

## PRETВORNICI S ODZIVOM NA EFEKTIVNU VRIJEDNOST (RMS/DC prenora)

- Koriјen srednje kvadratne vrijednosti (eng. Root Mean Square - RMS) funkcije signala  $u(t)$

→ za dio signala u vremenskom intervalu od  $T_1$  do  $T_2$

$$U_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} u^2(t) dt}$$

→ za cijeli signal

$$U_{\text{RMS}} = \lim_{T \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$$

→ za signal periodice  $T$

$$U_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$$

(SPRAVJENA SREDNJA VRJEDNOST + MNOЖENJE S KONST.  
 $\sum_{k=1}^{1/2f}$ )

$$\text{BIJELTEZOV SPRIJEDLENJE} = NPF \times \text{koeff.}$$

→ predaje snagu signala  $u(t)$

$$U_{\text{RMS}}$$

→ Efektivna vrijednost

$$U_{\text{RMS}}$$

„Izračunski rezultat (DC) signala vrijednosti  $U_{\text{RMS}}$  u vremenskom intervalu od  $T_1$  do  $T_2$  predaje istu količinu topline (energije) kroz R kao i signali  $u(t)$  u istom vremenu

→ Tipični faktor - omjer vršne  $U_0$  i efektivne vrijednosti signala  $U_{\text{RMS}}$   
( $T_2$  je slavni valni oblik)

→ Faktor oblike - omjer efektivne vrijednosti i srednje vrijednosti signala

$$\text{bit. } U_{\text{RMS}} = \frac{U_0}{\sqrt{2}} \quad \bar{U} = U_0 \cdot \frac{2}{\pi}$$

$$U_0 = \frac{U_{\text{RMS}}}{\bar{U}} \Rightarrow \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1,11$$

## PRIMJENA

- mjerjenje snage ( $V_A, V_{AR}, W$ )  
↓  
prihvatajci jatora matic

• pojedine s RMS upravljačom automatskom regulacijom pojedine (AGC)

- pojedine s RMS upravljačom automatskom regulacijom pojedine (AGC)
  - audio pojedine
  - prilagodba signala promjenjivim karakter. kanale
  - akvizicija signala velikog opsega amplitudne

• mjerjenje snage řuma

• matematičke operacije nad signalem

- dobro definisani i prihvatićen nečim usporedbi signale bilo kojeg valenca oblika i amplitute

→ TRUE RMS

→ multimeter - mjerjenje srednje vrijednosti s  $k = 1,1M$

## NAČINI PREVORBE

- toplinska prevorba
- računske analognе metode prevorbe
  - izraune (eksplične)
    - kvadrirajuće, usredjivanje, konjan
  - neizraune (implične)
    - log / autilog pojedine

• prevorba s  $\Delta\Sigma$  modulacijom

• prevorba s  $\Delta\Sigma$  modulacijom

TOPLINSKA RMS/DC PRETVORBA - ako mjerimo temp. otpornice onda  
nećemo ih održati nepove s kojim se zadržati

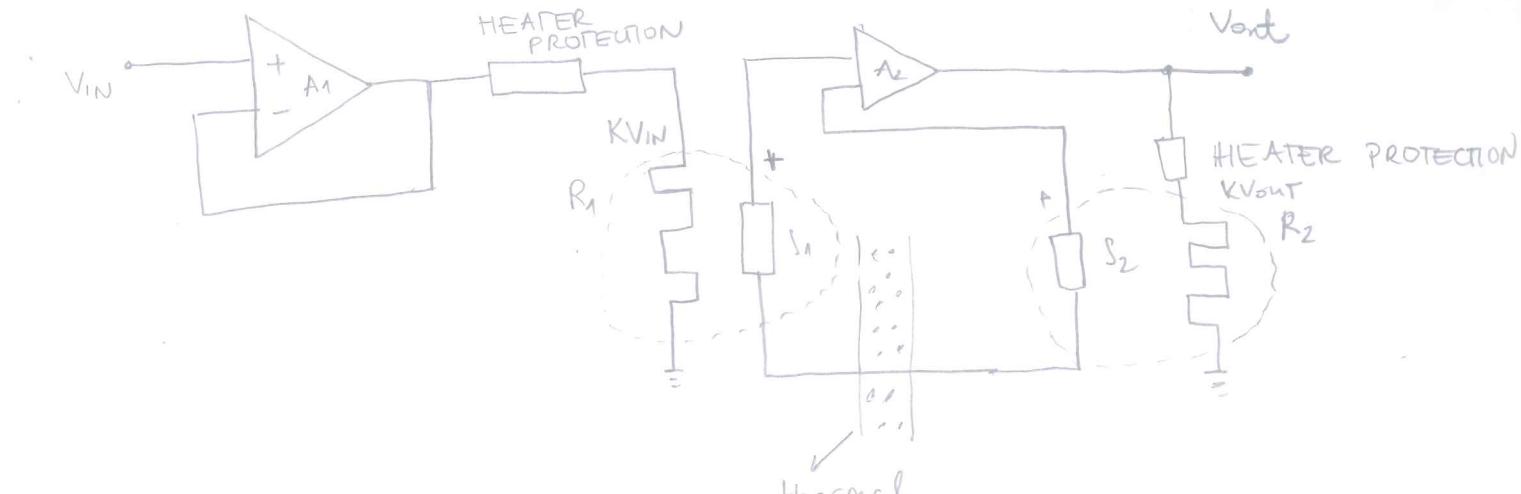
- teorijski najjednostavnija je izrauno koristi (toplinski) definiciju

efektivne vrijednosti

- tjemeni se za veliki - jer naponsko dječilo propuste

sređto doleži ne učest

problem: brzine odziva



$$Q_{R1} = \frac{U_{1,RMS}^2}{R_1} \cdot t \quad \text{• topline predaje otpornicu } R_1$$

$$Q_R \propto t \cdot \Delta T \quad \text{• topline određuju } \rightarrow \text{otpornice } R_1 \text{ (ravnoteže)}$$

$$U_{S1} \propto \Delta T \Rightarrow U_{S1} = \frac{C_1 U_{1,RMS}^2}{R_1} \cdot \text{napon termopave } S_1$$

$$U_{S2} = \frac{C_2 \cdot U_2^2}{R_2} \quad \text{• napon termopave } S_2$$

$$(U_{S1} - U_{S2}) A = U_2 \quad \text{• izlaz pojedine } U_2 \text{ grijje otpornicu } R_2 \text{ u } U_2$$

$$A C_1 U_{1,RMS}^2 \approx A C_2 U_2^2$$

$$U_{1,RMS} = \sqrt{\frac{C_1}{C_2} \cdot U_2} \quad \text{• razlike između ef. vrijednosti učest i neupore}$$

• vrlo male greške reda 0,1 %

• široki frekv. pojas

• mjerjenje ne miskim frekv. ograničeno termičkim vrem. konst. broja

$R_1 : S_1$ , te  $R_2 : S_2$

## PRIMJENA

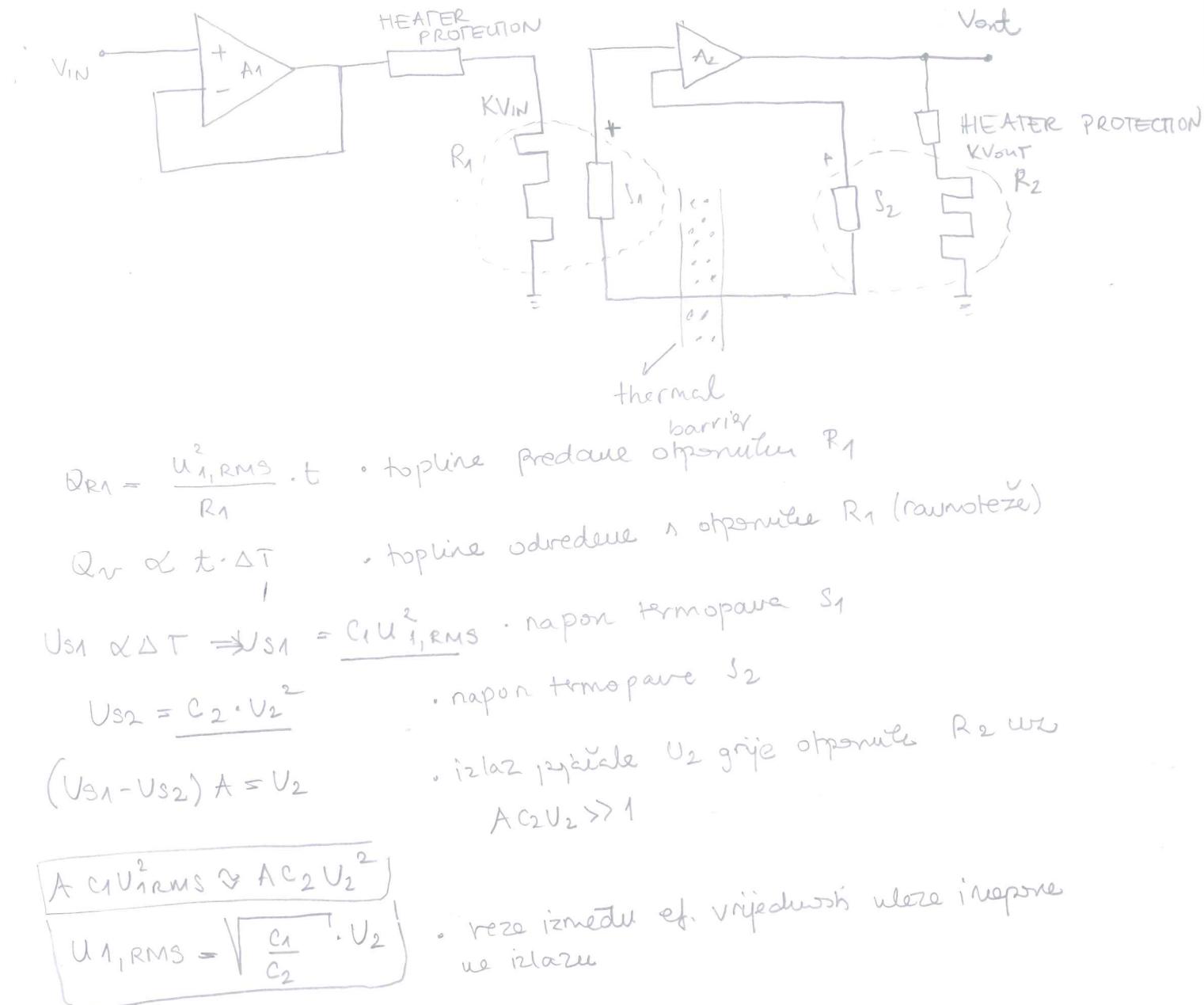
- mjerjenje snage (VA, VAR, W)
  - ↓
  - ↓
  - ↓
  - prividna jatova mjerica
- pojedale s RMS upravljanjem automatskou regulacijom pojedale (AGC)
  - audio pojedale
  - prilagodba signala prenijetih kvalit. kanale
  - akvizicija signala velikog opsega amplituine
- mjerjenje snage šuma
- matematičke operacije nad signalem
- dobro definisani i prihvalieni međim usporedbi signale bilo kojeg valenca oblike i amplitute
- TRUE RMS
- multimehrom - množenje srednjih vrijednosti s  $k=1,11$

## NAČINI PREVORBE

- toplinska prevorba
- matematičke analogni metodi prevorbe
- izraune (descriptivne)
  - kvadraturne, usredjujuće, konjanc
- neizraune (implicativne)
  - log / autilog pojedale

• prevorba s  $\Delta\Sigma$  modulacionom

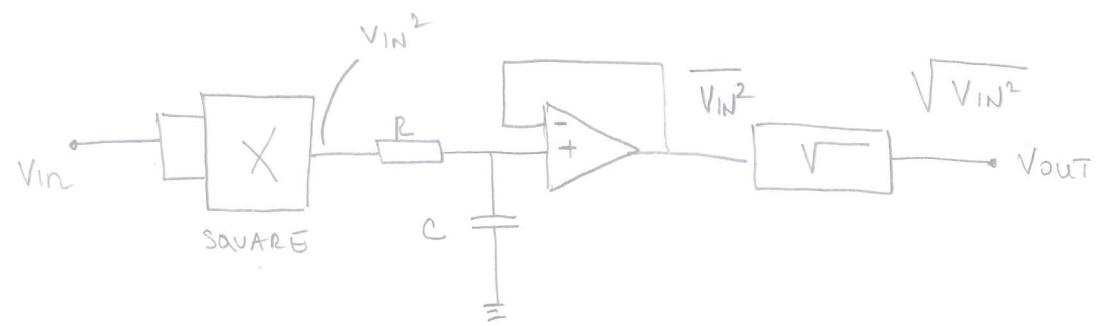
- TOPLINSKA RMS/DC PRETVORBA - ako mjerimo temp. otpornice onda  
nećemo ih održati neposredno s kojim se zgradi  
teorijski najjednostavnija je izrauno koristi (toplinski) definiciju  
efektivne vrijednosti
- češće frekv. jako veliki - jer naponsko dijelilo propuste  
sreću što doleži ne učest
  - problem - brzina odziva



- vrlo male greške reda 0,1 %
- široki frekv. pojas
- mjerjenje ne mislim frekv. ograničeno termičkim vrem. konst. spaja  $R_1$  i  $S_1$ , te  $R_2$  i  $S_2$

## IZRAVNA RAČUNSKA RMS/DC PRETVORBA

- kvadrira, usredjuje i korjenuje

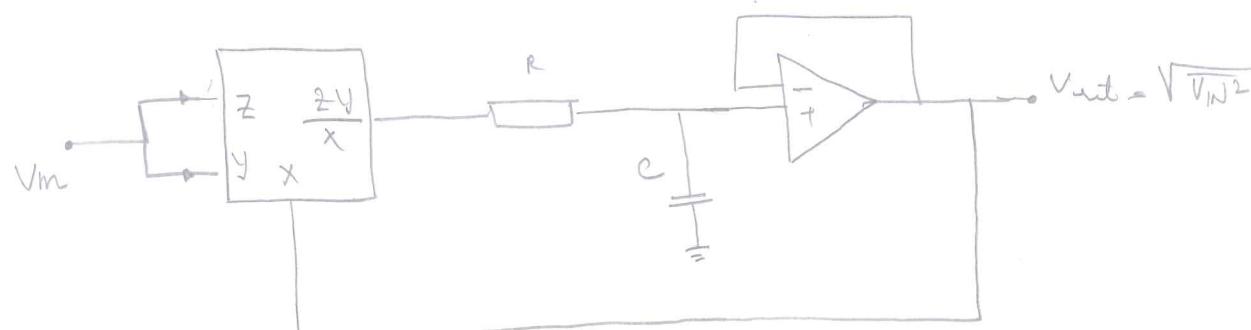


- točnost +
- šumske pojave +
- tijesni faktor -
- brzine odziva +

→ problem predstavlja sklop ze kvadrirajućem - učesne derivate od  $1:100$  prešite se na izlaz  $1:10000$  - tijesni faktor -

## NEIZRAVNA RAČUNSKA RMS/DC PRETVORBA

- manjavi potrebnog izlaznog opsega moždje povećanom verziju
- moždje : izravno ali s log/antilog pričinu

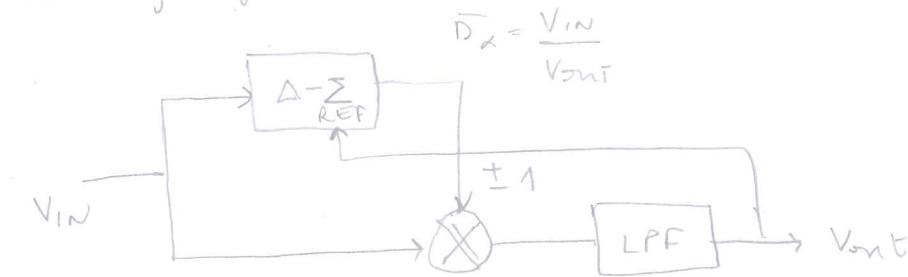


- prednosti :
- manji broj komponenti
- veli ulazni opseg
- manji frekv. opseg

- točnost +
- brzine odziva +
- tijesni faktor +
- šumske pojave -

## PRETVORBA J $\Delta$ S MODULATOROM

- $\Delta$ S modulator ne izmire nelinearne daće pravokutni ( $1$ -bitni) signal čije je prosječni radni omjer proporcionalan ulaznog napona i reference modulatora (izlaz modulatora je  $\pm 1$ )
- izlaz iz demodulatora (moždje ulaznog signala i izlaze  $\Delta$ S modulatora) je nakon integracije (NP) jednake efektivnoj vrijednosti ulaznog signala



### Prednosti

- dobra linearost
- male potrošnja

### Nedostaci

- niza gornja granicna frekvencija
- signali viših frekv. se prilikom uspicavanje ponosu u pogledu viših frekv. (aliasing) što će posljedice imati porečavanje valjanosti izlaza NP filtra s poređajenim frekv. i mijenjanje sf. vrijednosti signala

- brzine +
- tijesni faktor -

→ Širine pojasa i amplitude su konstanti trošak neke zdravne sredine kako bi to funkc.

