Univerzitet Crne Gore
Elektrotehnički fakultet

DIGITALNE TELEKOMUNIKACIJE

Predavač: Prof.dr Milica Pejanović-Djurišić
Saradnici: Prof.dr Enis Kočan, Luka Lazović, MSc

SADRŽAJ

- Diskretizacija signala
  - po vremenu (odabiranje),
  - po trenutnim vrijednostima (kvantizacija)
- Impulsne modulacije
  - Impulsna amplitudska modulacija
  - Impulsna modulacija po trajanju
  - Impulsna položajna modulacija
  - Impulsna kodna modulacija
  - Delta modulacija
  - Adaptivna delta modulacija
  - Diferencijalna impulsno kodna modulacija

SADRŽAJ

- Električno predstavljanje diskretnih poruka i oblici digitalnih signala
- Prenos digitalnih signala u osnovnom opsegu učestanosti
  - ISI
  - Uslovi prenosa bez ISI
  - Nyquistovi kriterijumi
  - Uticaj slučajnog šuma
  - Optimizacija sistema za prenos
- Prenos digitalnih signala modulisanim nosiocem
  - ASK
  - FSK
  - PSK (B-PSK, DPSK i QPSK)
  - QAM
- Upoređenje sistema za prenos digitalnih signala

Priroda poruka i karakteristike prenošenih signala

Osnovni zadatak telekomunikacionog sistema je da se poruka u vidu signala prenese na udaljeno mjesto, a da pri tome primljeni signal što je moguće više odgovara poslatom signalu. Stoga je neophodno detaljno proučiti i analizirati sve osobine signala kojima se prenose poruke izmedju korisnika.

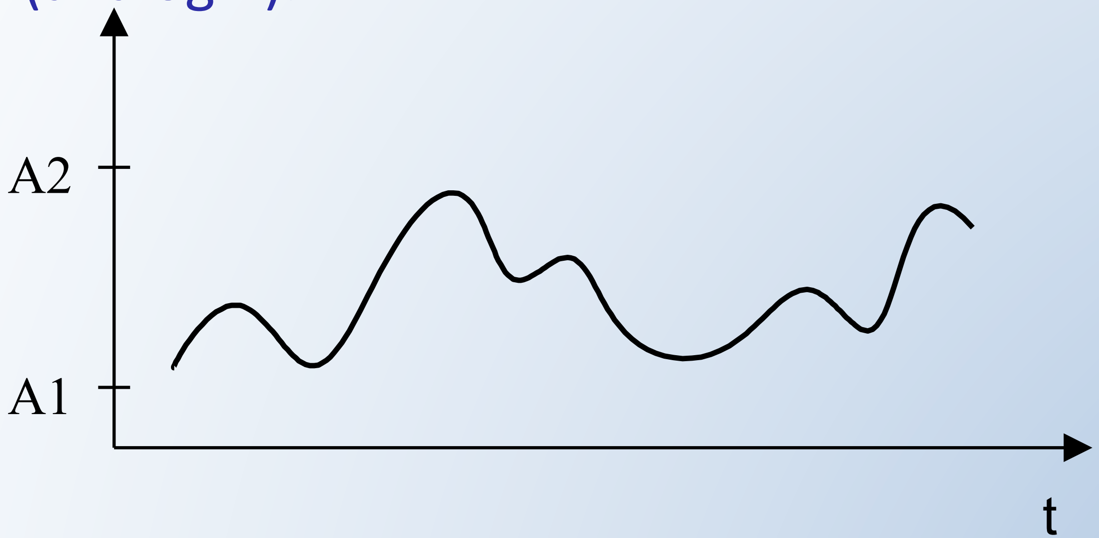
- PRIRODA PORUKA

Sve poruke koje šalje neki izvor poruka možemo svrstati u dvije grupe:

1. Diskretne poruke
2. Kontinualne poruke

Kontinualne poruke

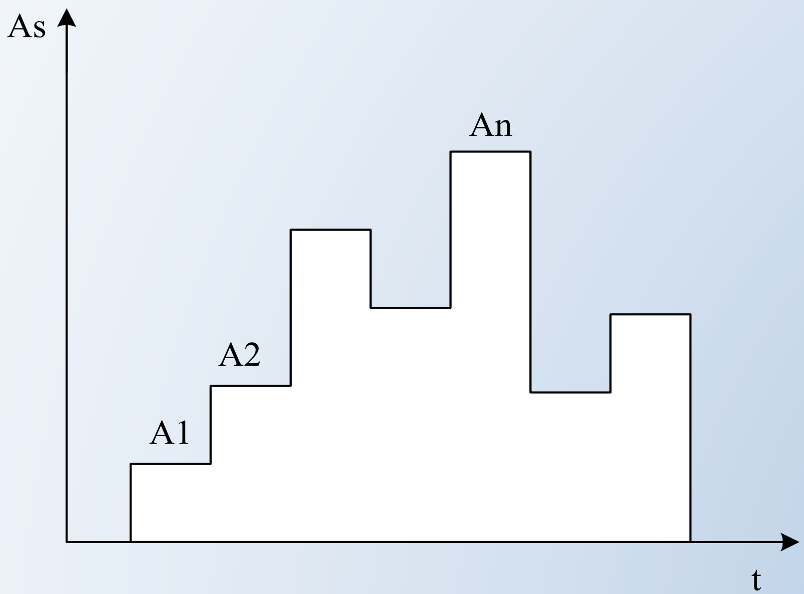
Opisuju se vremenskim funkcijama koje mogu imati sve moguće vrijednosti, koje se nalaze izmedju odredjenih granica. Takve su npr. poruke koje se prenose u telefonskim sistemima ranijih generacija (analogni).



Signal koji odgovara kontinualnoj poruci

Diskretne poruke

Poruke koje se pojavljuju kao nizovi odvojenih elemenata koji imaju konačan broj različitih vrijednosti. Ti elementi nazivaju se *simbolima* i pripadaju jednom konačnom skupu zvanom *alfabet.* Primjer ovakvih poruka su poruke koje se prenose u telegrafiji i računarskim komunikacijama.



Signal koji odgovara diskretnoj poruci

Tipovi signala

U zavisnosti od vrste poruka koju predstavljaju, može se govoriti o dva tipa signala:

- ANALOGNI SIGNALI
- DIGITALNI SIGNALI

Saglasno tome, i telekomunikacioni sistemi se klasifikuju u dvije grupe:

- ANALOGNI TELEKOMUNIKACIONI SISTEMI
- DIGITALNI TELEKOMUNIKACIONI SISTEMI

Analogno vs Digitalno povezivanje

Govor | Slika | Senzor

Analogni elementi
(antene, pojačavači…)

Analogno povezivanje

Govor | Slika | Senzor

Nivo linka+ Nivo mreže | Nivo linka+ Nivo mreže | Nivo linka+ Nivo mreže

Prijenos bita (1/0)

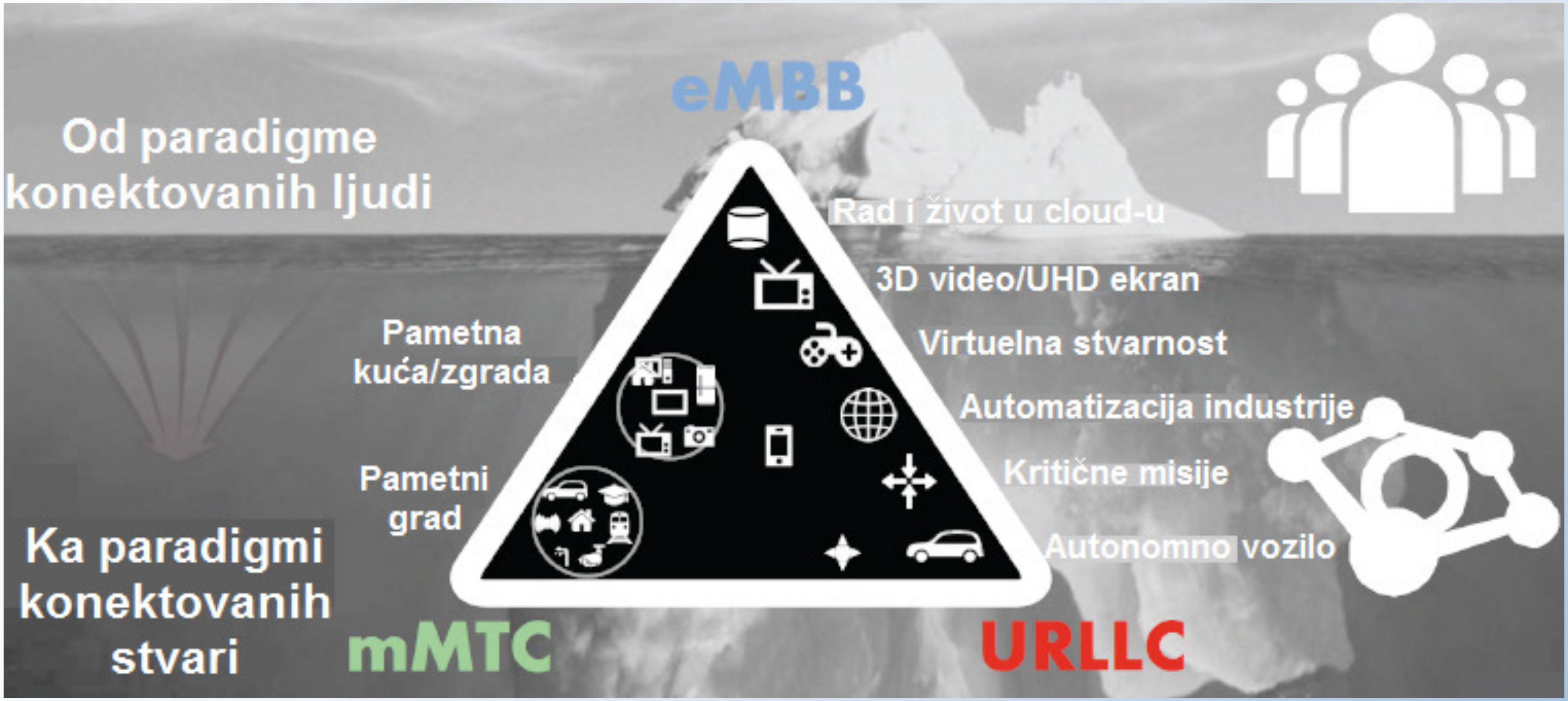
Digitalno povezivanje
(konvergencija na nivou bita)

