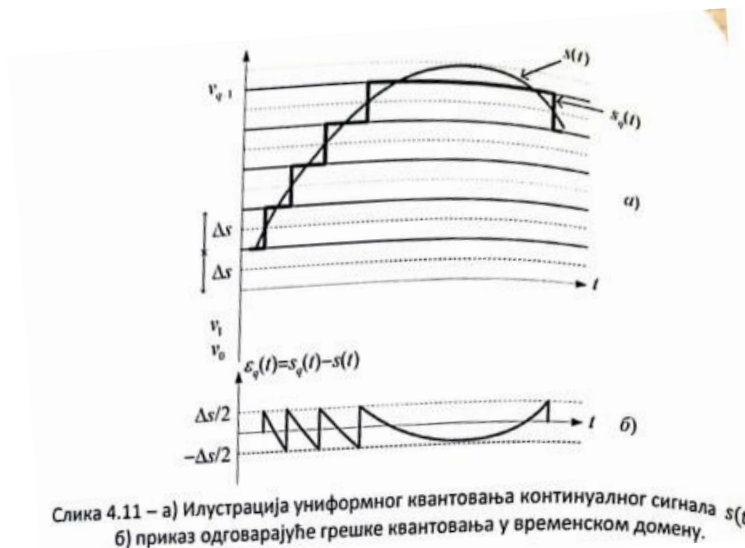


21. Srednja snaga greške kvantovanja

Da bi u pogledu kvaliteta prenesenog kontinualnog signala (govora ili slike), digitalni prenos bio jednak ili bolji od analognog, mora se nivo šuma kvantovanja učiniti manjim od praga percepcije u centralnom nervnom sistemu korisnika informacije. S tim u vezi potrebno je analizirati kako veličine i raspodjele amplitudskih kvanta utiču na srednju snagu šuma kvantovanja i spektar šuma kvantovanja.



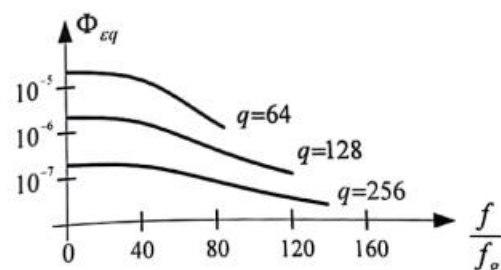
Pretpostavimo da je amplitudski opseg kvantizera uniformno podijeljen na kvante konstantne veličine Δs i da imamo relativno velik broj kvantnih nivoa (q), odnosno, relativne male amplituske kvante ($\Delta s \ll |s|_{max}$), što znači da se radi o „finom“ kvantovanju. U ovom slučaju signal greške u većem dijelu posmatranog intervala liči na niz pravih linija sa promjenljivim nagibom α u opsegu $(-\frac{1}{2}\Delta s, \frac{1}{2}\Delta s)$. U okolini ekstrema pobudnog signala greška kvantovanja nije testerastog oblika, međutim, pri dovoljno finom kvantovanju ekstremi su relativno rijetki, pa je dobra aproksimacija signala greške:

$$\hat{\varepsilon}_q(t) = t \cdot tg \alpha; \quad t_1 = -\frac{\Delta s}{2tg \alpha} < t < \frac{\Delta s}{2tg \alpha} = t_2$$

Procjena srednjekvadratne vrijednosti greške je:

$$\overline{\varepsilon_q^2(t)} = \frac{tg \alpha}{\Delta s} \int_{t_1}^{t_2} (t \cdot tg \alpha)^2 dt = \frac{\Delta s^2}{12}$$

Sa slike 4.11b se može uočiti da su presjeci signala greške kvantovanja mnogo gušći od presjeka ulaznog signala sa vremenskom osom, pa se može pretpostaviti da će spektar signala greške biti mnogo širi od pobudnog signala.



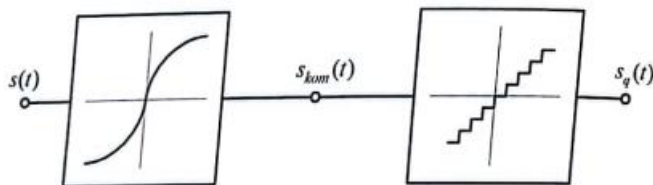
Слика 4.12 – Спектрална густина снаге грешке квантовања.

Sa slike 4.12 uočavamo da je spektar signala greške kvantovanja širi i uniformniji ukoliko je veličina kvanta manja, odnosno broj kvantizacionih nivoa q veći. Stoga je kod realizacije tzv. „finog“ kvantovanja, kada je q relativno veliko, odnosno Δs relativno malo, greška kvantovanja bliska bijelom šumu, pa u tom slučaju grešku kvantovanja sa pravom nazivamo i šumom kvantovanja.

22. Neuniformno kvantovanje

Izbor kvantizera zavisi od funkcije raspodjele trenutnih amplituda informacionog signala. Ako bi trenutne vrijednosti pobudnog signala bile podjednako vjerovatne, tada bi uniformni kvantizer predstavljao optimalno rješenje. Međutim, većina realnih signala (govor, muzika, slika itd.) koji nose informaciju ima neuniformnu raspodjelu trenutnih amplituda, pri čemu se male vrijednosti amplitude češće pojavljuju. Ako bismo ovakav signal doveli na ulaz uniformnog kvantizera, male, češće amplitude bi bile „grubo“ kvantovane što dovodi do povećanja snage šuma kvantovanja. Zbog navedenog, logično se nameće ideja da veličina amplitudskih kvanta treba da se mijenja unutar fiksnog amplitudskog opsega kvantizera tako da se manje, vjerovatnije amplitude, kvantuju „finije“ (sa manjim korakom kvantizacije), a veće, manje vjerovatne amplitude, kvantuju „grublje“ sa većim korakom kvantizacije. Da bi ukupni broj nivoa ostao isti kao kod uniformnog kvantizera istog opsega, pri neuniformnoj podjeli amplitudski kvanti na kraju opsega treba da budu relativno veliki, odnosno, greška kvantovanja za velike vrijednosti amplitude biće velika. U statističkom smislu nije značajna greška jer se rijetko dešava pa je njen doprinos srednjoj snazi šuma kvantovanja mali. Nasuprot tome, smanjenje šuma kvantovanja kod malih trenutnih vrijednosti signala je statistički značajno jer se male amplitude dešavaju često i daju glavni doprinos ukupnoj snazi šuma kvantovanja.

Na bazi prethodno rečenog, možemo zaključiti da je neuniformno kvantovanje ekvivalentno uniformnom kvantovanju prethodno komprimovanih trenutnih vrijednosti pobudnog signala (što je i prikazano na slici).



Слика 4.13 – Блок шема неуниформног квантизера.

Kompresija trenutnih vrijednosti u suštini predstavlja nelinearni pojačavač koji više pojačava male nego velike vrijednosti amplitude, u cilju postizanja uniformne raspodjele trenutnih vrijednosti amplitude ulaznog signala kvantizera.

Izbor zakona karakteristike kompresije je ključan za realizaciju neuniformnog kvantovanja. Postoje 2 kriterijuma za izbor zakona kompresije:

- Kriterijum konstantnosti odnosa signal-šum kvantovanja bez obzira na statističke osobine signala
- Kriterijum maksimizovanja odnosa signal-šum kvantovanja za jednu zadatu statistiku signala

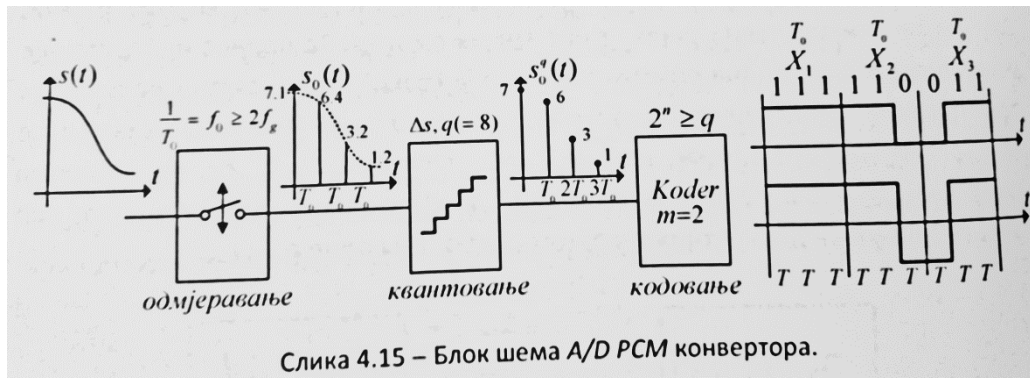
Nažalost, nije moguće zadovoljiti oba kriterijuma istovremeno.