## NISKOPROPUSNI FILTAR KAO IZVOR POGREŠKI U RMS/DC PRETVORBBI

$$U_{nl} = U_0 \sin(\omega t)$$

$$U_{nl}^2 = U_0^2 \sin^2(\omega t) = \frac{1}{2} U_0^2 (1 - \cos(2\omega t))$$

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T}$$

$$V_{nl} = \frac{U_0^2}{2} - \frac{U_0^2}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (2\omega T)^2}} \cos(2\omega t)$$

$$WST \ll 1, W_S \ll \frac{1}{T}, W_S \ll W_g, f = 0^\circ$$

$$V_{nl}^2 = \frac{U_0^2}{2} - \frac{U_0^2}{2} \cos(2\omega t)$$



ordje ne radi kao RMS prekonverzija

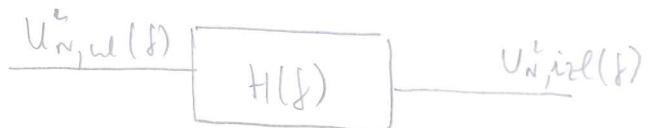
Kako predstavnik snage puno talenti realizacija u dugom vremenu. intervalu

$$P_N = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T E[|u(t)|^2] dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E[|U_r(w)|^2]}{2T} dw$$

$$P_N = \int_{-\infty}^{+\infty} U_N^2(f) df$$

$$U_N^2(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E[|U_r(f)|^2]}{2T}$$

Gustota spektra snage sručajnog procesa

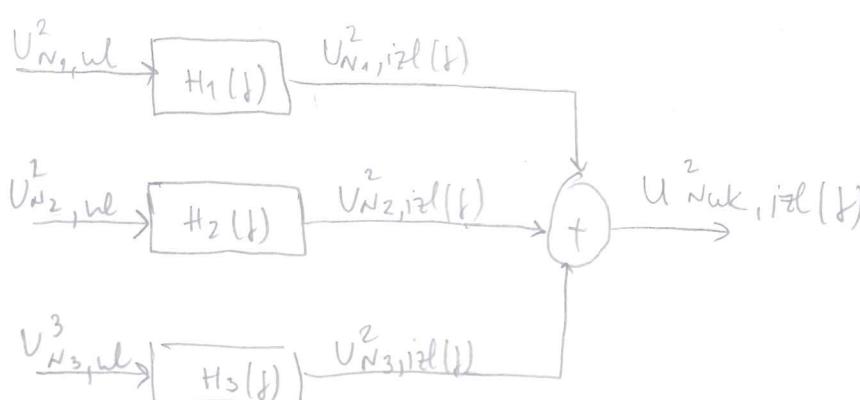


$$U_{N1,izl}(f) = |H(f)|^2 \cdot U_{N1,ul}(f)$$

Zbrojajuće učimka više izvora snage; vrijedi ako su izvori snage nekorelirani

$$E[|u_1(t) + u_2(t)|^2] = E[|u_1(t)|^2] + E[|u_2(t)|^2] + 2 E[|u_1(t)| \cdot |u_2(t)|]$$

$$E[|u_1(t) + u_2(t)|^2] = E[|u_1(t)|^2] + E[|u_2(t)|^2] \quad \text{O} \neq$$



$$U_{Nuk,izl}(f) = U_{N1,izl}(f) + U_{N2,izl}(f) + U_{N3,izl}(f)$$

$$U_{Nuk,izl}(f) = |H_1(f)|^2 \cdot U_{N1,ul}(f) + |H_2(f)|^2 \cdot U_{N2,ul}(f) + |H_3(f)|^2 \cdot U_{N3,ul}(f)$$

### EKVIVALENTNI IZVOR ŠUMA NA ULAZU

- različiti izvor snage se može da jedan ekvivalentni izvor snage
- ekvivalentni izvor snage se postavlja na mjesto gdje sigurno ulazi u sustav - ne taj nečine se lagano može izračunati onjer nisu u skladu

$$U_{N1,ekv}(f) = U_{N1,ul}(f) + \frac{|H_2(f)|^2}{|H_1(f)|^2} \cdot U_{N2,ul}(f) + \frac{|H_3(f)|^2}{|H_1(f)|^2} \cdot U_{N3,ul}(f)$$

### EKVIVALENTNI IZVOR BYELOG ŠUMA

Snaga snage ne izlazi

$$U_{Nuk,izl}^2 = \int_0^{\infty} U_{Nuk,izl}^2(f) df$$

$$= \int_0^{\infty} (|H_1(f)|^2 \cdot U_{N1,ul}^2(f) + |H_2(f)|^2 \cdot U_{N2,ul}^2(f) + |H_3(f)|^2 \cdot U_{N3,ul}^2(f)) df$$

bijelog  
Ekvivalentni izvor snage ne ulazi u  $H_1$  - bijeli snage koji deje istu snagu ne izlazi

$$U_{N1,ekv}^2 = \frac{U_{Nuk,izl}^2}{\int_0^{\infty} |H_1(f)|^2 df}$$

U sručaju bijelog snage vrijedi

$$U_{Nuk,izl}^2 = U_{N1,ekv}^2 \cdot A_o^2 \cdot \Delta f$$

males. pojavljuje  $A_o$

snage pojavljuje  $\Delta f$

$$\Delta f = \frac{1}{A_o^2} \int_0^{\infty} |H_1(f)|^2 df$$

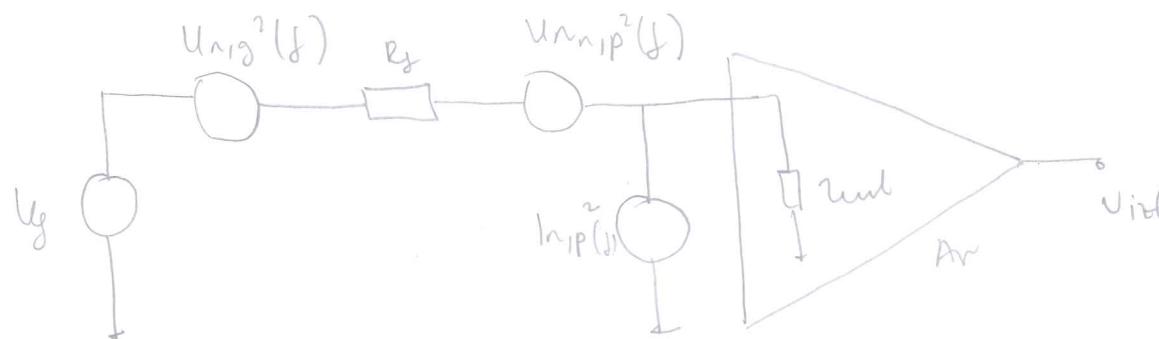
$\Delta f = \frac{\pi}{2} f_S$  je 1. red

$\frac{\pi}{4} f_S$  je 2. red

## MJERE KVALITETA

• SNR<sub>RF</sub>

Model pojavičke



$$U_{N,RL}^2 = \left| \frac{Z_RL}{Z_RL + R_g} \right|^2 (U_{N1g}^2(f) + U_{N1p}^2(f) + R_g^2 I_{N1p}^2(f))$$

$$U_{N,UK,IZL}^2 = A_0^2 \left| \frac{Z_RL}{Z_RL + R_g} \right|^2 (U_{N1g}^2 + U_{N1p}^2 + R_g^2 I_{N1p}^2)$$

$$SNR_{IZL} = \frac{A_0^2 \left| \frac{Z_RL}{Z_RL + R_g} \right|^2 U_{N1g}^2}{U_{N1g}^2}$$

$$A_0^2 \left| \frac{Z_RL}{Z_RL + R_g} \right|^2 (U_{N1g}^2 + U_{N1p}^2 + R_g^2 I_{N1p}^2)$$

$$F = \frac{SNR_{IZL}}{SNR_{IZL}} = \frac{(U_{N1g}^2 + U_{N1p}^2 + R_g^2 I_{N1p}^2)}{U_{N1g}^2}$$

$$F = \frac{(4KT \cdot R_g + U_{N1p}^2 + R_g^2 I_{N1p}^2)}{4KT R_g \Delta f} \Delta f = 1 + \frac{U_{N1p}^2 + R_g^2 I_{N1p}^2}{4KT R_g}$$

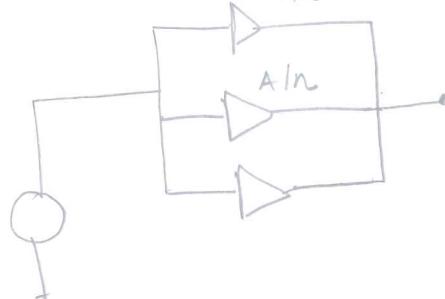
$$\frac{dF}{dR_g} > 0 \quad R_{g,opt} = \sqrt{\frac{U_{N1p}^2}{I_{N1p}^2}}$$

SMANJIVANJE ŠUMA UPOTREBOM VIŠE POJAČALA

n - pojavičale

$$SNR = \frac{\left( \sum_{i=1}^n \frac{A_i}{n} U_{sig} \right)^2}{\sum_{i=1}^n \left( \frac{A_i^2}{n^2} U_{N,uk}^2 \right) \Delta f} = \frac{A^2 U_{sig}^2}{\frac{A^2}{n^2} U_{N,uk}^2 \Delta f} = \frac{n \cdot U_{sig}^2}{U_{N,uk}^2 \Delta f}$$

→ n puta bolji SNR



USKOPOJASNI - Stokhastične amplitude i faze, jidue frekvenije

PRYENOSNA FUNKCIJA - POJASNI PROPUST

$$H(jf) = A_0 \cdot \frac{jf/f_L}{1 + jf/f_L} \cdot \frac{1}{1 + f/f_H}$$

$$\int |H|^2 df = A_0 \int \frac{(f/f_L)^2}{1 + f^2/f_L^2} \cdot \frac{1}{1 + f^2/f_H^2} df$$

$$= A_0^2 \cdot \frac{1}{f_H^2 - f_L^2} \left[ f_H^3 \cdot \arctg \frac{f}{f_L} - f_H^2 f_L \arctg \frac{f}{f_H} \right]_0^\infty$$

$$= A_0^2 \frac{\pi}{2} \frac{f_H^2}{f_H + f_L}$$

$$\Delta f = \frac{\pi}{2} \frac{f_H^2}{f_H + f_L}$$

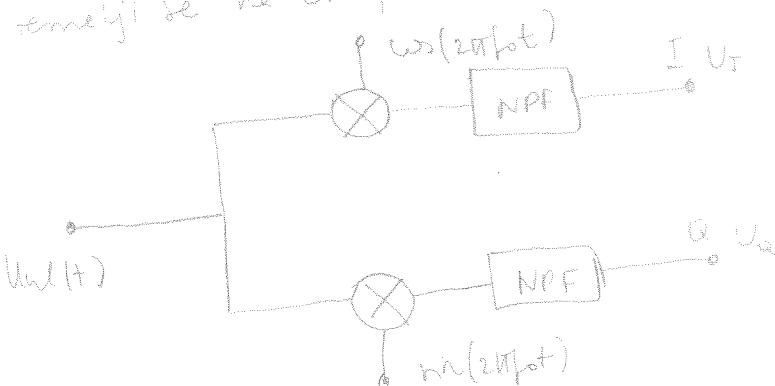
$$f_{max} = \sqrt{f_L \cdot f_H}$$

$$A_{max}(f_{max}) = A_0 \frac{f_H}{f_H + f_L}$$

# RESTAURACIJA SIGNALA IZ ŠUMA - FAZNO OJETIVNI DEM.

I PLL

- fazno ojetivna detekcija
- restauvaju signal s niskim SNR - om
- restauvaju signal s nizkim SNR - om
- mogućnost zavojljivog signala s referentnim signalom (lokalni oscilator) i niskopropusnim filterom
- rezultat mora biti
- za usporedbu faze izvor signala i lokalni oscilator moraju biti synchronizovani (kohärenčni)
- sastoji se od ortogonalnosti supa  $\sin(\omega_c t + \phi)$  i  $\cos(\omega_c t + \phi)$



$$U_{in}(t) = U_{in} \sin(2\pi ft + \phi) = U_{in} \sin(2\pi ft) + U_{in} \sin(\phi) \cos(2\pi ft)$$

→ fazni kut definisan u odnosu do lokalnog oscilatora

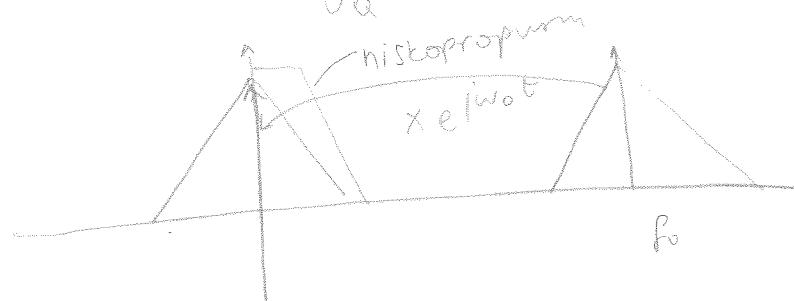
$$\phi_E = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T U_{in}(t) \cos(2\pi ft) dt = \begin{cases} \frac{1}{2} U_{in} \sin(f), & \text{za } f = f_0 \\ 0, & \text{imejte} \end{cases}$$

$$U_Q = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T U_{in}(t) \sin(2\pi ft) dt = \begin{cases} \frac{1}{2} U_{in} \cos(f), & \text{za } f = f_0 \\ 0, & \text{imejte} \end{cases}$$

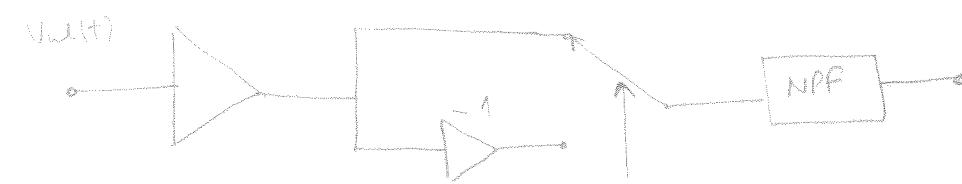
Ampitudo ulaznog signala

$$U_{in} = 2\sqrt{U_I^2 + U_Q^2}$$

$$\varphi = \arctan \frac{U_Q}{U_I}$$

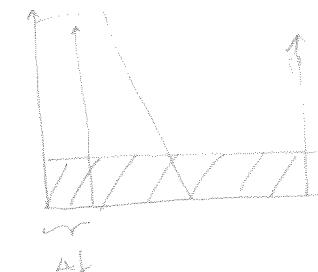
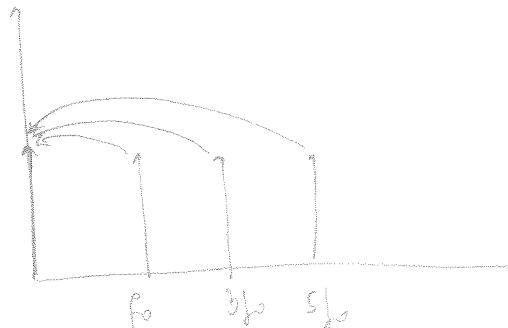


## Fazno ojetivni detektor - preklapajuća izvedba



- Ulazni signal je muži s prav. signaturom - signali mora sintronizovati iste frekvencije i filtreve
- prav. signal ima harmonike ne  $f_0, 3f_0, 5f_0$
- višestruke preklapajuće harmonike u ovisnosti o fazama
  - privatno ako je u ulazu prav. signal
  - ali je u ulazu sig. koja je konstantno množenje sa sinusnim ref. signalom

postoje se  
da dolezi  
u NBF  
i mreži



broj refrenčnih  
osikator  
pozicija - dobivanje  
valjanost

## Fazno ojetivni projektor

Osnovne značajke

Množitelj

- Analogni
- testni izvedbi
- neliničavanje u prisutnosti velikih snegova i šume
- ograničene sposobnosti restauvajućih signala

• Preklapajući

- rotacijski devojstava su izvedeni
- klinovanje
- uključujući množi (nepamiti) harmonike
- potrebe filtra nepraktične, slupa i rezultante kvadratne amplitudne i fazne frekv. stabilitet.

