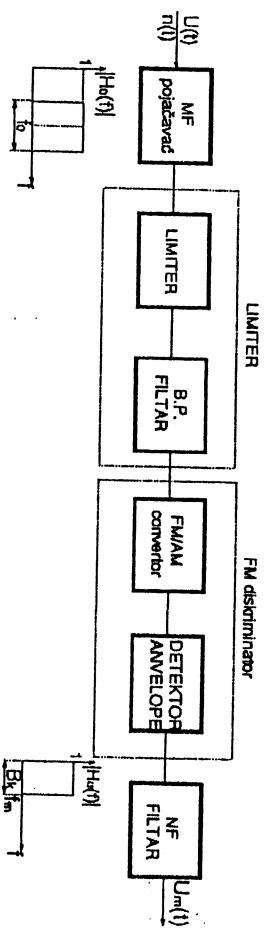
Sl.7.2 Uniformna raspodela šuma unutar posmatranog opsega B

Elementarna snaga šuma unutar elementarnog opsega učestanosti df ravnja je: $dP_n = FkTdf$, ili $dU_n^2 = FkTRdf$. Usled prisustva napona šuma nastaje parazitna devijacija, a takođe i parazitna amplitudna modulacija nosećeg talasa. Ako šum posmatramo kao sumu velikog broja sinusnih oscilacija različitih učestanosti i ako se njegov kontinualni spektar, aproksimira diskretnim kao na gornjoj slici, pri čemu su amplitude ovih komponenata ΔU_n , možemo odrediti koliku devijaciju učestanosti izaziva komponenta šuma koja pada na učestanost $(f_0 + f)$:

$$d(\Delta f_{0n}) = \frac{dU_n}{U_0} \cdot f = \frac{f}{U_0} \sqrt{FkTRdf} \quad 7.5$$

Šum iz elementarnog intervala df sa lave strane noseće f_0 izazvavaće takode parazitnu devijaciju, pa će ukupna devijacija učestanosti biti dvostruko veća.

S/N u slučaju FM
U sistemu sa FM, modulišući signal $U_m(t)$, menjaju učestanost nosećeg signala, međutim pošto prisutni šum može da izazove parazitnu AM, neophodno je u prijemniku pre demodulacije, uz pomoć limitera odstraniti parazitne varijacije. Blok šema sa sl.7.3 može da posluži u ovoj analizi jer predstavlja uprošćenu varijantu FM prijemnika.



Sl.7.3 Uprošćena blok šema FM prijemnika
Na ulaz prijemnika dolazi FM signal oblika:

$$U(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + k_0 \int u_m(t) \cdot dt \right] \quad 7.6$$

pri čemu je modulišući signal $U_m(t) = U_m \cos \omega_m t$. Maksimalna devijacija učestanosti je: $\Delta f_0 = k_0 U_m$, dok je napon na izlazu FM diskriminatora proporcionalan devijaciji učestanosti tj. $U_s = D_r \cdot \Delta f_0$ ili snaga signala je proporcionalna kvadratu devijacije $P_s = D_r \cdot (\Delta f_0)^2$. Ako NF filter ne unoši slabljenje komponenta korisnog NF signala, onda je ova snaga ujedno i snaga signala na izlazu filtra.

Sličnim postupkom izračunava se snaga šuma na izlazu NF filtra čiji je propusni opseg $B_k = f_2 - f_1$, pa imamo:

$$P_{nl} = D_p \cdot \frac{2FkT}{P_0} \cdot \int f^2 df \quad 7.7$$

gde je P_o snaga nosioca, koja je ujedno i snaga signala na ulazu u prijemnik, onda se dobija:

$$\frac{P_{si}}{P_n} = \frac{(\Delta f_0)^2 B_k}{\int f^2 df} \cdot \frac{P_{su}}{P_{nu}} \quad 7.8$$

pri čemu je $P_{nu} = 2FkTB_k$. Iz izraza 7.8 zapažamo da sa povećanjem devijacije učestanosti (Δf_0), poboljšava se odnos S/N, ali to poboljšanje ide na račun povećanja širine propusnog opseg-a sistema, jer se povećanjem devijacije menja i veličina indeksa modulacije m_r . Ovdje treba istaći da poboljšanje kvaliteta prenosa povećavanjem devijacije ne može ići u nedogled jer je poznato da snaga slučajnog šuma zavisi takođe od širine benda, tako da sa porastom B raste snaga šuma dok snaga signala P_o ostaje ista. U jednom trenutku dalje povećanj devijacije, dovođi do toga da je snaga šuma čak i veća od snage signala što drastično menjaju S/N, tako da i predpostavke koje smo uveli pri određivanju odnosa S/N, tako da i izvedeni obrasci više ne važe. Da se ne bi ovo dešavalo, postoje standardi ili propisi koji definisu veličinu odnosa S/N u pojedinim tačkama prenosa sistema, pri kojem prijem počinje da biva neprihvatljiv, jer tada veza postaje neupotrebljiva i prekida se.

Ako govorimo o FM prijemniku, onda se obično definiše prag prijema tj. slučaj kada snaga nosećeg signala postane jednaka, desetostrukoj snazi šuma na ulazu u limiter prijemnika. Prag prijema je dragocen podatak za svaku vezu, jer kada nosilac dostigne prag ili siđe ispod njega šum na izlazu iz prijemnika naglo raste i veza se prekida. Apsolutni nivo snage nosioca u slučaju praga prijema iznosi:

$$P_o = 10 \log(10 \cdot FkTB_k) dBm \quad 7.9$$

Kao što se vidi iz izraza ,prag prijema tj. nivo praga prijema možemo smanjiti ako smanjimo faktor šuma prijemnika odnosno povećamo osjetljivost prijemnika. Zato se u današnjim prijemnicima preduzimaju različite mere i postupci ,naročito ako se radi o specijalnim vezama (kao što su satelitske),da bi se poboljšao kvalitet i omogućio što veći domet. Sistemi telekomunikacija u velikom broju slučajeva koriste FM. U rado difuziji na UKT opsegu (87,5 - 108) MHz za prenos muzike , u televiziji se prenos ton-a, kada se radi o sistemima radio-telejnih veza velikog

kapaciteta kojima se prenosi veliki broj nezavisnih telefonskih signala i na kraju u vezama posredstvom satelita koristi se FM.

Odnos S/N u slučaju PM: Ako i ovde posmatramo slučaj modulacije, prostoperiodičnim signalom $u_m(t) = U_m \cos \omega_m t$, onda će modulisani signal na ulazu prijemnika biti:

$$u(t) = U_o \cos[\omega_0 t + k_p \cdot u_m(t)] \quad 7.10$$

Maksimalna devijacija faze jednaka je: $\Delta\phi_m = k_p U_m$. U prijemniku posle faznog diskriminatora, dobija se NF korisni signal čija je amplituda proporcionalna maksimalnoj devijaciji tj. $U_s = D_p \Delta\phi_m$. Snaga šuma na ulazu u prijemnik , koja se transformiše u snagu šuma na njegovom izlazu iznosi: $P_{nu} = 2FkTB$. Pokazuje se da u slučaju fazne modulacije spektralna gustina srednje snage šuma na izlazu faznog demodulatora iznosi : $P_n = D_p (2FkT / P_o)$, pošto iza demodulatora postoji filter koji propušta opseg učestanosti f do f_2 ukupna snaga slučajnog šuma na izlazu filtra dobija se integraljenjem:

$$P_n = \int P_n \cdot df = D_p \left(\frac{2FkTB_k}{P_o} \right) \quad 7.11$$

Ovde zapažamo jednu razliku FM i PM u pogledu uticaja slučajnog šuma. U slučaju FM imali smo da je spektralna gustina snage šuma bila data izrazom: $P_n(f) = D_p (2FkT / P_o) \cdot f^2$ tj. zavisna je od učestanosti , dok u slučaju PM, ta snaga je konstantna (nezavisna od učestanosti) i data je izrazom: $P_n = D_p \cdot (2FkT / P_o)$.

Uz pretpostavku da filtrari iza diskriminatora ne unosi nikakvo slabljenje , možemo pisati:

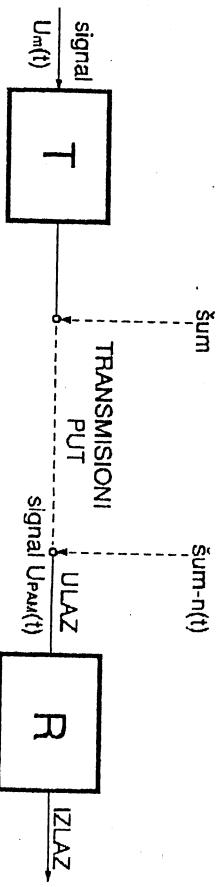
$$\left(\frac{P_{si}}{P_{nu}} \right) = \frac{(\Delta\phi_m)^2 P_o}{2FkTB_k} = (\Delta\phi_m)^2 \cdot \left(\frac{P_{su}}{P_{nu}} \right) \quad 7.12$$

gde je P_o snaga nosioca i ravna je snazi signala na ulazu P_{su} . Na osnovu jednačine 7.12 zaključujemo da je odnos (S/N) veći ako je devijacija faze ill indeks fazne modulacije m_p veći, pri čemu svi ostali

parametri ostaju nepromjenjeni. Međutim povećanje indeksa modulacije zahteva širi spektar PM signala, što izaziva i potrebu za većim propusnim opsegom sistema za prenos.

7.3 ODNOS S/N U SISTEMIMA PRENOŠA SA IMPULSNIM MODULACIJAMA

Da bi smo definisali osnovne probleme koji nastaju u prenosu, kada je prisutan i slučajni šum, poslužićemo se kao i u predhodnim primerima uprošćenom blok šemom prenosnog sistema. Na sl.7.4, T predstavlja predajnik a R prijemnik, na ulazu prijemnika pored prijemnog korisnog signala prisutan je i aditivni šum. Posmatraćemo uticaj ovog šuma na signale koji su impulsno modulisani.



Sl.7.4 Uprošćena šema sistema za prenos

Tako ćemo proanalizirati slučajeve impulsno amplitudno modulisanih signala - PAM i impulsno polozajno modulisane signale - PPM.

Odnos S/N u slučaju PAM:

Za sprovođenje jedne kratke analize, podsetićemo se primera vremenskog multiplexa gde se koristi PAM uz korišćenje šeme sa sl.4.38. Ako posmatramo opšti slučaj kada se ovakvim sistemom prenosi N nezavisnih signala tako da sistem ima N nezavisnih kanala. Ako se radi o prenosu govora, i ako je maksimalna učestanost f_m na osnovu teoreme o odabiraju za svaki kanal važi: $T_0 = 1/2f_m$. Ako je širina odbirka τ onda odnos $\tau/T_0 = \alpha_0$ je poznati faktor režima odabiranja. Vrednost ovog faktora u praksi je reda ($10^{-3} - 10^{-2}$) i što je α_0 manje veći je "prazan" vremenski interval ($1-\alpha_0$) u kojem se mogu smestiti odbirci drugih signala a time i povećati broj kanala. Međutim smanjivanjem vrednosti α_0 , smanjuje se snaga odbirka pa i odnos S/N, pri rekonstrukciji signala na mestu prijema. U slučaju multiplexa svakom od kanala stoji na raspolaganju vreme: $T_0/N = 1/2f_m \cdot N = 1/2f_g$.

Odavde vidimo da je potrebna širina propusnog opsega sistema: $B = N \cdot f_m = f_g$. Drugim rečima, filter koji se postavlja iza predajnog odabirača i ispred prijemnog odabirača mora da propusti sve komponente iz spektra PAM signala od $0 \div f_g$. Ako bi sada posmatrali slučaj prenosa samo jednog test tona u jednom od kanala i ako je taj signal oblika $U_i(t) = U_T \cos \omega_r t$, posle predajnog odabirača dobicemo PAM signal (tačka A na šemici) koji je u matematičkom predstavljanju dat (jed.4.69). Spektar ovog signala kada je modulišući signal prostoperiodična funkcija dat je na sl.4.37. Kao što se vidi, oko celih multiplika učestanosti f_0 nalaze se po dve bočne komponente jednakih amplitudi. Što je multipl učestanosti f_0 veći amplitude ovih komponenata su manje. Smanjivanje amplituda bočnih komponenata je po zakonu $\sin x/x$ gde je $x = n\omega_0 \tau / 2$. Pošto je učestanost odabiranja $f_0 = 1/T_0 = 2f_m$, a granična učestanost TF (predajnog filtra) i RF (prijemnog filtra) je $f_g = N \cdot f_m$, dobijamo da je: $f_g = f_0 \cdot N/2$. Ovo znači da je broj komponenata iz spektra PAM signala, koji upadaju ($0 \div f_g$) jednak $n = N/2$. Srednja snaga ovog signala, na izlazu kanalskog filtra koji propušta učestanosti korisnog NF signala ($0 \div f_m$), kada je širina (τ) mala, pa je $n\omega_0 \tau / 2 \ll 1$ tj. $\sin x/x \approx 1$, biće:

$$P_{si} = C \cdot \left(\frac{R_o}{R} \right) \cdot NP_{su} \quad 7.13$$

gde je C konstanta proporcionalnosti, R_o ulazni otpor odabirača a R otpor kojim je opterećen kanalski filter. P_{su} je srednja snaga signala na ulazu prijemnog odabirača, (tačka B na šemici). Pošto smo usvojili da je $\sin x/x \approx 1$, to znači da su sve komponente iz spektra PAM signala jednake amplitudi. Ako u osegu ($0 \div f_g$) imamo N takvih amplituda U_{sl} onda će snaga signala u tački B biti:

$$P_{su} = N \cdot \frac{U_{sl}^2}{2R_o} \quad 7.14$$

Slučajni sum koji postoji na ulazu u prijemnik ima spektralnu gustinu snage datu izrazom: $p_h = FkT$. Pošto prijemi filtar RF ima

propusni opseg ($0 \div f_g$), kroz ovaj filter će proći komponente šuma koje se nalaze u tom opsegu.

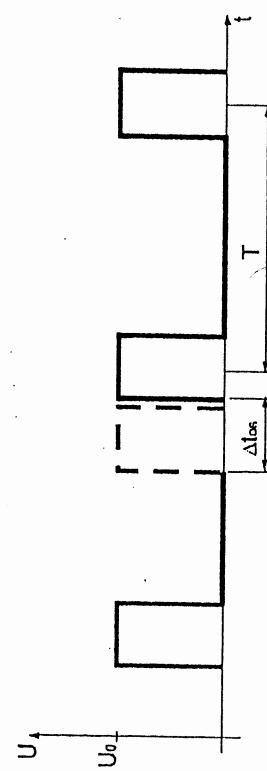
Relativno prostom analizom pokazuje se da će odnos S/N na izlazu prijemnika tj. kanalskog filtra biti:

$$\frac{P_{si}}{P_{ni}} = \frac{P_{su}}{FkT f_m} \quad 7.15$$

Posmatrajući ovaj izraz zaključujemo da je $(S/N)_i$ isti kao $(S/N)_u$ uzimajući pri tom u obzir samo onaj šum koji upada u opseg prenošenog signala, kada je on u svom prirodnom položaju ($0 \div f_m$). Odavde zaključujemo da je PAM modulacija nepovoljna u pogledu faktora poboljšanja S/N, slično kao kod klasičnih AM, pa se zato PAM u sistemu multipleksa koristi kao posredna modulacija za dobijanje krajnje modulacije FM radio signala.

Odnos S/N u slučaju PPM

U slučaju PPM ili PDM situacija je drugačija jer modulisani signali su impulsi koji imaju konstantnu amplitudu što omogućava primenu amplitudskih ograničavača na mestu prijema. Pomeraj impulsa pri modulaciji u odnosu na njihov referentni položaj direktno je razmeran amplitudi modulišućeg signala $u_m(t)$. Ako je $u_m(t)$ prostoperiodičnog oblika i menja se po zakonu sinus ili kosinusa onda je maksimalni pomeraj impulsa: $\Delta t_{\text{os}} = k_p U_m$ gde je k_p konstanta. Na sl.7.5 dat je detalji pomerke nemodulisanih impulsa, kao i primer maksimalnog pomeranja impulsa u odnosu na referentni.



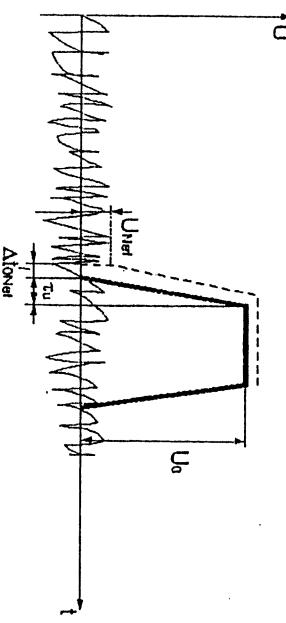
Sl.7.5 Pomerke nemodulisanih impulsa sa prikazom maksimalnog pomeraja u slučaju modulacije

Relativno prostom analizom pokazuje se da će odnos S/N na izlazu prijemnika tj. kanalskog filtra biti:

Slučajni šum koji postoji na ulazu prijemnika superponiraće se sa impulsnim signalima, što će dovesti do parazitne promene položaja ivica impulsa. Ako je pomeraj ivica impulsu, izvan korisnim (moduličnim) signalom veći od pomeraja izvanim slučajnim šumom onda se u procesu demodulacije signal i šum mogu razmatrati odvojeno. S obzirom da su šumovi slučajne vremenske funkcije, onda će i pomeraj ivica impulsa biti slučajan. Ako je spektralna snaga šuma na ulazu u prijemnik: $P_{si} = FKT$ i ako je efektivna vrednost napona šuma na ulazu U_{ne} manja od amplitudu impulsa U_0 može se naći veza između pomeraja ivice impulsa (Δt_{on}) i napona šuma U_{ne} koji izaziva taj parazitni pomeraj.

$$\Delta t_{on} = \tau_u \cdot \frac{U_{ne}}{U_0} \quad 7.16$$

gde je τ_u vreme uspostavljanja. Na slici 7.6 ilustrovan je primer realnog impulsa trapezastog oblika sa vremenom uspostavljanja τ_u i slučajni šum koji izaziva parazitnu devijaciju ivice Δt_{on} .