Govor | Slika | Senzor

IP paketi

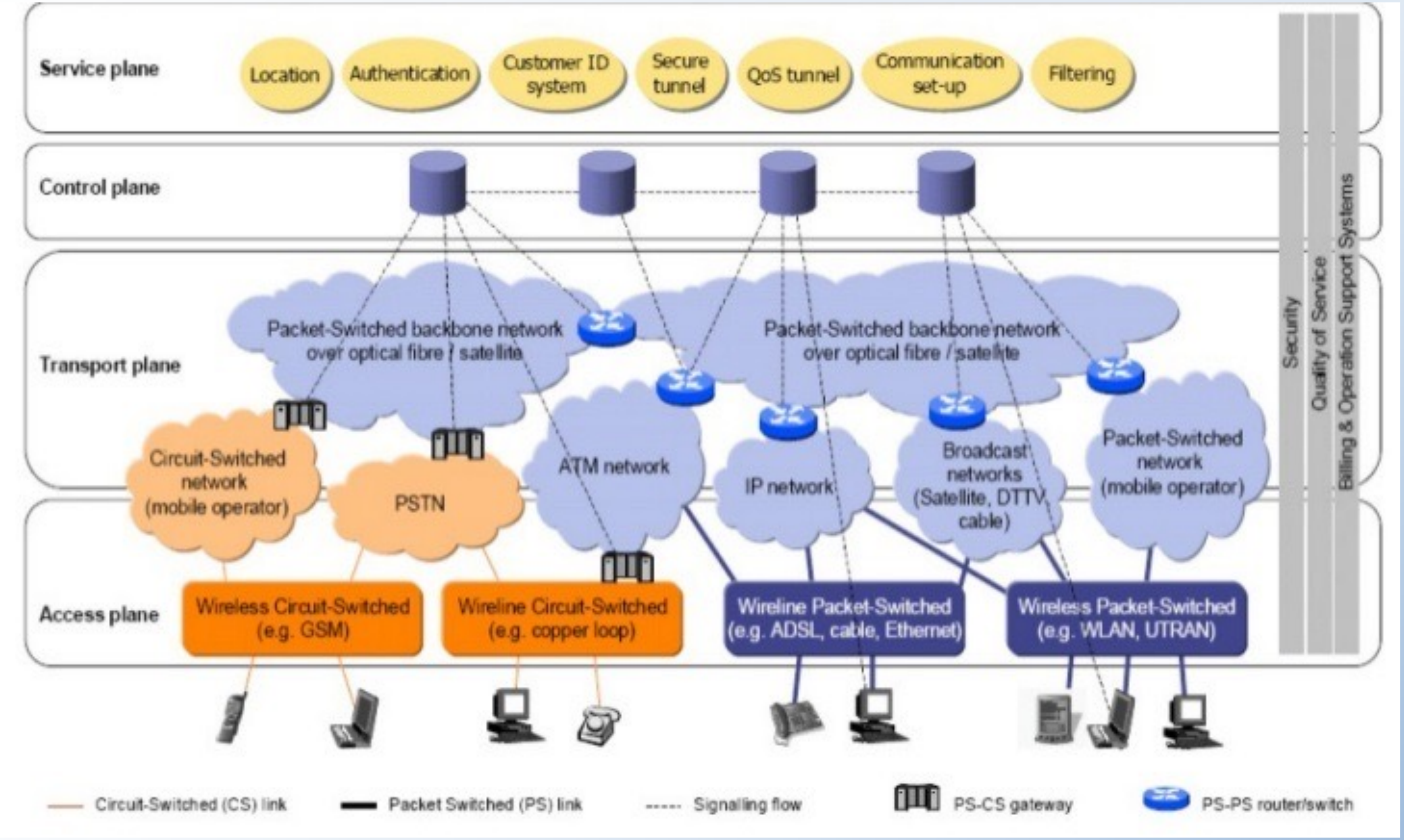
Digitalno povezivanje
(konvergencija na nivou paketa)

Telekomunikacije-aktuelni kontekst

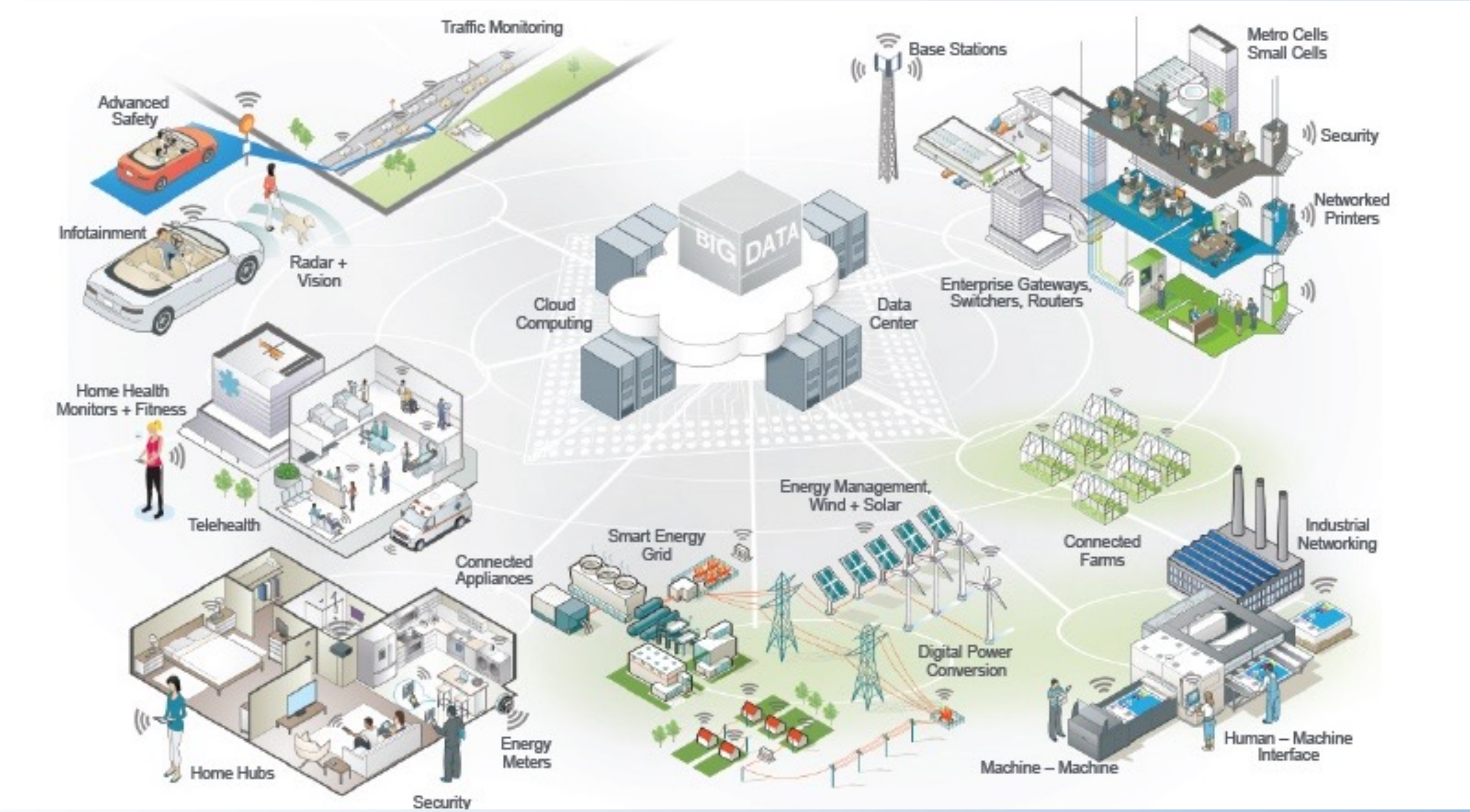


eMBB-napredni mobilni širokopojasni sistemi; mMTC-sistemi za masovnu komunikaciju izmedju uredjaja (mašina); URLLC-sistemi sa ultra malim kašnjenjem