Digitized by

- upotrebe ADP-a i DSF-a
  - nusjenje bez pogrešale
  - manjim istomjeri pomale zbroj jednostavnijih delova
  - frekv. opseg menji neko kod prel. nusjenje
  - ložiji davanici opseg neko kod prel. povećava nusjenje

## DYNAMICKA REZERVA

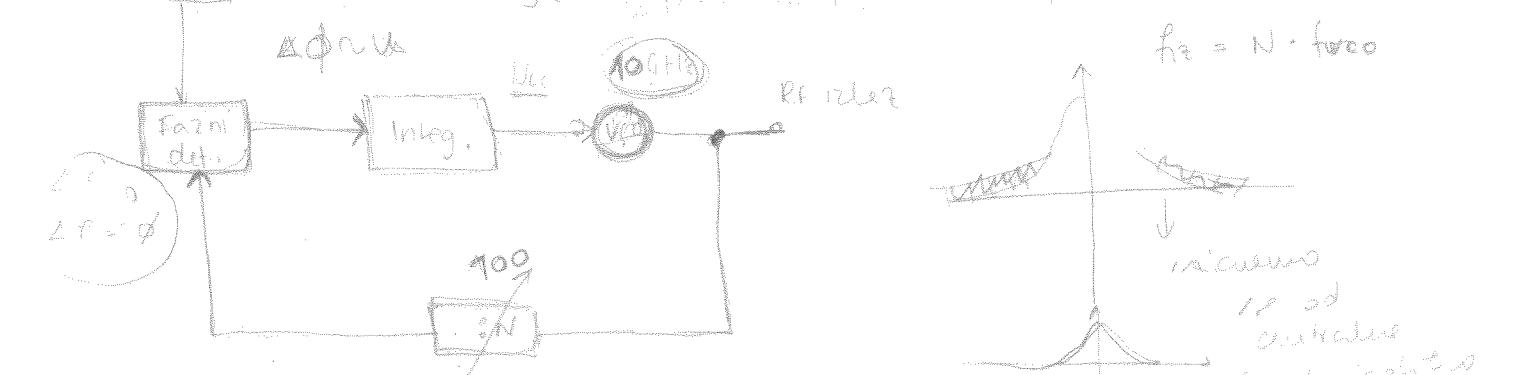
## DINAMICKI OPSEG

## REFERENTIJI ULAZ

- blokovi periodički signal i dva protenska izoz nulu → periodični
  - mogu se definirati mli. i maks. amplitude
  - vrijeme kvataju ref. signale (lock acquisition time) - vrijeme potrebno da se LIA ulohu ne promijenjuje frekv. učinak signale raznopravljivosti fazne razlike - najmanji podstomi promjene faze ref. signale
  - fazni pomaci (phase drift) - temp. i vrem. stabilitet podstomi fazne razlike ref. signale
  - ortogonalnost - jačnost fazne razlike od  $90^\circ$  izmedu ref. signala i im-phases i quadrature

SUSTAVI S FAZNOM POVROTOM VEZOM

Front - N. Face



70 - VRLA Batterie 100 Ah  
- ionisch elektrolytisch aufgeladen

Koninklijke Nederlandse Akademie van Wetenschappen  
Königliche Niederländische Akademie der Wissenschaften

treba podjetje iz faz je fizički detektor & informira te se dobiva DC na poslovni razpoložljivi frekvencije

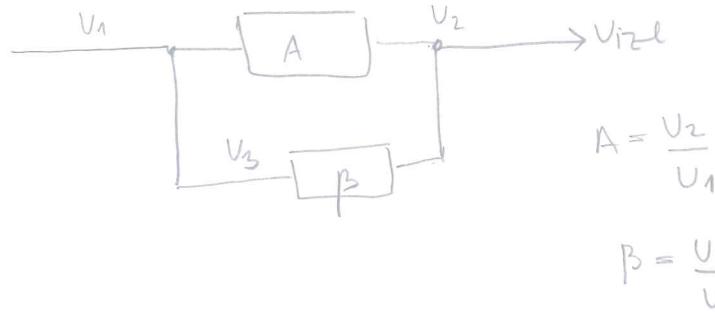


## IZVOR IZOBLIČENJA (DISTORTIONE)

amplimude viših harmonika slawa

$$THD = \frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2}$$

## CILANDRI



$\beta, A = 1$  Bark. kritič  
osc.

## MJERNI IZVORI NISKIH FREKV.

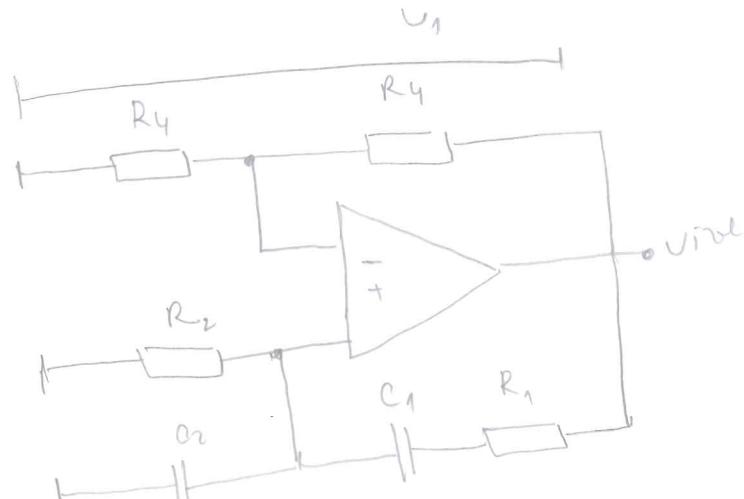
obuhvaćaju područje: od 0,01 Hz do 100 kHz (nadele do 1 MHz)

prijevodi: izvedba RC oscilatora s Wienovim mostom

• kont. promjene frekvencije primjenjuju vrijednosti potencija

R

$$R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \beta = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{3} \quad f = 0$$

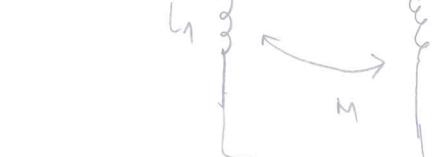
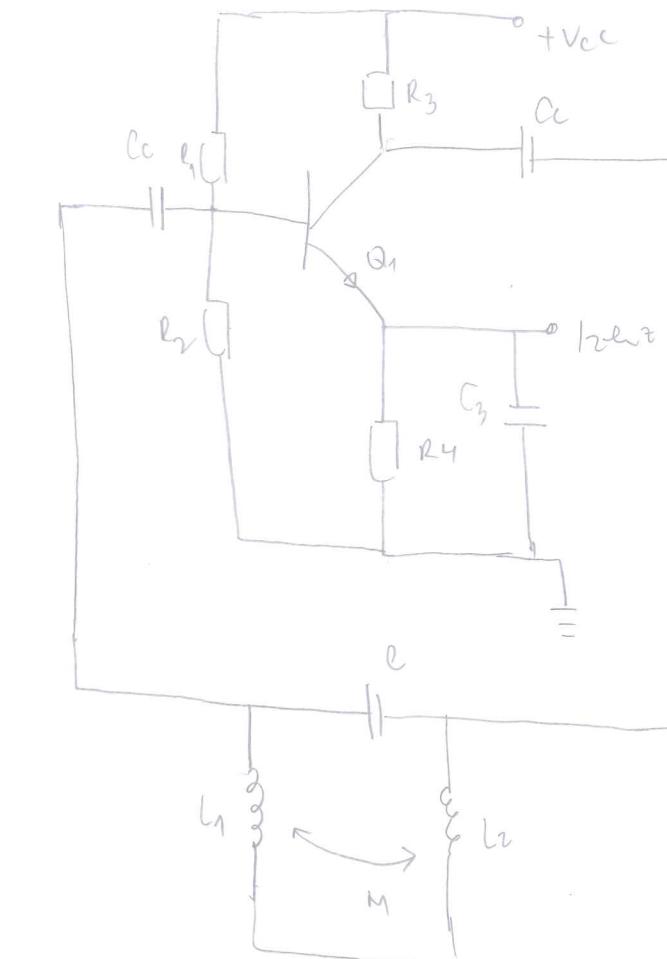


$A = 3 \quad R_3 = R_4$   
že trajno održavajuće  
oscilacija

## MJERNI IZVORI VISOKIH FREKV.

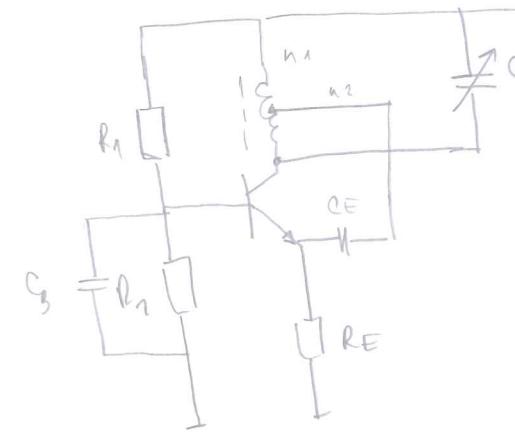
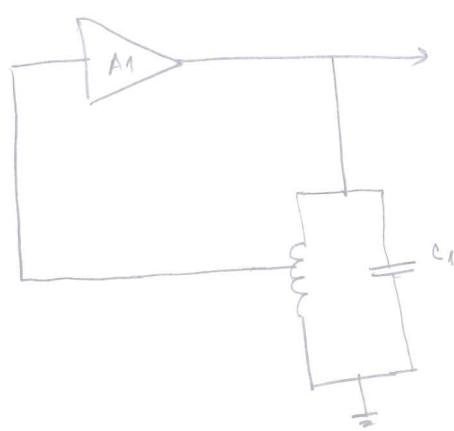
- obično izvor s LC oscilatorom
- dobro svojstvo je:
  - jednostavnost
  - stabilnost frekv.
  - malo izobličenje valova ohmice

$$Q = \frac{R_p}{w_0 L} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

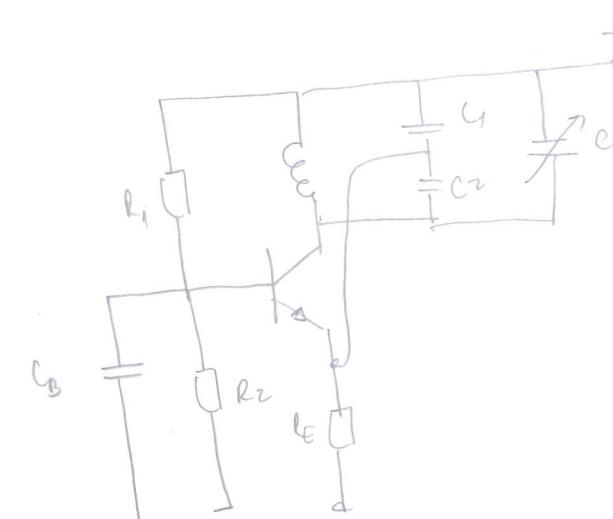
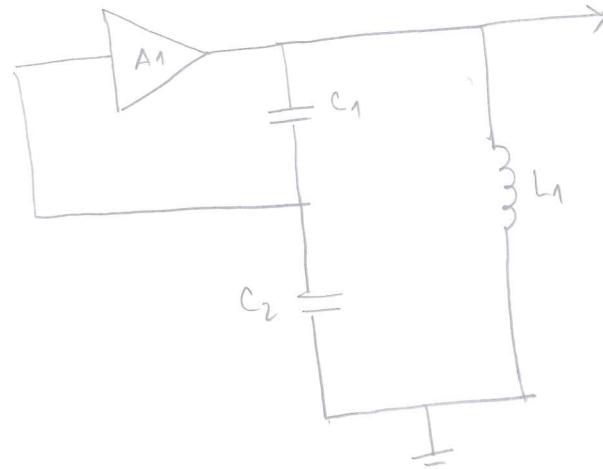


## FREKVENTNI OSCILATORI

grafne odredene je odvojkama u rezonansu L  
30 kHz do neleskita MHz



## SOLITARSKI OSCILATORI



## VOBLERI - Sweep generatori

- mjeni izvor koji se frekvencija može neprekidno mijenjati u točno određenu izvor i točno određeno vrijeme tokom intervala
- frekvencija se mijenja nepostojim upravljanjem jednog od parametara u oscilatoru koji određuje frekvenciju

## GENERATORI FUNKCIJA

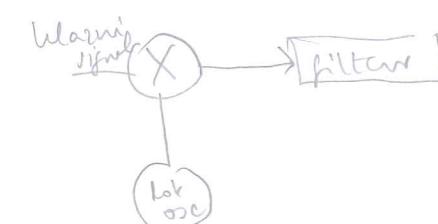
- mjeni izvor koji osim sinusnog valusa mogu generirati i druge valove oblike: trokulasti i pravokutni, te asimetrične osnovne valove oblike (impulsni, pusti napon)

## SINTETIZATORI FREKU.

- Sintetizatori frek. generiraju signale velikog broja različitih frek.
- iz jednog ili više stabilnih izvora frekvencije

SINTETIZATORI se temelje na većem:

- mješanjem frekvencija iz više stabilnega izvora s konstantom kružnog
- (heterodinastički redosloj)
- fazno rezonansni polje
- neposredna (direktna) digitalna sinteza signala



mješalo - step recovery diode

$$\text{Mješalo} \quad U_o \sim A [w_0(w_1 t) + w_0(w_2 t)]^2$$

$$= A [w_0^2(w_1 t) + 2w_0 w_1 t w_0 w_2 t + w_0^2 w_2 t]$$

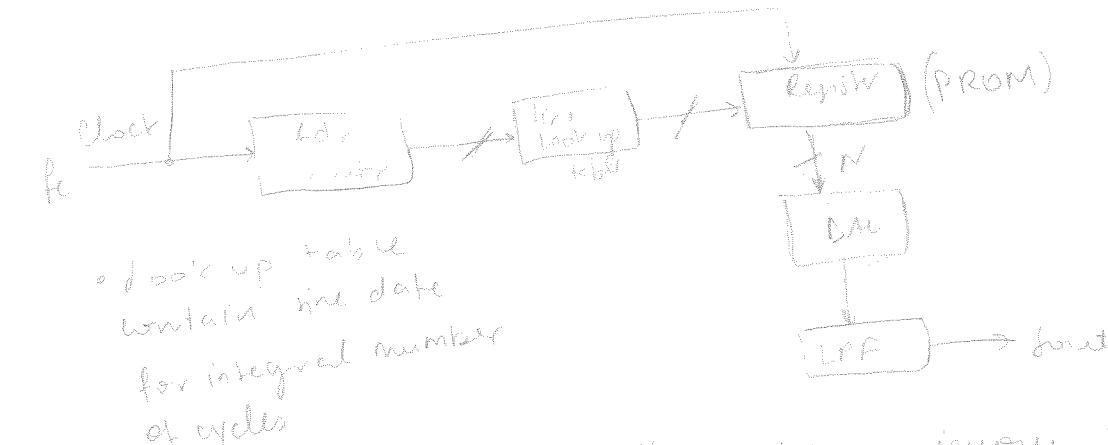
$$= A \left[ \frac{1}{2} + \frac{w_0^2 w_1 t}{2} + \frac{1}{2} w_0 (w_1 + w_2) t + \frac{1}{2} w_0 (w_1 - w_2) t + \frac{1}{2} \frac{w_0^2 w_2 t}{2} \right]$$

harmoničke (subharmoničke)

• prepostavki:  
smo de signeli  
s kojima  
uzimamo jednu  
amplitudu

## REKTKA DIGITALNA SINTESA

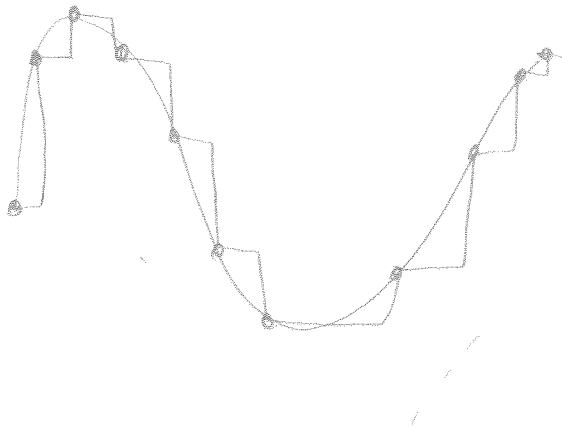
bez Direct Digital Synthesis, DDS  
čita podatke s sinusnog (linearnog stupnja, preinovljene) i  
zatim oblikuje u memorije (tipa ROM ili PROM)



- looks up table
- contains sine data
- for integral number of cycles

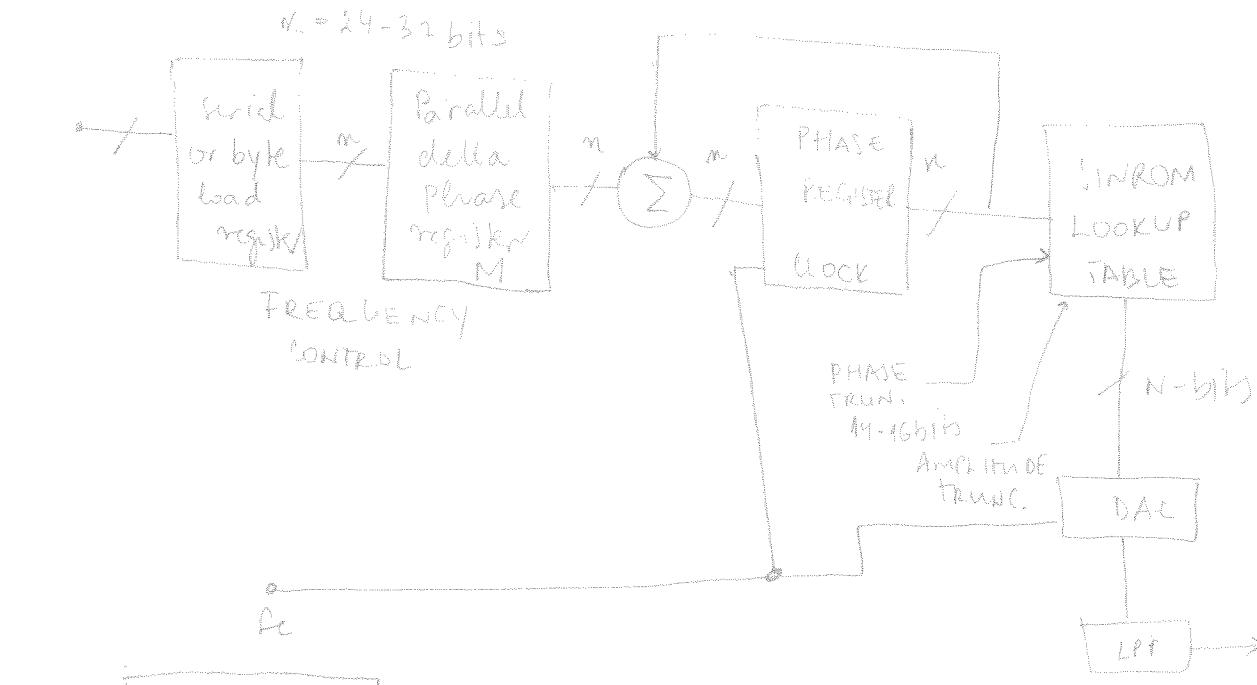
• promjenjuje frekvenciju je moži dobiti preinovljenu frekv. tablicu (checke)