Za govorni signal se koriste 2 tipa kompresije: μ kompresija (SAD) i A kompresija (Evropa)

23. Impulsna kodna modulacija

Impulsna kodna modulacija (PCM – Pulse Code Modulation) spada u grupu impulsnih modulacija jer modulirani signal ima diskretan talasni oblik. PCM obuhvata 3 operacije: odmjeravanje, kvantovanje i kodovanje.

Kod standardnog PCM kodera obično je izlazna vrijednost predstavljena binarnim kodom, pa odgovarajući analogno-digitalni (A/D) konvertor ima blok šemu kao na slici 4.15. Na slici 4.15 je takođe ilustrovan postupak PCM A/D konverzije za konkretnu vrijednost $\rightarrow q=8$, odakle slijedi $n=3$ (najmanji prirodan broj koji zadovoljava nejednakost $2^n \geq q$)

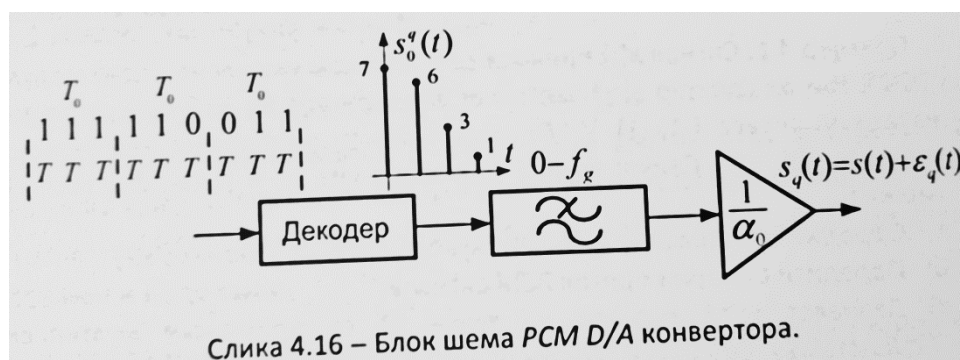


Izlazni PCM signal je prikazan kao binarni digitalni signal (unipolarni i bipolarni). *Postoje i drugi formati signala.*

Trajanje bita (bitski interval) kod izlaznog PCM signala iznosi: $T = \frac{T_0}{n} = \frac{1}{2f_g n}$, gdje je T_0 period odmjeravanja analognog signala.

Odgovarajuća bitska brzina je iznosi (pretpostavlja se da se odmjeravanje vrši Nikvistovom frekvencijom $2f_g$): $v_b = \frac{1}{T} = 2f_g n \left[\frac{\text{bit}}{s} \right]$

Blok šema odgovarajućeg digitalno-analognog (D/A) PCM konvertora prikazana je na slici 4.16. Pod pretpostavkom da je uspostavljena bitska i kanalska sinhronizacija, dekoader svakoj kodnoj riječi pridružuje određeni amplitudski kvantizacioni nivo.



Nakon niskofrekvencijskog (NF) filtriranja i pojačavanja dobijamo kontinualni signal $s_q(t)$, koji se u odnosu na kontinualni izvorni signal $s(t)$ razlikuje za unesenu grešku kvantovanja $\epsilon_q(t)$, tj.

$$s_q(t) = s(t) + \epsilon_q(t).$$

Objektivnu procjenu kvaliteta reprodukcije kontinualnog signala izražavamo pomoću odnosa signal-šum kvantovanja ili kraće SNR_q (Signal to Noise Ratio – SNR) u obliku:

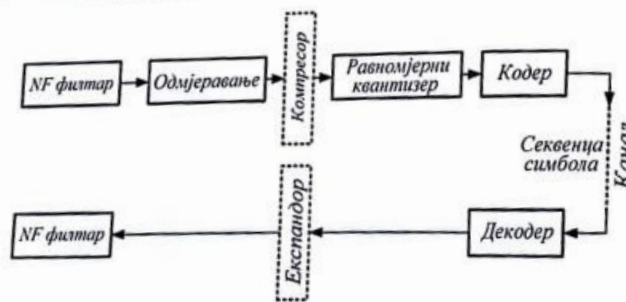
$$SNR_q[dB] = 10 \log \frac{P_s}{P_q}$$

Opšti izraz za decibelski odnos signal-šum kvantovanja iznosi:

$$SNR_q[dB] = 6n + c,$$

pri čemu je n dužina kodnih riječi u PCM koderu, a konstanta c zavisi od prirode posmatranog signala koji digitalizujemo. Dakle, decibelski odnos signal-šum kvantovanja raste linearno sa brojem bita po odmjerku n . Svaki dopunski bit povećava taj odnos za 6 dB. Izvedena relacija ne važi za $n < 5$ jer tada spektar šuma kvantovanja nije uniforman. Nadalje, kvalitet rekonstruisanog signala nakon A/D, odnosno D/A konverzije možemo da kontrolišemo odgovarajućim izborom dužine kodnih riječi n , što ima neposredan uticaj na potrebnu širinu propusnog opsega. Takođe, $\overline{\varepsilon_q^2}$ u rekonstruisanom signalu može da se umanjuje i povećanjem frekvencije odmjeravanja u odnosu na minimalnu, ali to povećava hardverske zahtjeve (samim tim i cijenu uređaja) i širinu propusnog opsega.

Блок шема система са PCM је приказана на Слици 4.17.



Слика 4.17 – Функционална блок шема система са импулсном кодном модулацијом.

Primjer za računanje SNR_q : Signal koji pripada stacionarnom Gausovom procesu (srednje vrijednosti nula i varijanse σ_s^2). Funkcija gustine vjerovatnoće je $p(s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}}$, gdje je $\sigma_s^2 = P_s$. Vrijedi:

$$p(|s| < \sigma_s) = 0.683$$

$$p(|s| < 2\sigma_s) = 0.954$$

$$p(|s| < 3\sigma_s) = 0.997,$$

što znači da amplitudski opseg kvantizera praktično obuhvata interval $(-4\sigma_s, 4\sigma_s)$ pa slijedi:

$$\Delta s = \frac{4\sigma_s - (-4\sigma_s)}{q} = \frac{8\sigma_s}{q} = \frac{8\sigma_s}{2^n}$$



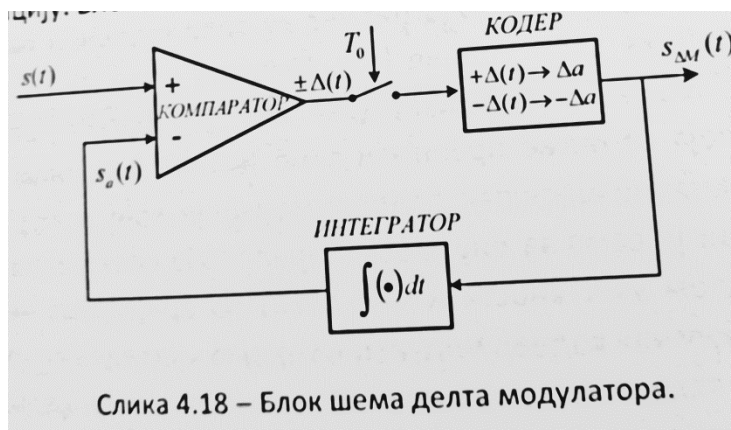
$$SNR_q[dB] = 10 \log \frac{P_s}{\Delta s^2/12} = 10 \log \frac{12\sigma_s^2}{(8\sigma_s/2^n)^2} = 6n - 7.2.$$

24. Delta modulacija

Ako se svaki odmjerač kod impulsne kodne modulacije koduje sa dovoljno velikim brojem bita odnos signal-šum kvantovanja će biti dovoljno velik. Međutim, povećanje broja bita po odmjerku signala zahtijeva i veći propusni opseg kanala za prenos PCM signala. Zbog toga se nameće logično pitanje: „Da li je moguće ostvariti zadovoljavajući kvalitet digitalnog prenosa kontinualnog signala ako se svaki njegov odmjerač koduje samo jednim bitom?“. Odgovor na ovo pitanje su dali naučnici patentom delta modulacije (ΔM). Osnovna ideja delta modulacije je prenos informacije o predznaku („+“ ili „-“) nagiba signala, to jest informacije koja se može prenijeti samo jednim binarnim simbolom po odmjerku. Ordinarni postupak delta modulacije koji je bio predložen u patentu, pogodan je samo za onu klasu signala čija spektralna gustina snage opada sa porastom učestanosti i čija trenutna vrijednost nema skokovite promjene. Iako nije pogodna za sve klase signala, zbog svoje jednostavnosti i modifikacija koje su uslijedile poslije patenta ordinarne ΔM , delta modulacija i danas ima primjenu u telekomunikacionim sistemima.