SI.7.6 Realan impuls trapezastog oblika i slučajni šum

Srednja snaga šuma posle demodulacije tj. na izlazu kanalskog filtra srazmerna je kvadratu pomeraja: $P_{ni} = C \cdot (\Delta t_{on})^2$, kako je i srednja snaga signala posle demodulatora srazmerna kvadratu efektivne vrednosti pomeraja imaćemo: $P_{si} = C \cdot (\Delta t_{os})^2$. Prema tome odnos signal/šum na izlazu prijemnika biće:

$$\frac{P_{si}}{P_{ni}} = \left(\frac{\Delta t_{os}}{\Delta t_{on}} \right)^2$$

7.17

Smenom izraza 7.16 u ovom izrazu dobijamo:

$$\frac{P_{si}}{P_{ni}} = \left(\frac{\Delta t_{os}}{\tau_u} \right)^2 \cdot \left(\frac{U_0}{U_{ne}} \right)^2 \quad 7.18$$

S obzirom da je $(U_0 / U_{ne})^2$ visokofrekventni odnos S/N, ili odnos S/N, na ulazu prijemnika, faktor poboljšanja odnosa signal/šum je očigledno iz jed. 7.18, odnos $(\Delta t_{os} / \tau_u)^2$.

Ako se napon šuma nalazi u opsegu učestanosti $(0 \dots f_m)$, što znači da je prisutan u korisnom propusnom opsegu kanalskog filtra čij je $B_k = f_m$ efektivna vrednost napona šuma je:

$$U_{ne}^2 = FKT R B_k \quad 7.19$$

gde je R ulazna otpornost kanalskog filtra. Ako $P_{on} = U_0^2 / R$ predstavlja maksimalnu snagu impulsa na ulazu u prijemnik, onda dobijamo:

$$\frac{P_{si}}{P_{ni}} = \left(\frac{\Delta t_{os}}{\tau_u} \right)^2 \cdot \frac{P_{on}}{FKT f_m} \quad 7.20$$

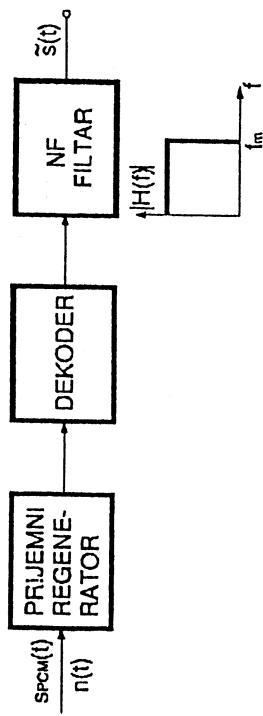
Ako se setimo veze koja postoji između potrebne širine propusnog opsega sistema za prenos i vremena uspostavljanja ($B = 1/2\tau_u$), da bi reprodukcija impulsa trapezastog oblika bila zadovoljavajuća, dobijamo konačni izraz za S/N:

$$\frac{P_{si}}{P_{ni}} = 4 \cdot (\Delta t_{os})^2 \cdot B^2 \cdot \frac{P_{on}}{FKT f_m} \quad 7.21$$

Na osnovu izraza 7.20 i 7.21 zaključujemo da se smanjivanjem vremena uspostavljanja impulsa ili proširivanjem propusnog opsega sistema B, (slično kao kod FM) poboljšava odnos signal/šum na izlazu prijemnika. Međutim i ovde postoji granica u proširivanju propusnog opsega, jer se povećava i snaga odnosno napon šuma, koji u jednom trenutku postaje jednak ili veći od amplitudu impulsa. Kao prag prijema uzima se trenutak kada U_{ne} , koji kroz ulazni filter ulazi u prijemnik, dostigne 50% vrednosti amplitude impulsa U_0 . Možemo reći na kraju da se PPM često koristi u prenosu poruka, jer postoji mogućnost i način za poboljšanje odnosa S/N.

7.4 ŠUM U SISTEMIMA SA PCM

U ovom slučaju na prvom mestu nas interesuje šum na izlazu sistema i izlazni odnos signal/šum. PCM prenosni sistem smo već dali u kompletnoj blok šemi, međutim ovde nas interesuje prijemni deo sistema za prenos pa ćemo se poslužiti detaljnjem uprošćenom blok šemom prema sl.7.7.



Sl.7.7 Blok šema prijemnog dela PCM sistema

Modulišući signal $s(t)$ čija je maksimalna učestanost f_m se kvantuje tako da dobijamo kvantovani signal $s_q(t)$ koji je jednak:

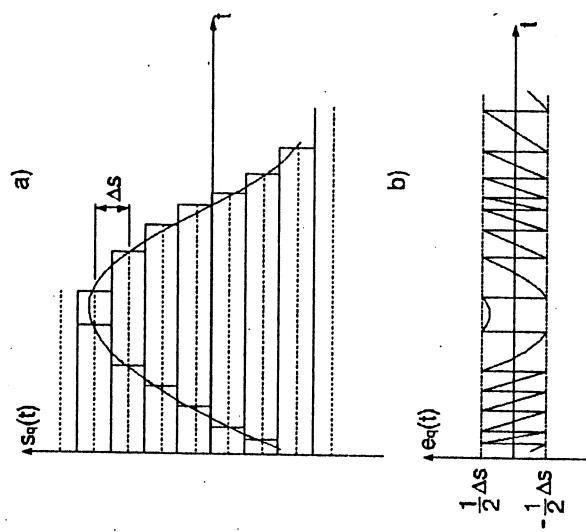
$$s_q(t) = s(t) + e_q(t) \quad 7.22$$

gde je $e_q(t)$ signal greške kvantizacije.

Kako od ranije znamo da je kvantizacija jedna od glavnih operacija u procesu dobijanja PCM signala, korak kvantizacije može biti jednak u čitavom opsegu amplituda signala (uniformna ili linearna kvantizacija) ili ako se uzimaju neravnomerni koraci, govorimo o (nelinearnoj ili neuniformnoj) kvantizaciji. Operacija kvantizacije unosi gršku $e_q(t)$ koja je tipična za ovaj proces, a greška će biti manja ili veća zavisno od broja stepenika koji se koriste u kvantizaciji.

Grečka kvantizacija u telekomunikacionoj praksi često se zove „šum kvantovanja“ jer vremenska funkcija $e_q(t)$ i njen spektar imaju sličnosti sa slučajnim šumom. Ova greška je inverzno (obrnutu) proporcionalna sa brojem koraka i jednak je: $1/2^n$. Ona prati signal od samog početka procesa, ponaša se kao šum pa se može definisati i snaga šuma kvantizacije. Srednja kvadratna vrednost

greške kvantizacije $e_q^2(t)$ naziva se srednja snaga šuma kvantizacije. Da bi digitalni prenosni sistem, u pogledu kvaliteta prenesenog kontinualnog signala (govora ili slike), bio jednak ili bolji od analognog mora se nivo šuma kvantovanja učiniti manjim od praga osetljivosti korisnika informacije (centralni nervni sistem čovekovog mozga). Na sl.7.8 prikazan je slučaj uniformne kvantizacije, pri čemu je pod a). dat vremenski oblik kvantovanog signala, dok je pod b). dat vremenski oblik greške kvantizacije.



Sl.7.8 Uniformno kvantovanje
a) Vremenski oblik kvantovanog signala
b) Vremenski oblik greške kvantizacije

Srednja snaga šuma uniformnog kvantovanja je ravna je jednoj dvanaestini kvadrata jednog kvanta pa možemo pisati:

$$P_{eq} = \left(\frac{1}{12}\right) \cdot (\Delta s)^2 \quad 7.23$$

takođe se dokazuje da je izlazna snaga signala sražmerna srednjoj kvadratnoj vrednosti signala $\overline{s_i^2(t)}$ i izračunava se na sledeći način:

$P_{si} = \overline{s_i^2(t)} = \left(\frac{1}{12}\right) \cdot q^2 \cdot (\Delta s)^2$, ako je broj kvantizacionih nivoa $q = 2^n$

dobijamo:

$$P_{si} = \left(\frac{1}{12}\right) \cdot 2^{2n} \cdot (\Delta s)^2 \quad 7.24$$

Prema tome odnos signal / šum kvantizacije na izlazu sistema je:

$$\frac{P_{si}}{P_{sq}} = q^2 = (2^n)^2 = 2^{2n} \quad 7.25$$

U realnim uslovima PCM sistemi rade sa malim verovatnoćama greške.

Na primer ako je verovatnoća pojave greške $P_e = 10^{-3}$ i ako kodna reč sadrži 10 bitova ($n=10$), to znači da će se od 100 poslatih kodnih reči u jednoj pojaviti greška. Tipične vrednosti verovatnoće greške su 10^{-5} što znači da će se u proseku greške javiti na svakih 10 000 kodnih reči. Pogrešno primljeni bit nema isti značaj na svakom brojnom mestu u kodnoj reči. Jer ako je poslednji bit bio pogrešan, na izlazu dekodera dobijeni odbirak bi se razlikovao po amplitudi od originalnog za $\pm \Delta s$, ako je pogrešan bit na predposlednjem mestu, greška je $\pm 2\Delta s$. Itd. Greška na i -tom mestu u kodnoj reči računa se na sledeći način:

$$e_i = 2^{i-1} \cdot \Delta s \quad 7.26$$

Ukupna greška nastala u prenosu signala $s(t)$ može se odrediti preko srednje kvadratne greške:

$$\overline{e^2} = \sum_{i=1}^n e_i^2 \cdot P(e_i) \quad 7.27$$

gde je $P(e_i)$ verovatnoća da će se desiti greška e_i . Pošto su greške nastale kvantizacijom i greške usled slučajnog šuma, kakav je i termički, nezavisne, srednja kvadratna vrednost ukupne greške pri prenosu PCM signala na izlazu dekodera biće:

7.5 UTICAJ TERMIČKOG ŠUMA

Mi smo u predhodnoj analizi ignorisali efekat termičkog šuma, pri izračunavanju izlazne snage koja se odnosi na šum kvantizacije na izlazu PCM sistema. Međutim pogledajmo šta se dešava u prisustvu slučajnog šuma. Slučajni šum se superponira binarnom PCM signalu a odbirci njihove sume, na osnovu koje dekoder u prijemniku donosi odluku, mogu toliko da se razlikuju od odbirka korisnog binarnog signala, da prijemnik povremeno donosi pogrešne odluke. Znači kada je prisutan aditivni šum, umesto da se primi binarna brojka 0, primiče se brojka 1 ili obrnuto. Ovo dovodi do toga da je cela kodna reč pogrešna, tako da se u dekoderu generiše, pogregšan odbirak. U krajnjem slučaju dolazi do odstupanja primjenjelog signala u odnosu na onaj koji je bio poslat. Kada je ovo odstupanje slučajnog karaktera manifestuje se kao šum.

Na primer ako je verovatnoća pojave greške $P_e = 10^{-3}$ i ako kodna reč sadrži 10 bitova ($n=10$), to znači da će se od 100 poslatih kodnih reči u jednoj pojaviti greška. Tipične vrednosti verovatnoće greške su 10^{-5} što znači da će se u proseku greške javiti na svakih 10 000 kodnih reči. Pogrešno primljeni bit nema isti značaj na svakom brojnom mestu u kodnoj reči. Jer ako je poslednji bit bio pogrešan, na izlazu dekodera dobijeni odbirak bi se razlikovao po amplitudi od originalnog za $\pm \Delta s$, ako je pogrešan bit na predposlednjem mestu, greška je $\pm 2\Delta s$. Itd. Greška na i -tom mestu u kodnoj reči računa se na sledeći način:

$$e_i = 2^{i-1} \cdot \Delta s \quad 7.26$$

Ukupna greška nastala u prenosu signala $s(t)$ može se odrediti preko srednje kvadratne greške:

$$\overline{e^2} = \sum_{i=1}^n e_i^2 \cdot P(e_i) \quad 7.27$$

gde je $P(e_i)$ verovatnoća da će se desiti greška e_i . Pošto su greške nastale kvantizacijom i greške usled slučajnog šuma, kakav je i termički, nezavisne, srednja kvadratna vrednost ukupne greške pri prenosu PCM signala na izlazu dekodera biće:

$$\overline{e_q^2} + \overline{e^2} = \frac{1}{12} \cdot (\Delta s)^2 + \frac{2^{2n} \cdot P_e}{3} \cdot (\Delta s)^2$$

7.28

pri čemu je P_e verovatnoća greške po bitu, a ona je kao što smo rekli mala tako da se usvaja obično da je $P(e_i) \approx P_e$. Uticaj slučajnog šuma, koji upada u kanal, na verovatnoću greške brzo opada sa porastom snage signala, tako da ovaj šum predstavlja sekundarni faktor u poređenju sa šumom kvantovanja. Iz pomenutih razloga, kvalitet prenesenog signala PCM sistemom, definiše odnos signal/šum kvantovanja (a ne odnos signal/slučajni šum).

Posle dekodera u prijemniku se nalazi kanalski filter koji ima graničnu učestanost f_m . Ako na ulaz filtra doveđemo kvantizirane odbirke na izlaz dobijamo rekonstruisani signal $s_i(t)$. Ovaj signal se razlikuje od originalnog za signal greške nastao kvantizacijom i signal grečke usled uticaja termičkog šuma . Prema tome izazni odnos signal/šum uključuje oba , kvantizacioni i termički, pa bi imali:

$$\frac{P_{si}}{P_n} = \frac{P_{si}}{(P_n + P_e)}$$

7.29

Ako znamo da je snaga na jediničnom otporniku ($R=1\Omega$) srazmerna srednjoj kvadratnoj vrednosti signala (ili šuma) tako da imamo:
 $P_{si} = s_i^2(t)$, $P_n = e_n^2(t)$ i $P_e = e^2$ dobijamo konačni izraz za $(S/N)_i$:

$$\frac{P_{si}}{P_n} = \frac{\left(\frac{1}{12}\right) \cdot 2^{2n} \cdot (\Delta s)^2}{\left(\frac{1}{12}\right) \cdot (\Delta s)^2 + \left(\frac{2^{2n}}{3}\right) \cdot P_e \cdot (\Delta s)^2}, \text{ odnosno}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_i = \frac{P_{si}}{P_n} = \frac{2^{2n}}{1 + 4P_e \cdot 2^{2n}}$$

Ako se uzme da je $P_e \leq 10^{-6}$ i uzmemos primer $n=8$ drugi sabirak u imenitelju u poslednjoj jednačini može se zavremeti u odnosu na jedinicu pa bi odnos signal/šum izražen u [dB] bio:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{PCM} = 10 \log(2^{2n}) = 10 \log(2^{16}) = 48 \text{ dB}$$

7.31

Verovatnoća P_e je zavisna od odnosa signal/šum na ulazu prijemnika i ako ovaj odnos padne ispod 10,5dB , P_e počinje da raste, pa veličina P_e u izrazu (7.30), počinje da obara $(S/N)_i$. Znači i u slučaju PCM postoji uticaj praga prijema tj.trenutak kada dolazi do naglog pogoršanja kvaliteta prenošenog signala.

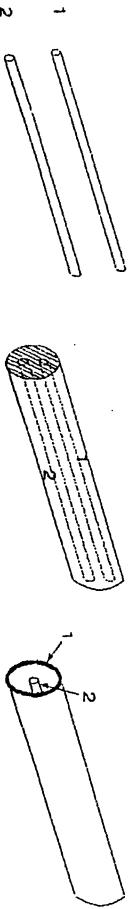
8. UPOREDNI PREGLED MOGUĆNOSTI PRENOSA SIGNALA U TELEKOMUNIKACIJAMA

Ovdje nije moguće dublje proučavanje pojedinih načina prenosa signala jer bi izašli iz okvira programa predmeta Telekomunikacije, tako da ćemo se zadržati samo na objašnjenju nekih osnovnih karakteristika sistema koji se koriste za prenos signala u telefoniji, telegrafiji, prenos podataka između korisnika i računara, kao i prenos muzičkih i video-signalima itd. Svi ovi signalni nazivaju se zajedničkim imenom-informacije. Kako je prenos informacije star koliko i ljudsko društvo, kvalitetan pomak u prenosu učinjen je razvojem u telekomunikacija. Tehnološki napredci, primena modulisanih elektromagnetskih talasa i sl. omogućili su prenos informacija na velike daljine uz maksimalno iskorišćenje mogućnosti prenosnih medija koji se koriste.

8.1 VEZE PO FIZIČKIM VODOVIMA

U ovom delu navećemo osnovne karakteristike fizičkih vodova u pogledu frekvencijskog opsega u kome se koriste, kao i osnovne razlike u karakteristikama starih konstrukcija vodova, korišćenih za analogni prenos, u odnosu na karakteristike savremenih vodova koji se koriste za digitalni prenos.

Fizički vod je sistem sa raspodeljenim parametrima i u najjednostavnijem slučaju sastoji se od dva provodnika. Po svojoj konfiguraciji fizički vod može biti: vazdušni vod, koji predstavlja dva provodnika postavljena na određenom rastojanju u vazduhu, koji služi kao izolator. Simetrični kabl (vod), je nešto složeniji tj. dva provodnika su na malom međusobnom rastojanju izolovani posebnim izolatorom (hertija, stirofleks i sl.). Koaksijalni kabl je još složenije konstrukcije. To je u suštini vod sastavljen od dva koncentrično postavljena provodnika, unutrašnji obično kružnog preseka, spoljašnji je u obliku cilindričnog omotača, a međusobno su izolovani ili vazduhom ili posebnim izolatorom. Na sl.8.1 dat je prikaz pomenutih vodova.



a)

b)

c)

Sl.8.1 - Fizički vodovi - vazdušni vod (a), simetrični kabl (b) i koaksijalni kabl (c)

Signali pruka koje se prenose fizičkim vodovima su najčešće napon i struja. U pogledu širine spektra koji se može racionalno prenosi, vazdušni vod (zavisno od vrsta materijala - čelik, bakar i sl.) je pogodan do frekvencije reda 150 kHz.