→ problem kod takvog veću dobivajući signale je filtracija izlaznog signala iz DAC-a

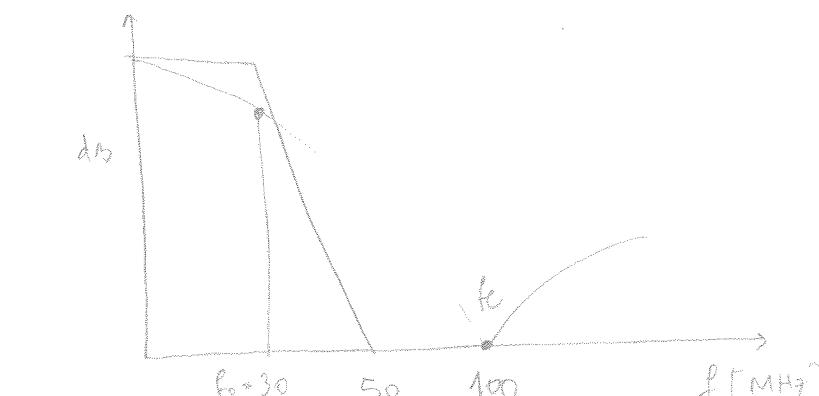


Problem je da izlazne frekvencije moži biti promijenjene samo ako promijenimo clock ili reprogramujemo PROM

NCO - mijenja je frekv. bez mijenjanja frekv. osativanje i bez reprogramovanja PROM-a

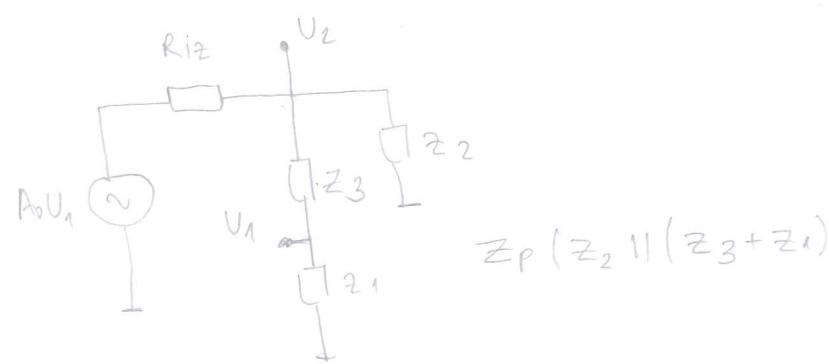
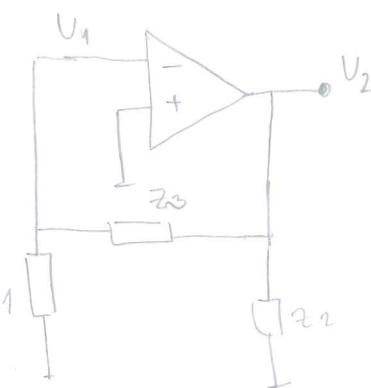


$$f_o = \frac{M \cdot f_c}{2^n}$$



$f_{ko} = M/2$ , onda ide duplo  
brojevi

## OSCILATOR U TRI TOČKE - LC oscilator



$$Z_P (z_2 \parallel (z_3 + z_1))$$

2.) Hartleyov oscilator

$$x_1 = wL_1, x_2 = wL_2, x_3 = -\frac{1}{wC_3}$$

$$\omega(L_1 + L_2) = \frac{1}{w} \cdot \frac{1}{C_3}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{(L_1 + L_2) C_3} \quad f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L_1 + L_2) C_3}}$$

$$A = \frac{U_2}{U_1} = -A_0 \frac{Z_P}{R_{z1} + Z_P}$$

$$\beta = \frac{U_1}{U_2} = \frac{z_1}{z_1 + z_3}$$

$$A \cdot \beta = -A_0 \frac{Z_P}{R_{z1} + Z_P} \cdot \frac{z_1}{z_1 + z_3} = -A_0 \frac{\frac{z_2(z_3 + z_1)}{z_2 + z_3 + z_1}}{R_{z1} + \frac{z_2(z_3 + z_1)}{z_2 + z_3 + z_1}} \cdot \frac{z_1}{z_1 + z_3}$$

$$= -A_0 \frac{z_2 z_1}{R_{z1} (z_1 + z_2 + z_3) + z_2 (z_3 + z_1)}$$

$$z_i = jx_i \left\{ \begin{array}{l} x = wL \\ x = -\frac{1}{wC} \end{array} \right.$$

$$A \cdot \beta = -A_0 \frac{-x_1 \cdot x_2}{jR_{z1} (x_1 + x_2 + x_3) - x_2 (x_3 + x_1)}$$

$$\boxed{x_1 + x_2 + x_3 = 0}$$

$$A \cdot \beta = -A_0 \frac{x_1}{x_3 + x_1}$$

$$= \boxed{A_0 \frac{x_1}{x_2} = 1}$$

ugjet oscilacija

1.) Colpittsov oscilator

$$x_1 = -\frac{1}{wC_1}, x_2 = -\frac{1}{wC_2}, x_3 = wL$$

$$wL = \frac{1}{w} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)$$

$$\omega^2 = \frac{1}{L} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_3 C_{uk}}}$$

$$C_{uk} = \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2}$$

- Teorijска питања:** D - Darko R - Ratko
1. Opišite integrirajući analogno-digitalni pretvornik s jednim pilastim naponom ne postoji na slajdovima
  2. Opišite integrirajući analogno-digitalni pretvornik s dvostrukim pilastim naponom
  3. Opišite integrirajući analogno-digitalni pretvornik s višestrukim pilastim naponom ne postoji na slajdovima
  4. Opišite integrirajući analogno-digitalni pretvornik s pretvorbom napona u frekvenciju
  5. Opišite analogno digitalni pretvornik sa sljедним približavanjem (sukcesivnom aproksimacijom).
  6. Opišite paralelni analogno-digitalni pretvornik
  7. Opišite ispreplićući (interleaving) analogno-dig. pretvornik
  8. Opišite paralelno-terijiski analogno-dig pretvornik
  9. -II- sa sljednim oduzimanjem
  10. -II- posmračeni (protočni) analogno-dig pretvornike (pipelined)
  11.  $\Sigma\Delta$ :
  12. Objasnite pojmove preklapanje spektra, analogno antialiasing filter, kvantizacijski šum, dithering

# ANALOGNO - DIGITALNI PRETVORNICI

- analogni signal se uvrakuje i prehrane

u digitalni oblik

Podjela:

## 1) integrirajući ADP

- napon u vremenu
- napon u frekvenciju
- ADP s dvostrukom pilom
- $\Sigma \Delta$  ADP

\* jednostavnije obrade

\* nema utjecaja šuma

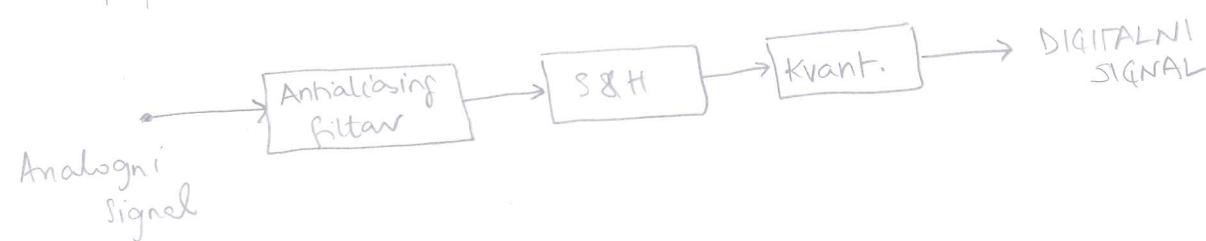
\* kvalitetnija komunikacija

## 2) izravni ADP

- paralelni ADP
- ADP sa sukcesivnom aproksimacijom (SAR)

Naci rade:

- osnovni
- paralelno-serijski (subranging)
- pipeline struktura



## STATIČKE POGREJKI

- pogreške pomaka
- pogreške pojavičaju (osjetljivosti)
- dif. melinearnost (DNL)
- integralna melinearnost (INL)

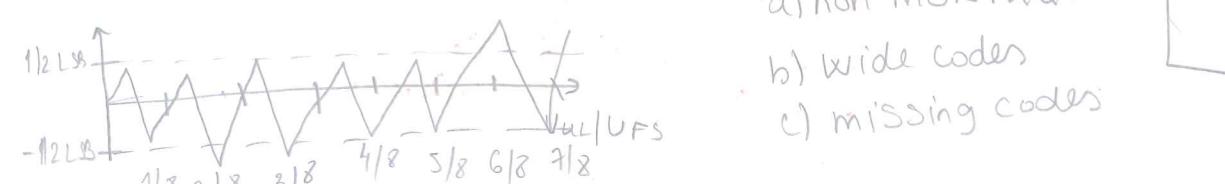
→ Pomak nule

- posljedice pomaka napona analogne ulazne komponente, pojavičale, skloplje, neuparenosti otpornice
- može se konjunktivno umjerenjem, skloparski ili programski
- pomale osnove temperature

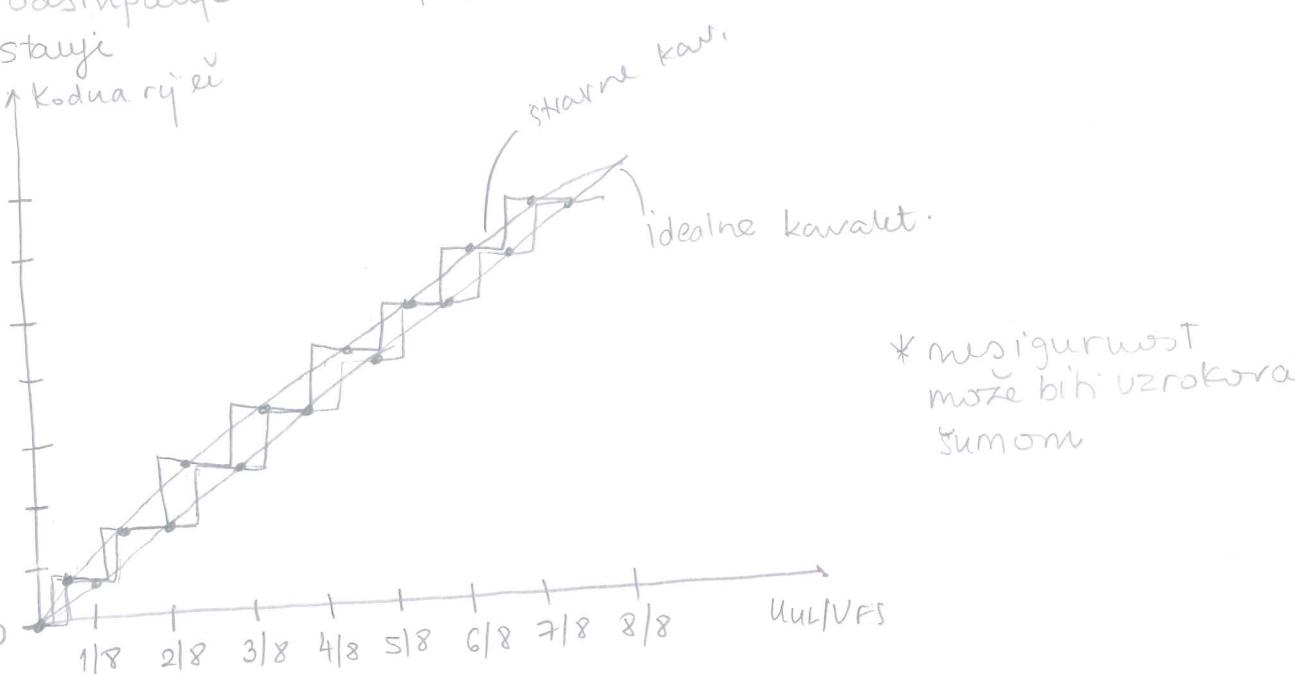
→ Promjene osjetljivosti pojavičaju

- posljedice pogreške pojavičaju pojavičale, neuparenosti kondenzatora ili otpornice, pogreške ref. nepene između
- može se konjunktivno umjerenjem, skloparski ili programski

linearnost (DNL)  
odstupanje kvantizacijskog koraka od idealnog  
prešvaka kvantizacijskog koraka.  $DNL > 1LSB$ , mogu se pojedica  
imati gubitak pojedinih kodova nije ne izlazu



integrativne nelinearnost (INL)  
definira se kao najveće odstupanje od idealne lin. kav.  
→ određuje se nakon korekcije pomaka i pojačanja  
odstupanje kočalce prijelaze stavlja koji speja prvu i zadnju prenose  
stavlja



ZLUCIVOST INAJMANJE ZNAČAJNI BIT  
autizacija: porečajem razlučivosti smanjenju kvantizacijski  
korak i prečuvanju usjetljivost ne ūme

UPOKAVANJE SIGNALA  
Uzorkovanje u frekvenciji treba biti barem 2 puta više  
d najviše frekvencije u spektru signala  $f_s \geq 2f_m$  (Nyquist  
teorem)

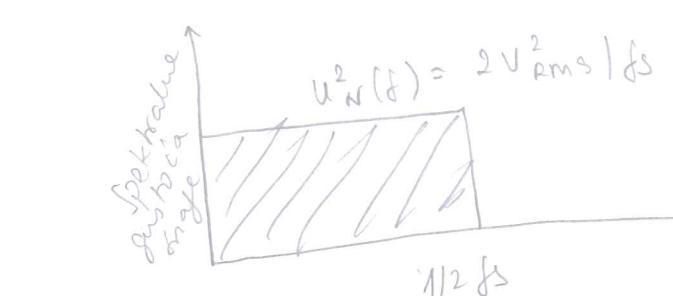
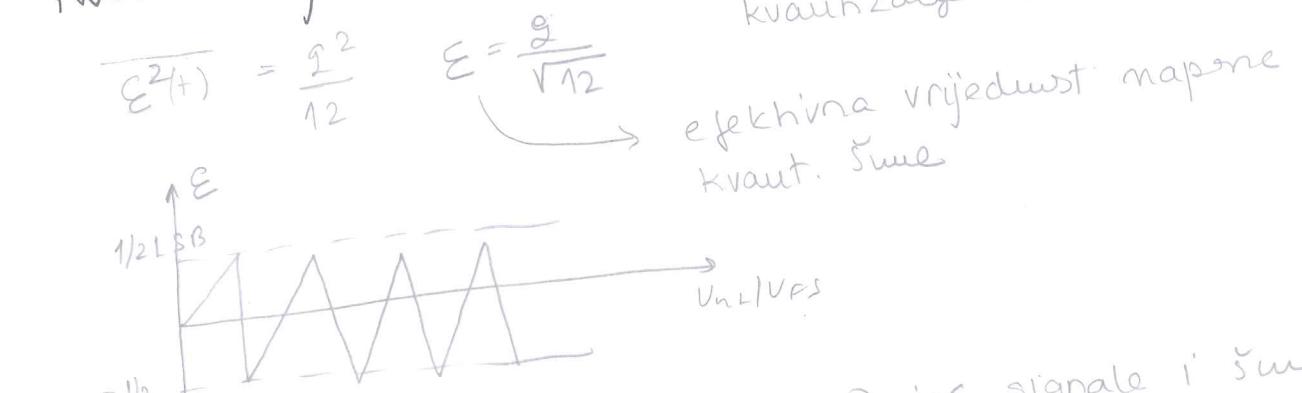
Uzimaju se uzorci prema tome - nestaje preklapanje  
spektra  
porečavaju se frekw. uzorkovanja smanjuje zahtjeve na antenu.