Ordinarna delta modulacija

Za razliku od impulsne kodne modulacije gdje prenosimo informaciju o trenutnim vrijednostima kontinualnog signala u trenucima odmjeračavanja, to jest gdje svaka kodna riječ sadrži potpunu informaciju o vrijednostima i predznaku odmjerača, kod ordinarne ΔM modulacije se prenosi samo informacija o predznaku razlike amplitude susjednih odmjerača, odnosno kodnu riječ čini samo jedan bit koji nosi informaciju da li je razlika pozitivna ili negativna. Kada govorimo o kvalitetu prenosa signala trebamo imati na umu statistiku prenošenih signala. Na primjer, u signalu govora između dvije amplitude uzete u dva susjedna trenutka postoji izvjesna korelacija i ta korelacija je veća ukoliko je interval koji definiše ta dva trenutka kraći od normalne periode odmjeračavanja. To znači da promjena jedne amplitude signala u odnosu na amplitudu u prethodnom intervalu odmjeračavanja nije drastično velika i tada je za prenos podatka o toj promjeni potrebno manje kvantizacionih nivoa u odnosu na prenos podatka o samoj amplitudi, pa je potreban i manji broj bita u kodu. Najmanji broj bita u kodu je 1 i sa njim se može prenositi samo znak promjene amplitude u odnosu na vrijednost amplitude u prethodnom trenutku odmjeračavanja. Nadalje, da bi prenošeni signal bio što vjerniji originalnom potrebno je uzimati odmjerače što češće jer korelacija između susjednih amplituda raste i promjene postaju manje. Odmjeračavanje kod ΔM se vrši brzinom koja je veća od Nikvistove ($f_0 = 2f_g$), što rezultuje povećanju širine propusnog opsega u odnosu na impulsnu kodnu modulaciju.



Слика 4.18 – Блок шема делта модулятора.

Neka proizvoljni, frekvencijski ograničen kontinualni signal $s(t)$ djeluje na jedan ulaz amplituskog komparatora, dok je na drugom ulazu „aproksimativni“ signal $s_a(t)$. Na osnovu komparacije ulaznog signala $s(t)$ i signala dobijenog kolom povratne sprege $s_a(t)$ (integrator), komparator donosi odluku da li će na svom izlazu generisati pozitivnu ili negativnu amplitudsku razliku ($+\Delta$ ili $-\Delta$), to jest signal

razlike $\Delta(t) = s(t) - s_a(t)$. Prekidačem se svakih T_0 sekundi odmjerava izlaz amplitudskog komparatora, a odmjereni signal pobuđuje koder. Ukoliko je signal razlike veći od nule ($\Delta(t) > 0$), koder će generisati pozitivan kvazi-Dirakov impuls površine Δa . U protivnom, za $\Delta(t) < 0$, izlaz kodera će generisati impuls površine $-\Delta a$. Ovi impulsi ujedno pobuđuju idealni integrator u kolu povratne sprege. Kvazi-Dirakovi impulsi stvaraju na izlazu integratora odskočni (Hevisajdov) signal amplitude $\pm\Delta a$, tako da aproksimativni signal $s_a(t)$ skokovito mijenja vrijednost za $\pm\Delta a$ zavisno od predznaka signala razlike. Dakle, u bilo kojem trenutku odmjeravanja kT_0 , vrijednost aproksimativnog napona $s_a(t)$ biće uvećana ili umanjena za konstantu vrijednost Δa u odnosu na Direkovi prethodni trenutak odmjeravanja $(k-1)T_0$, što možemo napisati u sljedećem obliku: $s_a(t + T_0) = s_a(t) \pm \Delta a$. Pri tom je predznak uz Δa određen signum-funkcijom amplitudske razlike između kontinualnog ulaznog signala $s(t)$ i aproksimativnog signala $s_a(t)$ u trenutku odmjeravanja:

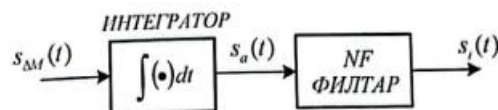
$$\text{sign}[\Delta(kT_0)] = \text{sign}[s(kT_0) - s_a(kT_0)], k = 0, 1, 2, \dots$$

Sada se signal na izlazu kodera $s_{\Delta M}(t)$, može predstaviti povorkom kvazi-Dirakovih impulsa površine Δa , koji se ponavljaju svakih T_0 sekundi, a polaritet im je određen funkcijom iz prethodnom izraza.

$$s_{\Delta M}(t) = \Delta a \sum_k \text{sign}[\Delta(kT_0)] \delta(t - kT_0), k = 0, 1, 2, \dots$$

Analizom ovg signala može se zaključiti da on predstavlja stepeničastu aproksimaciju signala $s(t)$.

Primjenik za delta-modulisani signal je izuzetno jednostavan -> demodulator je sastoji od integratora i filtra propusnika niskih učestanosti. Signal $s_{\Delta M}(t)$ će na izlazu integratora u delta demodulatoru proizvesti isti onakav signal $s_a(t)$ koji je bio u povratnoj grani delta modulatora. Filtar propusnik niskih učestanosti (NF) služi za ublažavanje skokovitih promjena u demodulisanom signalu, tako da izlazni signal $s_i(t)$ predstavlja još bolju aproksimaciju poslatog signala.



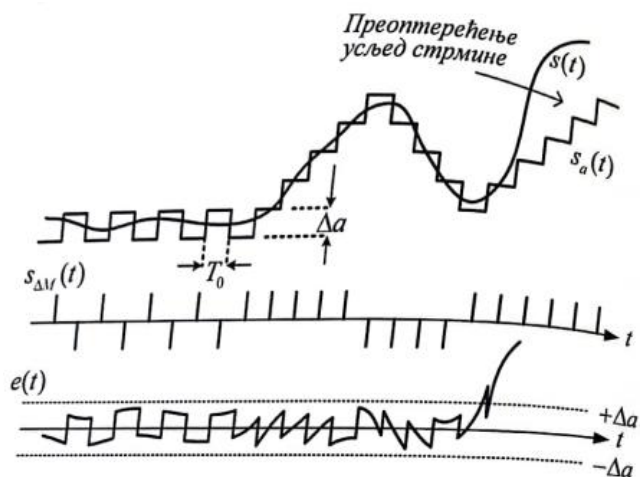
Слика 4.19 – Блок шема делта демодулатора.

Napomena: Izlazni signal delta modulatora $s_{\Delta M}(t)$ ne mora da bude sastavljen od vrlo uskih impulsa. Ti impulsi su obično prošireni na cijeli digitski interval T_0 . Dakle, s jedne strane nije uopšte potrebno da aproksimacija $s_a(t)$ ima oblik stepenica jer se u prijemniku iaonako te skokovite promjene ublažavaju korišćenjem NF filtra. S druge strane, prenos vrlo uskih impulsa ΔM signala zahtijeva širok propusni opseg signala za prenos.

Dvije pojave koje su karakteristične za ordinarnu delta modulaciju:

- Preopterećenje usljed strmine
- granularni šum

Obje pojave nastaju usljed grešaka koje su svojstvene samom procesu kvantizacije.



Слика 4.20 – Карактеристични облици сигнала у систему преноса са ΔM .

Na kranjem desnom dijelu slike 4.20 može se zapaziti da signal aproksimacije $s_a(t)$ ne prati promjene signala $s(t)$. To nastaje zbog toga što je strmina krive $s(t)$ suviše velika u odnosu na strminu kojom aproksimacija $s_a(t)$ može skokovito da raste. Ova pojava naziva se *preopterećenje usljed strmine*. Naravno, do nje može doći i u silaznom dijelu krive $s(t)$. Delta modulator nikad ne može da bude preopterećen suviše velikim intenzitetom signala, ali suviše velika strmina krive $s(t)$ dovodi do izobličenja prenošenog signala. Da ne bismo imali izobličenje usljed strmine treba da važi sljedeći uslov: $|s(t + T_0) - s(t)| \leq \Delta a$

Dijeljenjem prethodne relacije sa $T_0 = \frac{1}{f_0}$ dobija se:

$$\left| \frac{s(t + T_0) - s(t)}{T_0} \right| \leq \frac{\Delta a}{T_0} = f_0 \Delta a.$$

Пошто је:

$$\left| \frac{s(t + T_0) - s(t)}{T_0} \right| \leq \left| \frac{ds(t)}{dt} \right|_{\max},$$

довољан услов да не дође до преоптерећења услед стрмине гласи:

$$\left| \frac{ds(t)}{dt} \right|_{\max} \leq f_0 \Delta a.$$

Dakle, da bi se izbjeglo preopterećenje usljed strmine potrebno je uzeti veću frekvenciju odmjeravanja f_0 i povećati korak kvantizacije Δa . Ako prethodni uslov primijenimo na prenos sinusoidalnog tona $s(t) = A_m \cos \omega_m t$, onda za uslov da ne dođe do preopterećenja strminom dobijamo: $A_m \leq \frac{\Delta a f_0}{2\pi f_m}$ i odavde slijedi da je ordinarna delta modulacija pogodna samo za signal neuniformnog, duž ose opadajućeg spektra, kakav ima govorni signal i zato možemo reći da je delta modulacija predodređena za prenos govornog signala.