Simetrični kablovi u zavisnosti od kvaliteta izolacije dosežu kod starijih konstrukcija do graničnih frekvencija od 1 MHz, mada u novim simetričnim kablovima namenjenim za digitalni prenos granična učestanost se pomera i do deset ili petnaest MHz. Koaksijalni kablovi su u pogledu graničnih frekvencija još bolji, tako da je red veličine ove frekvencije (zavisno od konstrukcije i mesta primanja) nekliko stotina MHz.

Iz ovoga proizilazi zaključak, da se koaksijalni kabl može koristiti za prenos signala koji imaju širok spektr (multiplexni višekanalni prenos u telefoniji, prenos video-signala itd.).

Na primer, primena koaksijalnog kabla za prenos video-signala čiji je spektr širine 5MHz, zasnovana je na činjenici da je karakteristična impedansa ovog voda praktično nezavisna od učestanosti u oblasti srednjih i viših učestanosti.

Iz teorije vodova poznato je da karakteristična impedansa voda sa gubicima predstavlja odnos napoma i struje na bilo kom metru na vodu i data je izrazom:

$$Z_c = \sqrt{\frac{(r + j\omega L)}{(g + j\omega C)}} \quad 8.1$$

gde je : r - podužna otpornost (Ω/m)

g - podužna odvodnost (S/m)

L - podužna induktivnost (H/m)

C - podužna kapacitivnost (F/m)

Karakteristična impedanca je čisto otporna i nezavisna od učestanosti ako je u pitanju tzv. vod bez gubitaka tj. kada je $r=0$ i $g=0$. Ovaj slučaj nije realan, ali pri višim učestanostima uticaj članova r i g , može da se zanemari jer su ωL i ωC mnogo veći od njih. Tada dobijamo da je $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$.

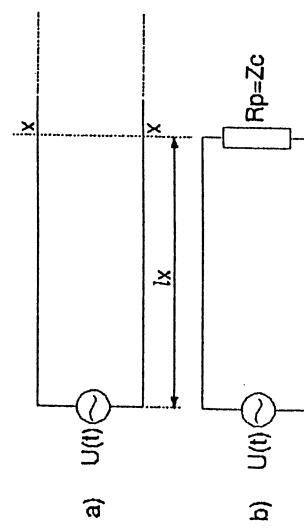
Ako izraz dat jed.8.1 napišemo u obliku: $Z_c = r_o + jX_o$, može se lako pokazati da bi izrazi za realni i imaginarni deo karakteristične impedanze

$$r_o = \sqrt{\frac{L}{C} \cdot \left(\frac{1}{2} + \left(\frac{1}{2}\right) \sqrt{1 + \left(\frac{r^2}{\omega^2 L^2}\right)}\right)} ; X_o = -\sqrt{\frac{L}{C} \cdot \left(-\frac{1}{2} + \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{r^2}{\omega^2 L^2}\right)}\right)}$$

8.2

Jed.8.2 pokazuje da je i aktivna i reaktivna komponenta karakteristične impedanse rastu sa smanjenjem frekvencije. Reaktivna komponenta je očigledno kapacitivnog karaktera, ali na višim frekvencijama ona teži nuli, tako da Z_C postaje čista otporost.

Ako se na ulaz tzv. beskonačnog voda, priključi generator signala kružne učestanosti (ω) dat izrazom $u(t) = U_m \sin(\omega t + \phi)$, nastaje proces prenosa energije duž voda (sl.8.2). Brzina prenosa duž voda obavija se brzinom približno jednakoj brzini svetlosti ($c=3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$).



Sl.8.2 - Šematski prikaz voda. Beskonačni vod (a)
Konačni vod opterećen sa $R_p=Z_c$ (b)

S obzirom na konačnu brzinu prostiranja u mnogim slučajevima se, naimae, kašnjenje signala u vodu ne može zanemariti. Usled toga struja ili napon na rastojanju lx od početka voda, kasne za fazni ugao ϕ_x , nastao usled vremena prostiranja t_x , tako da imamo: $\phi_x = 2\pi f_x l_x / c$, gde je T perioda napona $u(t)$ priključenog na početku voda.

Kada je vod konačne dužine opterećen potrošačem čija je vrednost jednak vrednosti karakteristične impedanse voda tj. $R_p=Z_c$ na vodu će prostireti tzv. direktni ili (putujući) talas. U tom slučaju talas koji se prostire (brzinom svetlosti) od početka ka kraju voda zove se direktni talas, međutim ako je vod opterećen sa $R_p \neq Z_c$, deo energije se odbija (reflektuje) od kraja i prostire se u suprotnom smjeru tj. od kraja ka početku voda, pa u vodu nastaju tzv. odbijeni (reflektovani) talas.

Ako prepostavimo da se vod dužine (l) napaja sa generatorom napona $u(t)$ i da je vod opterećen potrošačem $Z_p=Z_c$ (slučaj

priлагodenog voda), može se odrediti funkcija prenosa voda dužine (l) koja glasi:

$$H(j\omega) = e^{-(\alpha+j\beta l)} = e^{-\alpha l} \cdot e^{-j\beta l} \quad 8.3$$

gdje je α - koeficijent podužnog slabljenja, dok je β podužni koeficijent faze. Modulo funkcije $H(j\omega)$ je slabljenje na vodu i ako se koristi prirodni logaritam onda je: $a = \ln|e^{-\alpha l}| = \alpha l [N]$

Vrlo često se koriste dB pa se parametar α daje u dB/Km tako da se pri tome slabljenje a_l direktno izražava u dB. Drugi faktor određuje faznu karakteristiku voda $\theta_l(\omega) = \beta l$ odnosno karakteristiku grupnog kašnjenja na vodu: $\tau_l(\omega) = [d\beta/d\omega] = \tau_p l$, gde bi τ_p bilo podužno grupno kašnjenje izraženo u $\mu\text{s}/\text{m}$ ili $\mu\text{s}/\text{Km}$. Primećujemo iz ove analize da su slabljenje i grupno kašnjenje direktno proporcionalni dužini voda. Karakteristične vrednosti podužnog slabljenja i grupnog kašnjenja date su u tabeli T1.

Tabela T1

Tip voda	α (dB/Km)	B(MHz)	$\tau_p(\mu\text{s}/\text{Km})$
Vazdušni vod	20	0,1	1000
Simetrični kabl	10	0,5	1000
Koaksijalni kabl	5	100	100

Zapažamo iz gornje tabele da je koaksijalni kabl, i u pogledu slabljenja i grupnog kašnjenja, najpogodniji. Radi ilustracije reći ćemo da se u slučaju koaksijalnog voda bez gubitka može izračunati karakteristična impedansa pomoću izraza:

$$Z_e = \frac{138 \log \frac{D}{d}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad 8.4$$

gde veličina D predstavlja unutrašnji prečnik spojilašnjeg provodnika, a d spoljni prečnik unutrašnjeg provodnika. Ako uzmemos za primer polietilen kao izolator, čija je dielektrična konstanta $\epsilon_r = 2,6$, i ako je $(D/d) < 10$, koristeći se jed.8.4 dobili bi $Z_c < 100$. Vodove čiji je odnos $D/d > 10$ je teško izvesti, tako da su karakteristične impedanse ovih vodova u praksi ispod 100 Ω , a najčešće su između (50-75) Ω .

8.2 PRENOS PO TALASOVODU

S obzirom na evidentnu prednos digitalnog prenosa u odnosu na analogni, sa gledišta ekonomičnosti i fleksibilnosti, a posebno zbog mogućnosti regeneracije oblika digitalnog signala, budućnost prenosa svih signala je u digitalnim postupcima prenosa kroz zajedničku "integriranu" digitalnu mrežu. Magistralne telekomunikacione linije predviđene su danas za prenos nekoliko stotina hiljada telefonskih razgovora ili nekih drugih signala. Ovako velike količine informacija prevazilaze kapacitete normalnog koaksialnog kabla, bez eventualnog smanjenja rastojanja između pojačavačkih stanica, što nije ekonomski opravданo, pa se za magistralne linije sve više koriste talasovodi i svetlovodi.

Idealan talesovod je metalna cev (cilindar) pravolinijske osovine i potpuno glatke unutrašnje površine. Za talesovode kružnog preseka od bakra karakteristično je to, da je slabljenje korisnog talasa (H_0), iznad neke granične učestanosti vrlo malo i da dalje monotono opada. U praktičnim uslovima osa talasovoda neće biti po celoj dužini trase pravolinijska već će morati na nekim mestima da se zakrivljuje, što automatski dovodi do stvaranja "parazitnih" talasa na račun energije korisnog talasa H_0 . Dodatna slabljenja nastaju usled deformacija talasovoda, diskontinuiteta na spojevima ili hraptavosti unutrašnjih zidova.

Pod uticajem svih ovih faktora prosečno slabljenje po kilometru jedne praktične trase sa talasovodom unutrašnjeg prečnika $D=7\text{cm}$, u opsegu širine 70GHz , ne prelazi 2dB/Km što dozvoljava da se u tom opsegu odnosno u osam podopsega od po 9GHz svaki smesti, 300 000 kanala (telefonskih) u oba smera pri čemu je rastojanje između pojačavača - regeneratora reda (30-40) Km za razliku od slučaja običnog koaksijalnog kabla gde je to rastojanje reda 1,5 Km. Zbog strogih mehaničkih tolerancija prilikom proizvodnje i potrebe za pažljivim polaganjem, cena metalnog talasovoda računato po kilometru trase dosta je velika, tako da je sve to dovelo do dileme da li je ekonomski opravdanije korisniti talasovod, ili 20-30 parova normalnog koaksijalnog kabla, za ekvivalentni kapacitet.

Međutim za prenos energije santimetarskih talasa, sa malim gubicima od generatora (predajnika) do antene i od antene do prijemnika, kao prenosni vodovi koriste se vrlo često talasovodi. Pri istim dimenzijama talasovod omogućava prenos veće snage bez opasnosti od probija u odnosu na koaksijalni kabl. Potpuno zatvaranje (ekranizacija) talasovoda omogućava prenošenje EM energije bez gubitaka na zračenje i uticaj spoljašnjih faktora.

Nedostatak talasovoda, nemogućnost prenosa talasa proizvoljne talasne dužine. Vrednosti tzv. kritičnih talasnih dužina vezane su za dimenzije poprečnog preseka talasovoda i vrste talasa.

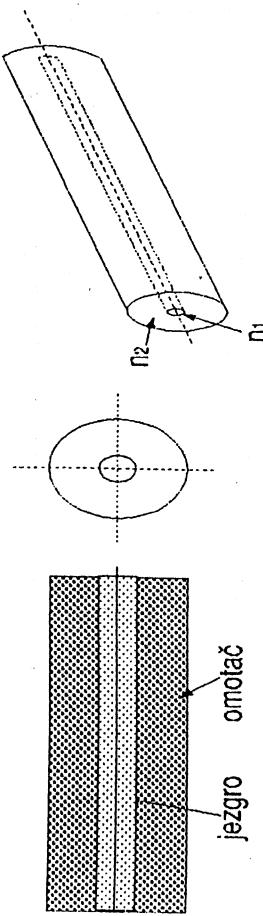
8.3 OPTIČKI VOD KAO TELEKOMUNIKACIONI MEDIJ

Posebna oblast savremenih telekomunikacija su optičke televizije, koje izučavaju prenos informacija pomocu EM (elektro-magnetičnih) talasa koji se nalaze u oblasti vidljive svetlosti ili u blizini tog opsega, pa se obično nazivaju svetlost. Optičko vlakno je u ovom slučaju savremeni telekomunikacioni medij, koji predstavlja perspektivnu alternativu za vodove.

Optički vod ili optičko vlakno ili tzv. svetlovod (fiber) predstavlja provodnik za svetlost tj. to je dielektrični talasovod za EM talase iz područja optičkih talasnih dužina $\lambda = (0,5-1,6)\mu\text{m}$ odnosno frekvencija radi $10^4 - 10^{15} \text{ Hz}$. Interes za svetlost kao nosilac poruke datira od davnina (primer korишćenja svetlosti vatre za prenos određene poruke) itd. Međutim, interes za svetlost kao nosioca poruke u telekomunikacijama javio se 1960-te godine otkrićem izvora koherentne svetlosti - lasera. Već 1970-te godine napravljen je tzv. (stakleni optički talasovod) koji je po svojim karakteristikama prevazilazio sve vrste fizičkih vodova do tada korisčenih.

U principu svetlovod je staklano vinklo homogenog indeksa prelamanja, koje provodi svetlosni zrak koji je upao duž ose vlakna. Takav svetlosni talas ne može da napusti vlakno zbog totalne refleksije svetlosti od granice prema spoljašnjem prostoru. Poprečni presek optičkog vlakna je obično kružni, reda desetog dela milimetra. Izbor materijala za vlakno je veoma važan, zbog gubitaka koji moraju biti mali, a to zahteva primenu izvanredno čistog stakla ili dielektrika druge vrste. Red veličine slabljenja stakla koje se koristi za ova vlakna je oko $0,2 \text{ dB/km}$, što je znatno manje nego u slučaju drugih već pomenućih vodova. Malo slabljenje svetlovoda je samo jedan od niza faktora koji se postavljaju pred sistem za prenos u optičkim telekomunikacijama. Kvalitet prenosa zavisi od primenjene modulacije, vreste poruke kao i od funkcije prenosa sistema. Funkcija prenosa optičkog talasovoda zavisi u velikoj mjeri od disperzivnih osobina materijala od koga se pravi vlakno, ali i od drugih parametara na koje se može uticati konstrukcijom vlakna.

Na sl.8.3 je dat uzdužni i poprečni presek optičkog voda s homogenim jezgrom i omotačem.

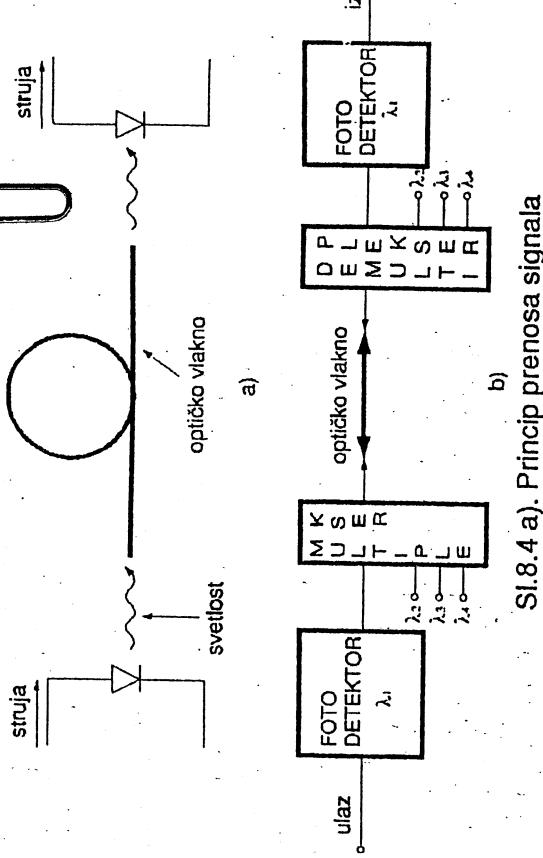


Sl. 8.3 Uzdužni i poprečni presek optičkog vlakna

Zrak koji upada duž ose jezgra vlakna sa indeksom prelamanja n_2 , prolazi najkraci put i stiže najbrže na kraj vlakna, međutim zrak koji putuje pod najvećim uglom prema osi prelazi najduži put i poslednji stiže. Ugaо pod koјим najsporiji zrak putuje kroz vlakno, određen je uslovima totalne refleksije na razdvojnoj površini jezgro - omotač. Prema tome može se reći, da u zavisnosti od ugla prema osovini svetlovoda, pod koјim izvor svetlosti šalje zrak u jezgro, nastaju tzv. talasi jezgra (nosioци korisnog signala), talasi omotača i talasi slobodnog prostora koji predstavljaju ometajuće talase. Prostiranje po više puteva izaziva izobličenje u prenosu koja su svojstvena disperzivnim sredinama.

Slabljenje korisnog talasa doprinosi pored disperzije i apsorpcija koja se javlja zbog uvek moguće nehomogenosti amorfne strukture inače hemijski čistog materijala od kojeg je napravljeno jezgro. Posledice efekta disperzije su u slučaju prenosa digitalnih signala, širenje impulsa, dok kada se radi o prenosu analognih moduliranih signala nastaje pojava izobličenja amplitudske i faze karakteristike prenosne funkcije.

Primenjujući optički televizijski sistem je ekonomična kada rastojanje izvora i korisnika prelazi 0,5 Km, što je uobičajeno u mnogim računarskim mrežama, kada su rastojanja znatno veća. Prednost ovih sistema nad fizičkim vezama su sve izraženija. Svetlovod kao što smo već pomenuli može da se koristi za prenos digitalnih i analognih signala, ali je konverzija električnog signala u svetlosni i obrnutu jednostavnija u digitalnoj tehnici, uz to digitalnim prenosom uz regeneraciju impulsa mogu se ostvariti velika rastojanja. Blok šema optoelektričnog telekomunikacionog sistema data na sl. 8.4, omogućava višestruko korišćenje jednog optičkog vlakna tj. svetlovoda.



