

PREVORNICI S ODZIVOM NA EFEKTIVNU VRIJEDNOST (RMS/DC prenvorba)

- Konjen srednja kvadratna vrijednost (eng. Root Mean Square - RMS) funkcije signala $u(t)$

→ Za dio signala u vremenskom intervalu od T_1 do T_2

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

→ Za cijeli signal

$$U_{RMS} = \lim_{n \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u^2(t) dt}$$

→ Za signal perioda T

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

ISPRAVJENA SREDNJA VRIJEDNOST i MNOŽENJE s KONST.
 $\times 1,41$

$$\text{BULETNOV ZPQ} = NPF \times \text{koeff.}$$

→ Reduje signal $u(t)$

$$U_{RMS}$$

→ Efektivne vrijednosti

$$U_{RMS}$$

- Imajući rezistanu (DC) signal vrijednosti U_{DC} u vremenskom intervalu od T_1 do T_2 predaje istu količinu topline (energije) kotru R kao i signal $u(t)$ u istom vremenskom

→ Tipični faktor - omjer vr. na U_{DC} i efektivne vrijednosti signale U_{RMS} (T_2 je sljubni valni oblik)

→ Faktor oblike - omjer efektivne vrijednosti i srednje vrijednosti signale

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

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

PRIMJENA

- mjerjenje snage (VA, VAF, W)
 - ↓
 - privedu jezova mreže
- popravljanje s RMS upravljačkim automatskim reguliranjem pojatacije (AGC)
 - audio pojatake
 - prilagodljivi signale promjenjivih karakteristika, kavali.
 - aktiviraju signale velikog opsega amplitudne
- mjerjenje snage ūma
- matematičke operacije nad signala
- dobro definisani i palivni među uspoređivac signale bilo kojeg valnog oblika i amplitudne

→ TRUE RMS
→ multimeter - mjerjenje srednjeg vrijednosti s $k=1,01$

NAJINI PREVORBE

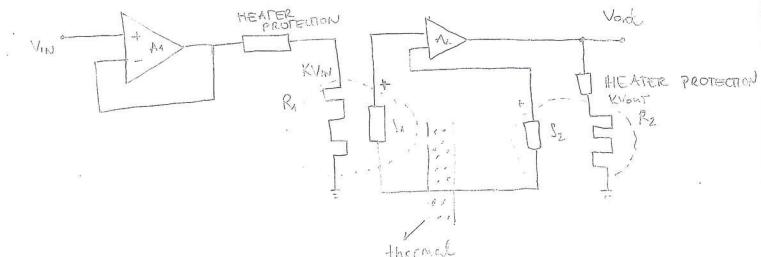
- toplinska prevorba
- najčešće analogni metodi prevorbbe
 - izračune (explicitne)
 - kvadratne, usmjerjujući, konjunk.
 - neizračune (implicitne)
 - log / akutlog popratke
- prevorba s $\Delta \Sigma$ modulatorom

TOPLINSKA RMS/DC PRETVORBA - ako pretpostavimo temp. otpornice jednako početnoj s vremenom tada se razlikuju samo efektive vrijednosti

- teorijski najjednostavnija je jer izračuno konisti (toplinski) definiciju

- trenutni faktor je veliki - jer napansko djelilo propuste sve što dolazi ne učest

problem - brzina udživa



$$DR_{R1} = \frac{U_{1,RMS}^2}{R_1} \cdot \frac{t}{t_0} \quad \begin{array}{l} \text{topline produže otpornicu } P_1 \\ \text{topline određuje } \propto \text{ otpornice } R_1 \text{ (ravnoteče)} \end{array}$$

$$Q_{R1} \propto t \cdot \Delta T \quad \begin{array}{l} \text{topline određuje } \propto \text{ otpornice } R_1 \text{ (ravnoteče)} \end{array}$$

$$|S_1| \propto \Delta T \Rightarrow |S_1| = C_1 U_{1,RMS} \cdot \text{napon termoparne } S_1$$

$$U_{S2} = C_2 \cdot U_2^2 \quad \begin{array}{l} \text{napon termoparne } S_2 \end{array}$$

$$(U_{S1} - U_{S2}) A = U_2 \quad \begin{array}{l} \text{izlaz pojatake } U_2 \text{ grije otpornicu } R_2 \text{ u reaku} \\ AC_2 U_2 \gg 1 \end{array}$$

$$\Delta C_1 U_{1,RMS} \propto AC_2 U_2^2$$

$$U_{1,RMS} = \sqrt{\frac{C_1}{C_2} \cdot U_2}$$

• veza između ek. vrijednosti ulaze i naponike u izlazu

• vrlo male grejice reda 0,1 %

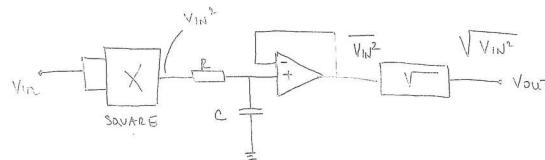
• široki frekv. posao, ograničena termička mreža, konst. spaja