Druga pojava karakteristična za delta modulaciju je *granularni šum* i on potiče od greške koja se čini u samom postupku kvantizacije i onda kada nema preopterećenja usljed strmine. Ova greška na izlazu iz integratora u prijemniku iznosi: $e(t) = s(t) - s_a(t)$. Dakle, to je razlika između originalnog signala i njegove aproksimacije $s_a(t)$ (na slici 4.20 je prikazan opšti izgled signala greške $e(t)$). Po svojoj prirodi to je slučajan proces. Kada u delta modulatoru ne postoji preopterećenje usljed strmine, onda za grešku $e(t)$ važi: $|e(t)| \leq \Delta a$. Greška na izlazu NF filtra ispoljava se kao granularni šum. Odnos snage signala i granularnog šuma iznosi:

$$\rho_{s/G} = 3 \frac{\overline{s^2(t)} f_0}{(\Delta a)^2 B}$$

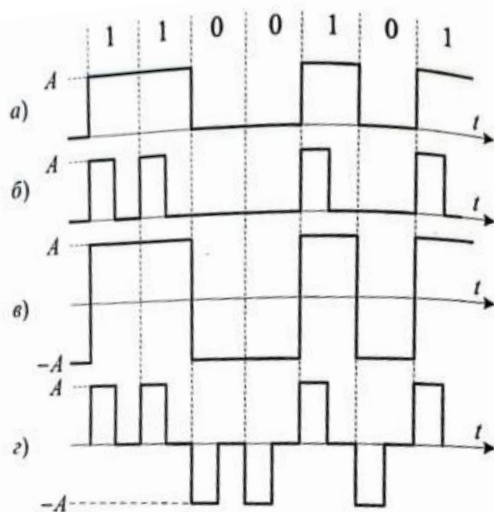
Pri tom je B širina propusnog opsega prijemnog filtra, a $\overline{s^2(t)}$ srednja snaga signala. Povećanjem koraka kvantizacije Δa smanjujemo preopterećenje usljed strmine, ali istovremeno smanjujemo odnos $\rho_{s/G}$. Dakle, povećanje koraka Δa povoljno utiče na jednu pojavu, a nepovoljno na drugu, pa je poželjno odrediti optimalnu vrijednost za korak Δa .

25. Linijski signali

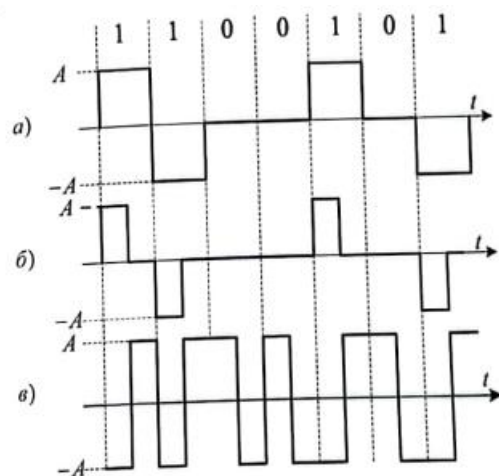
Signali su fizički nosioci informacija i u digitalnom prenosu informacije koje se prenose su diskretne i najčešće već kodovane u binarnom obliku, odnosno predstavljene nizom „nula“ i „jedinica“ (visokih i niskih logičkih stanja). Ovako zapisane informacije možemo lako da predstavimo pomoću binarnih signala, a tip signala možemo da odaberemo u zavisnosti od raspoloživog kanala za prenos. Mi ćemo posmatrati vremenski dijagram binarnih signala kada na raspolaganju stoji kanal tipa niskopropusnog

filtra i u tom slučaju zapravo vršimo prenos u osnovnom (prirodnom) opsegu. Postoji više oblika u kojima se javljaju binarni signali, a neki najvažniji su:

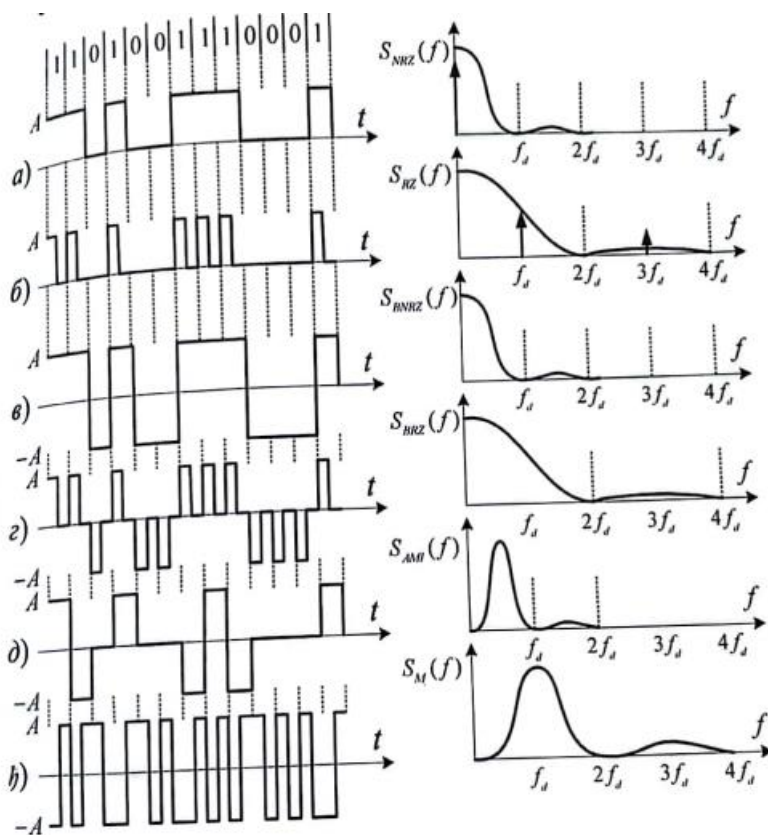
- **Unipolarni binarni signal bez povratka na nulu (NRZ – Non Return to Zero)**
Ovom tipu signala odgovaraju dva električna stanja -> logičkoj „jedinici“ odgovara naponski nivo +A, dok je logička „nula“ predstavljena nultim potencijalom. Unipolarni NRZ signal sadrži jednosmjernu (DC) komponentu. Kod unipolarnog NRZ signala ne dolazi ni do kakvih tranzicija neponskih nivoa ako se u dva ili više uzastopnih intervala prenosi isti binarni simbol i ova osobina predstavlja nedostatak unipolarnog NRZ signala jer prijemnik čiji bi rad bio sinhronizovan na sam signal može lako da izgubi sinhronizaciju kad se pojavi duži niz jedinica ili nula u prijemnom signalu.
- **Unipolarni signal sa povratkom na nulu (RZ – Return to Zero)**
Logička „1“ je predstavljena naposnim nivoom +A u prvoj polovini bitskog intervala, a u drugoj polovini istog intervala nivo se vraća na nulu. Logička „0“ je predstavljena nultim nivoom u cijelom bitskom intervalu. U ovom slučaju smanjena je DC komponenta u odnosu na NRZ signal, a zbog povratka na nulu olakšano je postizanje bitske sinhronizacije. Takođe nedostatak je smanjenje otpornosti na kanalni šum u odnosu na NRZ kanal.
- **Bipolarni binarni signal bez povratka na nulu (bipolarni NRZ)**
Logičkoj „jedinici“ odgovara naponski nivo A, dok logičkoj „nuli“ odgovara naponski nivo -A. Ako su vjerovatnoće pojave binarnih simbola iste ($P(0)=P(1)$), signal nema DC komponentu. Ovaj oblik signala je otporan na šum, ali po pitanju sinhronizacije ima isti nedostatak kao i unipolarni NRZ signal
- **Bipolarni signal sa povratkom na nulu (bipolarni RZ)**
Logička „jedinica“ se prenosi isto kao kod unipolarnog RZ signala, dok logičkoj „0“ odgovara stanje -A u prvoj polovini bitskog intervala, a nula u drugoj polovini intervala. Bipolarni RZ signal u sebi sadrži informaciju o takt-signalu, što u velikoj mjeri olakšava bitsku sinhronizaciju u prijemniku. Ako je niz logičkih nula i jedinica balansiran ($P(0)=P(1)$), srednja vrijednost signala iznosi nula.
- **Alternativno bipolarni linijski kod (AMI – Alternating Mark Inversion)**
Ovaj kod spada u troninovske kodove sa simetričnim nultim simbolima. AMI kod se dobija tako da binarna nula ostaje ternarna nula, a binarne jedinice originalnog binarnog niza naizmjenično (alternativno) se predstavljaju sa $\pm A$. Dakle, svakoj sljedećoj jedinici u binarnom nizu obrnut je polaritet u odnosu na prethodnu. Ovakav signal može da bude i sa povratkom na nulu. Dobre strane ovog signala su odsustvo DC komponente i mogućnost za sinhronizaciju prijemnika. Naime, ispravljanjem negativnih impulsa u ovom signalu i puštanjem kroz odgovarajući filter, može da se dobije izražena sinusoidalna komponenta pogodna za bitsku sinhronizaciju. Međutim problemi mogu da nastanu u slučaju pojave dužeg niza nula u prijemnom nizu i ovaj problem je moguće riješiti modifikacijom AMI signala na način da se veći broj uzastopnih simbola „0“ mijenja odgovarajućim kodnim dodatkom. Ovako modifikovani AMI poznat je pod nazivom BnZS (Binary n Zero Substitution) gdje je n broj uzastopnih simbola „0“ koji se zamjenjuju kodnim dodatkom. BnZS imaju nešto veću vjerovatnoću greške od AMI.
- **Mančester linijski kod**
Formira se tako da se originalna binarna jedinica prenosi kao pozitivna (ili negativna) tranzicija na sredini digitskog intervala, a originalna binarna nula kao negativna (ili pozitivna) tranzicija na sredini digitskog intervala. Kada se jave dva ista uzastopna bita (11 ili 00), onda se uvodi dodatna tranzicija na granici bitskih intervala između njih.