Sl. 8.4 a). Princip prenosa signala
b). Blok šema optoelektričnog telekomunikacionog sistema

Izvori svetlosti su najčešće laseri (laserska dioda) ili svetleće diode - LED diode. Talasna dužina svetlosti ovih lasera su vezane za materijal od kog je napravljen p-n spoj. Za talasne dužine reda 1 μm, što odgovara učestanosti reda 10^{14} Hz, koristi se GaAs. Mogućnosti LED dioda su skromnije ali im je i vek duži i znatno sujeftinije. Optički izvor se obično probudi digitalnim signalom. Za manje bitske brzina do 50 Mb/s mogu se uspešno koristiti LED diode pri modulaciji svetlosnog zraka, dok laserska dioda može dobro da se koristi i pri brzinama reda 300 Mb/s. Širok propusni opseg savremenih optičkih vodova, omogućava višestruko korišćenje vlakna primenom multiplexa po talasnim dužinama, što znači da jedno vlakno prenosi više modulisanih nosilaca u jednom ili oba smera. Ovo se izvodi, kao što se vidi iz blok šeme, optičkim multiplekserima i demultiplekserima, koji su selektivni po talasnim dužinama. Na mestu prijema odnosno u prijemniku vrši se konverzija struje fotona u električnu struju, a kao detektori koriste se PIN ili lavinske foto diode odgovarajućih karakteristika. Optički vodovi su već danas u velikoj komercijalnoj upotrebi i potiskuju klasične vodove pre svega zbog mnogo veće otpornosti na smetnje, mnogo većeg kapaciteta i manjih fizičkih dimenzija. Već smo pomenuli da se EM talas može generisati (u domenu vidljive svetlosti) kao koherenti (samo na jednoj učestanosti), ali se isto tako može generisati i kao nekoherenti (sa spektrom čija širina nije zanemarljiva).

Najjednostavniji vid modulacije optičkog izvora je modulacija intenziteta (IM) tj. za svakav tip prenosa, signal poruke se može utisnuti samo u intenzitet svetlosti, odnosno vremenska promena intenziteta svetlosti predstavlja signal poruke u optičkim telekomunikacijama. IM je u opštem slučaju primenljiva za prenos analognih i digitalnih signala, međutim zbog energetskih ograničenja fiber - optičkog kanala (ogranicen dinamički opseg laserskog izvor i sl.) postoje značajne prednosti IM kada se radi o prenosu širokog spektra (distribucija video-signala) u kablovskoj televiziji, ostvaruje se korišćenjem dvostrukе modulacije - FM/M ili PPM/M. Primena FM/M omogućava poboljšanje odnosa signal/šum - (S/N), jer na primer S/N na izlazu fotodetektora dovoljna je da iznosi 33dB u slučaju FM/M, dok u slučaju rada samo sa IM ta vrednost mora biti najmanje 20% veća (oko 38,5dB).

Primena impulsne položajne (pozicione) modulacije - PPM omogućava još značajnija poboljšanja, ali po ceni značajnog proširenja frekvencijskog opsega fiber-optičkog kanala. Za ekonomičnije korišćenje vlakna, kao što se vidi na sl.8.4 moguće je ostvariti istovremeni prenos više signala iz različitih signala. To se ostvaruje multipleksiranjem na bazi korišćenja različitih optičkih nosioca za različite signale ili smerove prenosa. Ovakva vrsta prenosa sa multipleksiranjem naziva se WDM (Wavelength Division Multiplex).

Osnovne prednosti prenosa po optičkom vodu mogu se na osnovu ove kratke analize svesti na sledeće: Pokriva relativno širok frekvenčijski opseg, znatno širi od onoga koji se može ostvariti korišćenjem vodova, slabljenje po kilometru dužine je u zavisnosti od vrste vlakna (multimodno, monomodno, ili gradijantno) zнатно manje, što je pregleđeno dato u tabeli T2.:

Tabela T2:

tip vlakna	tal.dužina (nm)	pod.slabljenje(dB/Km)	b(MHz•Km)
multimodno	0,85	2,5-3,5	200-1000
gradijentno	1,30	0,7-1,5	600-1000
monomodno	1,5	0,4-0,5	10000

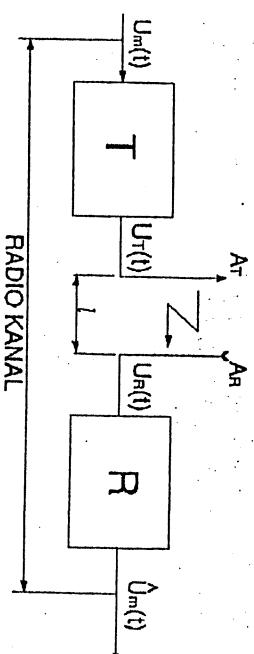
Efektivna širina propusnog opsega vlakna $B=b/l$, određuje se kao što se vidi preko podužne konstante $b(\text{MHz} \cdot \text{Km})$, a preciznije analize i dublja proučavanja ukazuju da su zavisnosti slabljenja i širine propusnog opsega nelinearne tj. da su pod.slabljenja (α) i b , funkcije dužine.

Uzimajući u obzir sve do sada rečeno, s jedne strane, i cenu optičkog sistema, s druge strane, može se utvrditi da rentabilnost ovog sistema prenosa, u odnosu na sistem koji koristi druge medije dolazi do izražaja pri velikom broju kanala. Na primer za interkontinentalne veze pri $N>10000$ kanala ovaj sistem može da bude jeftiniji od satelitskih sistema. Zbog svega navedenog predviđa se, da se u najskorije vreme, transatlantskim optičkim sistemima prenose velike količine informacija između kontinenata (preko 100000 telefonskih kanala itd.).

8.4 RADIO VEZE

Otkriće fenomena prostiranja EM talasa u slobodnom prostoru, omogućilo je prenos govora, muzike, slike (pokretne i nepokretnе), i drugih signala poruka na daljinu bežičnim putem. Radio talasi predstavljaju i osnovu svakog radiokomunikacionog i radionavigacionog sistema. Zahvaljujući radio talasima pilot je u stanju da komunicira sa kontrolom leta. Radarski sistemi na bazi korišćenja osobina prostiranja EM talasa, imaju veliku primenu u upravljanju saobraćajem (drumski, vazdušni, pomorski), u meteorologiji i sl.

Danas postoje više vrsta radio veza kao što su: radiotelegrafija, radiofototelegrafija, televizija, radiotelevizija itd. Radi veza može biti jednosmerna (Rad.fonija, TV difuzija) ili dvosmerna (obe strane imaju predajnik i prijemnik). Blok šema sistema radio veza data je na slici 8.5.



Sl.8.5 Blok šema sistema radio-veze

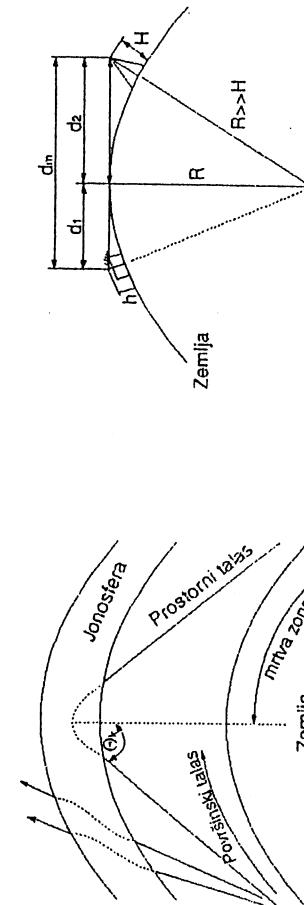
Osnovni sklopopovi u ovom sistemu veze su predajnik T, Predajna antena A_T, prijemnik R i prijemna antena A_R. Signal na ulazu predajnika U_m(t), obrađuje se na pogodan način, a radio talas šalje u prostor uz pomoć antene koja se napaja naizmeničnom strujom visoke učestanosti, koje su reda stotine KHz ili MHz. Energija EM polja koju zrači antena, prostire se brzinom svetlosti.

	Naziv talasa	Dužina talasa u slobodnom prostoru λ (m)	Frekvencija - f(MHz)	Oblast primene
1	Vrlo dugi talasi	100 000 - 10 000	$3 \cdot 10^{-3} - 3 \cdot 10^{-2}$	Radio navigacija, radiotelegrafika veza, predaja meteoroloških izveštaja
5	Dugi talasi	10 000 - 1 000	$3 \cdot 10^{-2} - 3 \cdot 10^{-1}$	Radiotelegrafska i radiotelefonska veza, radiodifuzija, radionavigacija
6	Srednji talasi	1 000 - 100	$3 \cdot 10^{-1} - 3$	Radiotelegrafska i radiotelefonska veza, radiodifuzija, radionavigacija
7	Kratki talasi	100 - 10	$3 - 3 \cdot 10^1$	Radiodifuzija, radiotelegrafija, radiotelefonija i radioamaterske veze: kosmička radioveza i sl.
8	Ultra kratki (UKT) metarski	10 - 1	$3 \cdot 10^1 - 3 \cdot 10^2$	Radiodifuzija, televizija, radiolokacija, kosmička radioveza, radioamaterska veza i dr.
9	Decimetarski	1 - 0.1	$3 \cdot 10^2 - 3 \cdot 10^3$	Televizija, radiolokacija, radiorelejna veza, kosmička radioveza i dr.
10	Santimetarski	0.1 - 0.01	$3 \cdot 10^3 - 3 \cdot 10^4$	Radiolokacija, radiorelejna veza, astroradionavigacija i dr.
11	Milimetarski	0.01 - 0.001	$3 \cdot 10^4 - 3 \cdot 10^5$	Radiolokacija i dr.
12	Radiotalasi optičkog opsega: infracrveni vidljiva svetlost ultravioletni	$1 \cdot 10^{-3} - 7.5 \cdot 10^{-7}$ $7.5 \cdot 10^{-7} - 4 \cdot 10^{-7}$ $4 \cdot 10^{-7} - 20 \cdot 10^{-10}$ (4 000 - 20A)	$3 \cdot 10^5 - 4 \cdot 10^8$ $4 \cdot 10^8 - 7.5 \cdot 10^8$ $7.5 \cdot 10^8 - 15 \cdot 10^{10}$	Kvantna radioelektronika

Iz teorije elektromagnetizma je poznato da je uslov efikasnog zračenja ili indukcije, da dimenzija antena bude reda veličine talasne dužine EM talasa. Talasna dužina i učestanost EM talasa su vezani jednakošću $\lambda = c/f$ gde je (c) brzina svjetlosti. Učestanost EM talasa mora biti dovoljno visoka da bi dimenzije odgovarajuće antene imale praktičnog smisla. Kompletan frekvencijski opseg radio talasa podjeljen je u određeni broj manjih opsega kao što se vidi u tabeli T3.

Prostiranje radio talasa zavisi od mnogih faktora od kojih su najvažnije karakteristike sredine prostiranja (ionizacija, vlažnost, temperatura itd.) i karakteristike objekata u toj sredini (površina Zemlje, šuma, zgrade itd.). kako se većina ovih parametara menja u vremenu, radio veza je vremenski zavisani sistem. Prema načinu prostiranja EM talasi se mogu podeliti na: - površinske, tj. one koji se prostiru na površini Zemlje (to su obično DT i ST).
 - Direktni ili pravolinjski talasi, to su oni koji se prostiru po liniji optičke vidljivosti (tzv.UKT talasi).

- Jonosferski, to su oni koji se prostiru do gornjih slojeva atmosfere, od (60-100)km. Ovi talasi se u ionosferi prelamsaju (reflektuju) i vraćaju na Zemlju (do velikog broja prijemnika), što je karakteristično za ST i KT.Na KT može se ostvariti veza na većim rastojanjima pri relativno malim snagama predajnika, zbog toga što prostorni talas nema velikih gubitaka prilikom prostiranja. Osim toga, ovom doprinosi i mogućnost primene dobro usmerenih antena i što prostiranje ne zavisi od reljefa između T i R. Međutim prostiranje i refleksija od ionosfere izaziva pojavu tzv. mrtvih zona na Zemlji, zamiranje signala (fading), radio echo i nestanaka veze pod dejstvom ionosferskih smetnji. Prostorni talas može da se izgubi u kosmosu i ne vrati se na Zemlju ako je upadni ugao θ veći od kritičnog ugla θ_k .



SL.8.6 a) Pojava mrtvih zona na zemljinoj površini
b) Određivanje maksimalne udaljenosti prenosa u slučaju pravolinijskog prostiranja talasa

Direktni talasi su obično UKT-talasi sa talasnim dužinama ($\lambda < 10$ m).

Ovi talasi se po pravilu ne odbijaju od jonsfere i mogu se prostirati kao površinski (prostiru se po liniji optičkog vidika). Učestanosti iznad 40MHz predstavljaju približno granicu iznad koje nema refleksije od visokih jonsferskih slojeva. Međutim EM talasi čije su učestanosti u okolini pomenute granice mogu se u izuzetnim uslovima stvarja jonsferu prostirati i na velike udaljenosti, ali su jonsferski uslovi za to vrlo retki. Kako ni ravanski ni jonsferski talasi ovde uglavnom nemaju značaja, prenos signalna na UKT-u do prijemne antene vrši se u osnovi direktnim putem, odnosno pravolinjski. Zbog toga je potrebno da predajna i prijemna antena budu u predelu optičke vidljivosti. Pri određivanju udaljenosti pretpostavljamo da između A_T i A_R nema nikakvih prepreka (slučaj morske površine), što je vrlo redak slučaj, pa za rastojanja od nekoliko desetina (Km) antene treba da su dosta visoke.

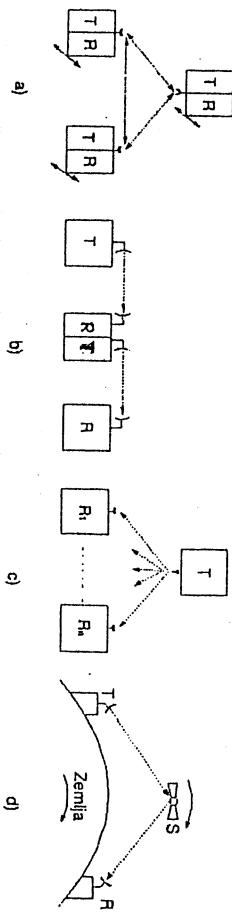
Ako je prema sl.8.6b sa H označena visina predajne antene a sa h visina prijemne antene onda je maksimalna udaljenost na kojoj postoji optička vidljivost na potpuno ravnom terenu (ravnica, more) data izrazom:

$$d_m = \sqrt{2RH} + \sqrt{2Rh} \quad 8.5$$

Do ove jednakosti se lako dolazi na osnovu slike uz korišćenje činjenice da je $R \gg H$ i $R \gg h$.

Međutim zbog različite brzine prostiranja EM talasa u pojednim slojevima atmosfere putanja talasa se malo savija ka Zemlji pa se stvarni domet dat jed. 8.5 nešto produžava iza horizonta (oko 20%) to znači da je u nekim oblastima u tzv. senci, moguć zadovoljavajući prijem signala.

Bežični prenos u postojećem frekvencijskom opsegu, i namena sistema definisani tip radu sistema. Šematski prikaz pojedinih tipova veza dat je na sl.8.7.



Mobilni sistemi radio veze su sistemi u kojima je moguća dvosmerna (simpleks) veza između svih učesnika, koji mogu biti pokretni (slučaj tzv. mobilna telefonija) i za koje se koriste neki podoposezi iz opsega KT i UKT talasa. Nepokretni radio-relejni sistemi radio veza, imaju posebnu liniju veze za svaki pravac u okviru koje se nalaze i regeneratorske (relejne stanice). Ove veze se nazivaju i usmerene radio veze, zato što se antenom pokušava postići što veće usmerenje zračenja ka drugoj anteni (prijemniku). Za ove sisteme koriste se UKT talasi koji se prostiru direktno.

Difuzni prenos ostvaruje jednosmernu (simpleks) vezu između jednog stacionarnog predajnika i velikog broja pokretnih ili nepokretnih prijemnika. Satelitske radio veze mogu biti radiorelejne (veza između dve tačke na Zemlji posredstvom satelita) ili difuzne kada se pokriva jedna čitava teritorija sa radio i TV programom. I za ove veze se koristi određen podopseg UKT područja.

Modulisan signal $u_T(t)$, (sl.8.5) na izlazu predajnika i prijemni signal $u_R(t)$ na ulazu u prijemnik, u slučaju radio prenosa, su po pravilu uskopojasni tj. njihov spektar širine B se nalazi u okolini učestanosti nosioca f_0 , pri čemu je $f_0 \gg B$.

Kako radio talas pri prenosu između T i R slabti, vrlo često se sa stanovišta slabljenja definiše odnos snage primljenog i emitovanog signala i izračunava u dB:

$$n_i = 10 \cdot \log \left(\frac{P_R}{P_T} \right) \quad 8.6$$

Može se pokazati dalje da je ovo jednak:

$$n_i = G_{AT} - \log \left(\frac{4\pi l}{\lambda} \right) - a_l + G_{AR} \quad 8.7$$

gde je: - G_{AT} - pojačanje predajne antene u pravcu prijemne

- G_{AR} - pojačanje prijemne antene

- a_l - slabljanje u datom pravcu na rastojanju (l) u realnim uslovima u odnosu na prostiranje u slobodnom prostoru.

Ovo slabljenje zavisi od konfiguracije zemljiska i trenutnog stanja vlažnosti, čistote ili temperature atmosfere.

Drugi član u poslednjoj jednačini predstavlja slabljenje u slobodnom prostoru na rastojanju (l) za EM talas čija je talasna dužina (λ).