Savremeni telekomunikacioni sistemi

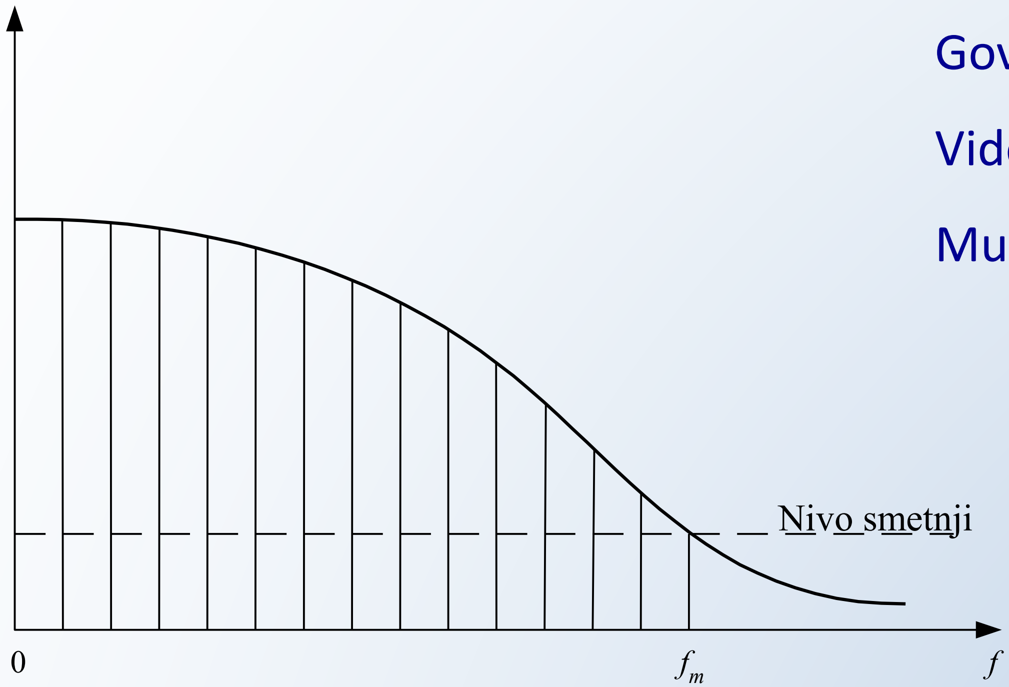


Nova paradigma- IoT (+5G/6G)



DISKRETIZACIJA KONTINUALNIH SIGNALA

- Poruke i signali u koje se one transformišu uslovno se dijele na dvije grupe:
  - kontinualne i
  - diskretne.
- Shodno ovoj podjeli postoje i dvije vrste prenosa:
  - analogni i
  - digitalni prenos.
- Harmonijskom analizom funkcija koje predstavljaju kontinualne signale može se pokazati da ih je moguće diskretizovati, a da se pri tome ne promijene osobine koje imaju kao nosioci poruka. Drugim riječima, to znači da postoji principijelna mogućnost da se kontinualne poruke prenose u vidu diskretnih signala.
- Sve realne kontinualne poruke predstavljaju slučajne procese. Takvi su i odgovarajući signali. Kada se sprovede statistička analiza ovakvih signala, dolazi se do zaključka <u>da je osnovni i glavni dio njihovog spektra koncentrisan u nekom konačnom opsegu učestanosti</u>. To praktično znači da iznad neke učestanosti f_m, spektralna gustina amplituda ovakvih signala postaje toliko mala da može da bude maskirana uvijek prisutnim bijelim Gausovom šumom. Taj dio spektra nema smisla prenositi.



Govor f_m=3.4kHz

Video f_m=5MHz

Muzika f_m=15kHz

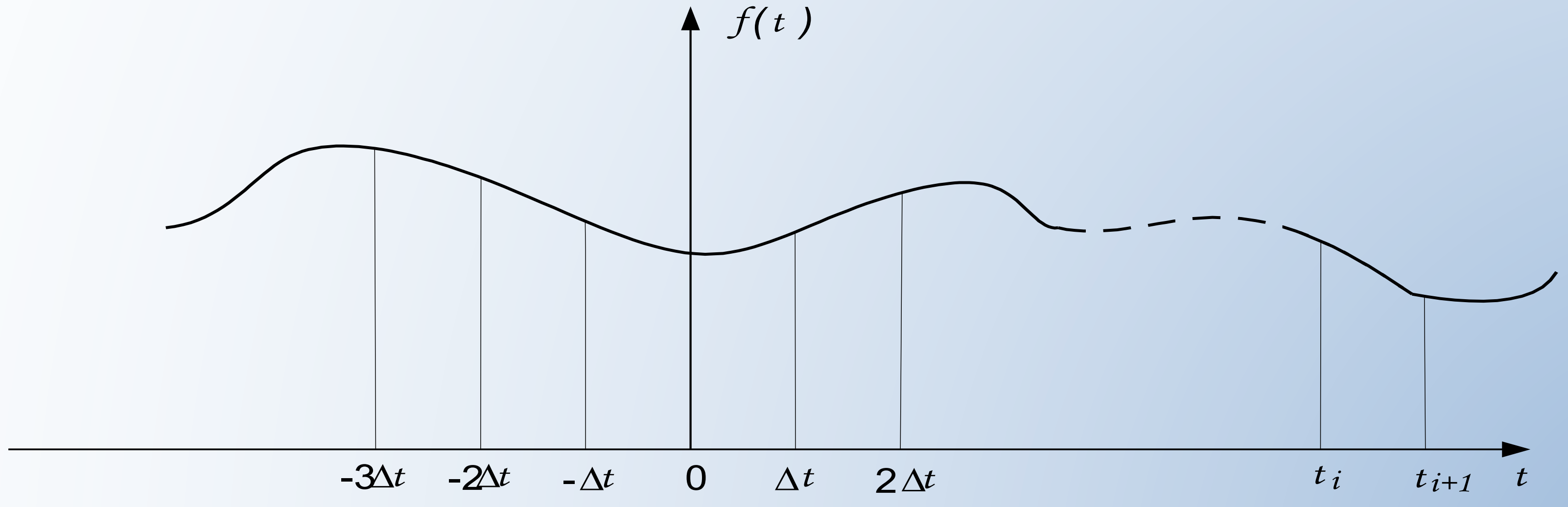
U suštini, spektar signala koji predstavljaju realne poruke ograničen je u realnim uslovima frekvencijskim karakteristikama para izvor-korisnik.

- Ovakva konstatacija omogućava da sve kontinualne poruke predstavimo kontinualnim signalima, čiji je spektar strogo ograničen nekom učestanošću f_m. Za ovakve signale, u matematici postoji teorema koja specificira uslove pri kojima je moguće svaki takav signal predstaviti njegovim vrijednostima uzetim u diskretnim trenucima vremena. To je Koteljnikova teorema ili teorema o odabiranju. Zahvaljujući ovoj teoremi može da se napravi prvi korak u diskretizovanju kontinualne funkcije, a to je **diskretizacija po vremenu.**
- Međutim, poruke se međusobno razlikuju, pa su različiti i signali kojima se one prenose. Dakle, radi se o čitavom skupu vremenskih funkcija koje se razlikuju po vrijednostima u određenim trenucima vremena. Kad je riječ o skupu, o neograničenom broju različitih formi funkcija, sve odabrane vrijednosti gledane zajedno, kontinualno se mijenjaju u određenim granicama. Zato je potrebno obaviti još jednu diskretizaciju – **diskretizaciju po trenutnim vrijednostima vremenske funkcije.** Ona se još naziva i diskretizacijom po nivou ili kvantizacijom. Slično ovome, diskretizacija po vremenu se naziva i kvantizacijom po vremenu.
- Znači, da bi se kontinualni signali diskretizovali, potrebno je obaviti diskretizaciju po vremenu i diskretizaciju po trenutnim vrijednostima signala.