Слика 5.1— а) Униполарни NRZ, б) униполарни RZ, в) биполарни NRZ и г) биполарни RZ сигнал.



Слика 5.2 — а) AMI NRZ код, б) AMI RZ код и в) Манчестер код.



Digitalni signal prije slanja u prenosni medijum treba na pogodan način uobličiti u cilju uspješnijeg prenosa i kriterijumi koje bi dobro uobličen signal trebao da zadovolji su:

1. **Mogućnost ekstrakcije takta (digitska, odnosno bitska sinhronizacija) u regeneratorima**
Ekstrakcija digitalnog takta predstavlja osnovu za sinhronizaciju digitalnog sistema i obično se obavlja na bazi prijemnog digitalnog informacionog signala. Taj postupak je jednostavan ako digitalni signal već sadrži diskretnu komponentu na frekvenciji $f_d = 1/T_d$, što u realnim uslovima često nije zadovoljeno pa se pribjegava nizu nelinearnih i linearnih obrada prijemnog signala u cilju ispravljanja spektralne komponente na frekvenciji $f_d = 1/T_d$ u regeneratoru.
2. **Povoljna raspodjela spektra**

Prenosni sistemi unose izrazito slabljenje na učestanosti $f = 0$ i na učestanostima bliskima nuli. Tome doprinose prisutni transformatori i serijski vezani kondenzatori u prenosnicima. Unipolarni i bipolarni NRZ i RZ u ovom pogledu su nepovoljni digitalni linijski signali, dok su AMI i Mančester povoljni (tj. imaju povoljnu spektralnu raspodjelu komponenta)

3. Spektralna efikasnost i otpornost na kanalski šum

U pogledu efikasnog korišćenja raspoloživog frekvencijskog opsega RZ signali imaju izuzetno nepovoljnu spektralnu raspodjelu komponenta, a AMI signali spektralno efikasniji od NRZ signala. Ako efikasnost razmatramo u pogledu otpornosti na kanalski šum onda su NRZ najbolji.

4. Mogućnost detekcije i eventualne korekcije kanalskih grešaka (daljinska kontrola kvaliteta)

Ovakve mogućnosti pružaju kodovi sa ugrađenom redundansom (memorijom) kao što su AMI kod i Mančester kod. Kod unipolarnih i bipolarnih signala ovakve mogućnosti ne postoje jer su kod njih sve sekvence dozvoljene (nezavisno od njihove dužine) pa se na prijemu ne mogu analizom primljenih sekvenci detektovati pogoršani uslovi prenosa

5. Transparentnost

Transparentnost signala omogućava uspješan prenos bez obzira na vjerovatnoću pojave „nula“ i „jedinica“ u informacionoj poruci. Veliki broj uzastopnih nula može da izazove nepouzdan rad ekstraktora takta u regeneratorima. U tom pogledu AMI je inferioran u odnosu na Mančester signal, kod kojeg postoje tranzicije u linijskom signalu, bez obzira na raspodjelu vjerovatnoća „nula“ i „jedinica“ u originalnom binarnom informacionom sadržaju. Takođe, prisutne tranzicije u Mančester signalu izazivaju proširenje spektra u odnosu na AMI signal.

26. Konvencionalni AM signal

Prvi prenos modulisanog signala je izvršen koristeći amplitudski modulisan signal. Dakle, ovaj signal predstavlja najstariju vrstu modulisanog signala i često se naziva konvencionalni modulisan signal ili KAM signal. Radi se o signalu koji sadrži dva bočna opsega i nosilac. Analitički izraz za konvencionalni AM signal ima oblik:

$$u_{KAM}(t) = |U_0 + k u_m(t)| \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

gdje su:

$u_m(t)$ – signal poruke (informacioni signal) $\rightarrow u_m(t) = U_m m(t)$; $U_m = |u_m(t)|_{max}$, pri čemu je $m(t) \leq 1$

$U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ – prostoperiodični signal nosioca amplitude U_0 , ugaone učestanosti ω_0 i početne faze φ_0

k – konstanta koja odražava osjetljivost modulatora

Pretpostavljajući nultu početnu fazu nosioca i uvrštavanjem izraza za $u_m(t)$ dobijamo:

$$u_{KAM}(t) = U_0 \left[1 + \frac{k U_m}{U_0} m(t) \right] \cos \omega_0 t = U_0 [1 + m_0 m(t)] \cos \omega_0 t$$

Pri tome je $m_0 = \frac{k U_m}{U_0}$ indeks modulacije, odnosno maksimalna relativna promjena amplitude modulisanog signala (naziva se još i *stepen modulacije* ili *dubina modulacije* i izražava se u procentima).

Ako modulišući signal $u_m(t)$ ima spektar ograničen ugaonom učestanošću ω_m , tada se računanjem Furijeove transformacije izraza za KAM signal sobija njegova spektralna gustina amplituda na sljedeći način (opet pretpostavljenja nulta početna faza):

$$\begin{aligned}\mathcal{F}\{u_{KAM}(t)\} &= U_{KAM}(j\omega) = \mathcal{F}\{U_0 \cos \omega_0 t\} + \mathcal{F}\{k u_m(t) \cos \omega_0 t\} = \\ &= \pi U_0 \delta(\omega - \omega_0) + \pi U_0 \delta(\omega + \omega_0) + \frac{1}{2} k U_m [j(\omega - \omega_0)] + \frac{1}{2} k U_m [j(\omega + \omega_0)]\end{aligned}$$

Iz ovog izraza se vidi da se spektar KAM signala sastoji od Dirakovog impulsa na ugaonoj učestanosti nosioca ω_0 i dva bočna opsega, nižeg i višeg, međusobno simetrična u odnosu na ugaonu učestanost nosioca. Oblik krive spektralnih gustina amplituda svakog od bočnih opsega identičan je obliku spektralne gustine amplituda modulišećeg signala. Svaki bočni opseg sadrži signal poruke, a potreban frekvencijski opseg za prenos KAM signala je dvostruko veći od širine spektra modulišećeg signala f_m .