Sl.8.7-a) Mobilne radio veze b) Radio-relejne veze
c) Difuzne radio veze d) Satelitske veze

Pravac prostiriranja EM talasa u dатој тачки у простору око антена, и
густина флуksa снаге, одређен је помоћу изв. Pointingovog вектора P:

8.5 MIKROTLASNE RADIO-RELEJNE ВЕЗЕ

$$\vec{P} = (\vec{K} \times \vec{H}) \quad 8.8$$

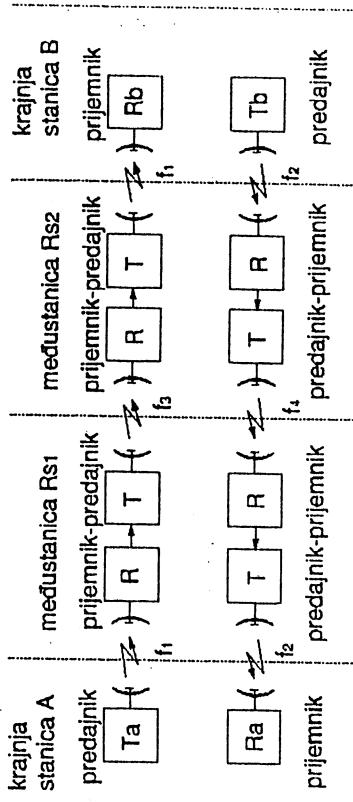
где је \vec{K} вектор електричног поља, а \vec{H} вектор магнетног поља. На доволјном растојању од емисионе антене у слободном простору однос: $(K/H) = 120\pi(\Omega)$ назива се таласни отпор слободног простора.

Ако се електро-магнетно поље посматра на великом растојању од антене, вектори електричног и магнетног поља се увек налазе у равни нормалној на смер простирања. Поляризација радио таласа је одредена правцем вектора \vec{K} , а правац овог вектора зависи од положаја антене. Ако су елементи на пример (TV антена) у вертикалном смеру, за антenu се каže да је вертикално поларисана, или ако су елементи антене у горизонталном смеру за антenu се каže да је горизонтално поларисана. Вертикална антена емитише вертикално поларизован радио талас, а горизонтална антена горизонтално поларизован талас. У најопштијем случају радио талас може имати изв. елиптичну поляризацију при којој врх вектора \vec{K} опишује елипсу, дакле при којој вектор електричног поља менja величину (интензитет) и угајсону брзину зависно од времена. Када је однос велике и мале осе елипсе бесконачан или се каže да је изв. аksijalni однос jednak јединici).

У случају линеарне поляризације вектор \vec{K} задржава константан смер, а менja само интензитет. Redovno se сmer линеарне поляризације дефинише према Земљи (да би znali да ли је вертикална или горизонтална поляризација). При круžној поляризацији велičina вектора \vec{K} оставља константна, али му се менja смер tj. он ротира константном угаоном брзином. Круžna поляризација примењује се ако се жели остварити веза између два покретна објекта, који могу имати прозволјну међусобну оријентацију у простору (случaj Zemље и сателита када је само једна оса стабилна). У том случају moraju обе стране имати круžnu поляризацију, или једна круžnu, а друга линеарну, стим што тада nastaju gubici zbog nejednakih polarizacija.

Prenos signala беžičним путем на врlo visokim frekvencijama nosioca, omogућава коришћење широког frekvenciskog opsega (B=100MHz, kada je frekvencija nosioca $f_0=10GHz$) u коме се може smestiti vrlo veliki broj (telefonskih, telegrafskih, televizijskih, itd.) kanala. Kvalitet prenosa na ovim tzv. hiperfrekvencijama je moguće ostvariti jer je uticaj industrijskih ili atmosferskih smetnji smanjen. Uredaji za rad na hiperfrekvencijama imaju mali nivo sopstvenog šuma. Kod pojačavača na ovim učestanostima nivo šuma je reda 0,1dB, па баш захвалjujući ovome mogu se dostići i kosmička prostranstva. Vrlo често се, када је $\lambda < 25cm$, ове везе називају или mikrotalasne везе или везе на hiperfrekvencijama.

Mikrotalasni radio-relajni linkovi спадају у групу усмерених веза, jer se информација преноси до тачно одређеног корисника на пример у телевизiji TV studio - TV predajnik или reportažna kola - TV studio. Ове везе у себи обухватају микроталасни предајник, пријемник, предајне и пријемне антene и друге помоћне склопове. У овим везама искључivo се користи директни талас, па zbog тога предајна и пријемна антена, морају да се налазе на линији оптичке видљивости. Да би rastojanj (оптичка видљивост) bila veća predajnici se kod stacioniranih веза postavljaju na brdskim ili planinskim vrhovima. Основна структура једна radio-relejne везе која radi na hiprefrekvencijama prikazana je blok šemom na sl.8.8.



Sl.8.8 - Blok šema radio-relejne везе за рад у duplexu

Zbog vrlo male talasne dužine EM таласи poseduju osobine светlosti, простиру се правolinjski и могу се ефикасно преламati, рефлектовati и формирati uzani snop. Postoje, поред поменутih, i други razlozi koji su doprineli izboru ovako visokih učestanosti u подручју mikro talasa, za rad linkovskih веза. Na prvom mestu, zbog male

vrednosti talasne dužine smanjuju se dimenzije elemenata ovih veza (antena, talasovod itd.). Na ovako visokim učestanostima mogu da se realizuju antene za koje lako reći važi princip geometrijske optike. Antene su paraboličnog oblika sa zračnim elementom u žiji paraboličnog reflektora.

Posmatrajući blok šemu sa sl.8.8 zapažamo da se veza između krajnjih stanica (A) i (B) ostvaraju uz pomoć dve relejne stanice (R_{S1}) i (R_{S2}). Sama stanica sastoji se od radio predajnika, radio prijemnika, antene i drugih pomoćnih stepena. Radio signal preduzme antene stanice (A), zrači se preko predajne antene i prima prijemnom antenom relejne međustanice R_{S1} . Primljeni radio signal pojačava se u R_{S1} i zrači sa promjenjenom frekvencijom preko predajnika i antene iste stanice ka relejnoj međustanici R_{S2} . Na sličan način se ostvaruje veza ka drugoj krajnjoj stanici (B). Posmatrani proces se obavlja u oba smera tako da je radio-relejna veza duplexna. Promena frekvencije u toku prenosa izvodi se u cilju smanjenja smetnji.

Stroži zahtevi u pogledu kvaliteta prenosa kao i sve širi opseg neophodan za višekanalni prenos u telefoniji, a naročito u televiziji, uslovili su korišćenje UHF opsega, 300-3000 MHz ili tzv. decimetarske talase, odnosno SHF (super visoke učestanosti) opseg 3000-30000 MHz ili tzv. santimetarske talase.

Primena mikrotalasa ukazuje istovremeno i na neke njihove nedostatke. Na mikrotalasnim radio-relejnim vezama uređaji su složeniji. Ako se radi u dupleksu svaka krajnja stanica sadrži prijemnik i predajnik, a sve međustanice po dva prijemnika i dva predajnika. Pored toga na ovim vezama je veća verovatnoća nastajanja dubokih isčešavanja polja na mestima prijema (fading). To isčešavanje može biti tako veliko da je vrlo često pri projektovanju mikrotalasne RR veze potrebno predviđiti manje rastojanje između međustanica nego što je to slučaj na vezama ostvarenim u niže frekvenčijskim područjima. Srednje dužine pojedinih deonica su između 50 i 70 Km. Sigurnost u radu radio-relejnih sistema često se rešava postavljanjem rezervnih, aktivnih uređaja, koji su identični onim glavnim, ali rade na drugom paru učestanosti.

Sam termin radio-relejne veze potiče iz anglo-američke literature (relay-smena) i ukazuje na činjenicu da je u pitanju veza sa zamjenom signala; slab signal se pojačava (zamenjuje jačim), a potom emituje ka krajnjoj stanici.

Postedstvom ovih veza moguće je postići kvalitet prenosa koji odgovara kablovskom, pod uslovom da se primeni takav sistem modulacije koji obezbeđuje širi frekvenčijski opseg nego što frekvenčijski opseg koji zauzima spektar modulisanog signala. Sistem modulacije koji to omogućava je FM.

Sistemi sa FM koriste se za prenos velikog broja telefonskih kanala, prenos TV signala ili za istovremeni (multipleski prenos) telefonskih kanala i TV signala kao i za prenos radarskih informacija i sl.

Pored stacionarnih RR veza, postoje i mobilne RR veze koje se naročito koriste za prenos TV signala od reportažnih kola (prilikom snimanja na stadionima, mitinzima i sl.) do matičnog TV centra. Izbor radio kanala bilo kod stacionarnih ili mobilnih veza nije sasvim sloboden. S obzirom da su mreže RR veza veoma razvijene i da povezuju mnoge zemlje, CCR je dao preporuke koje se odnose na plan frekvencija radio kanala. Držeći se tog plana, moguće je spojiti uređaje različitih proizvođača.

Sve vrste signala ne ponašaju se isto u pogledu uticaja raznih vrsta izobličenja. Na primer, multiplexni (telefonski) signal naročito je podložan uticaju amplitudnih izobličenja, dok je TV signal osetljiviji na nastajanje faznih izobličenja, naročito ako se radi o televiziji u boji.

Zbog svega rečenog, uređaji u radio-relejnim sistemima se često konstruišu prema vrsti signala koji će se prenosi.

Na sl.8.9 dat je jedan primer prenosa TV signala od reportažnih kola do glavnog TV centra, kada sistem radi u opsegu (2,30-2,65)GHz. Kapacitet jednog kanala je jeftan video i dva tonska signala. Sistem veza radi na principu korišćenja frekvenčijske modulacije.



Sl.8.9 - Blok šema prenosa signala tona i slike od reportažnih kola do TV centra

Reportažna kola predstavljaju pokretan TV studio i služe za formiranje TV signala sa mesta događaja (stadion, dvorana itd.) koji se preko pokretnih linkova, preko terminala, prosleđuje do dijuznog predajnika. Kao što se na blok šemi vidi, video signal i audio signali se vode iz reportažnih kola u mikrotalasni predajnik čiji je kapacitet prenosa, video + 2 tonska signala.

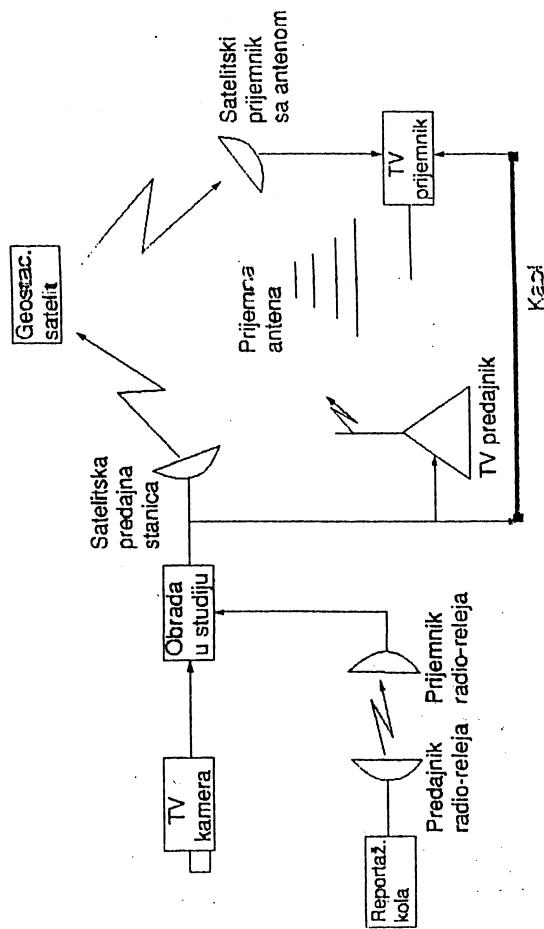
U predajniku se vrši prebacivanje TV signala iz njegovog osnovnog opsega u opseg visokih učestanosti putem FM, da bi se mogao posredstvom EM talasa preneti do željenog mesta. Red veličine snage predajnika je (5-10)W.

Kod mobilnih veza koriste se više vrsta antena kao što su helikoidne, parabolične i levkaste - horn antene. Najviše se koriste

parabolične jer imaju naveće pojačanje (oko 30dB) i usmeren dijagram zračenja. Polarizacija talasa je obično linearna i to horizontalna ili vertikalna. Da bi se obezbedio što bolji prijem signala potrebno je da prijemna antena bude precizno usmerena ka predajnoj.

Zadatak prijemnika je da prijemne signale pojača na dovoljan nivo i demoduliše, tako da na njegovom izlazu dobijemo TV signal u njegovom osnovnom opsegu, i dva signala tona. Ovi signali se dejje vode u TV centar, tačnije u kontrolnu sobu - MASTER, gde se vrši glavna kontrola kvaliteta signala.

Kvalitet ovih signala na izlazu iz prijemnika određen je odnosom signal / šum. Jedan primer različite vrste prenosa signala uključujući i radio-relejne veze, u televiziji, dat je blok šemom na sl.8.10.



Sl.8.10 - Uprošćena funkcionalna blok šema prenosa TV signala

Zapažamo da signal TV kamere dolazi u studio koji je opremljen odgovarajućim uređajima, za obradu TV signala i njegovu pripremu za prenos ili ka difuznom TV predajniku ili ka satelitskoj predajnoj stanicici. Prenos signala od studija (do TV predajnika), može biti izveden pomoću kablova ili radio-relejnim vezama. Od reportažnih kola do studija (TV centra) signal prenosimo RR vezama. Signal od studija do TV prijemnika može se prenositi ili kablovski (slučaj tzv. kablovske televizije) ili difuzijom, putem EM talasa. Na kraju za ostvarivanje većih dometa i pokrivanja što većih područja TV programom, veza može biti ostvarena uz pomoć geostacionarnih satelita (slučaj tzv. satelitske televizije).

Na kraju treba reći da su nova odkrića iz oblasti prostiranja radio talasa, kao što je korišćenje efekata troposferske difrakcije dovela do razvoja uređaja koji za razliku od predhodnih, mogu da rade na vezama bez optičke vidljivosti i na znatno dužim deonicama (200-400)Km. Ovde se koriste antene sa velikom paraboloidnim reflektorom čiji je prečnik otvora i do 35m, zračenje je jako usmereno, a antene su postavljene pod odgovarajućim elevacionim uglom, ka troposferi. Snage predajnika koji rade u domenu mikrotalasa su od nekoliko stotina vati do nekoliko desetina kolovata (oko 50kW).

Ovakav način prenosa izvodi se preko mora i nepristupačnih terena, a najčešće se prenose multipleksni telefonski i televizijski signali.

8.6 SATELITSKE VEZE

Konvencionalne metode za prenos signala televizijske slike, telefonskih signala, telegrafskih signala i mnogih drugih, su relativno zastarele, kada se radi o vezama na velikim daljinama. Prikolom izgradnje radio i TV predajnika kao i repetitorskih stanica radio-relejnih predajnika, nastoji se da oni budu na što većoj visini kako bi se povećala dužina optičke vidljivosti, a smanjio broj repetitorskih međustanica. Kada se radi o vezama na većim udaljenostima (više hiljada kilometara), i poređ svega gore rečenog, potreban je dosta veliki broj međustanica na trasi. Smanjenje broja međustanica može se postići ako se one postavljaju na još većim visinama pa se na taj način došlo do ideje da se repetitorske međustanice postave na veću visinu tj. u orbitu Zemlje tako su nastale satelitske veze koje pripadaju posebnoj oblasti telekomunikacija - satelitskim telekomunikacijama.

Prenos posredstvom satelita može biti ostvaren kao fiksna satelitska veza, satelitska radio difuzija, mobilne satelitske službe, pomorske i aeronautička satelitska služba. Sateliti koji služe za prenos jednog programa namenjenog zemaljskim radiodifuznim mrežama, spada u tzv. telekomunikacione ili fiksne satelitske veze.

Radiodifuzna satelitska služba obuhvata radio i televiziju, i spada u specijalne službe kod kojih se signal emituje, ili reemituje refleksijom, sa objekta (satelita) koji je u putanji oko Zemlje, a signal je namenjen prijemu velikog broja korisnika.

Osnovni kriterijumi izbora frekvencija za satelitske i ostale komunikacijske službe vezani su za dva aspekta. Upotrebljavana frekvencija mora da obezbedi najmanje smetnje drugim službama koje se tim frekvencijama ili područjima koriste, i s druge strane stoji i zahtev da

se koristi frekvencije koje su fizički i tehnički pogodne za tu vezu. Naime sa aspekta fizike, očigledno je da odabранe frekvencije na kojima se radi, moraju osigurati vezu kroz zemljinu atmosferu tj. troposferu i jonsferu, koje za signale ovih frekvencija moraju biti transparentne.

Kod satelitskih veza nezavisno od toga koje su veze u pitanju, ako je jedna od tačaka Zemlja, posebno je kritičan deo veza satelit - Zemlja, zbog ograničenih mogućnosti satelitskih antena i ograničenih snaga zračenja. Zbog toga za ostvarivanje potrebnog odnosa S/N (signal/šum), jedini faktor na koji se može uticati je zemaljska stаница за prijem signala sa satelita (antenski sistem, prijemnik, kao i način obrade signala tj. modulacija-demodulacija).

S obzirom na današnju tehnologiju izrade malošumnih ulaznih pojačavača, postaje sve aktuelniji šum koji potiče od antenskog sistema. Praktično pri emitovanju, najveći deo dijagrama zračenja usmeren je prema raznim objektima na Zemlji, pa šum antene potiče od tih izvora sa Zemlje.

Kako su svi ti objekti praktično na temperaturi okoline to antenu kao sekundarni izvor šuma možemo predstaviti otporom.

Antene zemaljskih stanica moraju biti jako usmerene, kako bi se kompenzirala relativno mala usmerenost antenskog sistema na satelitu. Na sl.8.11. data je blok šema jedne dupleksne veze ostvarene posredstvom satelita između zemaljskih stanic A i B.