DISKRETIZACIJA PO VREMENU

TEOREMA O ODABIRANJU

Ako kontinualni signal f (t) ima spektar koji se nalazi u opsegu učestanosti od 0 do f_m, onda je taj signal u potpunosti definisan svojim trenutnim vrijednostima, uzetim u ekvidistantnim tačkama medjusobnog rastojanja $\Delta t = t_{i+1} - t_i = (1/2f_m)$. Za proizvoljni signal f (t), ovaj skup odabranih vrijednosti je ilustrovan na slici:



Interval Δt se naziva *period odabiranja.* Vrijednosti ordinata u trenucima n Δt (n cio broj) se zovu odbircima signala *f(t).*

Dokaz teoreme:

Neka je f(t) kontinualna funkcija koja predstavlja kontinualni signal čiji je spektar ograničen učestanošću $f_{m.}$

Fourierova transformacija ovog signala je:

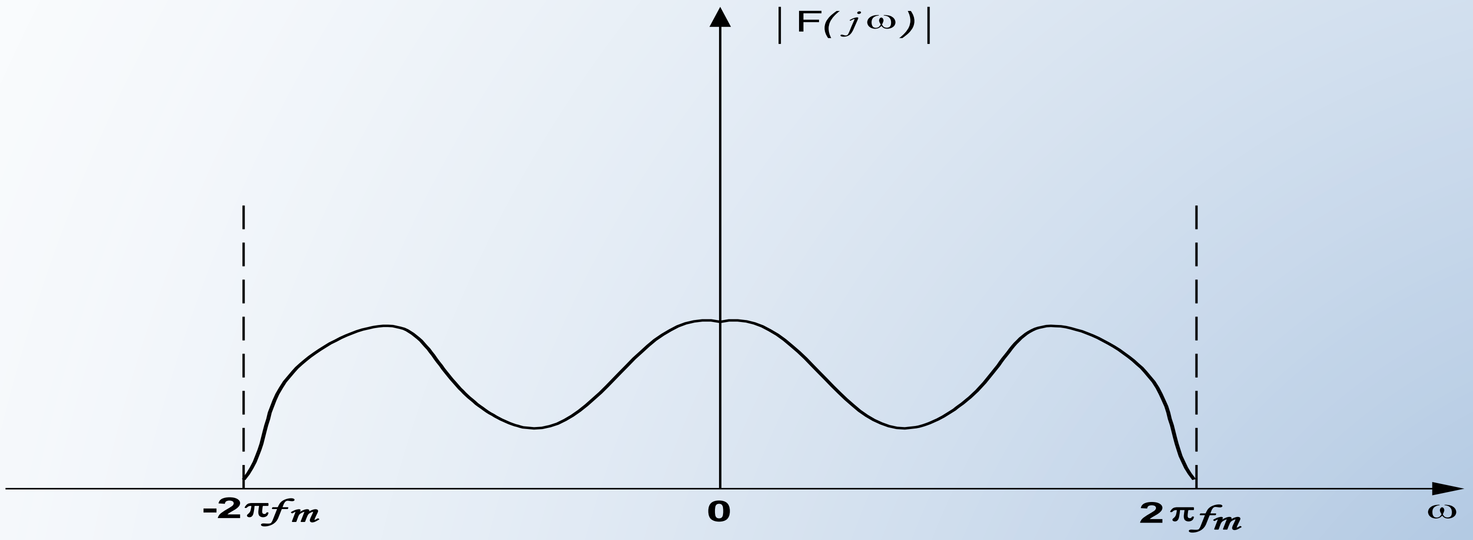
$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

Signal se može odrediti kao inverzna Fourierova transformacija funkcije F(jω):

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

Shodno učinjenoj pretpostavci, spektar ovog signala je ograničen učestanošću f_m , tako da je:

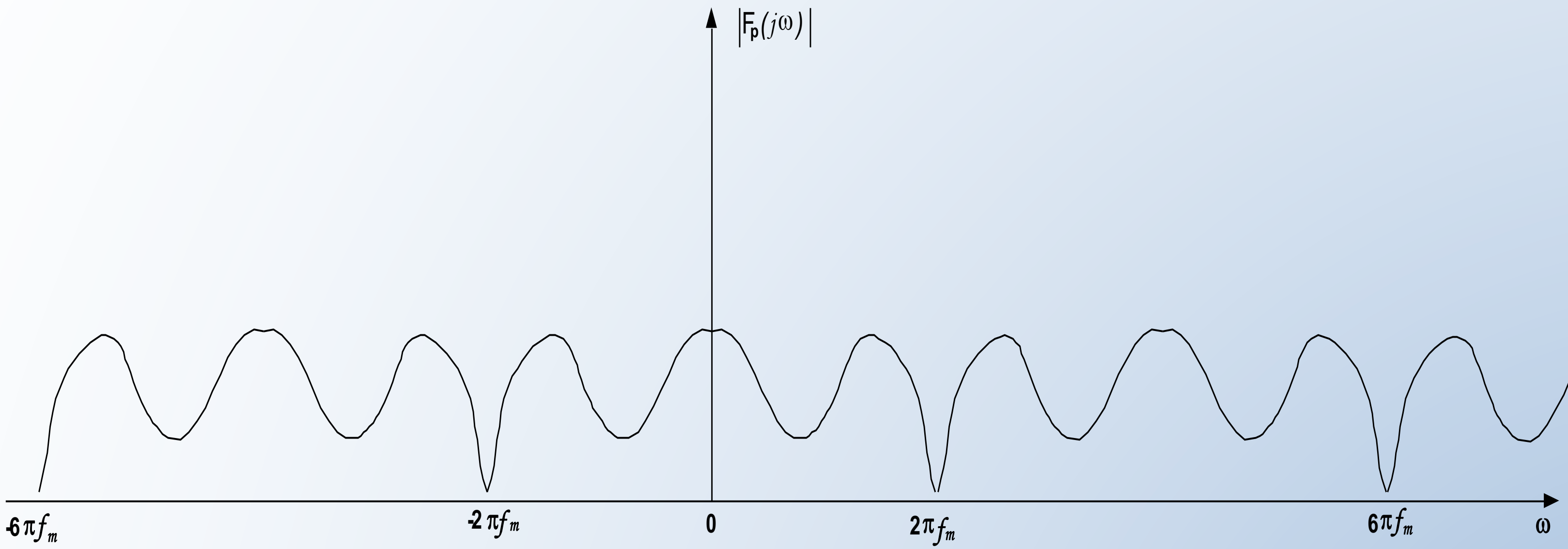
$$F(j\omega) = 0, \text{ za } |\omega| > 2\pi f_m$$



Spektralna gustina amlituda signala f (t) čiji je spektar ograničen

Izvršimo periodično produženje kompleksnog spektra *F(jω)* tako da se Dobije periodična funkcija sa periodom $4\pi f_{m.}$

Spektralna gustina amplituda ovako dobijene pomoćne funkcije je prikazana na slici:



Spektralna gustina ampituda pomoćne funkcije $|F_P(j\omega)|$

Ovako dobijena, pomoćna, funkcija $F_P(j\omega)$ je periodična, pa se može razviti u Fourierov red:

$$F_p(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\frac{1}{2f_m}\omega}$$

U odnosu na uobičajeni izraz promjenljiva t je zamijenjena sa promjenljivom ω, a

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad \text{sa} \quad \frac{2\pi}{4\pi f_m} = \frac{1}{2f_m}$$

Saglasno definiciji kompleksni spektar F_n funkcije $F_P(j\omega)$ će biti:

$$F_n = \frac{1}{4\pi f_m} \int_{-2\pi f_m}^{2\pi f_m} F_p(j\omega) e^{-jn\frac{1}{2f_m}\omega} d\omega \text{..........}(*)$$

Na osnovu uvedene pretpostavke: $F(j\omega) = 0$ izvan intervala $(-2\pi f_m, 2\pi f_m)$, dok je $F(j\omega) = F_P(j\omega)$ u intervalu $(-2\pi f_m, 2\pi f_m)$. To znači da izraz za signal ograničenog spektra f (t) postaje :

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi f_m}^{2\pi f_m} F_p(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

Ako sada pronađemo vrijednost ovog signala u trenucima $t = t_n = -\frac{n}{2f_m}$ gdje je $n = 0, \pm 1, \pm 2 \ldots,$ dobijamo:

$$f\left(-\frac{n}{2f_m}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi f_m}^{2\pi f_m} F_p(j\omega) e^{-j\omega \frac{n}{2f_m}} d\omega = 2f_m \cdot F_n$$

gdje je F_n prethodno određeno relacijom (*).

Iz prethodne relacije možemo pronaći Fourierove koeficijente F_n za bilo koje n, gdje je n =. . .-3, -2, -1, 0, 1, 2, . . ., pod uslovom da znamo vrijednosti signala f (t) u odgovarajućim trenucima $t_n = -\frac{n}{2f_m}$.