filter

KVANTIZACIJA SIGNALA  
Kvantizacijom se kontinuirane amplitude ulaznog signala pretvara u končan broj vrijednosti.  
→ AD prekonvnik ima definisani raspon ulaznog napona UFS  
→ kvantizacijski korak  $2$  (uniformna kvantizacija)  
→ razlučivost - broj bita izlazne riječi  $n$   
→ dinamički opseg  $D$  - omjer najveće i najmanje vrijednosti  
⇒ Idealni kvantizator - izlazna vrijednost ADP-a se mijenja kad ulazni  
napon dosegne polovicu vrijednosti kvantizacijskog koraka

$$D = 20 \log \frac{UFS}{2} = 20 \log 2^n = 6,02 n \text{ dB}$$

- posljedica končnog broja  
izlaznih stavlja je pogreske  
kvantizacije  $\epsilon$

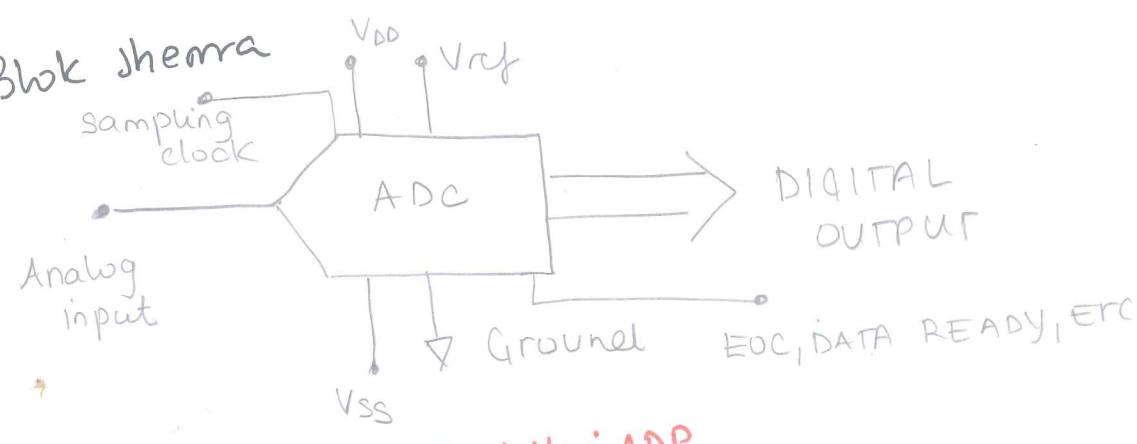
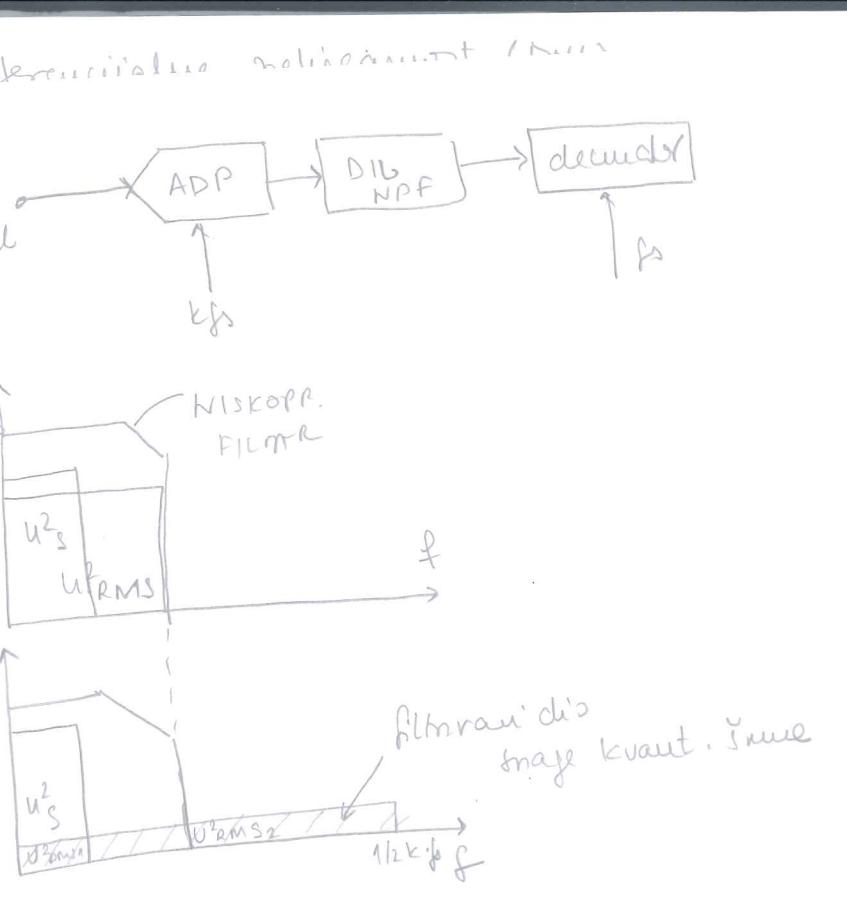


Omjer signale i ūme  
analognog digitalnog  
prekonvnika, SNR ADP  
→ određuje se uz sinusni  
signal amplitude UFS  
na ulazu

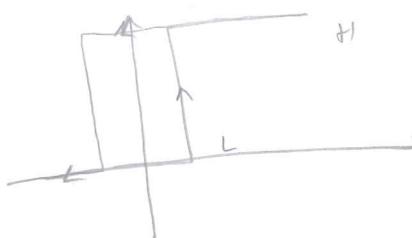
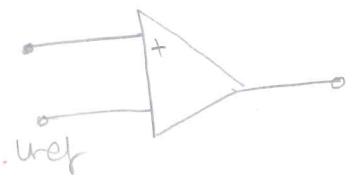
$$\begin{aligned} SNR_{ADP} &= \frac{U_{rms}}{E_{rms}} = 2^{n-1}\sqrt{6} \\ SNR_{ADP} &= 20 \log (2^{n-1}\sqrt{6}) \\ &= 6,02 n + 1,76 \text{ dB} \end{aligned}$$

### Preokidanje

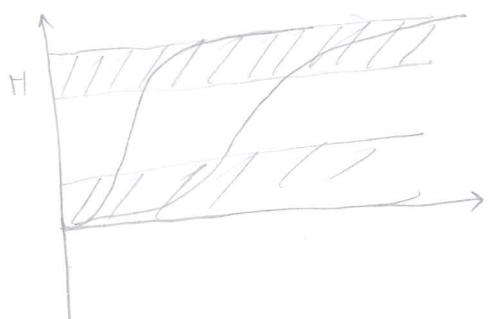
- ideja - otkriva signal vrlo visokom frekvencijom
- posljedica - smanjuje spektralnu gustoću kvantizacijskog ūme
- digitalnim filterima rezultate prenove s pjasom  
propuštanje do fm signale smanjuje se efektivne vrijednosti ūme  
kvantizacije
- posljedica - porečav se razlučivost analogno digitalne  
prenove razmjerom porečav frekvencije uzorkovanja  
prenove



KOMPARATOR KAO 1-bitni ADP



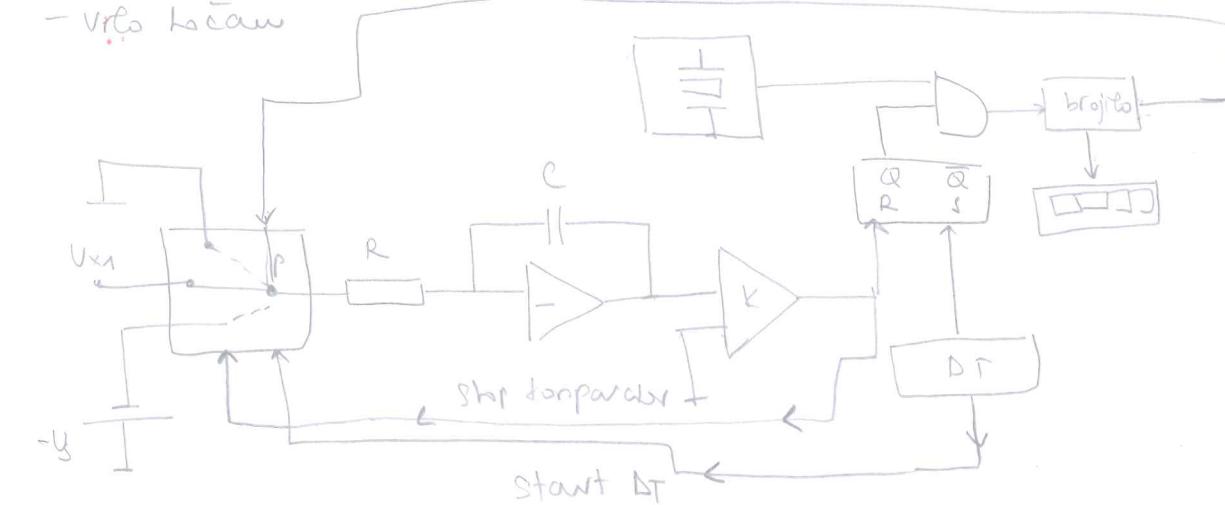
Ako je manji ulazni napon treba nam više vremene da dođe iz L-H nekad i ne uspije doći do H



→ komparator bitan kod paralelnog i  $\Sigma\Delta$  ADP-a

## INTEGRIRAJUĆI ADP S DVOSTRUKOM PILOM

- preverava  $U \rightarrow t$
- primjenjuje se integracija signala - nije osjetljiv na smetije
- vrlo lošan



→ normirani mjereni napon se dovodi u integrator

$$U_{x2} = -\frac{1}{RC} \int U_{x1} dt$$

$$U_0 = U_{x2} = -\frac{1}{RC} \cdot U_{x1} \cdot t_0$$

- integriranje se provodi određeno vrijeme  $t_0$ , tada se određuje broj impulsa do max. broja  $N_0$  (zapisanoj određenom frekv. gen. i vel. brojice)
- u trenutku kad brojilo izbroji  $N_0$  impulsa, dešće Stop impuls koji prebacuje preklopnik P s normirivog mjeriva naponu  $U_{x1}$  na nivo stabilnog naponu  $U_S$  suprotnog predznaka, te nakon toga napon raste prema izravno

$$U_{x2} = \frac{1}{RC} U_{x1} \cdot t_0 \quad \text{stalno istim magiboru}$$

→ vrijeme  $t_0$  je proporcionalno naponu  $U_0$  prema izrazu

$$t_0 = -RC \cdot \frac{U_0}{U_S}$$

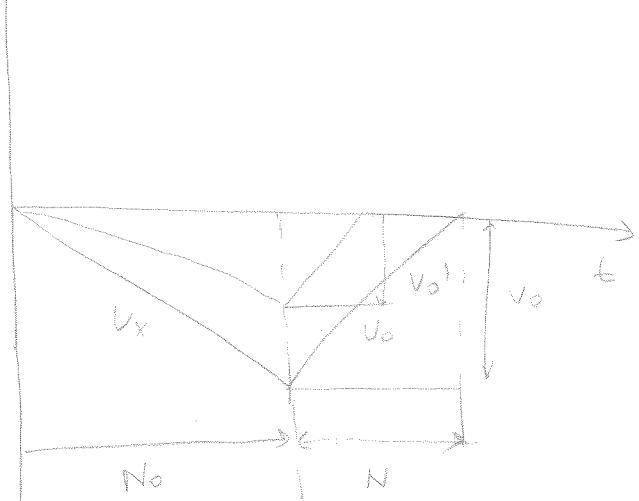
rečimo  $U_0$  omisli o naponu  $U_{x1}$

$$U_0 = -\frac{1}{RC} \cdot U_{x1} \cdot t_0$$

→ broj impulsa koji u  $t_0$  prolazi kroz sljepku je

$$N = f_0 \cdot t_0 = f_0 \cdot \frac{U_{x1}}{U_S} \cdot t_0$$

U<sub>in</sub>



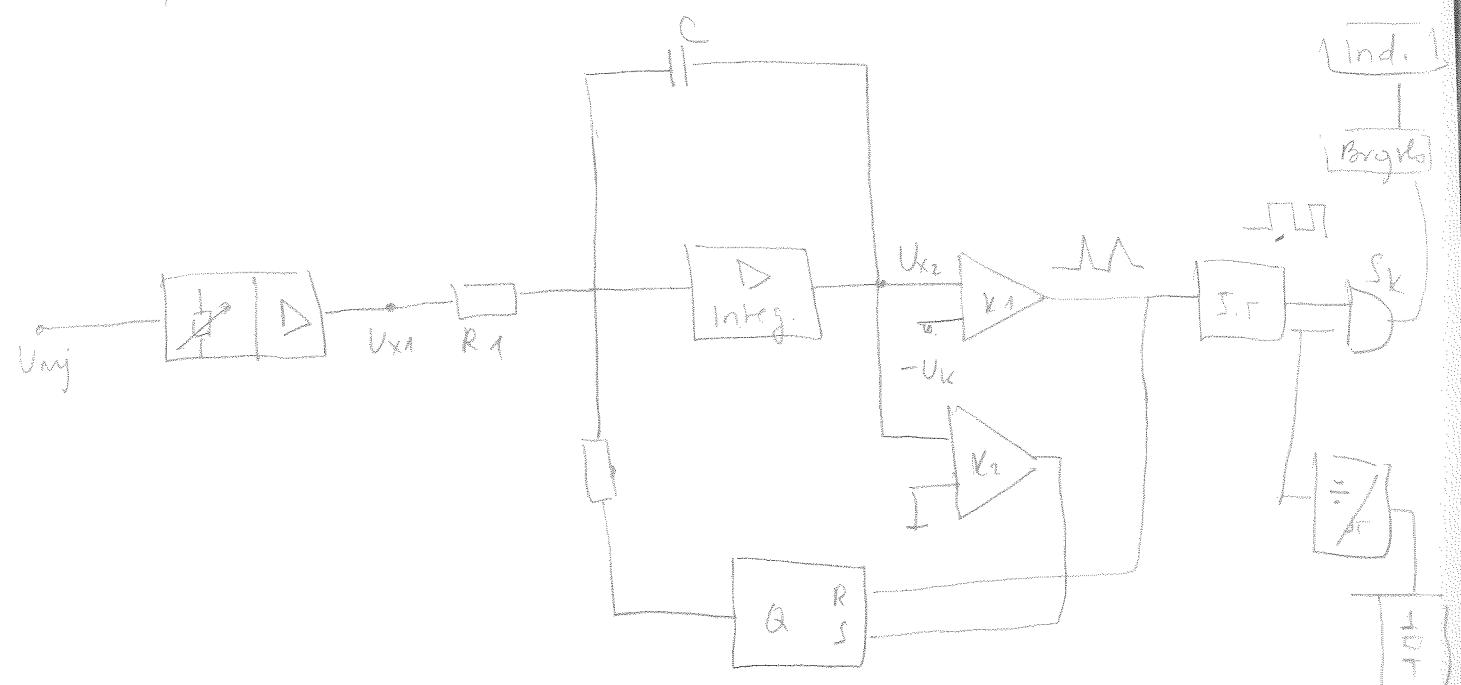
$\rightarrow$  broj izbrojenih impulsa je proporcionalan mjerljivom napunu

### PONSKIVANJE SMETNIJI

- trajanje integracije ulaznog napuna može se postaviti tako da se mijenja u skladu s neke frekvencijske potpuno prilagode / smetnje gradišće mreže Svetlosti.

### Integrirajući ADP prenosnik napune u frekvenciju

- Integrirajući ADP prenosnik napune u mjerljivu frekvenciju f<sub>x</sub> impulsa N onim u ulaznom napunu U<sub>x1</sub>, a impulsi se broje u zadatovu intervalu T<sub>0</sub> → na koncu pretravljuje napuna U<sub>x1</sub> u f<sub>x</sub> one se mijenjaju mjerljivom frekvencije bezdarrenju u v



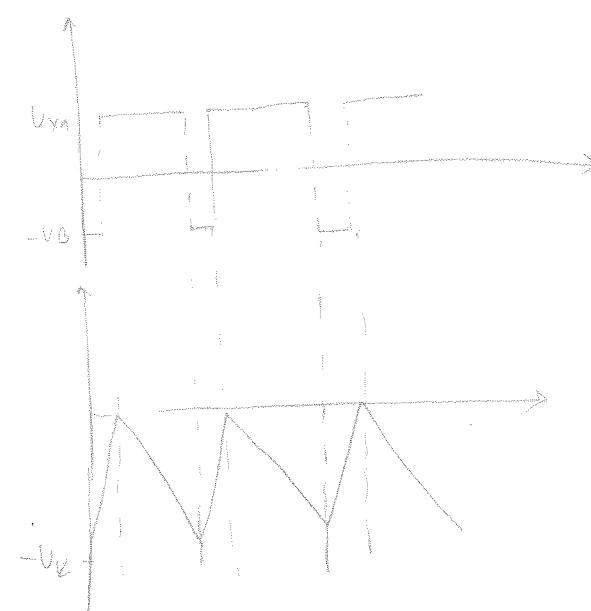
izmijenjivanjem U<sub>x1</sub> (t) U<sub>x1</sub> je doradi ne Millerov integrator u izlazu kojeg je pojavljuje kvarcni put napone

$$U_{x2} = -\frac{1}{R_1 C} U_{x1} t$$

- kada napon Ux2 dosegne vrijednost -U<sub>b</sub> na izlazu k<sub>1</sub> se pojavljuje okidni impuls, koji se oblikuje Schmidt triggerom te doradi ne bistabilnu stanju (0V → -U<sub>b</sub>)
- isti impuls se periodički ra bistabilnoj stanji s mijenjajućom stanju (-U<sub>b</sub> → 0V)
- taj napon je puno veći od Ux1 pa se pojavljuje brzi lin. porast

$$U_{x2} = \frac{1}{R_2 C} U_{x1} t$$

- u trenutku kad napon dosegne multi potencijal, k<sub>2</sub> daje okidni impuls koji ponovo mijenja stanje bistabresa, a to znači da se bistabilni vrati u prvotno stanje. Porast rastvorenog napona je vrlo kratak i traje Δt vremena.