Poruka u vidu signala $s_1(t)$ dolazi na ulaz modulatora M_1 , gde se frekvencijski moduliše nosilac f_1 . Modulisani signal se pojačava po snazi u predajniku T_A i zrači antenom A_{a1} ka satelitu, pri čemu je energija skoncentrisana u snop. Snaga ovog zračenja je reda desetine vati. Antena A_s na satelitu prima ove signale pa ih preko filtera za pravac (FP) dovodi na ulaz u transporder. Signal se pojačava u prijemniku R_{sa} , a potom se menja frekvencija sa f_1 na f_2 . Tako izmenjen signal nosilac dolazi u predajnik T_{sa} , a potom, preko filtera za pravac (FP) na antenu A_s koja zrači signal u vidu EM talasa ka Zemlji. Ovi talasi dolaze do prijemne antene A_{b2} u stanicu B, pojačavaju se u prijemniku R_b i demodulišu u demodulatoru D . Na izlazu demodulatora dobijamo opet poruku u vidu signala $s_1(t)$. Na isti način prenosi se poruka od B ka A, s tom razlikom što su sada frekvencije nosioca f_3 i f_4 .

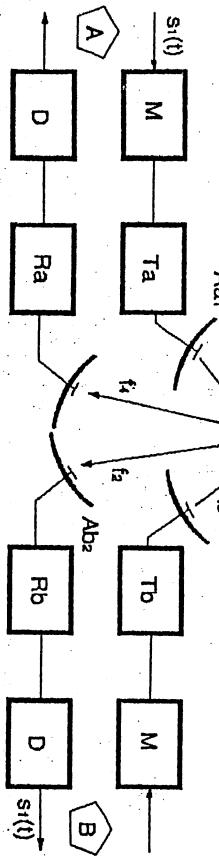
Ograničene energije izvora na satelitu (solarnе baterije, hemijski izvor), jonsferska refleksija i apsprekcija, kao i povremeni potpuni prekid radio veza izazvani povećanjem indeksa ionizacije jonsfere pri tzv. jonsferskim birama, nameću upotrebu isključivo UKT talasa za vezu između Zemlje i satelita. Ovo znatno usložjava izradu svih elemenata predajnika i prijemnika jer se ne koriste klasični elementi iz elektronike već specijalni elementi mikroelektronike.

I pored svega, rad na visokim frekvencijama ima svojih prednosti. Pored ranije pomenutih, na UKT području je moguće projektovati antenske sisteme malih dimenzija, s posebnom odlikom da mogu da zrače energiju u strogo definisanim pravcu ili absorbuje energiju iz određenog pravca. Ovakve karakteristike UKT antena omogućavaju upotrebu predajnika relativno male snage.

8.7 ANTENE UKT PODRUČJA

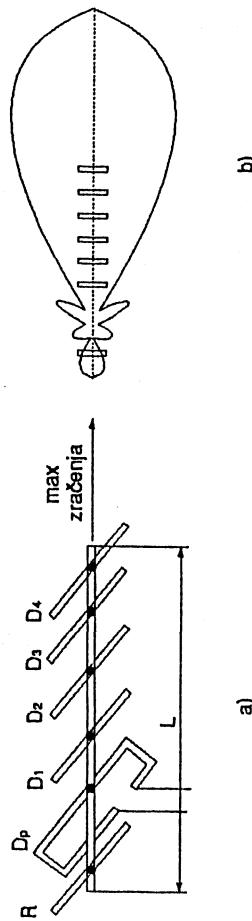
UKT područje se nalazi između područja koje pripada kalsičnoj radio tehnici i optičkom području. Zbog toga će ove antene sadržavati karakteristike oba susedna područja tj. moguće je u konstrukciji ovih antena koristiti tehniku običnih radijatora, koja važi u konstrukciji antena u području klasične radio tehnike, a i tehniku usmerenog zračenja koja pripada području optike.

Antene su uređaji za predaju (emisiju) i prijem EM talasa. Jedna ista antena može biti korišćena bilo za predaju bilo za prijem EM talasa, pri čemu njeni osnovni parametri ostaju neizmenjeni (to je tzv. reverzibilno svojstvo antene). Usmerene antene koje se koriste na UKT području mogu biti proste i složene. Složenije se sastoje iz jednog aktivnog elementa - dipola, koji se napaja iz generatora (izlazni stepen predajnika) i



Sl.8.11 Blok šema jedne dupleksne satelitske veze

više pasivnih elemenata koji se ne napajaju. Primer usmerene antene za oblast UKT metarskog područja tzv. jagi antena, dat je na sl.8.12.

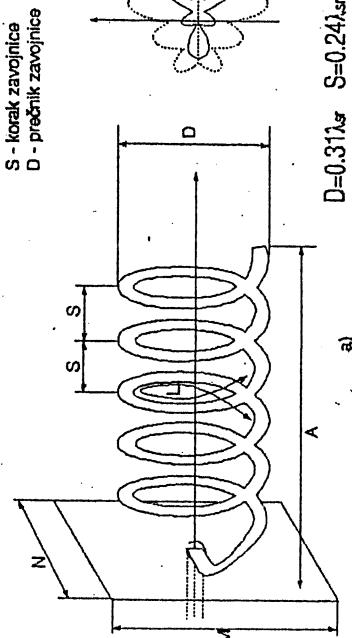


Sl.8.12 a) jagi antena sa 6 elemenata
b) dijagram zračenja jagi antene

Aktivni elemenat antene je dipol (D_p) dok se pasivni elementi nazivaju direktor (D) i reflektori (R). Reflektor je smešten iza aktivnog elementa na rastojenju $\lambda/4$ (gde je λ -srednja talasna dužina talasa koji se emituje ili prima). Direktori su smešteni ispred dipola na rastojanju $(0,34\text{--}0,35)\lambda$ jedan od drugog.

Za prenos energije u oblasti decimetarskih UKT talasa, najčešće se koriste helikoidne (spiralne) antene. Da bi se postiglo zračenje u jednom smjeru, koriste se pločasti reflektori, čija je dimenzija približno $0,8\lambda$, gde je λ srednja talasna dužina. Dužina je obično približna talasnoj dužini.

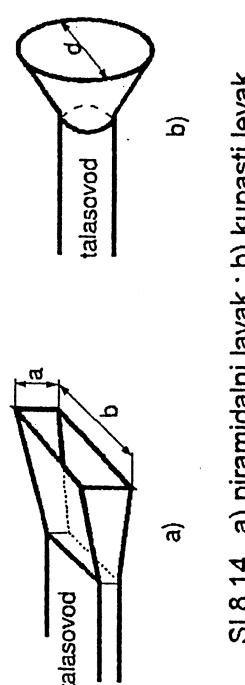
Helikoidna antena je nesimetrična, za razliku od antene sa tzv. savijenim dipolom koja je simetrična. Izgled ove antene dat je na sl.8.13.



Sl.8.13 - a) helikoidna antena ; b) dijagram zračenja ove antene

Ove antene spadaju u grupu širokopojasnih antena i odlikuju se time da zadizavaju karakteristike usmerenosti pri promeni frekvencije radio talasa za 25% od srednje učestanosti za koju je dimenzionisana. Pojačanje spiralne antene se povećava sa brojem zavojaka. Pomenute osobina spiralne antene omogućavaju njenu primenu u sistemima veza kod kojih se često javlja potreba za promenom radne učestanosti, a to je slučaj kod radio veza specijalnih službi.

U slučaju tzv. levkastih antena, kao elemenat za zračenje (radijator) može se koristiti i otvoreni kraj (bilo kružnog bilo pravougaonog) talasovoda. Zračenje EM talasa iz otvorenog kraja talasovoda objašnjava se time što u otvoru postoji nazemnično EM polje, a dimenzije tog otvora su reda talasne dužine. Sam talasovod nije pogodan kao radijator jer nema prilagođenja tj. direktni talas se reflektuje od otvorenog kraja, i drugo dijagram zračenja je dosta širok. Da bi se suzio snop zračenja treba povećati dimenziju zračećeg otvora, ali pri tome zadržati (sačuvati) sifaznost polja u njemu. Ovo se može postići ako se na otvoreni kraj talasovoda priključi ljkasta antena.U zavisnosti od oblike levka (konusni, piramidalni) zavisi da li će pobuda biti okruglim ili pravougaonim talasovodom, što se vidi na sl.8.14.



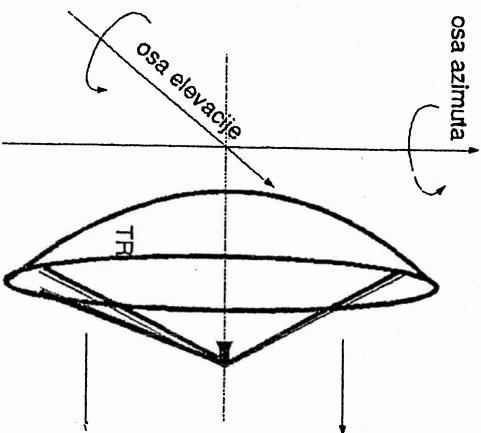
Sl.8.14 a) piramidalni lavak ; b) kupasti levak

Levkasta antena funkcioniše slično kao i talasovod koji zrači. U otvoru levka javlja se približno sifazno polje, pa se ovaj otvor može smatrati višestrukom sifaznom antenom, i može se koristiti kao radijator kod paraboličnih antena.Dobre osobbine levkaste antene su jednostavna konstrukcija,mali gubici prilikom zračenja i znatna širina propusnog opsega.

Antene sa paraboličnim reflektorom ili parabolične antene,predstavljaju osnovnu vrstu antena u području santometskih talasa,mađa se mogu koristiti i u decimetarskom području.Odlikuju se: oštrom usmerenošću u jednom pravcu i zato su našle veliku primenu u radio-relejnim vezama,radarskim sistemima za sigurno određivanje lokacije aviona pri njegovom sa Zemljom kontrolisanim spuštanju na aerodrom i sl.,satelitskim vezama itd.

U zavisnosti od napajanja, mogu se postići relativno široki opsezi učestanosti,a u zavisnosti od dimenzije dobici se kreću od 20 dB do 60 dB.

Parabolicna antena se sastoji iz zračećeg elementa tj.radijatora i reflektora. Kao radijator koristi se dipol na nižim frekvencijama,ili levak antena na višim frekvencijama.Reflektor je izrađen od punog ili perforiranog lima u obliku rotacionog paraboloida što se vidi na sl.8.15.



Sl.8.15 Antena sa parabolicnim reflektorom

Rotacioni paraboloid je otvorena prostorna površina koja se dobija obrtanjem parabole oko sopstvene ose.Perforacija se vrši zbog smanjenja uticaja udara veta,a dimenzije otvora (rupa) na limu moraju biti manje od četvrtine srednje talasne dužine za koju je antena konstruisana.U žži reflektora nalazi se radijator (kada se radi o predajnoj anteni) ili prijemni levak za prijem EM talasa (kada se radi o prijemnoj anteni).Radijator postavljen u žži zrači EM talase koji padaju na površinu reflektora,a reflektovani talas se prostire u snopu平行 osi antene.Ako bi zamisili da je radijator tackasti izvor tada će svи reflektovani talasi doći na ravan otvora paraboloida sa jednakim fazama jer prelaze iste puteve.Ravan otvora je tada tzv.sinfazna ravan.Pošto kod realnih antena,dipol ili levak kao elemenat zračenja imaju određene fizičke dimenzije,ravan otvora paraboloida neće biti strogo sinfazna.Na višim frekvencijama dimenzije radijatora su manje pa se više približavamo idealnoj sinfaznoj ravni.

Svaka antena ima neke osnovne osobine koje šine da se jedna antena razlikuje od druge. Parametri bilo koje antene su impedans,a antene,dijagram zračenja (u slučaju predajne antene) ili dijagram

usmerenosti (kod prijemne antene),ugao snopa zračenja,frekventni opseg pojačanje,efektivna površina i odnos napred - nazad.

Karakteristike antene od praktičnog značaja kada se radi o prijemu signala su: moć absorbovanja energije, direktivnost i impedansa antene. Maksimalna energija koju antena može absorbovati iz EM polja zavisi od njene efektivne površine S_{ef} , pri čemu je efektivna površina direktno zavisna od pojačanja antene.

Pojačanje antene se definisce pomoću jedne fiktivne antene tačkastog oblika,koja zrači podjednako u svim pravcima u prostoru (tzv.izotropna antena). Sada se pojačanje svake realne antene definise kao logaritamski odnos napona na ispitivanoj anteni i napona na referentnoj anteni kada se obe nalaze u istom EM polju.

$$g=20\log(U_{isp}/U_{izo}) \text{dB} \quad 8.9$$

Pojačanje izotropne antene je po definiciji $g=0$ dB.Idealna efektivna površina antene (za slučaj paraboloida) $S_{ef} = \left(\frac{D^2\pi}{4}\right)$,predstavlja površinu otvora paraboloida,međutim stvarno je nešto manja,jer radijator u žži nije beskonačno malih dimenzija,i intenzitet obasjavanja parabole nije isti po celoj površini.Uzima se da je $S_{ef}=(0,5-0,65)\frac{D^2\pi}{4}$. Efektivna površina antene i brojčana vrednost pojačanja (G) su povezani relacijom:

$$S_{ef} = G \cdot \left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right) \quad 8.10$$

Na osnovu zadnjeg izraza sledi:

$$g = 10 \cdot \log[G] = 10 \cdot \log \left[\frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S_{ef} \right] \quad 8.11$$

Ako bi uzeli slučaj da je efektivna površina 56% geometrijske površine uz frekvenciju koja je reda (GHz) dobili bi praktični obrazac za pojačanje u dB.

$$g=20\log D + 20\log f + 17,869 \text{ (dB)} \quad 8.12$$

Na primer ako bi uzeli da je: $D=26m,f=4GHz$,dobili bi vrednost pojačanja $g=53,21$ dB.

Ugao zračenja ili širina snopa zračenja parabolične antene za(-3dB), ili pada snage zračenja na polovinu u odnosu na snagu u pravcu max. zračenja, izračunava se pomoću izraza:

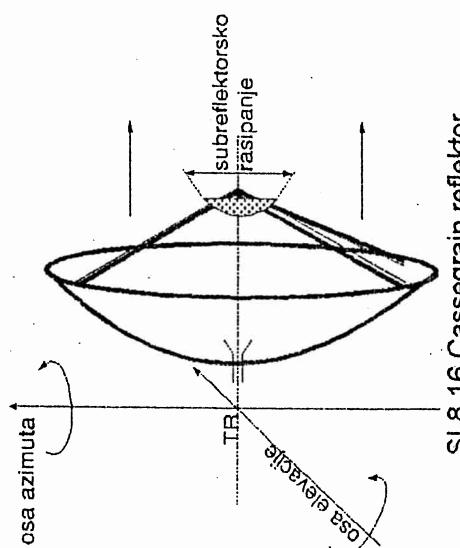
$$\theta = \frac{\lambda}{D} (\text{rad}) = 57,3 \frac{\lambda}{D} (\text{°}) \quad 8.13$$

ako je f (GHz), a D (m) dobija se: $\theta = \frac{17,19}{f \cdot D}$ (°). Dijagram zračenja se obično daje od strane proizvođača.

Odnos napred - nazad pokazuje koliko neka antena bolje prima iz smera maksimalne usmerenosti (iz smera napred), nego li iz smera 180° prema ovom prvom (iz smera nazad). Odnos napred-nazad se daje ili kao neimenovan broj ili u decibelima, i kod ovih antena dostiže vrednost i do 65 dB, što ih čini pogodnim za obezbeđenje predaje u dva suprotna pravca na istim frekvencijama.

8.8 CASSEGRAIN - ANTENA

Za standardni tip velikih antena koje se danas koriste zadržao je kao bazu za refleksiju rotacioni paraboloid. Za napajanje koristi se iz optike poznati sistem Cassegrain (sl.8.16). Ispred žiže glavnog reflektora, kod ove antene, postavlja se dodatni konveksni hiperbolični reflektor (subreflektor). Ako se ovaj pomoćni reflektor postavi tako da njegova žiža odgovara emisionom centru elementa koji zrači (radiator), onda će prema zakonima geometrijske optike biti korektno izvršena fazna promena smera prenosa energije koju zrači radijator.



Sl.8.16 Cassegrain reflektor

Primena ove vrste antena je tamo gde se energija mora usmeravati sa što manjim rasipanjem, na različitim frekvencijama uz mogućnost dvostruke polarizacije. Nedostatak, zbog dvostrukе refleksije smanjeno ukupno pojačanje antene. Treba ovde dodati, da poteškoće i dodatni problemi nastaju kod velikih zemaljskih stanica gde konstruktivno treba predvideti mogućnost promene smera ose antene po horizontali i vertikali u vrlo širokim granicama.

Kao ilustraciju, možemo navesti primer savremenog antenskog sistema u Ivnjici, koji radi u sistemu INTELSAT, sa glavnim reflektorm prečnika 32m i pomoćnim prečnika 2,9 m.

8.9 ŠUM ANTENE

Termički šum je pojava karakteristična za sve sisteme čija je apsolutna temperatura veća od nula stepena Kelvinovih. Takođe je poznato da je raspoloživa snaga izvora termičkog šuma bice data srazmerna njegovoj apsolutnoj temperaturi T . U slučaju kada je opornik izvor termičkog šuma, raspoloživa snaga termičkog šuma bice data obrascem: $P_{\text{sn}}=kTB$ (W). Vrlo često se kaže da veličina T predstavlja temperaturu šuma, i kada se radi o izvoru termičkog šuma, onda je njegova temperatura jednaka sa fizičkom temperaturom izvora. Ovo označenje dozvoljava da se pojmom temperaturne šume, proširi i na druge izvore šuma, u našem slučaju antene, koje mogu biti izvori znacajnih šumova, koji su vrlo kritični kada se radi prenos signala satelitskim vezama.