Sada se izraz za funkciju $F_p(j\omega)$ može napisati kao:

$$F_p(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\frac{1}{2f_m}\omega} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2f_m} f\left(-\frac{n}{2f_m}\right) e^{jn\frac{1}{2f_m}\omega}$$

Kad je poznato $F_p(j\omega)$, može se odrediti i f (t) :

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi f_m}^{2\pi f_m} F_p(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi f_m}^{2\pi f_m} \frac{1}{2f_m} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} f\left(-\frac{n}{2f_m}\right) e^{jn\frac{1}{2f_m}\omega} \right] e^{j\omega t} d\omega =$$

$$= \frac{1}{4\pi f_m} \int_{-2\pi f_m}^{2\pi f_m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} f\left(-\frac{n}{2f_m}\right) e^{j\omega\left(t + \frac{n}{2f_m}\right)} d\omega$$

• Izvođenjem ovog izraza dokazana je teorema o odabiranju. Pokazano je da je signal f(t), čiji je spektar ograničen, potpuno određen prethodnim izrazom. U njemu je jedino potrebno poznavati vrijednosti signala f (t) u trenucima $t_n = -\frac{n}{2f_m}$, koji se nazivaju trenucima odabiranja, pa da se naznačenim operacijama odredi f (t) za bilo koje *t.*

• Prethodni izraz može da se napiše i u još jednom, pogodnijem obliku. Zamjenom redoslijeda integracije i sumiranja u prethodnom izrazu:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{4\pi f_m} f\left(-\frac{n}{2f_m}\right) \int_{-2\pi f_m}^{2\pi f_m} e^{j\omega\left(t+\frac{n}{2f_m}\right)} d\omega$$

Izvrši li se integracija, dobija se da je:

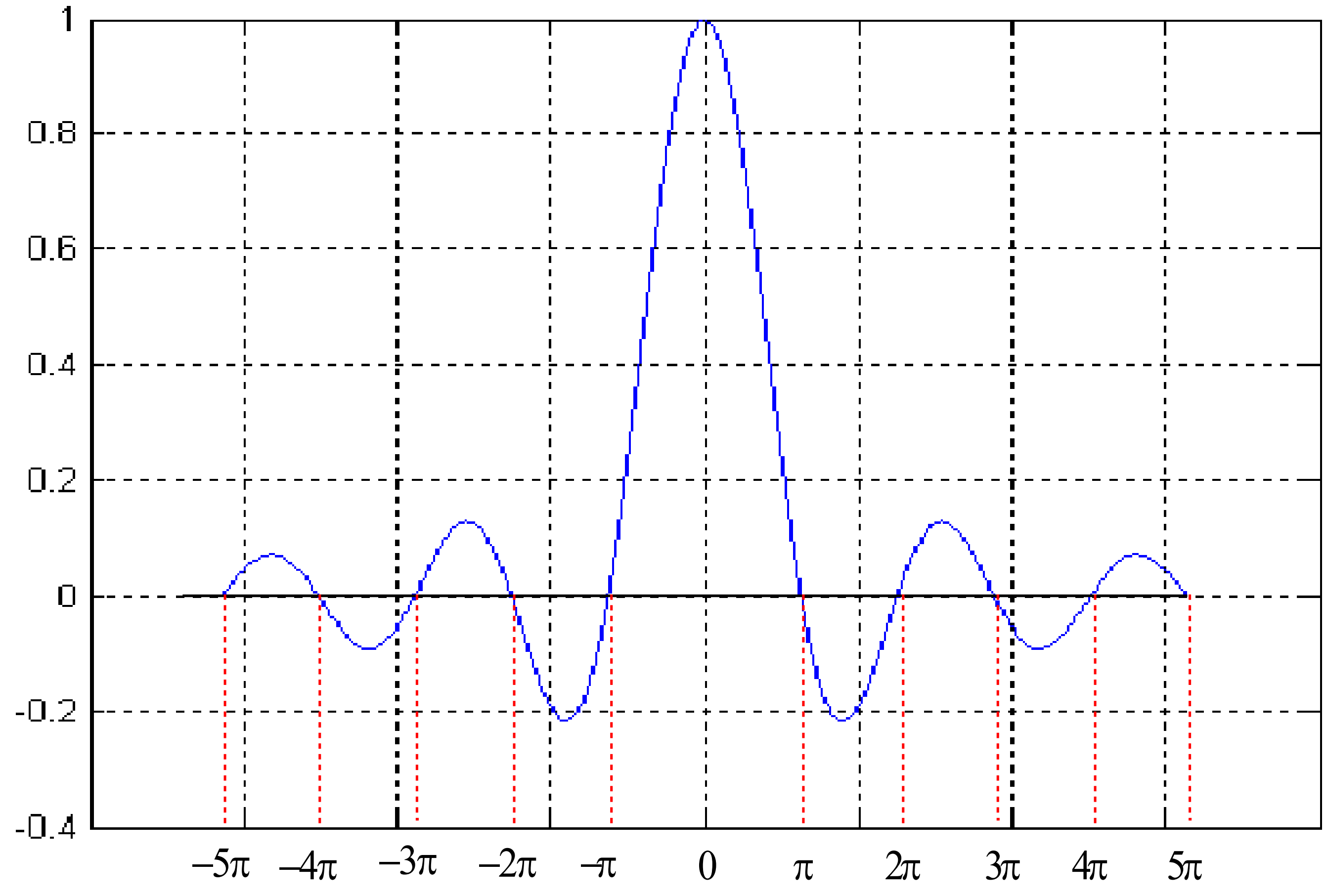
$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f\left(-\frac{n}{2f_m}\right) \frac{\sin 2\pi f_m\left(t+\frac{n}{2f_m}\right)}{2\pi f_m\left(t+\frac{n}{2f_m}\right)}$$

Pošto se sumiranje vrši za sve vrijednosti *n* od -∞ do ∞ , to prethodni izraz može da se napiše u obliku:

$$f(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} f\left(\frac{n}{2f_m}\right)\frac{\sin 2\pi f_m\left(t-\frac{n}{2f_m}\right)}{2\pi f_m\left(t-\frac{n}{2f_m}\right)}$$

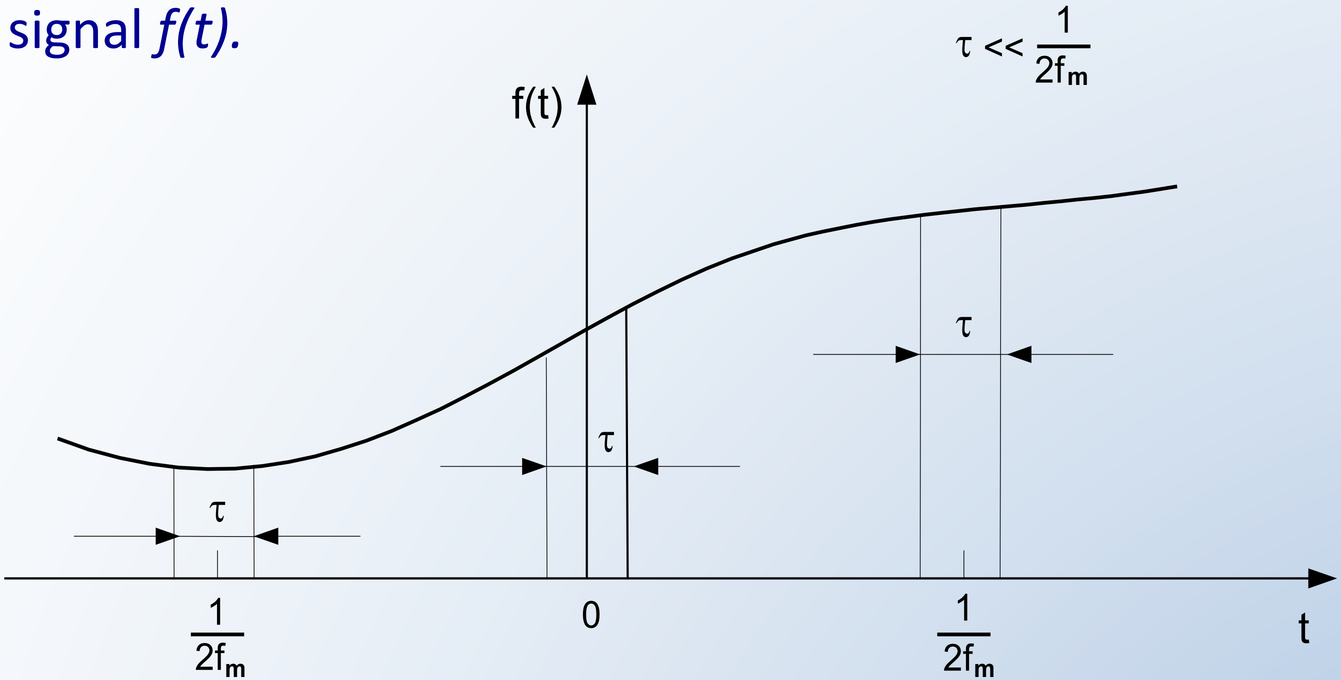
Ovaj izraz omogućava novu interpretaciju teoreme o odabiranju: Signal *f (t) ,* čiji je spektar ograničen učestanošću f_m , jednoznačno je određen beskonačnom sumom članova pri čemu je svaki od njih obrazovan od proizvoda vrijednosti signala *f (t)* u tački odabiranja $t = t_n$ i ***težinske funkcije*** tipa $\frac{\sin x}{x}$ centrirane u odgovarajućem trenutku odabiranja.

Funkcija $\frac{\sin x}{x}$ ima osobinu da je njena vrijednost za *x* = 0 jednaka 1, a za vrijednosti $x = k\pi$, gdje je *k* ma koji cio broj izuzev nule, ta vrijednost je jednaka nuli.