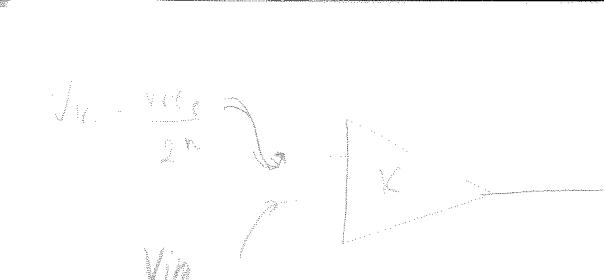


- SUVAKATKO:
- mijenja frek. impulse onimo u ulaznom napunu
  - impulsi se broje u zadatovu intervalu
  - broj impulsa se mijenja mjerljivom frekvencije bezdarrenju u voltima

ADP se sukcesivnom aproksimacijom

→ kompjutacijski. Uz se za više u toku mjerjenja u koracine približava uz dok ne dostigne približavajuće koje zadržavaju

→ SAR je inicijaliziran tako da najznačajniji bit je postavljen u 1. Kad je stavjen u DAC, koji tada pretvara analogni v<sub>i</sub>, kod kojeg je v<sub>ref</sub>(2) za komparaciju se slikeznim ekvivalentom ovis koda (Vref/2) na ulaz komparatora naponom. Ako analogni nivo prelazi V<sub>ref</sub> tada komparator uznakuje vrednost koju je postavljena u 1, inače bit je ostavljen u 1. Nakon toga je sljedeći bit postavljen u 1. Rezultirajući kod je digitalne aproksimacije sampliranih ulaznih naponova i zavrsava je EOC-om.



svaki put se dodaje  
od povećanju karakta

Pawalehni ADR

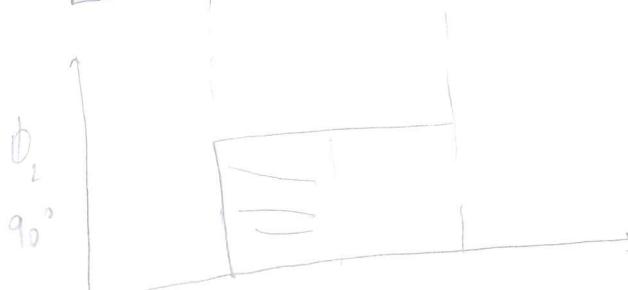
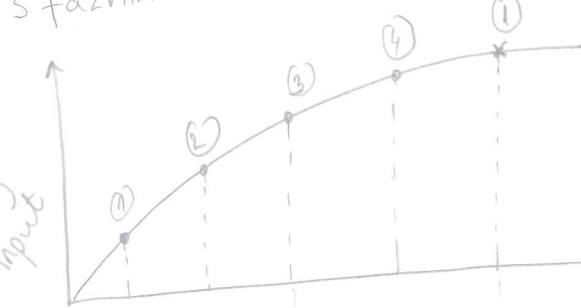
- najbrži
  - broj potrebnih komparacija
$$N = 2^{n-1} \quad n - \text{broj bitova}$$

- brzina rade orisi:
- o brzini komparatore
- vremene probacivanje memorije

$$N = \inf \left( \frac{U_{m_j}}{U_+ - U_-} \right) \frac{n}{n+1}$$

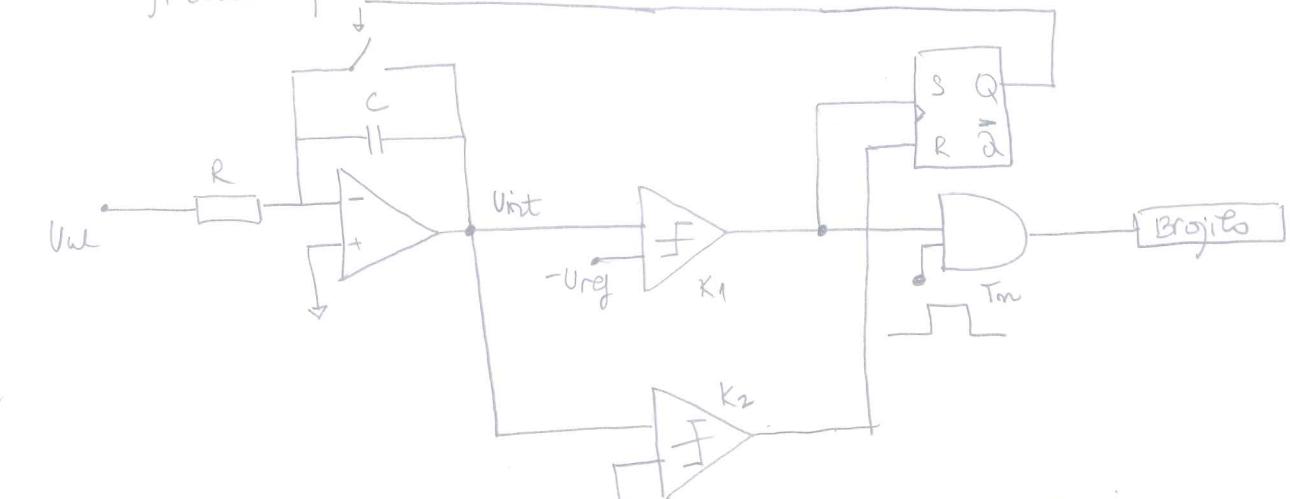
## Interleaving ADP

Uzastopno umetanje koef (eng. interleaving) postiće se  
multiplesivajući izlaze dva ili više ADP radi prekucanje brzine  
ade ADP (ti prvidnoj porcijanj frekv. uzorkovanje).  
Primjer 4 ADP, prekorke ne pojedinačne prekonomu započinje  
s faznim kašnjenjem od  $90^\circ$  ( $1/4$  priode frekv. taka).



## \* Prekonvnik napona u frekvenciju

- takav prekonvnik na izlazu daje niz impulsa čija je frekvencija proporcionalna srednjoj vrijednosti napone na ulazu
- brojujući tih impulsa u nekom zadatom vremenskom periodu dobiva se digitalni podatak



Napon na izlazu integratora  $U_{int}$  u trenutku  $t=T$  je

$$U_{int}(T) = -\frac{1}{RC} \int_0^T U_{ul}(t) dt = -\frac{T}{RC} \cdot \frac{U_{ul}}{\text{srednja vrijednost}}$$

Ako u trenutku  $t=T$  napon  $U_{int}$  dosegne  $-U_{ref}$  komparator  $K_1$  će postaviti Q izlaz bistabilne u 1 (set) i tako pokrenuti pražnjanje kondenzatora integratora. Time se napon  $U_{int}$  vrlo brzo vraća na OV.

Kada napon  $U_{int}$  dosegne vrijednost OV, komparator  $K_2$  postavlja Q izlaz bistabilne u vrijednost 0 reset čime ponovo započinje ciklus. Tako u trenutku  $t=T$  vrijedi, prema tome, da broj impulsu izbrojen u intervalu  $T_m$  je

$$N_m = -\frac{T_m}{RC} \cdot \frac{U_{ul}}{U_{ref}} = -\frac{T_m}{RC} \cdot f = \frac{1}{k_{AD}} \cdot f$$

$f$  - frekvencija impulsa  
 $k_{AD}$  - konstanta prekorke napone u frekvenciju

Broj impulsa izbrojen u vremenskom intervalu  $T_m$  je

$$N_m = k_{AD} \cdot T_m \cdot U_{ul}$$

$$N_m = T_m \cdot f_{osc} = \frac{T_m}{T_0}$$

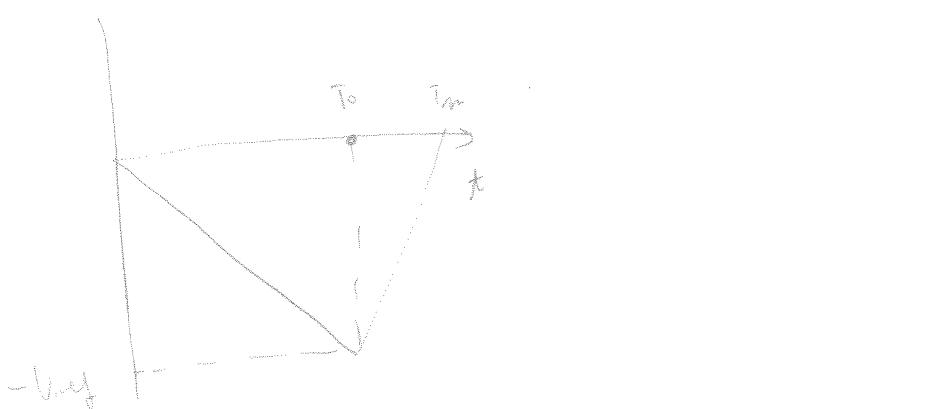
$$T_{\text{min}} = \frac{2\pi}{W_m} = \frac{2\pi}{4L} = 150 \text{ ms}$$

$$N_1 = \frac{10 \text{ kHz} \cdot 75 \text{ ms}}{V} (3 + 0,2) V = 2400 \text{ impulse}$$

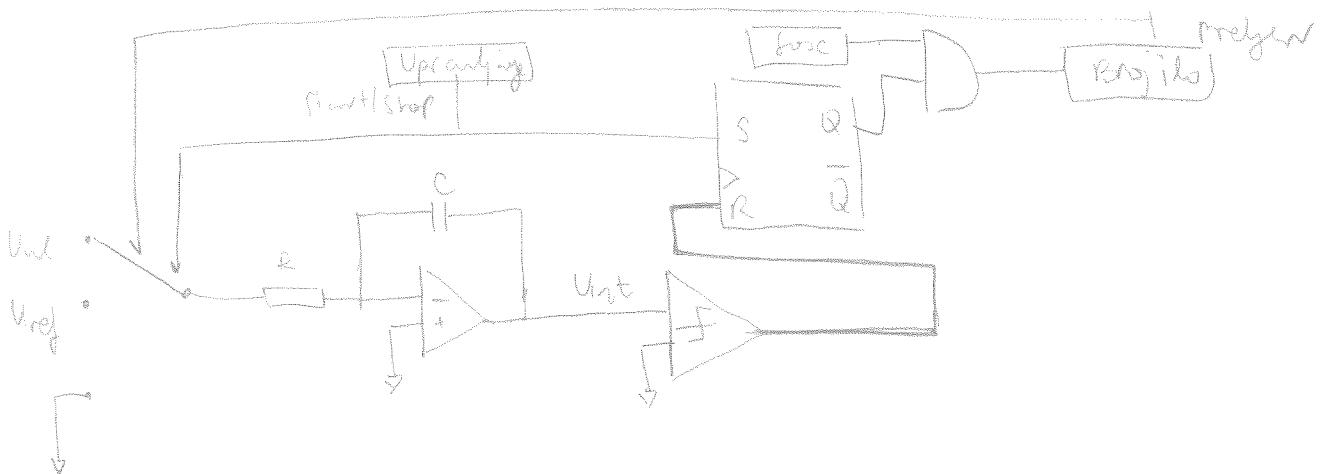
$$N_2 = \frac{10 \text{ kHz} \cdot 25 \text{ ms}}{V} (3 - 0,2) V = 700 \text{ impulse}$$

$$N_{\text{uk}} = N_1 + N_2 = 3100 \text{ impulse}$$

$$\text{pr} = \frac{|N_{\text{uk}} - N| \cdot 100\%}{N} = \frac{|3100 - 3000| \cdot 100\%}{3000} = 3,3\%$$



\* Analogus - digitalni pretvornik s dvostimicom pilom



- Na početku ciklusa pretvorbe na ulazu u integrator dolazi se nizovi naponi  $U_{\text{ul}}$ . Za vrijeme integriranja napon  $U_{\text{ul}}$  izlaz  $Q$  bistabilne je u logičkom stanju 1 te dozvoljava prolaz impulsa iz generatorka kroz logički, I<sup>1</sup> kroz u brojilo, kada brojilo, brojeli impulsi iz generatorka takve, dosegne maksimalni broj impulsa (nakon čega brojilo signalizira preljen i opet kreće brojati od nule) za ulaz integratora se dobrodi referens napon -  $U_{\text{ref}}$ , a napon ne izlazi. integrator se počinje smanjivati zbog različitih predznakova -  $U_{\text{ref}}$  i integratore se počinje smanjivati zbog različitih predznakova -  $U_{\text{ul}}$ . Kada napon ne izlazi integratore dosegne vrijednost nule, komparator resetira uen bistabili prekide brojajuće impulse, rezultat pretvorbe. Nakon prikaza vrijednosti u brojilu je sad rezultat pretvorbe. Nakon prikaza vrijednosti u brojilu se resetira ne inlu, ne ulaz integratora se opet dobrodi napon  $U_{\text{ul}}$  i započinje nov ciklus pretvorbe.

Ako je frekvencija oscilatore  $f_{\text{osc}}$ , vrijeme  $T_0$  potrebno da brojilo izbroji mešovitih broj impulsa  $N_0$  je

$$N_0 = f_{\text{osc}} \cdot T_0 \Rightarrow T_0 = \frac{N_0}{f_{\text{osc}}}$$

$$U_{\text{int}}(T_0) = U_0 = -\frac{1}{RC} \int_{T_0}^{T_0} U_{\text{ul}}(t) dt = -\frac{T_0}{RC} U_{\text{ul}}$$

gdje je  $U_{\text{ul}}$  srednji vrijednost napon ul u vremenu  $T_0$ . Nakon trenutka  $T_0$ , na ulazu integratora je napon  $-U_{\text{ref}}$ , a izlazni napon integratore je

$$U_{\text{int}}(t) = U_0 - \frac{1}{RC} \int_{T_0}^t (-U_{\text{ref}}) dt = U_0 + \frac{T_0}{RC} \cdot U_{\text{ref}}$$

$$U_0 = \frac{T_0 \cdot U_{\text{ref}}}{RC} \quad \boxed{T_0 = RC \frac{U_0}{U_{\text{ref}}}}$$

Ako izlazni napon integratore u trenutku  $T_0 + T_m$  dosegne vrijednost  $0$ , vrijedi sljedeće

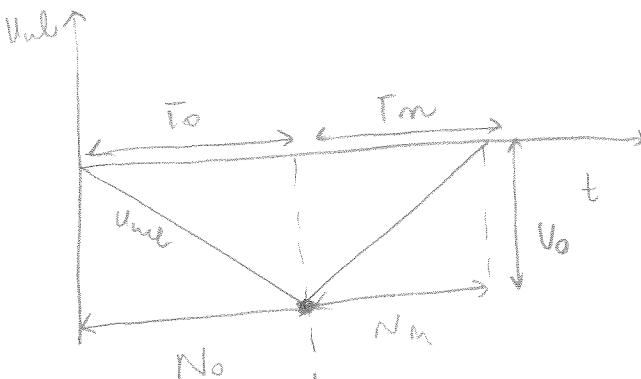
$$V_{int}(T_0 + T_m) = 0 = U_0 + \frac{T_m}{RC} U_{ref}$$

$$-U_0 = \frac{T_m}{RC} U_{ref}$$

$$T_0 U_{ul} = T_m \cdot U_{ref}$$

$$\frac{N_0}{fosc} U_{ul} = \frac{N_m}{fosc} U_{ref}$$

$$N_m = \frac{N_0}{fosc} U_{ul}$$



n ovom traku  $\Rightarrow$  jednečki

To izravno se vidi da je stanje brojile ne krajnji status u ciklu prekorbe proporcionalno srednjoj vrijednosti ulaznog signala.