Pretpostavljajući prostoperiodični signal poruke $u_m(t) = U_m \cos(\omega_0 t)$ i $k = 1$, signal se može predstaviti na sljedeći način:

$$\begin{aligned}u_{KAM}(t) &= (U_0 + U_m \cos \omega_m t) \cos \omega_0 t = \\ &= U_0 \cos \omega_0 t + U_m \cos \omega_m t \cos \omega_0 t \\ &= U_0 \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} U_m \cos(\omega_0 - \omega_m) t + \frac{1}{2} U_m \cos(\omega_0 + \omega_m) t\end{aligned}$$

Ovaj izraz se može prikazati i preko indeksa modulacije:

$$u_{KAM}(t) = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m_0 U_0 \cos(\omega_0 - \omega_m) t + \frac{1}{2} m_0 U_0 \cos(\omega_0 + \omega_m) t$$

Srednja snaga koju bi ovaj signal razvio na otporniku otpornosti R iznosi:

$$P = \frac{U_0^2}{2R} \left[1 + 2 \left(\frac{m_0}{2} \right)^2 \right] = \frac{U_0^2}{2R} \left(1 + \frac{m_0^2}{2} \right) = P_0 \left(1 + \frac{m_0^2}{2} \right), \quad (6.7)$$

gdje je $P_0 = \frac{U_0^2}{2R}$ srednja snaga nosioca.

Средња снага у бочним опсезима износи:

$$P_{1BO} + P_{2BO} = \frac{m_0^2}{2} P_0. \quad (6.8)$$

Како је порука садржана само у бочним опсезима тада је степен искоришћења снаге дат са:

$$\eta = \frac{P_{1BO} + P_{2BO}}{P} = \frac{m_0^2}{2 + m_0^2}. \quad (6.9)$$

Iz ovoga izraza se vidi da je stepen iskorištenja najveći kada je stepen modulacije $m_0 = 1$. Prema prethodnom izrazu 1/3 predajne snage će biti iskorišćena na prenos korisnog signala, a preostali udio (2/3) odlazi na nosilac (što predstavlja gubitak). Znači maksimalno teorijsko iskorišćenje sistema sa KAM signalom je 33,33%, dok je u praksi ono čak i manje.

27. AM signal sa jednim bočnim opsegom

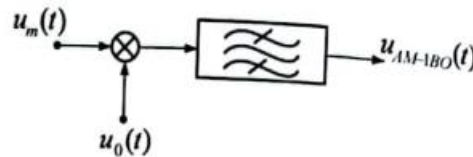
Postoji nekoliko načina izrade modulatora za dobijanje AM signala sa jednim bočnim opsegom:

- Modulator sa filtrom za izdvajanje bočnog opsega
- Modulator sa višestrukom modulacijom

- Modulator sa dobijanje AM-1BO signala metodom faznog pomjeraja

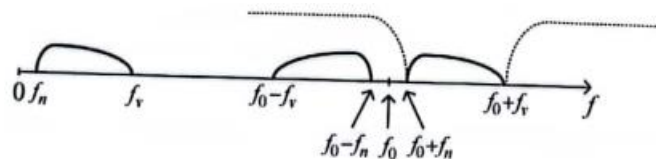
Modulator sa filtrom za izdvajanje bočnog opsega

AM-1BO se može realizovati korišćenjem balansnog modulatora na čijem se izlazu postavlja filter propusnik opsega koji će propustiti izabrani bočni opseg, a sve ostale komponente u spektru potisnuti.



Слика 6.1. – Принципијелна шема модулятора са излазним филтром.

Pretpostavimo da spektar modulišućeg signala zauzima opseg od f_n do f_v i neka je frekvencija nosioca f_0 . Tada, ako bi se htio propustiti viši bočni opseg, filtrom treba propustiti komponente koje se nalaze u opsegu od $f_0 + f_n$ do $f_0 + f_v$. Problem koji se ovdje javlja kod realizacije filtra je taj što bi filter trebalo da ima takvu karakteristiku slabljenja da ona maksimalno oslabi niži bočni opseg. Ukoli je najniža komponenta u spektru modulišućeg signala $f_n = 0$, slijedi da bi korišćeni filter trebalo da ima karakteristiku slabljenja koja ima jako strm prelaz sa maksimalne na minimalnu vrijednost, što značajno povećava kompleksnost realizacije filtra.

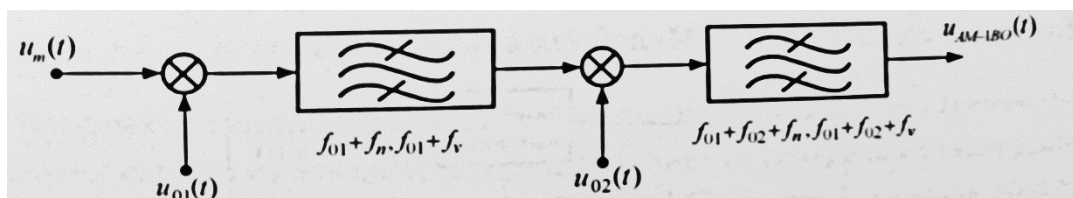


Слика 6.2. – Принципијелни приказ издвајања вишег бочног опсега филтром пропусником опсега.

Modulator sa višestrukom modulacijom

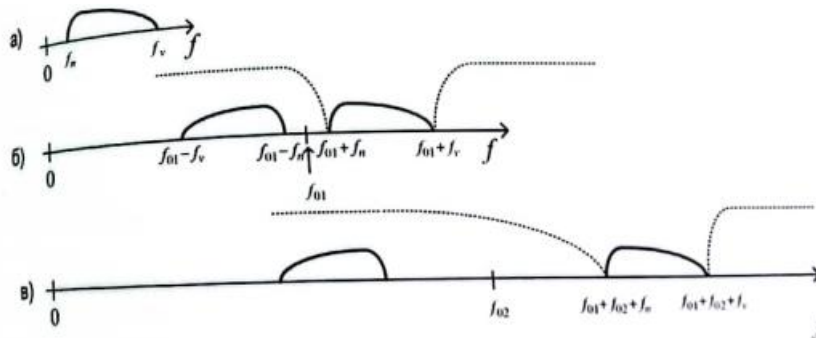
Problem realizacije filtra, koji i pri visokim vrijednostima frekvencije nosioca ima krivu selektivnosti takvu da dovoljno potisne nepoželjne komponente, realizuje se korišćenjem postupka višestruke modulacije. Ova modulacija se može realizovati pomoću balansnih modulatora i filtara za izdvajanje odgovarajućih bočnih opsega.

Sa $u_{01}(t)$ i $u_{02}(t)$ označeni su nosioci na frekvencijama f_{01} i f_{02} , respektivno.



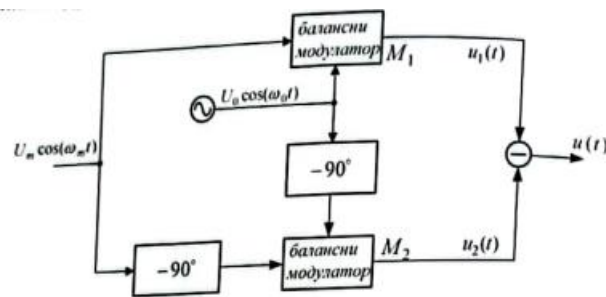
Слика 6.3 – Принципијелна шема модулятора са вишеструком модулацијом.

U prvom koraku se vrši translacija na neku nižu noseću frekvenciju f_{01} u okviru koje je moguće uspješno izdvojiti jedan bočni opseg. Sada se sa ovako izdvojenim signalom čiji se spektar nalazi u opsegu $(f_{01} + f_n, f_{01} + f_v)$, vrši modulacija sa drugim nosiocem $u_{02}(t)$ frekvencije f_{02} . Ovim je postignuto da je opseg u kome karakteristika slabljenja filtra treba izvršiti prelaz sa maksimalne na minimalnu vrijednost određen sa $2(f_{01} + f_n)$, što je znatno šire od $2f_n$.



Слика 6.4 – Поступак добијања AM-1BO поступком вишеструке модулације и спектралне густине амплитуда а) модулишућег сигнала, б) сигнала на излазу првог и в) другог филтра пропусника опсега.

Modulator za dobijanje AM-1BO signala metodom faznog pomjeraja



Слика 6.5. – Модулар за добијање једног бочног опсега методом фазног помјераја.

Modulator se sastoji od dva identična balansna modulatora (množača), koji su na slici označeni sa M_1 i M_2 . Modulišući signal oblika $u_m(t) = U_m \cos(\omega_m t)$ se dovodi na ulaz modulatora M_1 direktno, dok se modulišući signal na ulaz modulatora M_2 dovodi preko kola koje unosi fazni pomjeraj od -90° . Nosilac $u_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t)$ se dovodi direktno na modulator M_1 , a fazno pomjeren za -90° na modulator M_2 .