Težinska funkcija y=sinx/x

Teoremu o odabiranju je potrebno dokazati i u suprotnom smjeru: tj. dokazati da se na osnovu poznatih odbiraka uvijek može rekonstruisati originalan signal *f(t).*



Pretpostavimo da imamo kontinualni signal *f(t),* čija je maksimalna učestanost u spektru f_m. Uzmimo odbirke funkcije u trenucima $t_n = \frac{n}{2f_m}$ gdje je $n = \ldots,-3,-2,-1,0,1,2,\ldots$

Neka su odbirci predstavljeni vrlo uskim impulsima, trajanja $\tau \ll \frac{1}{2f_m}$ što je u skladu sa mogućnošću njihove praktične realizacije.

Ako je τ (trajanje odbirka) mnogo manje od (1/2f_m), onda možemo pretpostaviti da se u tom kratkom intervalu vremena *f(t)* ne mijenja. Tada će Fourireova transformacija jednog ovakvog pojedinačnog impulsa biti:

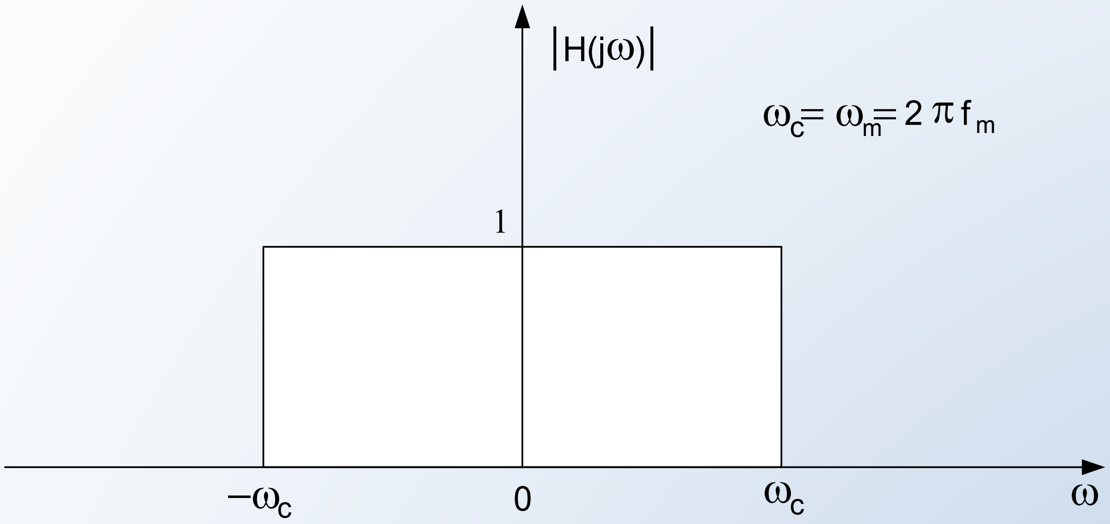
$$F_{(n)}(j\omega)=\int_{\frac{n}{2f_m}-\frac{\tau}{2}}^{\frac{n}{2f_m}+\frac{\tau}{2}} f\left(\frac{n}{2f_m}\right)e^{-j\omega t}dt \cong f\left(\frac{n}{2f_m}\right)\tau e^{-j\omega\frac{n}{2f_m}}$$

Fourireova transformacija delta impulsa je data sledećim izrazom:

$$\Delta(j\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t-t_0)e^{-j\omega t}dt=e^{-j\omega t_0}$$

Uporedivši ova dva izraza, vidimo da je $F_{(n)}(j\omega)$ ustvari Fourireova transformacija delta impulsa čija je površina $\tau\cdot f\left(\frac{n}{2f_m}\right)$, pri čemu je taj impuls centriran u trenutku $t_n=\frac{n}{2f_m}$.

Uzmimo sada jedan idealan filtar propusnik niskih učestanosti:



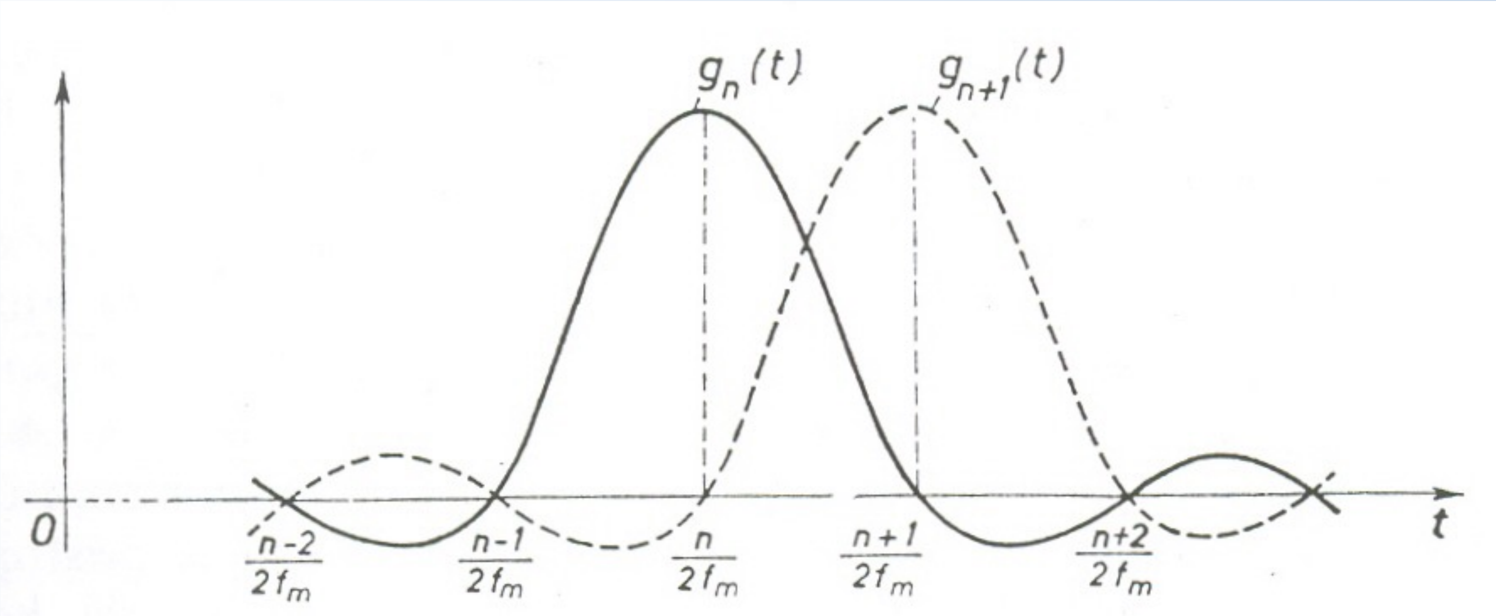
Pretpostavimo da se na ulaz ovakvog filtra dovede signal u vidu impulsa, čija je Fourierova transformacija $F_{(n)}(j\omega)$. Tada će se za odziv na njegovom izlazu dobiti:

$$g_n(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}F_{(n)}(j\omega)H(j\omega)e^{j\omega t}d\omega=f\left(\frac{n}{2f_m}\right)\tau\frac{1}{2\pi}\int_{-2\pi f_m}^{2\pi f_m}e^{j\omega\left(t-\frac{n}{2f_m}\right)}d\omega$$

Kada se izvrši integracija, dobija se:

$$g_n(t) = 2f_m \tau f\left(\frac{n}{2f_m}\right)\frac{\sin 2\pi f_m\left(t-\dfrac{n}{2f_m}\right)}{2\pi f_m\left(t-\dfrac{n}{2f_m}\right)}$$

Dobijeni odziv filtra na pobudu u vidu izabranog *n*-tog odbirka dat je na slici:



- Maksimum ove funkcije nalazi se u trenutku $t_n = \frac{n}{2f_m}$, dok u svim ostalim trenucima odabiranja funkcija $g_n(t)$ ima svoje nule.
- Ako se kroz ovaj filtar propusti drugi ovakav impuls koji je lociran u trenutku $t_{n+1} = \frac{n+1}{2f_m}$, dobio bi se odziv $g_{n+1}(t)$, koji je prikazan na slici isprekidanom linijom. Ovaj odziv ima maksimum u trenutku $t_{n+1} = \frac{n+1}{2f_m}$, a u svim ostalim tačkama odabiranja ima vrijednost nula.
- Ako se na ulaz ovog filtra dovede niz odbiraka, umjesto samo jednog odbirka, onda se na osnovu teoreme o superpoziciji dobija odziv:

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n(t) = 2f_m\tau \sum_{n=-\infty}^{\infty} f\left(\frac{n}{2f_m}\right) \frac{\sin 2\pi f_m\left(t - \frac{n}{2f_m}\right)}{2\pi f_m\left(t - \frac{n}{2f_m}\right)} = 2f_m\tau f(t)$$