To izravno je proporcionalno vrijednosti frekvencije prekorbe. Kako je broj  $N_m$  izravno proporcionalan vrijednosti (N<sub>m</sub> perioda cikla 1/fosc) orakva prekorbe se još naziva prekorbe u vrijeme

$$U_{ul} = \frac{1}{T_0} \int_{0}^{T_0} (U_{ul} + U_{om}) dt$$

merjiva - da bi pogreske isčekle u sklopu postupaju s metrije moraju biti zadovoljene dve uvjet. Prvi je smetnja periodički signal

se predstavlja vrijednostom 0 (tj. smetnja je gradsko uređeje). Drugi uvjet je da vrijeme  $T_0$  ustanovljeni koji je zadovoljivo. Ovaj uvjet je da vrijeme  $T_0$  ustanovljeni koji je zadovoljivo

integrira ulazni napon višekratne periode smetnje

$$f_{osc} = N_0 \cdot f_{sm} = 10000 \cdot 50 = 500 \text{ kHz}$$

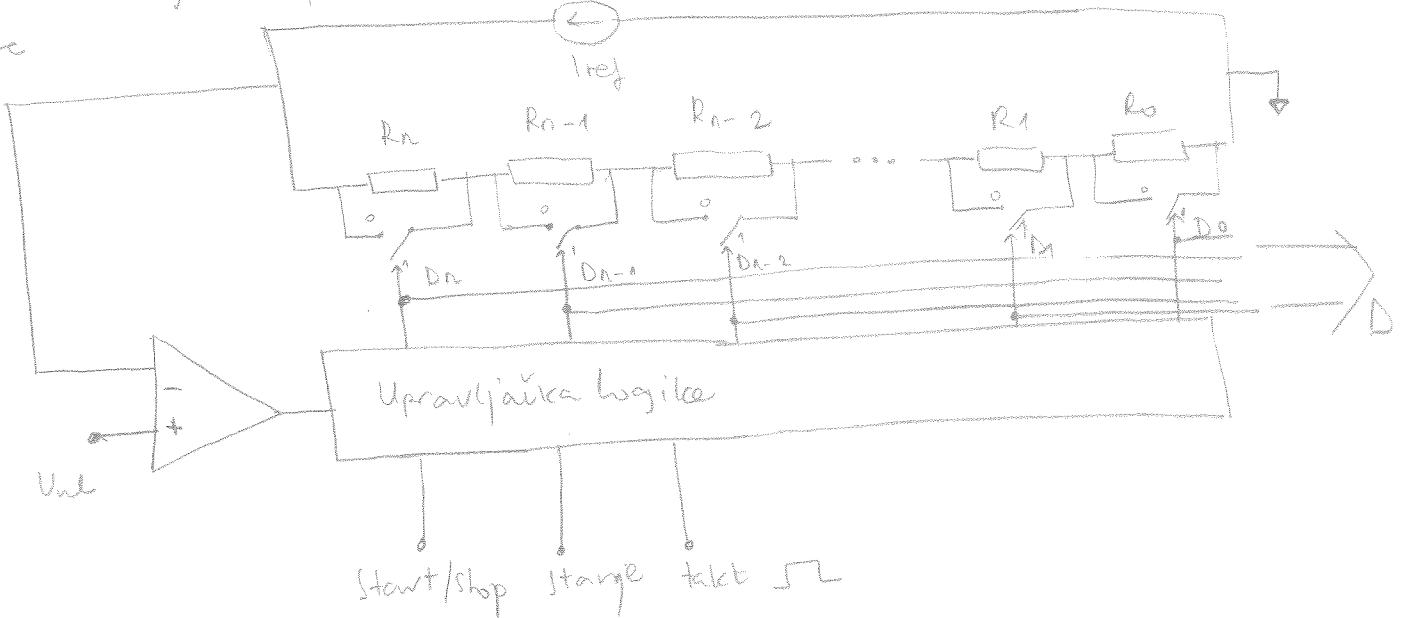
\* Analogno-digitalni se funkcijama aproksimacijom

Usporni izmose 65,6 ; 30,6 ; 15,4 ; 8,6 ; 4,2 ; 1,8 kΩ

Mjerna podnje 10 V

Mjereni 6,8 V, odnosno 4,5 V

Analogno-digitalni pretvorile se multiserijske aproksimacijom se temelji na referentnu istomjeru strujnom izmose ne kojeg je spojeno snijelicu listrice operomila s mrežama odabranu izmose operacije



U idealnom slučaju, sljedeći otpornik u listrici bi trebao imati dva puta veći otpor u prethodniku, draki otpornik, ako nije krozus spojen, i dvostruko u ukupnom padu napona, koji će se krozus spojiti, a koji će se uključiti u ukupni pad napona odnosno upravljački sklop pretvorilice. Upravljački sklop uspoređuje napon ne ulazu  $\Rightarrow$  padom napona u pomoćne listrice sljedeci uključujući ili isključujući pojedine otpornice iz mreže. Prekorbe zavrsava u koraku u kojem bi ukupan pad napone postao veći od ulaznog signala. Stoga je mora davanje smanjiti koja će u sljedećem koraku uključiti u listrici davanati pad napone ne listrici individualno pojedinačno prekorbe  $U_{max} = 10 \text{ V}$

$$I = \frac{U_{max}}{\sum_i R_i} = \frac{10 \text{ V}}{(65,6 + 30,6 + 15,4 + 8,6 + 4,2 + 1,8) \text{ k}\Omega} = 79,24 \mu\text{A}$$

i	R <sub>i</sub> kΩ	ΔU <sub>i</sub> V
5	65,6	5,198
4	30,6	2,425
3	15,4	1,220
2	8,6	0,6895
1	4,2	0,3328
0	1,8	0,1426

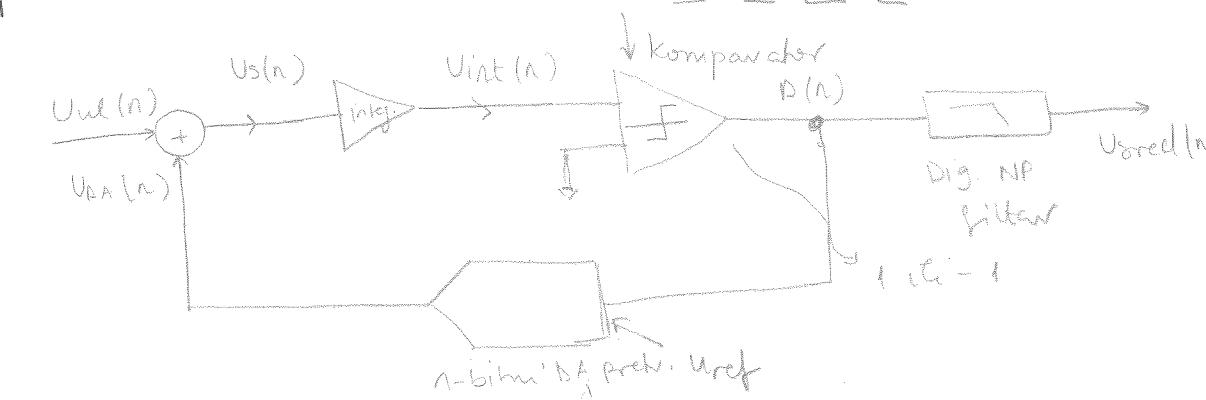
$$\begin{aligned} U_{ul} &= 6,8 \text{ V} = 1 \cdot U_5 + 0 \cdot U_4 + 1 \cdot U_3 + 0 \cdot U_2 \\ &\quad + 1 \cdot U_1 + 0 \cdot U_0 \\ &= 6,7508 \text{ V} \\ P_F &= \frac{|6,8 - 6,7508|}{6,8} \cdot 100 \% \\ &= 0,713 \% \end{aligned}$$

$$U_{\text{nl}} = 4,5V = 0 \cdot U_5 + 1 \cdot U_4 + 1 \cdot U_3 + 1 \cdot U_2 + 0 \cdot U_1 + 1 \cdot U_0 = 4,4691V$$

$$\text{Pr} = \frac{4,4691 - 4,5}{4,5} \cdot 100\% = 0,687\%$$

(011101)<sub>2</sub>

me-delta analogs - digitalis prenomik



Promatratični odnos između pojedinih relacija u diskretnim  
promatrateljima odnosi se značajno olakšava analizi i omogućuje  
trenutne vrijednosti jer nisu to značajno ovisno o ulazima. Neku je ne ulaz doređen  
kao izvajanje Shallopovog principa rade. Neke je ne ulaz doređen  
signal  $U_{ul}(t)$ . Promatračni je u diskretnim trenutcama  $t_n = n \cdot T_s$   
gdje je  $n = 0, 1, 2, \dots$ , a  $T_s$  vrijednost skupljavanja  $U_{ul}(n) = U_{ul}(nT_s)$   
ili  $t_n = nT_s$  ne izlazu 1-bitni signal.

$$U_{DA}(n) = \begin{cases} U_{ref}, & \text{za } D(n) = 1 \\ -U_{ref}, & \text{ze } D(n) = -1 \end{cases}$$

gdje je  $Uref$  referentni napon. Izlaz snimova  $us(n)$  je ujedno i ulaz integratore

$$U_S(n) = U_{\text{NL}}(n) - U_{\text{DA}}(n)$$

$$U_{INT}(n) = T_S \cdot V_S(n) + U_{INT}(n-1)$$

## Integrals

$$D(n) = \begin{cases} -1 & \text{za } V_{\text{INT}}(n) \leq 0 \\ 1 & \text{za } V_{\text{INT}}(n) > 0 \end{cases}$$

Budeli de konparator cijelokupni neposredni spreg klarnog signala prethkava u samo dvije vrijednosti -1 ili +1, može se shvatiti kao 1-bitni analogno-digitalni pretvornik

$$T_{\text{c}} = 1 \quad \text{V}_{\text{whl}} = 2 \text{ V}$$

15 první korálky

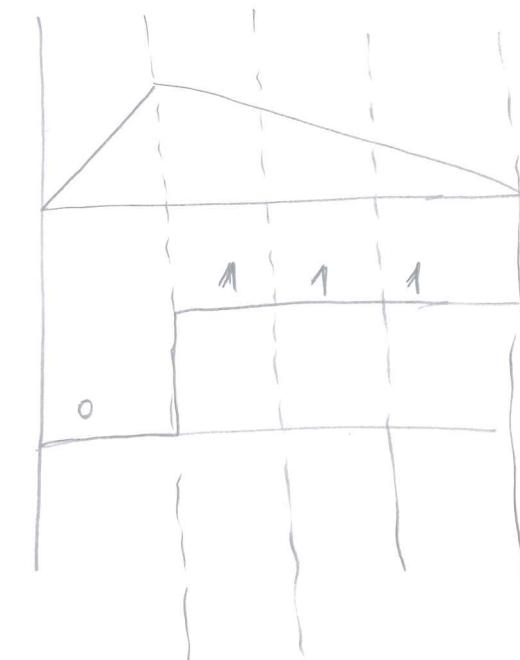
$n$	$V_W(n)$	$U_S(n)$	$V_{INT}(n)$	$D(n)$	$U_{SA}(n)$
0	0	0	0	-1	-5
1	2	7	7	1	5
2	2	-3	4	1	5
3	2	-3	1	1	5
4	2	-3	-2	-1	-5
5	2	7	5	1	5
6	2	-3	2	1	5
7	2	-3	-4	-1	5
8	2	+7	6	1	5
9	2	-3	3	1	5
10	2	-3	0	-1	-5
11	2	7	7	1	5
12	2	-3	4	1	5
13	2	-3	1	1	5
14	2	-3	-2	-1	-5
15	2	7	5	1	5

15 | D(n)  
 srednje vrijednosti signala USA (odnosno izlaznog signala  
 pomnoženog s ret. repon. Vref) težit će vrijednosti  
 signale ne učest. Tkoq tkoq se kao sestavni dij.  
 signale - delta prekomute, ne izlazu komparatore niti  
 signe - delta propusni filter, filter ne temelji niti  
 dig. visko-propusni filter. Filter ne temelji niti  
 binarnih vrijednosti (-1 ili 1) deje osim srednje  
 vrijednosti u dig. obliku.

prastom brojevima učvrata ne temelju logike se računa  
na vrijednost u dig. obliku poboljšava se ogreće rednjeg  
odnosno poređava se rezultat prethvorbe

ostrom brojevima produžuje se trajanje proračuna  
vitar treba čekati da svi učvri postane dostupni) što  
posledice imaju smanjene frekvencije s početku  
zadržavaju.

toč ovoj diskretnoj analizi, treba imati ne vnu de je ne  
značajne - delta prethvorbe spojeni analogni, vremenski  
sigal koji se želi shvatiti. Tek učvri  $D(n)$  it izlaz  
upravaka imaju dva stana. Dig. ogreće predaje vrijednosti  
u binarnih brojeva  $D(n)$  koji staju u mikroprocesor filter  
dostavljanju dig. učvrača dig. signale.



Prednosti:

male cijene, velika razlučivost,  
može se raditi u CMOS, lin. jed.

$$U_{\text{in}} = \frac{U_{\text{ref}}}{2}$$

$$U_S = \frac{U_{\text{ref}}}{2} - (-U_{\text{ref}}) = \frac{3}{2} U_{\text{ref}}$$

(3 jedinice od 4)

$$U_S = \frac{U_{\text{ref}}}{2} - U_{\text{ref}} = -\frac{U_{\text{ref}}}{2}$$

$$-U_{\text{ref}} \quad \emptyset$$

$$-\frac{U_{\text{ref}}}{2} \quad \frac{1}{4}$$

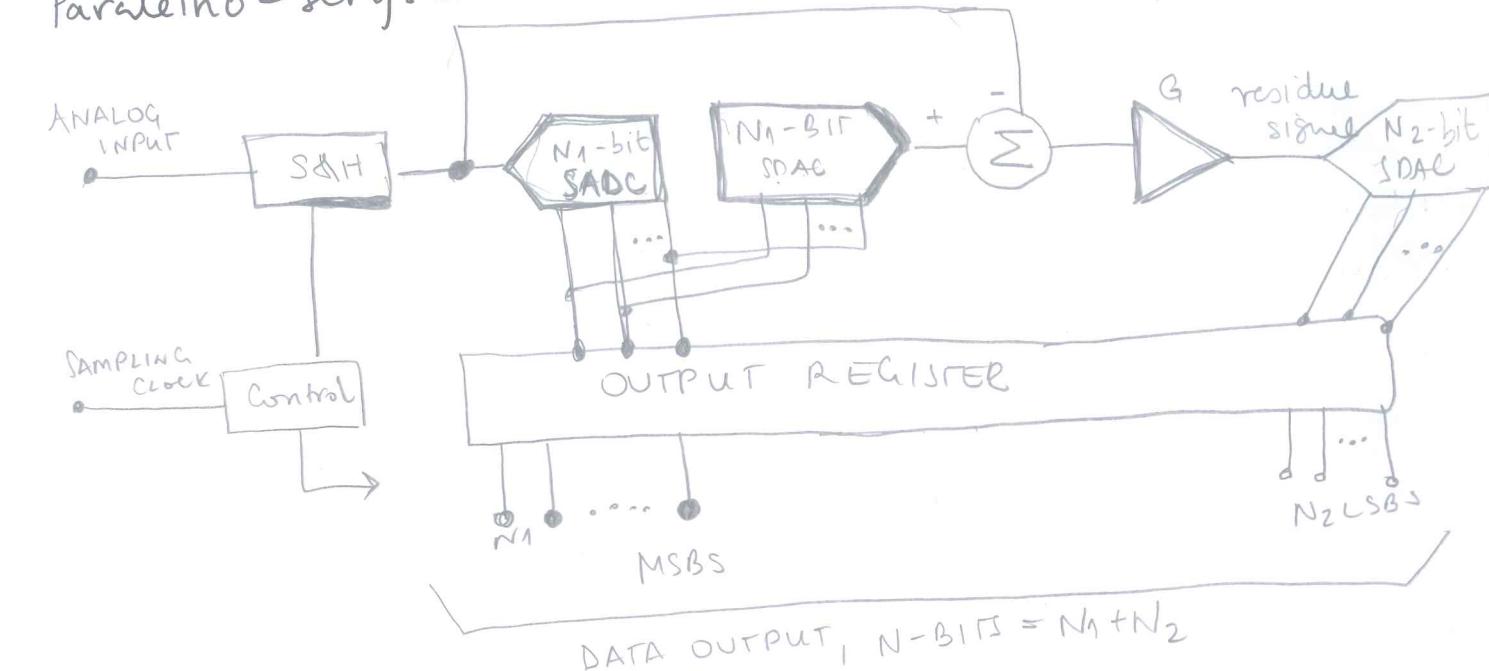
$$\emptyset \quad \frac{2}{4}$$

$$\frac{U_{\text{ref}}}{2} \quad \frac{3}{4}$$

$$U_{\text{ref}} \quad 1$$

Naćini rade - paralelnog i se inkresivnog aproksimaciju (SAR)  
- paralelni - serijski (subranging)  
- osnovni  
- pipeline (posmerni)

Paralelni - serijski ADP



Osnovni dvo-stupanjski  $N$ -bitni paralelni serijski ADP je prikazan  
ne sliči. ADP je baziran na dve odvojene konverzije  $N_2$  bita  
donjem poprateno se  $N_1$  bitnih gornjih bitova.

Prethvara započinje tako da S&H sklop stavi u hold poprateno  
 $N_1$ -bitne prethvorbe. Digitalni izlaz MSB konverzije su gradi  
kvantizirane verzija analognog ulaznog signala.  $N_1$  SADC izlaz  
je oduzet od analognog signala pojavi i dodan  $N_2$  donjim  
bitovima. Pojavilo osigurava pojave  $G$  koje je dovoljno  
da ostatak signala ispunjava ulazni valj od  $N_2$ . Izlaz  
podani od  $N_1$  i  $N_2$  su priključeni na izlazni registar gdje  
je  $N = N_1 + N_2$ . Zove se subranging zato što je ulazni napon podijeljen  
ne nekoliko "subrange".