• mjerjenje na niskim frekv., ograničena termička mreža, konst. spaja

$R_1 = S_1$, te $R_2 = S_2$

IZRAVNA RAČUNSKA RMS/DC PRETVORBA

- kvadrirače, usmjeravače i konverzije

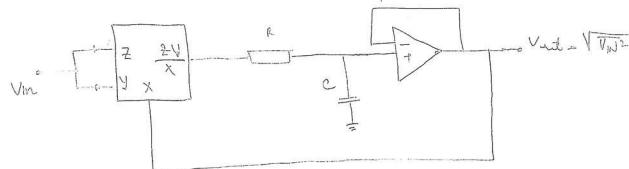


- točnost +
- čitave frekv.
- fazni faktor -
- brzina odziva +

→ problem preostalje sklop -> kvadrirače - težine dijamanice od 1:100 preostali
→ na mreži 1:10000 - tijekom faktor -

NEIZRAVNA RAČUNSKA RMS/DC PRETVORBA

- izmjenjuje potrebnu izlaznu opseg u usmjerivoj paralelnom rezu
- izmjenjuje potrebnu izlaznu opseg u usmjerivoj paralelnom rezu
- nevrijedljiv - izmam niti s usmjerivoj paralelnom



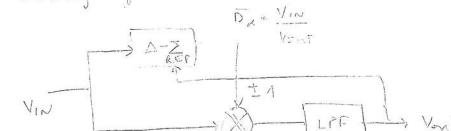
- jednostavno
- manji broj komponenti
- veći usmerni znesak
- manji faktor oprek

- točnost +
- brzina odziva +
- fazni faktor +
- gama pravac -

PRETVORBA J U Δ modulatorom

- Δ modulator na izlazu izlaze dvostrukih (1-bitnih) signala (j) i (pi) preko kojih radi omjer propr. omjerom ulaznog napona i razlike modulatore (izlaz modulatora je ±1)

- izlaz je demodulator (različite ulazne signale i izlaz Δ modulatora) pi nakon integratora (NPI) jednostav efektivnog vrijednosti ulaznog signala



Problemi

- dobitak linearnosti
- male početnog

Aliasing

- mjeđu gornja granicna frekvencija
- signali s višim frekv. se pretvaraju u pojavi nižih frekv. (aliasing) To je posljedica ne preostale ulazne NP filtere i visokih frekv. i nizkih sp. visokih frekv.

↳ aliasing
↳ alijsing

- treba optimači amplitude za koristiti treba nizka značajke
kakvo bi to funkci.
- alijsing

HISKOPROPUSNI FILTRI KAO IZLOR POKREĆI U RMS/DC PRETVORBI

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

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

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

$$D(j\omega) = \frac{U_0^2 - U_{nl}^2}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}}$$

$$\omega T \ll 1, \quad W_{cutoff} \quad W_S \ll W_R, \quad f = 0^\circ$$

$$W_{cutoff} = \frac{U_0^2 - U_{nl}^2}{2} \cos(2\omega T)$$

$$H(j\omega) = \frac{U_0^2 - U_{nl}^2}{2} \cdot \frac{1}{1 + (\omega T)^2}$$



ordje se nizko kao RMS frekvencija

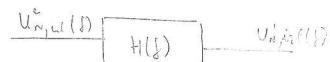
Kako predstaviti snagu puno talenja realizacija u dugom vremenu.

$$P_N = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T E[|U(t)|^2] dt = \frac{1}{2T} \int_{-\infty}^{+\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} E[|U_T(\omega)|^2] d\omega$$

$$P_N = \int_{-\infty}^{+\infty} U_N^2(\omega) d\omega$$

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

Gustota spektra snage klijasnog procesa

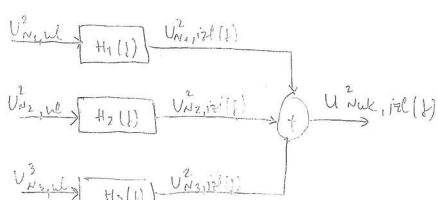


$$U_{N1,rel}^2(f) = |H(f)|^2, U_{N1,rel}^2(\omega)$$

Vrajanje učinka više izvora snage, vrijedi ako su izvor snage neokorelirane

$$E[|U_1(t) + U_2(t)|^2] = E[|U_1(t)|^2] + E[|U_2(t)|^2] + 2 E[|U_1(t)||U_2(t)|]$$

$$E[|U_1(t) + U_2(t)|^2] = E[|U_1(t)|^2] + E[|U_2(t)|^2] \quad 0$$



$$U_{Nuk,rel}^2(f) = U_{N1,rel}^2(f) + U_{N2,rel}^2(f) + U_{N3,rel}^2(f)$$

$$U_{Nuk,rel}^2(\omega) = |H_1(\omega)|^2, U_{N1,rel}^2(\omega) + |H_2(\omega)|^2, U_{N2,rel}^2(\omega) + |H_3(\omega)|^2, U_{N3,rel}^2(\omega)$$