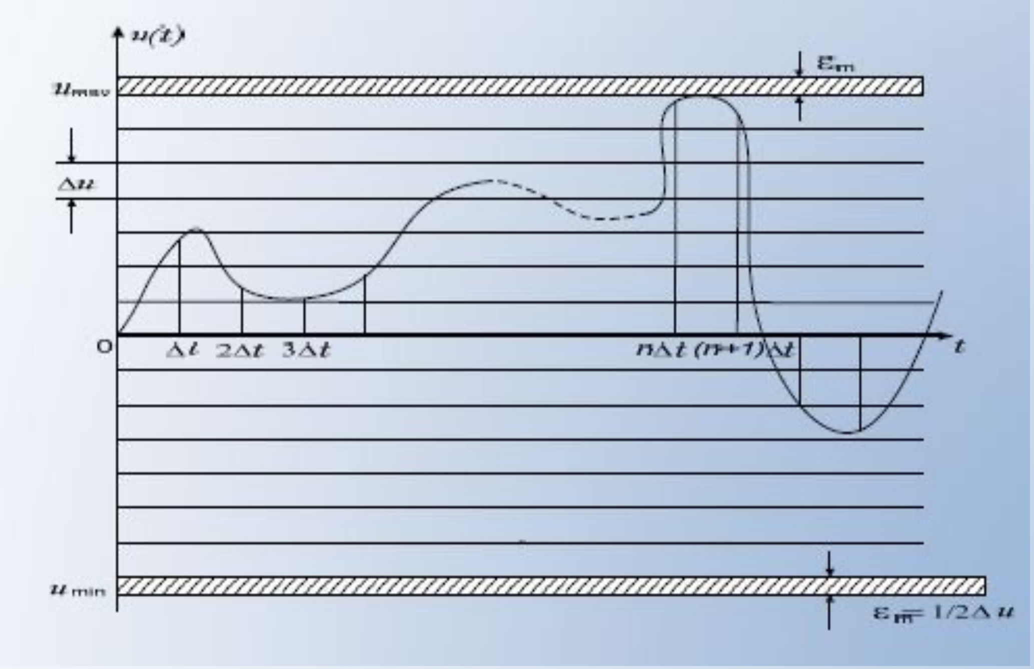
Na ovaj način je pokazano da je signal *f(t)* u potpunosti definisan svojim odbircima. To znači da se signal može predstaviti diskretnim skupom vrijednosti uzetih u raznim, ali tačno definisanim, trenucima vremena.

Dakle, diskretizacija po vremenu nam omogućava da kontinualnu funkciju prikažemo kao niz odbiraka. Na taj način se kontinualna poruka ekvivalentira diskretnim signalom.

Korisniku treba poruka u originalnom obliku, kakva je i poslata. Da bi se to postiglo, treba propustiti diskretizovani signal kroz filtar propusnik niskih učestanosti. U ovome i jeste smisao dokaza teoreme u oba smjera: diskretizuje se signal, a zatim se rekonstruiše originalna poruka propuštanjem kroz niskopropusni filtar granične učestanosti $f_c=f_m$.

DISKRETIZACIJA PO TRENUTNIM VRIJEDNOSTIMA SIGNALA

Izvor kontinualnih poruka generiše beskrajno mnogo različitih formi signala f *(t)*, od kojih svaki ponaosob predstavlja jednu konkretnu poruku. Neka je jedan od tih signala, recimo *u(t)* predstavljen slikom:



Kvantizacija signala u(t)

- Signal *u(t)*, koji predstavlja kontinualnu poruku, može da ima bilo koju vijednost između U_{min} i U_{max} i spektar mu se nalazi u intervalu učestanosti od *0* do f_m. Sve realne poruke praktično zadovoljavaju ovaj uslov. Ako primijenimo teoremu o odabiranju, signal *u(t)* možemo predstaviti skupom diskretnih vrijednosti uzetih u trenucima odabiranja.

- Za neku drugu poruku dobićemo na isti način drugi skup diskretnih vrijednosti signala koji ga predstavlja, za treću dobili bi treći skup itd. Kako svaki odbirak može imati bilo koju vrijednost između U_{min} i U_{max}, to je jasno da bi za predstavljanje skupa poruka ovakvog izvora bio potreban alfabet koji bi imao beskonačno mnogo simbola. Zato je neophodno obaviti diskretizaciju po trenutnoj vrijednosti signala.

U realnim uslovima u svim komunikacionim sistemima postoje smetnje koje mogu da maskiraju signale. Korisnik poruke, sa svoje strane, raspolaže nekom konačnom osjetljivošću prijema, odnosno konačnom moći rezolucije. Zbog ovoga, signali koji se vrlo malo razlikuju među sobom, interpretiraju se gotovo identično. Kao posljedica ovih činjenica, prirodno se javlja ideja da je moguće prenos obaviti sasvim korektno i uz izvjesne greške.

Ako na osnovu svega ovoga moguću dozvoljenu grešku u reprodukciji trenutne vrijednosti signala označimo sa ε_m, onda je jasno da će prenos biti "vjeran", ako se trenutna vrijednost signala poruke *u(t),* odbirak, reprodukuje bilo kojom njenom vrijednošću $u_\varepsilon(t)$ koja se nalazi u intervalu:

$$u\ (t)-\varepsilon_m \leq u_\varepsilon(t) \leq u\ (t)+\varepsilon_m$$

Drugim riječima, sve vrijednosti *u(t)* koje se nalaze u ovom intervalu obrazuju jednu klasu. Njena je osobina da se bilo koja trenutna vrijednost iz te klase, na prijemu reprodukuje na isti način. Ovo nam pruža mogućnost da zahvaljujući kriterijumu o vjernosti reprodukcije poruke, cio raspoloživi dijapazon trenutnih vrijednosti kvantiziramo korakom:

$$\Delta u = 2\varepsilon_m$$

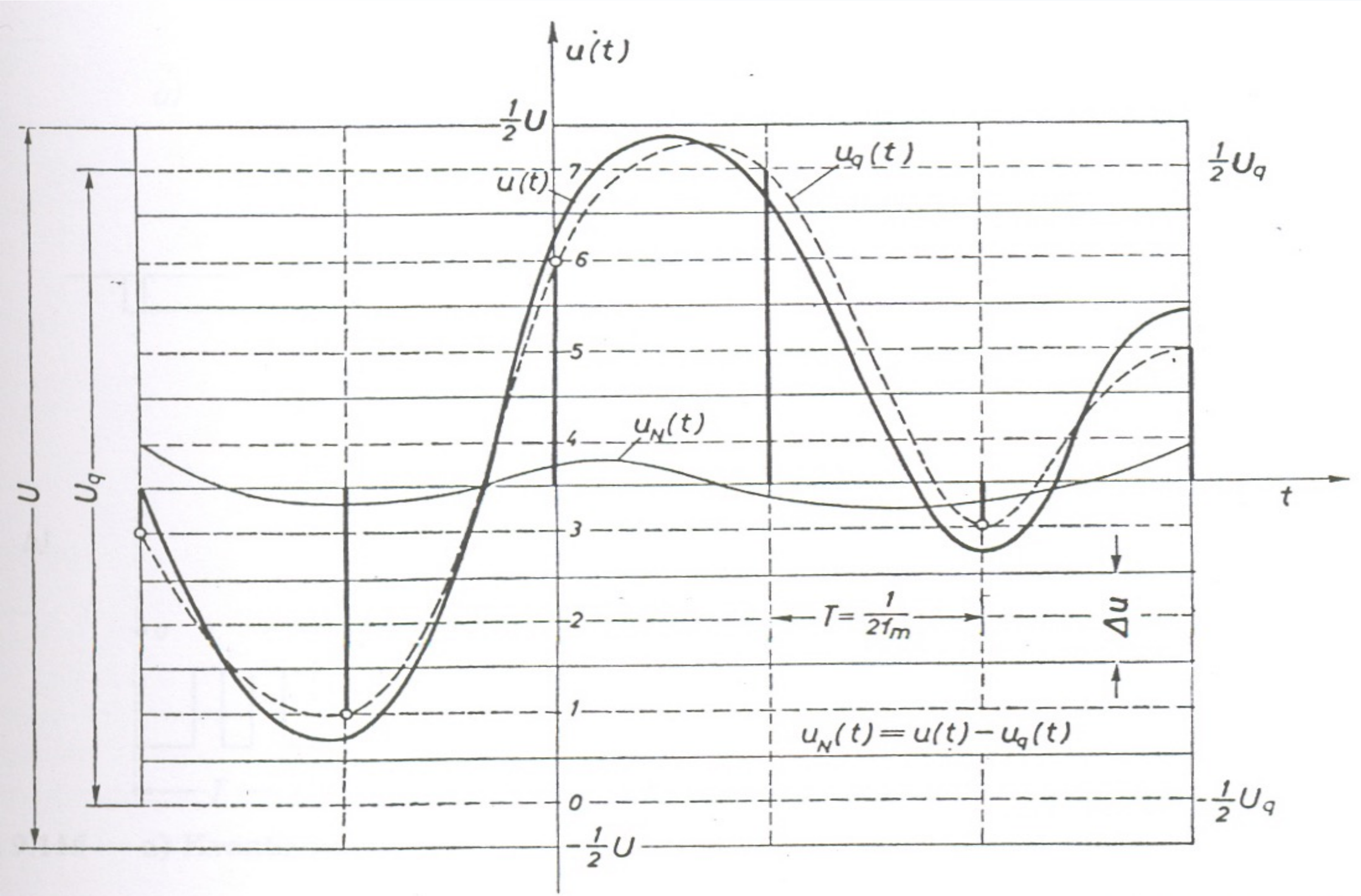
Na taj način se obavlja diskretizacija po trenutnoj vrijednosti, ili kako se još naziva, po amplitudi, odnosno nivou ili po odbirku. Tada će biti dovoljno, umjesto svih mogućih vrijednosti amplituda u(t) koje se nalaze u prethodno definisanom intervalu, prenositi samo jednu vrijednost: predstavnika te klase. Sa slike se vidi da je broj kvantizacionih nivoa:

$$q = \frac{u_{\max} + \left|u_{\min}\right|}{2\varepsilon_m}$$

Kako je za mnoge realne poruke $U_{max} = |U_{min}|$, to će biti:

$$q = \frac{U_{\max}}{\varepsilon_m}$$

Iz ovog izraza se vidi da će za date vrijednosti U_{min} *i* U_{max} , veličina *q* biti konačna. Pri prenosu skupa poruka biće potrebno prenijeti sve moguće kvantizirane vrijednosti odbiraka. Kako njih ima *q*, to je jasno da i alfabet koji će služiti za prenos ovih poruka mora imati *q* različitih simbola. Ukoliko je dozvoljena greška ε_m manja, biće potrebno da alfabet sadrži više različitih simbola.