Primer  $N=8$  FLASH OSNOVNI Broj konparatora = 255

$$N_1 = 4$$

$$N_2 = 4$$

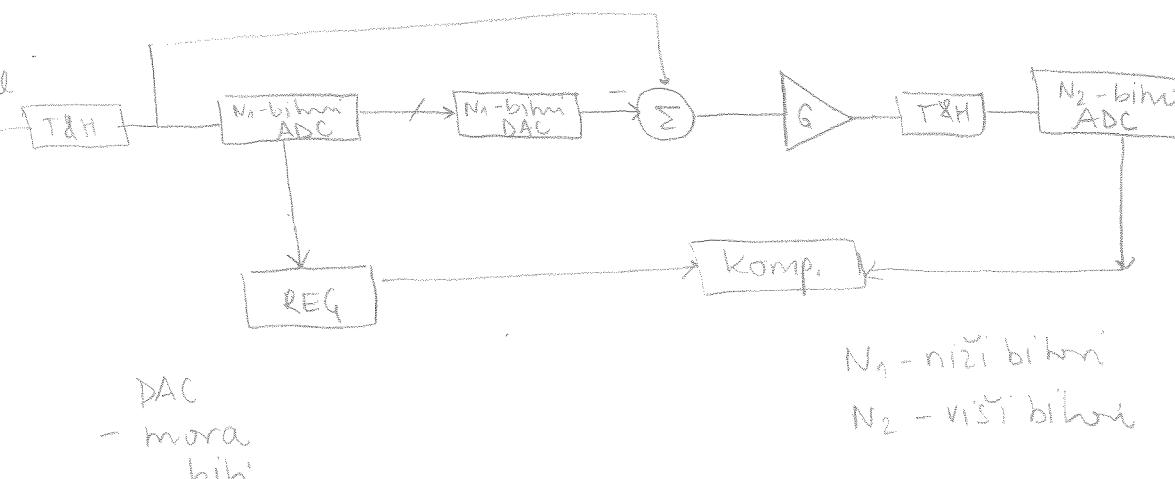
$$\begin{array}{c} \text{SUBRANGING} \quad \text{FLASH} \quad \text{BK} = 30 \\ \hline \end{array}$$

mora biti dvostruki  
brži jer radi u  
dva koraka

$$\begin{array}{c} N_1 \quad N_2 \\ \hline 2^7 2^6 2^5 2^4 \quad | \quad 2^3 2^2 2^1 2^0 \\ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \quad | \quad 2^7 2^6 2^5 2^4 \\ \hline 2^7 + 2^3 = 136 \end{array}$$

realno čemo imati ore  
u pojedinosti stvarno  $1/4$

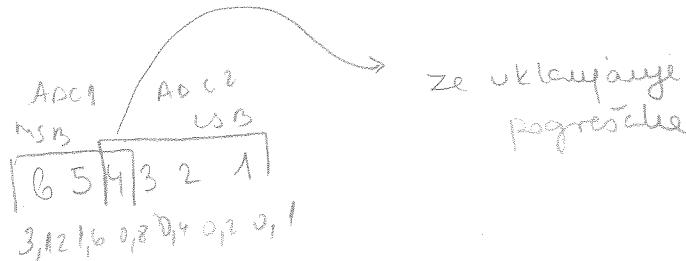
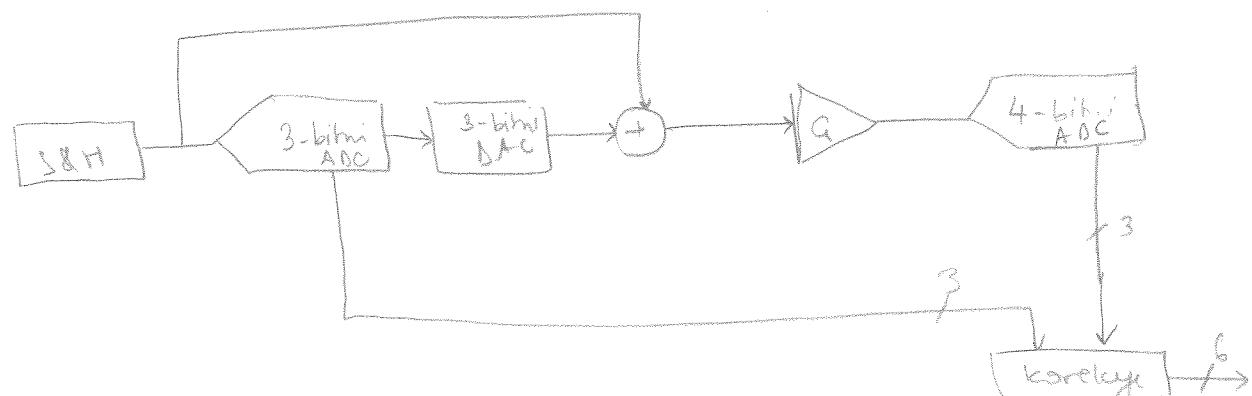
pelike - posmatrane



- DAC
- mora biti  
jako  
dobro isprojektovani

Termen posmatrane se odnosi na sposobnost da procesira u  
jednom stupnju podatke od prethodnog stazu bez obzira na  
čekanje.

### ERROR CORRECTING - Ispravljanje pogrešaka



$100\ 110\ 1$

$$U_{wl} = 4,5 \text{ V}$$

$$\text{ADC} = 100 - 110$$

$$\begin{array}{r} 100 \quad \text{ADC1} \\ 110 \quad \text{ADC2} \\ \hline 1101 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 110 \\ 001 \\ \hline 101101 \end{array}$$

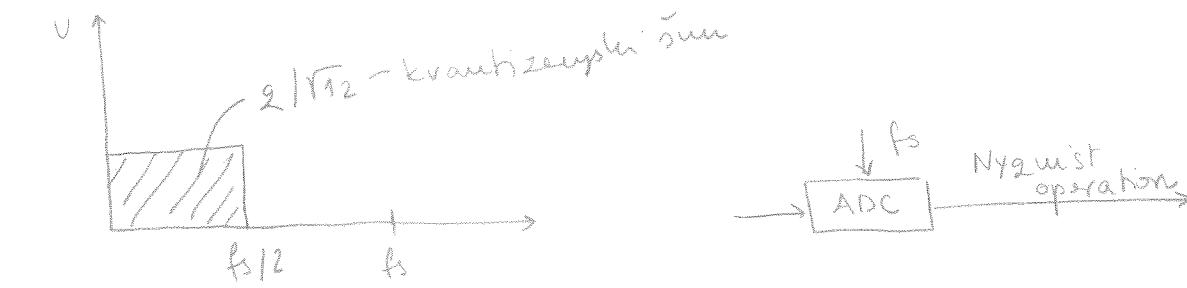
Prednosti u usporedbi s klesičnim i oversampling ADP

Kvantizacijski šum

$$U_{rms} = \frac{2}{f_{s/2}}$$

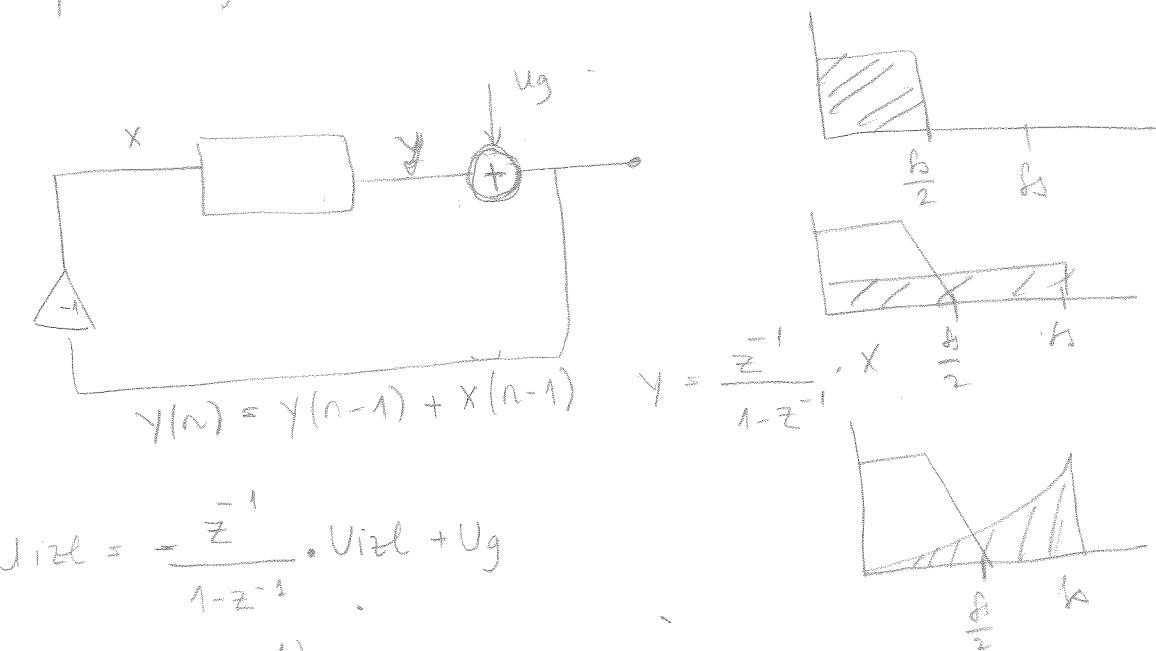
$$\text{SNR} = \frac{U_{rms}}{E_{rms}} = \frac{\frac{V_{FS}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}}{\frac{V_{FS}}{2^n \cdot \sqrt{f_{s/2}}}} = \sqrt{6} \cdot 2^{n-1}$$

$$\text{SNR} = 20 \cdot \log (\sqrt{6} \cdot 2^{n-1}) = 6,021n + 1,761 \text{ [dB]}$$



### Porečajne razlike

- ZD pretpostavice održavanjuju šumu (engl. dithering) podesljavanjem ulaznog signala
- primjenjuje se kod brzih prekonica → oversampling
- dodaje se bijeli šum amplitudom 1/2 LSB rms



$$U_{izl} = (1-z^{-1}) U_g$$

$$z^{-1} = \exp(-j\omega T_s)$$

$$|H| = |1-z^{-1}| = |1-e^{-j\omega T_s}| = |1-\cos\omega T_s - j\sin\omega T_s| = \sqrt{2-2\cos\omega T_s} = 2\sin\frac{\omega T_s}{2}$$

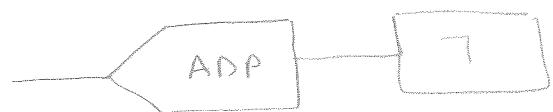
$$U_{g\sum} = \frac{2}{\sqrt{12}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_s/2}} \cdot 2 \sin \frac{\omega f_s}{2}$$

$$U_{rms} = \int_0^{f_s} \left( \frac{2}{\sqrt{12}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_s/2}} \cdot 2 \sin \frac{\omega f_s}{2} \right)^2 df$$

$$= \left( 2\sqrt{2} \cdot \frac{2}{\sqrt{12}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_s}} \right)^2 \cdot \int_0^{f_s} \left( \pi \cdot \frac{f}{f_s} \right)^2 df$$

$$U_{rms\sum} = \frac{2}{\sqrt{12}} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{3}} \cdot \left( \frac{2f_s}{f_s} \right)^{3/2} \rightarrow \Sigma \Delta je zbroj ovog kely$$

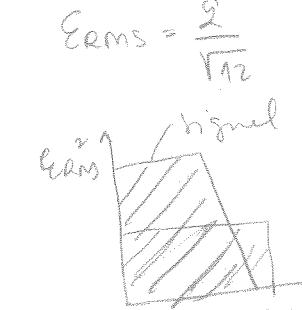
$$U_{rms} = \frac{2}{\sqrt{12}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_s/2}} \cdot \sqrt{f_s} = \frac{2}{\sqrt{12}} \sqrt{\frac{f_s}{f_s}}$$



### NYQUISTOV ADP

Kvant  
 vrijm

spek.  
 gust.  
 Jane



$$E_{rms} = \frac{2}{\sqrt{12}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_s/2}}$$

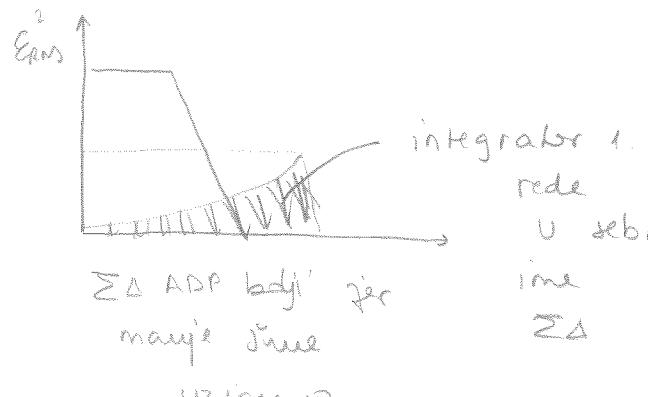
efekt.  
 Jane  
 do  
 f\_g  
 -nisk.filt.

$$V = \frac{U_{fs}}{2f_s}$$

$$SNR = 2^N \cdot \sqrt{f_s} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$$

### $\Sigma\Delta$ ADP

$$E_{rms} = \frac{2}{\sqrt{12}}$$



$$E_{rms} = 2f_s \cdot \frac{2}{\sqrt{12}} \sin \frac{\pi f}{f_s}$$

$$U_{rms,\Sigma\Delta} = \frac{2}{\sqrt{12}} \cdot \sqrt{\left( \frac{2f_s}{f_s} \right)^{3/2}}$$

### SINTEGRATOR SINKRONIZACIJA VALI OG OBULKA

- Četvrti pol je je prijenosne karakteristike trojstavni naponi ne ulazu i ne izlazu
- Četvrti pol je dvostruk prijenosne i učinkovite, a prijenosne karakteristike su sastavljene od dvostrukih pravala

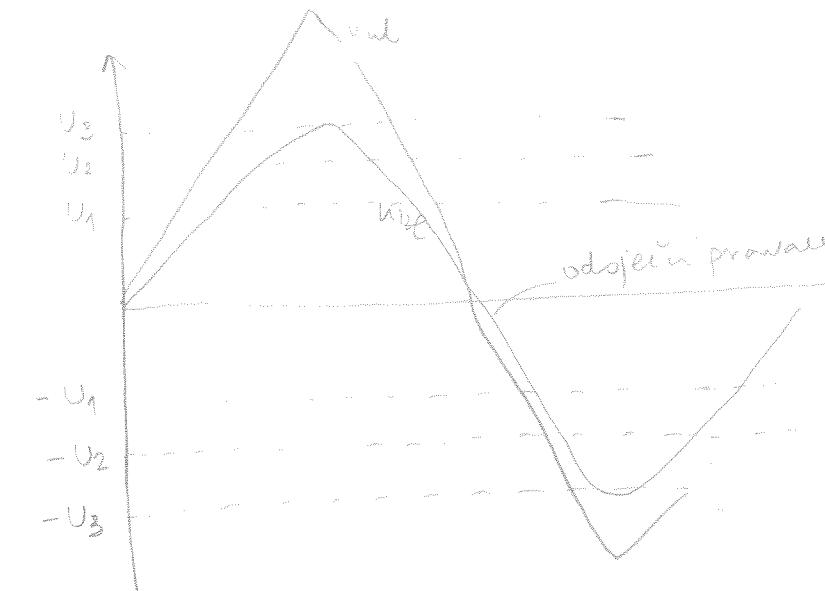
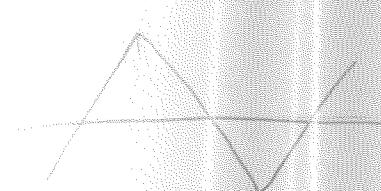
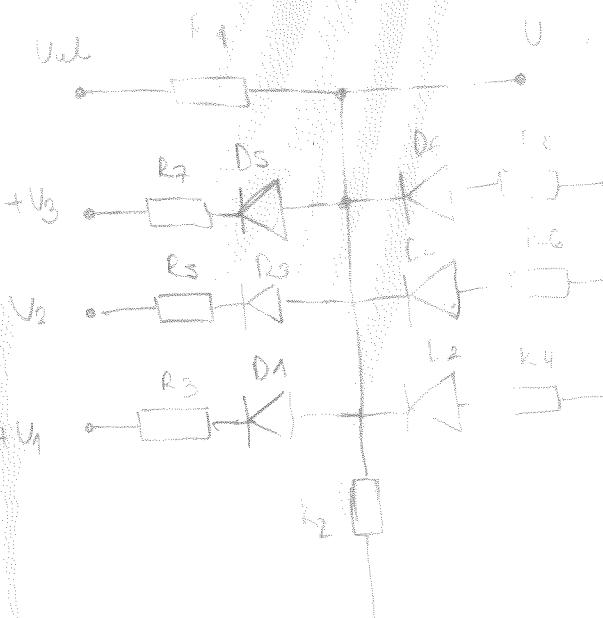
\* MJERNI POKRTI

podstave tales de uz

za  $U_{val} = -U_1 \leq U_{val} \leq U_1$

za  $U_{val} | U_{R2} | \geq U_1$

$$U_{val} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{in}$$



$$U = \frac{U_{fs}}{2f_s}$$

$$SNR = 2^N \cdot \sqrt{f_s} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$SNR = 2^N \cdot \left( \frac{f_s}{2f_s} \right)^{3/2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$$