Pod pretpostavkom da je k konstanta množača i da je $U_0 = 1$, na izlazu balansnih modulatora M_1 i M_2 dobijaju se sljedeći signali:

$$u_1(t) = kU_m \cos\omega_m t \cdot \cos\omega_0 t,$$

$$u_2(t) = kU_m \sin\omega_m t \cdot \sin\omega_0 t.$$

Sabiranjem ovih izrazu dobija se AM-1BO sa donjim bočnim opsegom:

$$u_{AM-1BO}(t) = u_1(t) + u_2(t) = kU_m \cos(\omega_0 - \omega_m)t.$$

Oduzimanjem ovih izraza (slučaj prikazan na blok-šemi sa slike 6.15) dobija se AM-1BO signal sa gornjim bočnim opsegom.

Realizacija modulatora AM-1BO signala na ovaj način ne zahtijeva upotrebu filtra, pa su i problemi vezani za realizaciju filtra u ovom slučaju eliminisani. Takođe, ovdje ne postoje ograničenja vezana za najnižu komponentu u spektru modulišućeg signala. Međutim, ovdje se javlja problem koji je vezan za konstrukciju kola koje treba da unese fazni pomjeraj od -90° podjednako na cijelom opsegu učestanosti.

28. Demodulacija KAM signala

Postupak demodulacije koji se vrši pomoću lokalno generisanog pomoćnog signala iz lokalnog generatora naziva se **sinhrona ili koherentna demodulacija**. Ukoliko na prijemnoj strani nije potreban signal lokalno generisanog nosioca za demodulaciju kažemo da je nekoherentna (asinhrona).

Sinhrona demodulacija KAM signala



Na slici 6.6 se nalazi blok-šema sinhrone demodulacije KAM signala pomoću množača i NF filtra.

Pretpostavimo da je signal lokalnog nosioca dat sljedećim izrazom: $u_l(t) = U_l \cos(\omega_0 t + \varphi)$. Ako je signal na ulazu demodulatora KAM signal $u_{KAM}(t) = U_0(1 + m_0 m(t)) \cos(\omega_0 t)$, onda je na osnovu formule za transformaciju proizvoda kosinusnih funkcija, signal na izlazu množača:

$$u_i(t) = \frac{1}{2} U_0 U_l \cos \varphi + \frac{1}{2} U_0 U_l \cos(2\omega_0 t + \varphi) + \frac{1}{2} m_0 U_0 U_l m(t) \cos \varphi + \frac{1}{2} m_0 U_0 U_l m(t) \cos(2\omega_0 t + \varphi)$$

Prvi član u zbiru predstavlja jednosmjernu komponentu pa to u spektralnom domenu predstavlja Dirakovu funkciju na nultoj učestanosti. Drugi član predstavlja drugi harmonik lokalnog nosioca, a u spektru ova komponenta je lokalizovana u vidu Dirakove funkcije na dvostrukoj frekvenciji lokalnog nosioca. Treći član je signal srazmjeran modulišućem signalu, u osnovnom opsegu. Četvrti član je modulisan signal na dvostrukoj frekvenciji nosioca. Dakle, uz pretpostavku da je spektar modulišućeg signala ograničen frekvencijom f_m , tada iz uslova da ne dođe do preklapanja spektralnih komponenta sa modulišućim signalom $2f_0 - f_m \geq f_m$ slijedi $f_0 \geq f_m$. Prema tome, jednosmjerna komponenta se može odstaniti (npr. sprežnim kondenzatorom), a treći član (korisni dio) se može izdvojiti niskofrekvencijskim filtrom. Tada se dobija sljedeći signal na izlazu NF filtra:

$$u_d(t) = \left(\frac{1}{2} m_0 U_0 U_l \cos \varphi \right) m(t).$$

Pošto konstanta proporcionalnosti zavisi direktno od faznog stava između nosilaca u predajniku i prijemniku, potrebno je da signal nosioca na predaji i lokalno generisani nosilac na prijemu imaju isti frekvenciju i nultu razdešenost faze ($\varphi = 0$).

Asinhrona demodulacija KAM signala

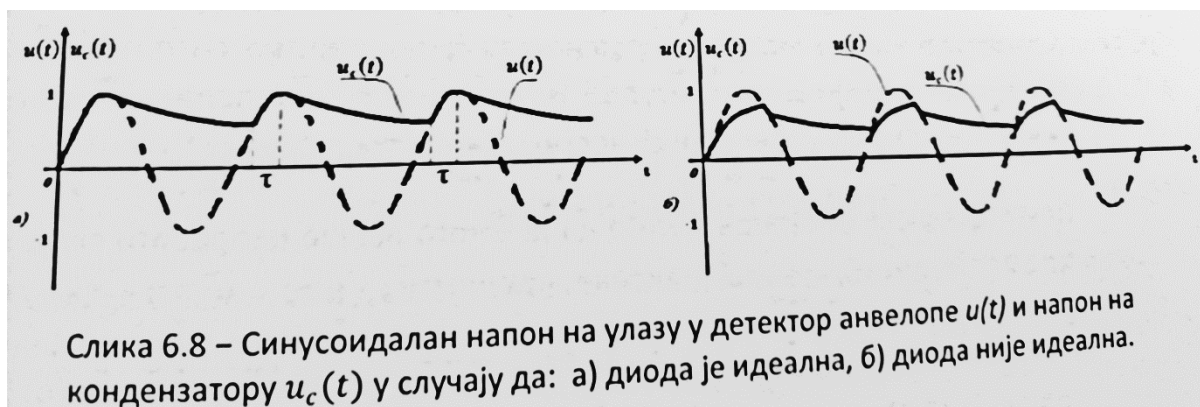
Kod asinhronne demodulacije nije potrebno generisanje signala lokalno generisanog nosioca na prijemu. **Najjednostavniji asinhroni demodulator KAM signala je detektor anvelope**. Kod KAM signala anvelopa nosi korisnu informaciju, odnosno signal poruke. Detektor anvelope je kolo koje na svom izlazu daje signal srazmjeran anvelopi ulaznog signala, za razliku od produktnog demodulatora gdje se

uz pomoć lokalno generisanog nosioca rekonstruiše modulišući signal. U prvom slučaju radi se o detekciji, a u drugom o demodulaciji modulišućeg signala.

Detektor anvelope se koristi za ekstrakciju modulišućeg signala iz KAM signala.

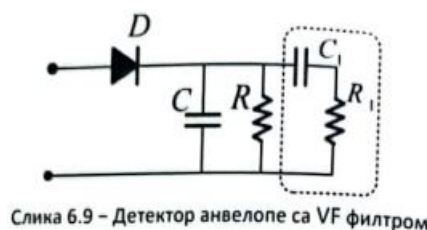


Pretpostavimo da je indeks modulacije manji od 1 (nema premodulacije) i da je amplituda ulaznog napona dovoljno velika tako da je dioda u provodnom ili neprovodnom stanju. U periodu vremena kada dioda provodi, kondenzator C se brzo napuni i napon na njegovim krajevima dostiže maksimalnu vrijednost ulaznog napona. Kada dioda ne provodi, kondenzator C se prazni preko otpornika R. Talasni oblik napona $u_c(t)$ zavisi od vremenske konstante RC. Što je ona veća, to $u_c(t)$ bliži maksimalnoj vrijednosti napona $u(t)$. Na taj način dobijamo anvelopu signala dovedenog na detektor anvelope, pa se zato ovo kolo naziva i vršni detektor. Način formiranja napona izlazu detektora anvelope za ulazni sinusoidalni napon prikazan je na sljedećoj slici:



Na isti način se vrši i detekcija KAM signala, samo su u tom slučaju amplitude ulaznog napona promjenljive. Pri tome treba obratiti pažnju na pravilan izbor elemenata kola, tj. odgovarajuće RC konstante da se ne bi dogodilo da napon na izlazu detektora ne prati anvelopu ulaznog KAM signala. Vrijednost RC vremenske konstante koja obezbjeđuje da ne dolazi do pojave tzv. dijagonalnog odsijecanja: $RC = \frac{1}{\sqrt{\omega_0 \omega_m}}$.

Signal na izlazu detektora anvelope sadrži DC komponentu koja se odstranjuje sprežnim kondenzatorom u visokofrekvencijskom VF филтру.