Snaga šuma koju antena generiše, a koji dolazi na ulaz prijemnika, je zbir svih termičkih radacija koje dolaze iz svih smerova do prijemne antene. Temperatura šuma jedne antene koja se koristi u satelitskim vezama je funkcija učestanosti ugla elevacije, vazdučnog pritiska, vlažnosti i same temperature okoline. Ako su antene okrenute prema nebū koje je tzv. hladniji, tj. slab izvor termičkih radacija, a zvezde, pa čak i sunce su jako daleko i imaju male vidne uglove, pa se tako retko nađu u snopu antene, onda se često govori o tzv. hladnim antenama. Iskorишćenje hladnog neba, a u slučaju antena velikih dimenzija i dodatnog veštackog sistema za hlađenje same antene, može se ostvariti tzv. "hladna antena".

Da bi se ostvario maksimum u smislu "hladne" antene, treba ostvariti sklad između: glavnog reflektora, pomoćnog reflektora i radijatora. Rasipanje energije treba smanjiti na minimum, odnosno, omogućiti da antena što manje zrači u prostor i prima iz prostora, koji nije u glavnom snopu zračenja.

Šum koji doazi na ulaz prijemnika sastoji se od dela koji potiče od antene (atmosferske smetnje, solarni i atmosferski šum, kosmički šum itd.) i onog koji je internog porekla (pretpojačavači, pojačavači i sl.).

Kada između antene i ulaza prijemnika ne bi bilo elemenata kao što su (taksovod, koaksijalni kabl itd.), ili ako ne bi bilo gubitaka, vrednost snage šuma iz antene, uz temperaturu šuma antene T_a biće:

$$P_{na} = k T_a B \quad 8.14$$

gde je:

$$k = 1,3805 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1} - \text{Boltzmanova konstanta}$$

T_a - temperatuta u stepenima ($^{\circ}\text{K}$)

B - frekvenčijski opseg

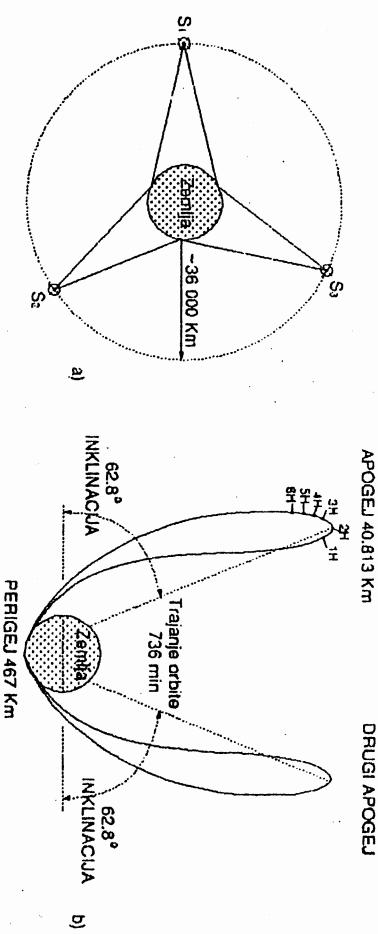
Vidimo da šum koji antena odaje prijemniku karakteriše se temperaturom šuma antene. Jasno je da će T_a biti veće, ukoliko je više raznih radiacija koje antena prima. Međutim temperatuta šuma, uopšte uzevši, ne mora biti jednaka fizičkoj temperaturi sklopa, tako i u slučaju antene, temperatuta šuma antene je veličina koja se razlikuje od fizičke temperature antene. Kako antena prima šum koji zrače objekti na Zemlji, zatim sunce, mesec i ostala nebeska tela, a koji je u toliko veći (pa se kaže da je i temperatuta šuma utoliko veća) kada antena prima više ovakih radijacija. I ako pri ovome njeni temperaturni radijacijski i fizicki temperatura ostaje nepromenjena.

8.10 TELEKOMUNIKACIONI SATELITI

Prve indikacije vezane za novi vid komunikacija na velike daljine javile su se još pre 50 godina, pojavom ideje o globalnom telekomunikacionom sistemu koji bi uz pomoć tri veštacka satelita pokrio čitavu površinu Zemlje, dok bi se prenos informacija obavljao putem elektromagnetskih talasa, što bi isključilo potrebu za fizičkom vezom između predajnika i prijmljivača.

Domet predajnika se povećava jer se predajnik i predajna antena nalaze na satelitu koji je na vrlo velikoj visini iznad Zemlje (to je tzv. kriticna visina za ostvarivanje geostacionarne brzine - ugaone brzine zemljljina rotacije - koja iznosi 36.000 km). Pšto je predajnik na takoj velikoj visini, on uspeva da svojim snopom EM zračenja dospe (u okviru svog dometa) do svake tačke na zemljinoj površini. Sa visine od 36.000 km

satelit "viđi" nešto više od $(1/3)$ ukupne površine Zemlje. Sa tri geostacionarna satelita može se pokriti celu zemljinu površinu kao što se vidi na sl. 8.17.



Sl.8.17 - a) tri geostacionarna satelita koja se nalazi u Klarkovom pojasu
b) putanja satelita koji se ne nalazi u Klarkovom pojasu

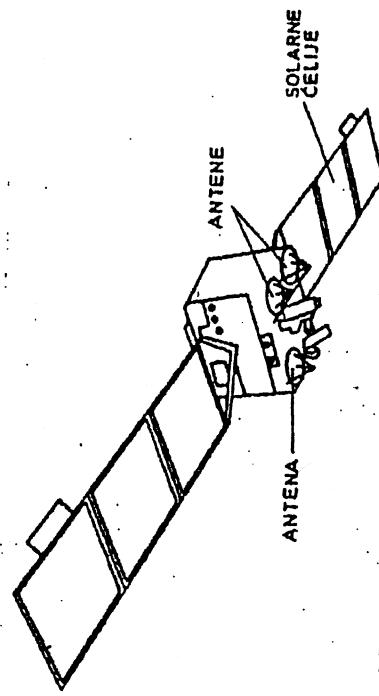
Klarkov pojas u kome se nalaze tri zemljina veštacka satelita, dobio je taj naziv, po engleskom matematičaru i piscu naučne fantastike koji je predviđao mogućnosti satelitskog prenosa, Arturu Klarku (Arthur C. Clark).

Danas, pola veka od teorijskih radova A. Klarka, u orbitama se u nižim i višim slojevima atmosfere nalaze oko 8000 veštackih satelita različitih namena.

Sateliti iz generacije INTELSAT imaju preko dvanaest, a namenjeni su za razne vidove telekomunikacija između kontinenata, regionala i sl.. Na primer da pomenemo INTELSAT VI koji ima na transponderu osam predajnih antena, 38 predajnika za tzv. američki C-band (3,72 - 4,18 GHz) i 10 predajnika za tzv. evropski Ku-band (11,727 - 12,207 GHz.. Informacije koje se prenose ovim aktivnim satelitom su : višekanalna telefonija, faksimil TV program i sl.)

Pored ove generacije postoje i Sovjetski sateliti, kao što su: Molnja, Gorizont, Raduga itd. Neki od ovih satelita (slučaj satelita Molnja) se ne nalaze u Klarkovom pojasu i stalno se pokreću u odnosu na Zemlju prolazeci preko severnog pola čija je visina perigeje 467 km (perigeja je tačka orbite satelita čije je rastojanje od centra Zemlje najmanje). Visina apogeje u ovom slučaju iznosi 40813 km (apogeja predstavlja tačku orbite koja je najviše udaljena od centra Zemlje).

Osnovni princip veze posredstvom satelita, sastoji se u sledecem: Svaka zemaljska stanica ima svoj predajnik sa predajnom antenom usmerenom ka satelitu, i radi na jednoj njoj odredjenoj



sl.8.18 - Satelit EUTELSAT I

Snaga koju neka antena zrači u nekom definisanom pravcu, dobija se kao proizvod snage predajnika i dobitka (pojačanje = dobitak, kada je stepen iskorišćenja antene $\eta = 1$) antene u odnosu na izotropni radiator. Tu snagu nazivamo- Ekvivalentna Izotropna Zračna Snaga - EIRP (Effective Isotropic Radiated Power).

U slučaju da je snaga predajnika $P_T=5\text{ kW}$, $\eta=10^6$, dobili bi da je vrednost "EIRP" jednaka 5000 MW .

Pošto je i antena predajnika na satelitu usmerena, snaga prijemnog signala često se izražava u dBW (decibeli se računaju u odnosu na (1 W)). Ako je predajna snaga satelita 36 dBW , tj. EIRP snaga tada 36 dBW pokazuje za koliko je decibela u dатој тачки prijema, snaga prijemnog signala veća nego da je emitovanje obavljeno izotropnim radijatorom snage 1 W . Svaka 3 dBW predstavlja povećanje snage za dva puta. Snaga P_{EIRP} se može izračunati i uz po moć jednačine:

$$P_{\text{EIRP}} = P_T + g_A - a_p \quad 8.15$$

gde je : P_T - snaga predajnika izražena u dB u odnosu na 1W .
 g_A - pojačanje predaine antene u datom smeru u dB.
 a_p - slabljenje koje se unosi pri prenosu visokofrekventne energije od predajnika (talasovodom, koaksijalnim kablom i sl.) do antene

Ako bi uzeli da je snaga predajnika na satelitu 200 W , dobili bi da je : $P_T = 10 \log(200/1) = 10 \log(200) = 23 \text{ dBW}$, ako je na primer $g_A = 26 \text{ dB}$ i neka je slabljenje $a_p = 2 \text{ dB}$, dobicemo da je : $P_{\text{EIRP}} = 23 + 26 - 22 = 47 \text{ dBW}$ Antiogartmovajem dobijemo vrednost snage u snopu usmerene antene na satelitu približno 50kW .

Veštački sateliti poseduju uglavnom sledeće uređaje : prijemnu antenu, prijemnik, predajnik, predajnu antenu, solarne ili hemijske izvore napajanja i druge neophodne uređaje. Na sl.8.18 dat je izgled satelita EUTELSAT I, koji se koristi od strane evropskog konzorcijuma u kome učestvuje 21 zemlja, među kojima i Jugoslavija.

Kada se radi o prenosu na velikim daljinama (Zemlja - satelit, satelit - Zemlja), nailazimo na problem gubitaka između mesta emitovanja i mesta prijema signala. Ti gubici mogu biti dosta veliki, a veličine na koje možemo uticati da bi savladali (kompenzovali) ta slabljenja su: dovoljna snaga predajnika i velika osjetljivost prijemnika, za određeni kvalitet informacija.

Snaga predajnika ne može se, iz više razloga povećavati po volji, pa je konstrukcija prijemnika sa velikom osjetljivošću, odnosno nižom temperaturom šuma, bio put za rešenje problema prenosa na velikim rastojanjima, u slobodnom prostoru.

Kako je napon termičkog šuma ili snaga termičkog šuma, proporcionalna apsolutnoj temperaturi T , rešenje je bilo u smanjenju T , i u konstrukciji uređaja na hiperfrekvencijama koji imaju mali sopstveni šum. Mikrotalasni pojачivači koji slede neposredno iza antene ne mogu da budu na temperaturi okoline već je potrebno (i pored njihovih kvaliteta) da se hlađe.

S druge strane elementi za pojačanje su specifične izrade (klistroni, magnetroni, MASERI, cevi sa progressivnim talasom -TWT, parametarski pojачavači i sl.). Cevi sa progressivnim talasom -TWT (Travelling Wave Tube) ostvaruju pojačanje uspostavljanjem sinkronizma između progressivnog talasa i elektronskog mlaza. Pojačanje ovih cevi je reda ($20\text{-}40$)dB, a koriste se u predpojačivačima.

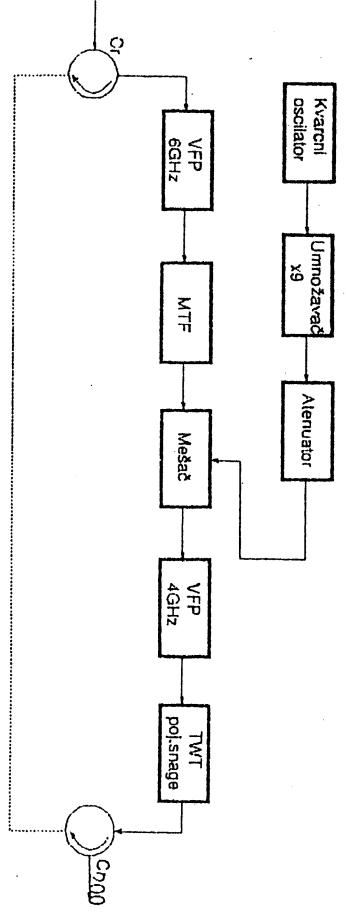
Upotreboom mikrotalasnih pojачavača poznatih pod imenom MASER (Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation), moguća minimalna temperatura šuma svedena je na 1°K . kvantni šum, što u mikrotalasnom području znači manje od 1°K .

Pored MASER-a kod kojih se u praksi postižu temperature šuma od 4°K , u prijemnom delu se koriste vrlo često i tzv. parametarski pojачavači. Kod ovih pojачavača (za razliku od cevi sa zagrevanjem

katode, koje imaju velike šumove) pojačanje signala visokih učestanosti je ostvareno bez potrebe zagrevanja katode da bi se ostvarila elektronska emisija. Ideja kod ovog načina pojačanja je u sledećem: Ako se nekim spolašnjem uticajem menja induktivnost (L) ili kapacitivnost (C) oscilatornog kola, onda je moguće na račun spolašnje negdje dobiti veću energiju na izlazu. Da bi se parametarski pojačavač realizovao promenom (C) mora se koristiti tzv. parametarska dioda ili mikrotalasna dioda čiji se kapacitet menja pri promeni napona.. To su poznate varaktorske diode, čija je osnovna prednost, jer predstavljaju nelinearne elemente sa vrlo malim gubicima (teorijski bez gubitaka). Otuda su one pogodne za primenu u mikrotalasnem području kao elementi za generisanje signala neke harmonijske frekvencije na izlazu parametarskog pojačavača, pri pobudi prostoperiodičnim signalom. Hlađenjem parametarskih pojačavača tečnim helijumom ($-268,9^{\circ}\text{C}$) mogu se ostvariti temperature šuma reda 20°K .

Hlađeni MASER-i parametarski pojačavači su praktično rešili problem šuma prijemnika, tako da je težište problema na antenskom sistemu, koji mora imati veliki dobitak uz nisku temperaturu šuma i veliku usmerenost dijagrama zračenja.

U sistemima za satelitski prenos, uglavnom se koriste prijemnici superheteroidnog tipa. Signal noseće učestanost se sa antene preko talasovoda dovodi na niskošumni hlađeni visokofrekventni pojačavač, sl.8.19. red veličine snage u prijemoj anteni jednog transpondera je oko (-100 dBW). Ovi pojačavači rade na učestanosti nosećeg talasa (obično do frekvencije 6 GHz), iznad ove vrednosti signal se prvo konvertuje na nižu frekvenciju pa tada pojačava. Preko mikrotalasnog filtra propusnika opsega (MTF), čije je slabljenje reda (-0,5 dB), signal dolazi na mešać (konvertor).



Sl.8.19 - Blok-sHEMA prijemnika

U našem primeru, prijemni lanac se sastoji od pojačavača, filtra koji eliminiše sve frekvencije iznda 6 GHz, mešaća u koji dolazi i signal iz zaledničkog kvarcnog oscilatora, čija se frekvencija umnožava devet puta i po potrebi prolazi kroz atenuator.. Na izlazu iz mešaća signal se dovodi na pojačavač za poduzeće od 4 GHz (jer je signal promenio nosioca) koji u ovom slučaju predstavlja prepojačavač za pojačavač snage koji koristi cevi sa progresivnim talasom. Sprega ulaza prijemnog lanca i izlaza istog, ostvaruje se cirkulatorom (Cr), specifičnim nerecipročnim elementom, u kome se sprega od antene ka ulazu u prijemnik ostvaruje isključivo u jednom smeru. Na ovaj način, upotreboom cirkulatora, omogućava se koriscenje jedne antene za predaju i prijem.

Da bi smo stekli neku predstavu o veličinama prijemnih i predajnih snaga na jednom transponderu koji radi na nešto višim frekvencijama (opseg 11 GHz), pri čemu su dati nivoi tih snaga u dBW, uzećemo primer transpondera koji se koristi u satelitskoj radi difuziji (radio i televizija).

Prijemna snaga jednog kanala transpondera na $f = 11\text{ GHz}$ iznosi (-99,6 dBW). Ovaj signal posle obrade koja se vidi na sl.8.19, dobija znatno u pojačanju snage tako da je red veličine nivo snage na anteni (20,4 dBW). Znači u navedenom primeru "pojačanje" transpondera iznosi 120 dB. Ovaj slučaj je jedno od mogućih rešenja, a jedine fiksne vrednosti su -99,6 dBW i 20,4 dBW, sve ostalo u tom lancu (pojačanje pojačavača, slabljenje filtera, slabljenje konvertora i sl.) je promenljivo.

U satelitskim telekomunikacijama, rešenje u pogledu primenjene modulacije mora da zadovolji dva osnovna zahteva:

- Optimalno iskorisćavanje širine spektra transpondera.
- Traženi odnos signal / šum.

Za prenos telefonskih, radiofonskih i televizijskih signala koristi se frekvencijska modulacija (FM), kvaternarna fazna modulacija (QPSK) i delta modulacija. Izbor modulacije je naročito bitan u slučaju malih prijemnih snaga (prenos satelit-Zemlja), jer modulacija mora da omogući da se posle demodulacije dobije potreban odnos signal / šum. Kako se kod ugaonih modulacija odnos (signal / šum) poboljšava, uz određenu snagu, na račun širine propusnog opsega, ove modulacije su našle i najširi primenu. Poboljšanje odnosa, ide međutim samo do nekog iznosa, jer je poznato da sa povećanjem širine banda, raste i snaga šuma. Ako se radi o FM prijemniku, onda se obično definije prag prijema tj. trenutak kada snaga nosećeg talasa postane jednak desetostrukoj vrednosti snage šuma na ulazu u limiter prijemnika.