Originalan signal u(t) koji se prenosi; $u_q(t)$ predstavlja primljeni signal na bazi kvantiziranih odbiraka signala u(t); $u_N(t)$ predstavlja grešku kvantizacije

- Neka je u(t) signal poruke maksimalne učestanosti u spektru f_m. Umjesto da prenosimo ovaj signal, možemo da prenosimo njegove odbirke koji predstavljaju vrijednosti signala u(t) u trenucima odabiranja $t=nT=n/2f_m$, gdje je n = 0, ±1, ±2. . . Izvršimo kvantizaciju odbiraka signala u(t) prije nego što ih prenesemo.
- Neka je signal u(t) takav da se sve njegove pozitivne i negativne vrijednosti nalaze u intervalu *[-U/2, U/2]*. Neka se "zaokruživanje" vrijednosti amplituda odbiraka vrši tako da dozvoljena greška ne bude veća od $\pm\frac{1}{2}\Delta u$. To znači da ćemo interval *U* podijeliti na *q* podintervala, tako da je: $U = q\Delta u$

Veličina Δu naziva se **korak kvantizacije**. Moguće vrijednosti amplituda odbiraka su:

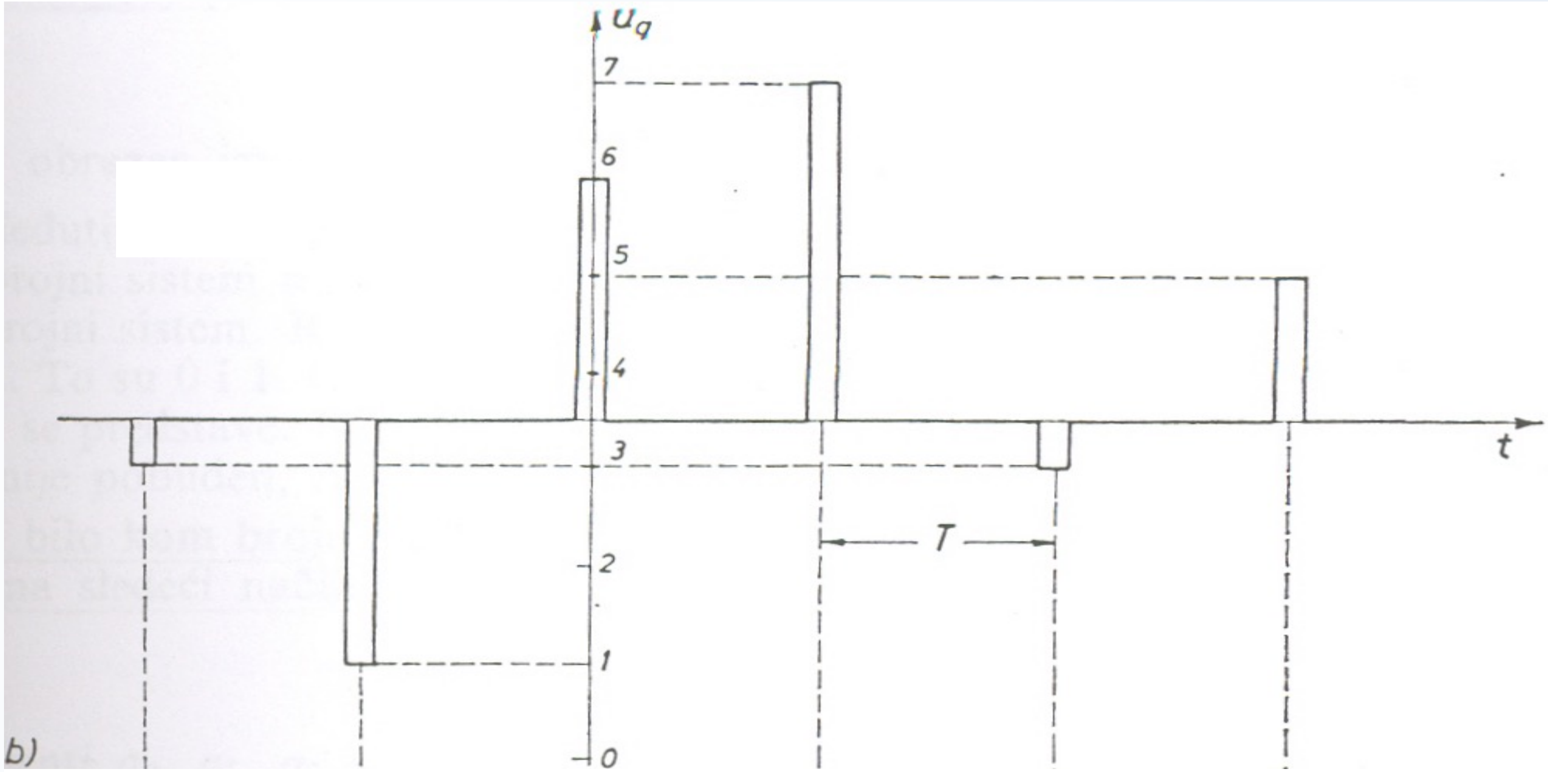
$$\pm\frac{1}{2}\Delta u, \pm\frac{3}{2}\Delta u, \pm\frac{5}{2}\Delta u, \ldots \pm\frac{q-1}{2}\Delta u,$$

- Drugim riječima, ako se amplituda nekog odbirka signala u(*t*), nađe između dvije puno izvučene horizontalne linije, uzeće se umjesto njene stvarne vrijednosti koju definiše crticama izvučena horizontalna linija koja prolazi sredinom tog intervala. Na taj način je izvršena kvantizacija odbiraka signala u(*t*) .
- U principu, mogli bi se prenositi ovako dobijen kvantizirani odbirci. Na prijemu, njihovi propuštanjem kroz filtar propusnik niskih učestanosti, dobio bi se signal $u_q(t)$. On je na prethodnoj slici predstavljen isprekidanom linijom. Ovaj signal se razlikuje od signala u(*t*). Ta razlika će biti manja ukoliko je korak kvantizacije Δu manji. Ova razlika:

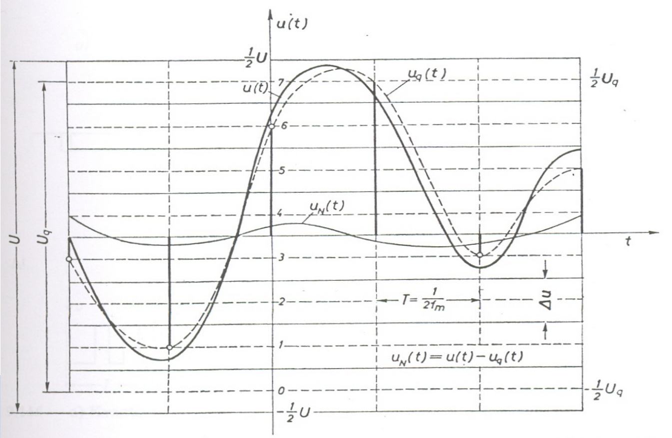
$$u_N(t) = u(t) - u_q(t)$$

se naziva **greškom kvantizacije ili izobličenjem kvantizacije** i takođe je prikazana na prethodnoj slici. Ukoliko je ovo izobličenje malo, ovakav prenos može da se prihvati.

Na sledećoj slici ponovo su nacrtani kvantizirani odbirci u vidu uskih impulsa:



Kvantizirani odbirci signala u(t)



Sa slike se uočava da amplituda svakog od odbiraka ima jednu određenu vrijednost iz skupa mogućih vrijednosti. Pošto je taj skup konačan, znači da se mogu numerisati te moguće vrijednosti. U prethodnom primjeru ih ima 8, pa ćemo početnu vrijednost obilježiti sa 0, drugu sa 1, i tako redom do 7.