29. Ugaona modulacija

Osnovne prednosti ugaono modulisanog signala u odnosu na amplitudski modulisani signal:

- Amplituda ugaono modulisanog signala je konstanta pa prijemnik ignoriše promjene amplitude. Na taj način se postiže manja osjetljivost na šumove (koji su često aditivnog karaktera)
- Mnogo je lakše napraviti sistem za reprodukciju zvuka visoke tačnosti, što znači da se reprodukovani signal minimalno razlikuje od onog originalno poslanog

Pod pretpostavkom da je amplituda nosioca U_0 , ugaono modulisani signal se može opisati sljedećim izrazom:

$$u_0(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = U_0 \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] = U_0 \cos[\Phi(t)] \quad (6.18)$$

f_0 - frekvencija nosioca, $\varphi(t)$ – trenutna devijacija faze nosioca, $\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi(t)$ - ugao ili trenutna faza nosioca $u_0(t)$.

Diferenciranjem faze dobijamo učestanost: $\frac{d}{dt}[\Phi(t)] = \omega_0 + \frac{d}{dt}[\varphi(t)] = \omega_0 + \delta\omega_i = 2\pi f_0 + 2\pi\delta f_i$

Pri tom $\frac{d}{dt}[\varphi(t)]$ predstavlja trenutnu devijaciju ugaone učestanosti nosioca, a δf_i trenutnu devijaciju frekvencije nosioca.

Neka je modulišući signal oblika $u_m(t) = U_m m(t)$, pri čemu je $U_m = |u_m(t)|_{max}$, a $m(t)$ je normalizovani modulišući signal, $m(t) \leq 1$.

Ugao nosioca zavisi od modulišućeg signala, tj. $\varphi(t) = f[u_m(t)]$

Dakle, opšti oblik ugaono modulisanog signala je dat sljedećim izrazom:

$$\begin{aligned} u_0(t) &= U_0 \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = U_0 \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] = \\ &= U_0 \cos[2\pi f_0 t + f(u_m(t))] \end{aligned}$$

Za razliku od amplitudске modulacije ugaona modulacija predstavlja nelinearan proces kojim se vrši eksponencijalna transformacija modulišućeg signala u nosilac. U zavisnosti kakav je analitički oblik funkcije $\varphi(t) = \delta\Phi_i(t) = f[u_m(t)]$, može se prepoznati da li je riječ o faznoj ili frekvencijskoj modulaciji.

Ako je trenutna devijacija faze $\varphi(t) = \delta\Phi_i(t)$ direktno proporcionalna modulišućem signalu radi se o faznoj modulaciji.

$$\varphi(t) = \delta\Phi_i(t) = k_\varphi u_m(t) = k_\varphi U_m m(t) = \Delta\Phi_0 m(t),$$

k_φ - konstanta proporcionalni, $\Delta\Phi_0 = k_\varphi U_m = |\varphi(t)|_{max} = |\delta\Phi_i(t)|_{max}$ – maksimalna devijacija faze ili samo devijacija faze

Konačno, fazno modulisani signal može se predstaviti izrazom

$$u_{PM}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + k_\varphi u_m(t)] = U_0 \cos[\omega_0 t + \Delta\Phi_0 m(t)]$$

gdje je $\omega_0 t + \Delta\Phi_0 m(t) = \Phi_{i,PM}$ trenutna faza nosioca fazno modulisanog signala.

Ukoliko je trenutna devijacija učestanosti direktno srazmjerna modulišućem signalu, tada je riječ o frekvencijski modulisanom signalu

$$\delta f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [\varphi(t)] = k_f u_m(t) = k_f U_m m(t) = \Delta f_0 m(t)$$

k_f - konstanta proporcionalni, $\Delta f_0 = k_f U_m = |\varphi(t)|_{max} = |\delta f_i(t)|_{max}$ – maksimalna devijacija učestanosti nosioca ili samo devijacija učestanosti

Trenutna faza nosioca frekvencijski modulisanog signala opisana je sljedećim izrazom ($k_\omega = 2\pi k_f$, $\Delta\omega_0$ devijacija ugaone učestanosti):

$$\begin{aligned} \Phi_{i,FM} &= \int [\omega_0 + k_\omega u_m(t)] dt = \omega_0 t + k_\omega U_m \int m(t) dt \\ &= \omega_0 t + \Delta\omega_0 \int m(t) dt \end{aligned}$$

Konačno, frekvencijski modulisani signal može se predstaviti sljedećim izrazom:

$$u_{FM}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + k_\omega \int u_m(t) dt \right] = U_0 \cos \left[\omega_0 t + \Delta\omega_0 \int m(t) dt \right]$$

Napomena: Na osnovu opšteg izraza za ugaono modulisani signal (6.18) nije moguće zaključiti da li se radi o fazno ili frekvencijski modulisanom signalu.

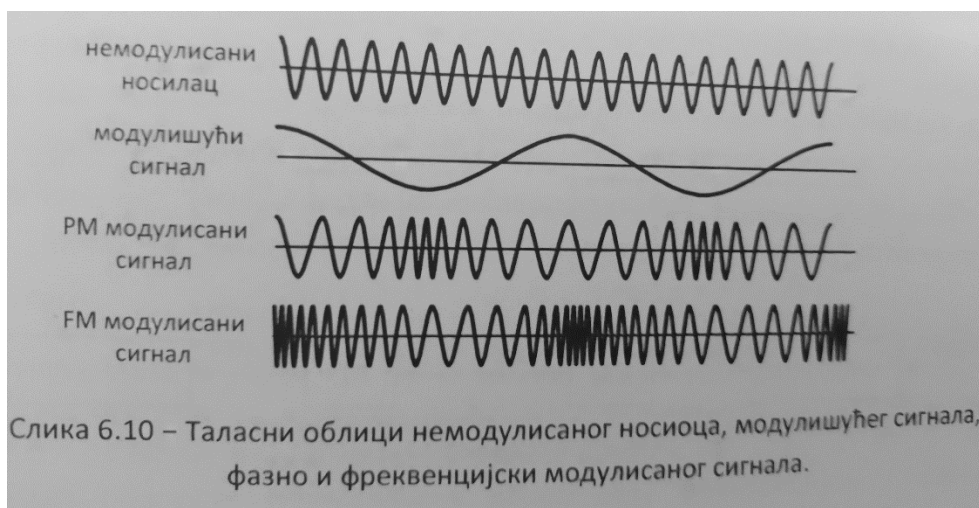
Primjer: Modulišući signal je $u_m = U_m \cos(\omega_m t)$

Fazna modulacija: $u_{PM}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + k_\varphi U_m \cos \omega_m t)$.

Frekvencijska modulacija:

$$\begin{aligned} u_{FM}(t) &= U_0 \cos \left[\omega_0 t + \Delta\omega_0 \int \cos \omega_m t dt \right] = \\ &= U_0 \cos \left[\omega_0 t + \frac{\Delta\omega_0}{\omega_m} \cos \left(\omega_m t - \frac{\pi}{2} \right) \right] \end{aligned}$$

Maksimalna devijacija kružne učestanosti nosioca: $\Delta\omega_0 = k_\omega U_m$



30. Veza između frekvencijske i fazne modulacije

Sklop u kome se obavlja fazna modulacija naziva se fazni modulator. Prostoperiodični nosilac u koji se utiskuje signal koji sadrži poruku (modulišući signal) mijenja se tako da je trenutna faza nosioca srazmjerna modulišućem signalu.

Sklop koji vrši frekvencijsku modulaciju naziva se frekvencijski modulator. Kod frekvencijski modulisanog signala nosilac se mijenja na način da je trenutna faza srazmjerna integralu modulišućeg signala.

Dakle, ako se modulišući signal $u_m(t)$ diferencira prije slanja na frekvencijski modulator dobija se da je trenutna devijacija faze proporcionalna integralu diferenciranog modulišućeg signala. Drugim riječima, proporcionalna je modulišućem signalu ($\int u_m'(t)dt = u_m(t)$). Stoga, ako se prije FM modulatora doda diferencijator, takav sklop će da se ponaša kao fazni modulator. Slično, ako se prije PM modulatora doda integrator, takav sklop će se ponašati kao FM modulator. FM demodulator sa integratorom se ponaša kao PM demodulator, ako se na PM demodulator doda diferencijator dobija se FM demodulator. Ove veze se kraće i čitljivije mogu zapisati na sljedeći način:

1. PM modulator = diferencijator + FM modulator
2. PM demodulator = FM demodulator + integrator
3. FM modulator = integrator + PM modulator
4. FM demodulator = PM demodulator + diferencijator

Dakle, moguće je sistemom koji je namijenjen za prenos signala postupkom PM dodavanjem integratora na predajnu stranu i diferencijatora na prijemnu prenositi signal postupkom FM. Slično, dodavanjem diferencijatora na predaji i integratora na prijemu kod sistema za prenos postupkom FM dobija se sistem za prenos postupkom PM.