Pojava digitalne tehnike, u prenosu i obradi informacije, zahtevala je i iznalaženje prikladnijih postupaka modulacije VF-nosioca. Specifičnim zahtevima satelitskog prenosa najbolje je prilagođena - digitalna fazna modulacija u engleskoj literaturi poznata kao PSK. Iz više razloga za

satelitske veze koriste se: (4-PSK ili QPSK, konherentna modulacija-
CPSK i diferencijalna modulacija-DPSK).

Delta modulacija (DM) takođe ima primenu u ovim sistemima prenosa, jer je uticaj grešaka u prenosu znatno manji nego kod PCM. Ova modulacija može, pri određenim brzinama prenosa (40kbit/sec), da da bolje rezultate nego PSK, ali je osnovni nedostatak sistema sa DM, teškoća uključivanja u međunarodne sisteme koji koriste analogni i digitalni prenos.

Kada više zemaljskih stanica komunicira preko istog (zaledničkog) transpondera (izv. višestruki pristup), onda u slučaju analognih sistema modulacije sa frekvenčnim multiplexom (Frequency Division Multiple Access - FDMA), nastaju problemi zbog nelinearnih izobličenja, što dovodi do preslušavanja između pojedinih telefonskih kanala. U sistemu koji radi sa FDMA, svaka stanica na Zemlji pristupa transponderu, preko posebnog nosećeg talasa, pa sa porastom broja korisnika brzo raste potrebna snaga pojačavača na transponderu.

U slučaju vremenskog multiplexa gde se koristi digitalni (Time Division Multiple Access - TDMA) sistem, potrebna snaga celokupnog signala ne zavisi od broja korisnika, a uz to nelinearna izobličenja ne dovode do preslušavanja između TDM signala.

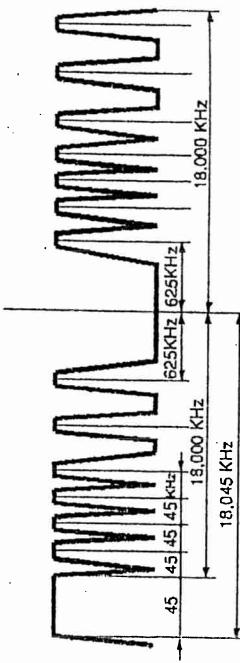
8.11 S C P C - sistem

U modernim satelitskim sistemima često je vrlo racionalno i ekonomično, da pored višekanalane veze između zemaljskih stanica, održavamo i jednokanalne veze. Višestruki pristup nešto starijeg datuma (razvijen krajem šesdesetih godina) poznat je kao SCPC (Single Channel per Carrier). Sistem je baziran na ideji, da se pojedinačni nosioci modulušu gornjim niskofrekventnim signalom, pri čem su frekvencije nosioca na razmaku 45kHz. Ovi signali se potom transliraju na neku višu učestanost i prenose do satelita, gde trpe ponovo proces konverzije na neku drugu učestanost i vraćaju se u drugom VF opsegu prijemnicima na Zemlju. Pri tome svaka zemaljska stanica prima sve emitovane nosioce i bira željeni. Ovaj način pristupa je pogodn za nacionalne ili regionalne satelitske sisteme zemalja velikih površina sa razbacanim naseljima.

8.12 S P A D E - sistem

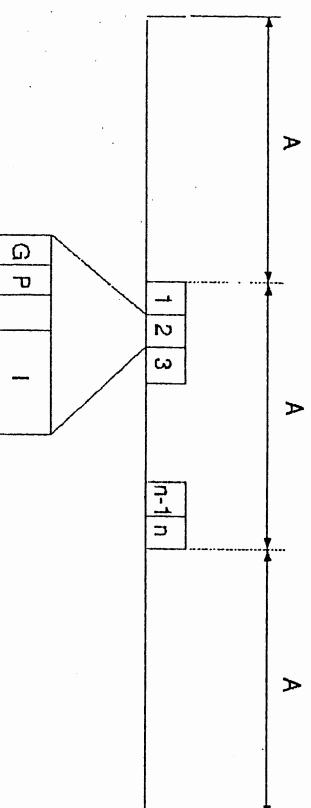
Sistem poznat pod skraćenim nazivom SPADE (Single channel per carrier; Pulse code modulation; Multiple Access; Demand assignment Equipment) takođe je u osnovi SCPC sistem, ali je baziran na principu dodelje na zahtev uz primenu digitalnog kodovanja, i modulacijom koja može biti kombinacija PCM / PSK / FDMA.

Glavna osobina ovog sistema je da pored bolje iskorišćenosti satelita uz veći broj kanala i nižu cenu, postoji rešenje (slučaj satelita INTELSAT IV) gde se nosilac aktivira glasom (voice activated carrier), odnosno predajnik emituje samo kada je tonski signal na liniji. Detektor glasa isključuje nosilac kada učesnici u razgovoru čute. Principi na kome radi ovaj sistem mogu se sagledati na sledeći način: Celokupno frekventno područje kanala transpondera je dostupno svim zemaljskim stanicama. Svaka zemaljska stanica može zauzeti i iskoristiti za obavljanje na primer telefonskog razgovora, svaku pojedinačnu frekvenciju nosioca, iz frekventnog područja kanala transpondera. Obavljanje razgovora olakšano je time što se frekvencije zauzimaju u parovima, što znači da se povratni kanal zauzima uvek istovremeno sa polaznim. Svaka zemaljska stanica poseduje jednu jedinicu za signalizaciju i posredovanje, koja prema traženju, zauzima i osloboda kanal po obavljenom razgovoru. Jedan primer frekvenčnog plana za opseg 36 MHz i širinu kanala 45 kHz dat je na sl. 8.20.



8.13 TDMA sistem

Višestruki pristup sa raspodelom u vremenu (TDMA - Time Division Multiple Access) baziran je na stvaranju vremenskog multiplesa, nastalog na taj način što svaka stanica iz sistema, emituje u određenom kratkom vremenskom intervalu (segmentu), ali bez preklapanja (što manje interferencije) sa ostalim. Modulišući signali mogu biti različiti (telefonski, televizijski i sl.), ali je potrebno ove analogne signale transformisati u digitalne, pre modulacije VF signala nosioca. To znači da je tehnika višestrukog pristupa pogodna samo za rad sa digitalnim signalima, kao što je na primer slučaj sa kombinacijom vremenskog multipleksiranja PSK signala -TDM/PSK. Vrlo često se višestruki pristup uz primenu vremenskog multipleksa i digitalne fazne modulacije, skraćeno označava TDM/TDM/PSK. Struktura okvira (frame) impulsa za višestruki pristup izgleda kao na sl.8.21.



Sl.8.21 - Okvir impulsa za višestruki pristup

Ako je broj zemaljskih stanica koje komuniciraju posredstvom satelita (n) onda je svakoj zemaljskoj stanici od (1 do n) dodeljen vremenски interval u kome ona emituje paket impulsa (B) sa podacima koji karakterišu samu informaciju. Ovi elementarni intervali slažu se u transponderu bez preklapanja i ponavljaju sa novim paketom impulsa posle intervala (perioda) ponavljanja A. Svaki vremenski interval (B) izdelen je u nekoliko karakterističnih delova: zaštitno vreme (G) koje deli vremenske intervale različitih zemaljskih stanica, interval (P) sadrži u sebi informacije potrebne za organizaciju mreže i na kraju deo sa korisnim informacijama (I).

U slučaju telefonije perioda ponavljanja (A) bila bi $125 \mu s$, i ako je broj kanala $n=25$ onda svakom kanalu pripada $5 \mu s$.

Nova generacija uređaja za višestruki pristup, ukazuje na potrebu povećanja kapaciteta i efikasnosti okvira, odnosno, odnosa između, upotrebljenog prema raspoloživom kapacitetu.

Primena metoda interpolacije govora i korišćenja okolnosti, da u slučaju velikog broja kanala, postoji velika verovatnoća da je u svakom trenutku aktivno manje od 50% kanala, može povećati broj zemaljskih veza i dvostruko, uz isti broj satelitskih veza.

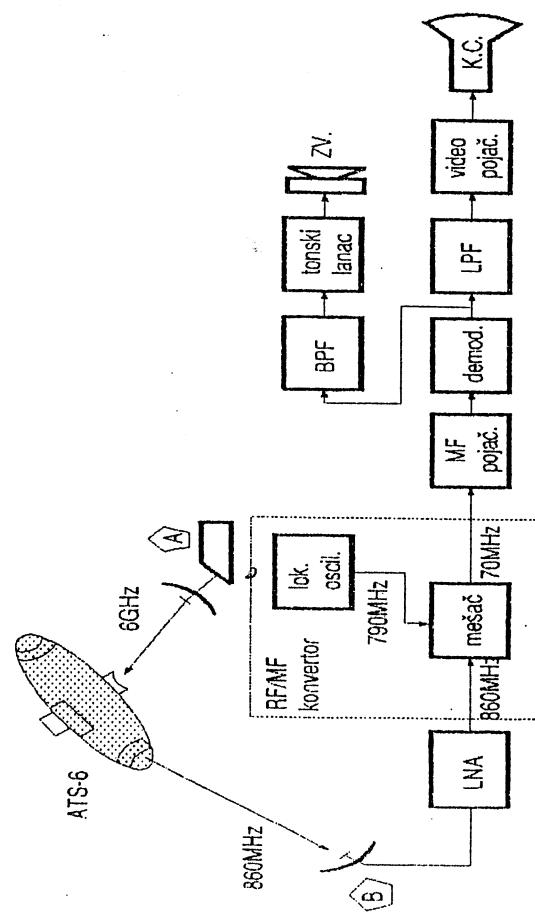
8.14 SATELITSKA televizija

Radiodifuzne satelitske službe su po definiciji dovoljno široke tako da obuhvataju i službe radja i telavizije. U ovom slučaju predajnici sa Zemlje emituju program prema satelitu (aktivnom ili pasivnom) koji ga emituje prijemnicima velikog broja korisnika na vrlo širokom području zemljine površine.

Satelitska televizija koristi predajnik i predajnu antenu na veštackom zemljinom satelitu. Predajnici na satelitu imaju snagu rada (20-200)W, pa je zbog toga na mestu prijema signal relativno slab, zbog čega se moraju koristiti antene sa vrlo velikim pojačanjem (30-50)dB. Učestanosti bandova prilagođeni za satelitski prenos su: (620-790) MHz, (2,5-2,69) GHz, i (11,7-12,2) GHz. Učestanosti nosioca Zemljanih satelit, odnosno satelit-Zemlja nisu isti. U emitovanom signalu u slučaju televizije pored signala slike čiji je frekvenčki opseg do 5MHz, nalazi se i signal tona, čija je noseća učestanost pomerena u odnosu na noseću učestanost slike za 5,5MHz.

Jedan primer prenosa TV programa, koji je eksperimentalno izvela 1975-76 godine indijska televizija u saradnji sa NASA (USA), dat je blok šemom na sl.8.22.

Primopredajnik na satelitu ATS-6 (Application Technology Satellite) koji je bio pozicioniran na visini 36.000 Km, u geostacionarnoj sinhronoj orbiti, korišćen je za reemitovanje TV programa za čitavo područje države.



Očigledno ovo je jedan primjer sistema ograničenih mogućnosti jer je rađen eksperimentalno. TV program su preko zemajskih stаница (A), emitovali do satelita na frekvenciji 6 GHz, pri čemu je korišćena FM modulacija. Parabolična antena zemajskih stаница imala je prečnik otvora 14 m, i bila je usmerena, pod odgovarajućem elevacionim ugлом, ka satelitu.

Posle obrade i konverzije učestanosti u transportorderu i satelita, povratni signal sa satelita, emitovan je antenom FM predajnika snage 80 W, na učestanosti 860 MHz. Prenošeni signal, sastojao se od video informacija čija je širina banda 5 MHz i dva audio (tonska) signala frekventno modulisana sa tonskim nosiocima $f_1 = 5,5$ MHz i $f_2 = 6$ MHz, što je omogućavalo emitovanje programa na dva različita jezika i prijem svakog od njih posebno.

Emitovani radio-frekventni (RF) signal sa satelita, prima se u prijemnoj stanicи (B), uz pomoć prijemne antene koji čini paraboloida ove antene iznosišta reflektor i prijemni levak. Dimenzija otvora paraboloida ove antene iznosišta je 3 m. Kako signal na putu od satelita do prijemne antene na Zemlji dosta oslabi, dovodi se na ulaz riskošumnog pojačavača LNA (Low Noise Amplifier), koji je obično smešten neposredno uz prijemni levak, kako bi se smanjila mogućnost neželjenog unošenja šuma. Signal posle pojačanja, pomoću specijalnog debelog koaksijalnog kabla, dolazi na pretvarač (konvertor) učestanosti. Konvertor u našem primeru, menja učestanost signala sa 860 MHz, uz pomoć mešanja i lokalnog oscilatora koji radi na 790 MHz, na međufrekvenciju čija je vrednost 70 MHz. MF signal je i dalje modulisani, tako da se potom pojačava i MF pojačavaču i koaksijalnim antenskim kablom dovodi na ulaz TV prijemnika.

Posle protaska kroz filter propusnik opsega, dalji put signala slike i tona je uobičajena: Signali slike i tona pojačavaju se na dovoljnu vrednost i doveđe na blok limiter-diskriminator. Iza diskriminatora se vrši razdvajanje signala slike i tona, video informacija preko NF filtera odlazi u video pojačavač i reprodukuju se pomoću katodne cеви, dok se filterom propusnikom opsega izdvaja tonski signal. Uz pomoć posebnog lakačnog oscilatora i stepena za promenu učestanosti translira se vrednost međufrekvencije tona na 5,5 MHz (ili 6 MHz), pojačava, ograničava u limiteru i demoduliše u diskriminatoru.

Demodulisani NF signal tona posle pojačanja u pojačavaču snage, reproducije se zvučnikom.

Brzi napredak tehnologije i sve veća primena digitalnog prenosa signala, smanjivala je cenu konvertora za tzv. kućni prijemni sistem za satelitsku televiziju, tako da su u primeni dve vrste konvertora učestanosti, jedni uz pomoć prijemnika daju na svom izlazu samo jedan kanal na

učestanosti 70MHz, dok drugi daju na svom izlazu ceo blok prijemnih kanala (tzw. LNB-Low Noise Block konvertor) iz opsega 950 MHz do 1750 MHz (slučaj prijema satelitskih kanala po evropskim normama). Ovi drugi su očigledno skupljeni, ali zato omogućavaju da se na istu antenu vezuje više korisnika sa satelitskim prijemnicima, što znači da svaki korisnik svojim prijemnikom može da prima željeni kanal.

Prijemnici koji se danas kupuju uz satelitsku opremu, u sebi sadrže modulator, tako da se satelitski signal prebacuje na učestanost nekog standardnog TV kanala (obično 2 ili 3 kanala ITV benda) kako bi mogao da se primi i reprodukuje na klasičanom TV prijemniku.

LITERATURA

1. Stojanović I. " Osnovi telekomunikacija ", Naučna knjiga , Beograd 1990.
2. Lukatela G., Drajić D., Petrović G., Petrović R. " Digitalne telekomunikacije " Beograd, 1984.
3. Lukatela G. " Statistička teorija telekomunikacija i teorija informacija " Beograd 1974.
4. Nastić B. " Televizija ", RTS, 1992.
5. Marinčić A. " Osnovi optoelektronskih telekomunikacija " Beograd, 1986.
6. Taub H., Schilling B. " Principles of communication system " McGraw-Hill Kogakusha, 1971.
7. Gruhle W. " Elektronisches messen " Spring-Verlag Berlin-Heidelberg, 1987.
8. Tomaiuolo F. " Introduction to high capacity digital transmission systems " Teletra 1 , Decembar 1986.
9. Tomaiuolo F. " Introduction to high capacity digital transmission systems " Teletra 2 , Decembar 1986.
- 10.Fabbri F. " Fundamental data and criteria for microwave radio link desing " Teletra, Septembar 1962.
11. " PCM/PSK modeems " Copyringht by telecommunicazionni s.p.a 1973.
- 12.Temerinac M., Marinčić A. " Phase modulator with low nonlinear distortion " IEE Proceedings, vol.131,pt.G.No 4, Avgust 1984.
- 13.Jovanović D. " Osnovi elektronike i telekomunikacija ", Naučna knjiga Beograd, 1989.
- 14.Koštić I. " Digitalni telekomunikacioni sistemi ", Naučna knjiga, Beograd, 1994.
- 15.Galić R. " telekomunikacije satelitima ", Školska knjiga, Zagreb 1983.
- 16.Seguljev D. " Tehnika visokofrekventnog prenosa ", Zavod za udžbenike i nastavna sredstva, Beograd 1990.
- 17.Milanović D. " Tehnika hiperfrekvencija ", Građevinska knjiga, Beograd 1962.
- 18.Presetnik F. i grupa autora " Video uređaji " Zavod za udžbenike i nastavna sredstva, Beograd 1993.
- 19.Pantić D. " TV UKT i satelitske antene ", Tehnička knjiga Beograd 1992.
- 20.Milanović B. " Radio - reljni prenosni sistemi ", Zajednica jugoslovenskih pošta, telegrafa i telefona, Beograd 1976.

$$f_{\text{eff}} = 8 \text{ kHz}$$

$$f_{\text{eff}} = 2 \times 5 - 10 \text{ kHz}$$

$$f_{\text{eff}} = \textcircled{A}_2 = 16 \text{ kHz}$$

$$2T + 2n$$

$$2 + 2 + 2 = 6$$

$\frac{1}{2} \left(\frac{m_1}{m_1 + m_2} T_1 + \frac{m_2}{m_1 + m_2} T_2 \right) \mu_1 \mu_2$

$$\overline{\overline{0644454958}} \overline{\overline{88880330}}$$

14

208

5.0
85
~~135~~

1680.0000
0.000
1680.0000

EY68E23.

Measure Controller. PDP

14