EKVIVALENTNI IZVOR SUMA NA ULAZU

- različiti izvori snage se svode na jedan ekvivalentni izvor snage
- ekvivalentni izvor snage se postavlja na mjesto gdje signali ulaze u sustav - na taj način se laganje može izračunati osim niquesi i sume

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

EKVIVALENTNI IZVOR BJELOG SUMA

Snaga snage je ista

$$U_{Nuk,rel}^2 = \int U_{Nuk,rel}^2(f) df$$

$$= \int \left(|H_1(f)|^2, U_{N1,rel}^2(f) + |H_2(f)|^2, U_{N2,rel}^2(f) + |H_3(f)|^2, U_{N3,rel}^2(f) \right) df$$

bijelog

Ekvivalentni izvor snage na ulazu u H_1 - bijeli snage koji daje istu snagu na izlazu

$$U_{Nuk,rel}^2 = \frac{\int U_{Nuk,rel}^2(f) df}{\int |H_1(f)|^2 df}$$

U značaju bijelog snage vrijedi

$$U_{Nuk,rel}^2 = U_{Nuk,ekv}^2 \cdot A_0^2 \cdot \Delta f$$

maks. pogodajuće A_0

snage pomoću Δf

$$\Delta f = \frac{1}{A_0^2} \int_0^{\infty} |H_1(f)|^2 df$$

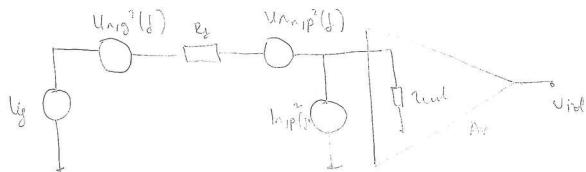
$\Delta f = \frac{\pi}{2} f_0$ je 1. red

$\frac{\pi}{4} f_0$ je 2. red

MJERE KVALITETA

• SNR, F

Modeli pojaciće



$$U_{N,1L}^2 = \left| \frac{Z_{L,1}}{Z_{L,1} + R_f} \right|^2 (U_{N,1}(t)^2 + U_{N,1P}(t)^2 + R_f^2 U_{N,1P}(t)^2)$$

$$U_{N,1L,1L}^2 = A_0^2 \left| \frac{Z_{L,1}}{Z_{L,1} + R_f} \right|^2 (U_{N,1L}(t)^2 + U_{N,1P}(t)^2 + R_f^2 U_{N,1P}(t)^2)$$

$$\text{SNR}_{1L} = \frac{A_0^2 \left| \frac{Z_{L,1}}{Z_{L,1} + R_f} \right|^2 U_{N,1L}^2}{A_0^2 \left| \frac{Z_{L,1}}{Z_{L,1} + R_f} \right|^2 (U_{N,1L}(t)^2 + U_{N,1P}(t)^2 + R_f^2 U_{N,1P}(t)^2)}$$

$$\text{SNR}_{1L} = \frac{A_0^2 \left| \frac{Z_{L,1}}{Z_{L,1} + R_f} \right|^2 (U_{N,1L}^2 + U_{N,1P}^2 + R_f^2 U_{N,1P}^2)}{A_0^2 \left| \frac{Z_{L,1}}{Z_{L,1} + R_f} \right|^2 U_{N,1L}^2}$$

$$\text{SNR}_{1L} = \frac{(U_{N,1L}^2 + U_{N,1P}^2 + R_f^2 U_{N,1P}^2)}{U_{N,1L}^2}$$

$$F = \frac{(4KT \cdot R_f \cdot U_{N,1P}^2 + R_f^2 U_{N,1P}^2) \Delta f}{4KT R_f \Delta f} = 1 + \frac{U_{N,1P}^2 + R_f^2 U_{N,1P}^2}{4KT R_f \Delta f}$$

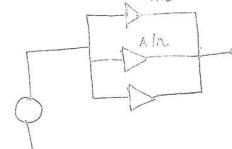
$$\frac{dF}{dR_f} > 0 \quad R_{f, \text{opt}} = \sqrt{\frac{U_{N,1P}^2}{I_{N,1P}^2}}$$

SMANJIVANJE ŠUMA UPOTREBOM VIŠE POJAČALA

• pojačala

$$\text{SNR} = \frac{\left(\sum_{i=1}^n \frac{A_i U_{N,i}}{R_f} \right)^2}{\sum_{i=1}^n \frac{A_i^2 U_{N,i}^2}{R_f^2}} = \frac{A^2 U_{N,1}^2}{\sum_{i=1}^n \frac{A_i^2 U_{N,i}^2}{R_f^2}} = \frac{n \cdot U_{N,1}^2}{U_{N,1}^2 + \sum_{i=2}^n A_i^2 U_{N,i}^2}$$

→ cr. puta bolji SNR



USKOPORASNI - slokovstvo amplitudne i faze, jedna frekvencija

ELIJENCIJALNA FUNKCIJA - POJASNI POKRET

$$H(j\omega) = A_0 \cdot \frac{f_H f_L}{1 + j\frac{f_H - f_L}{f_m}} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f_H}{f_m}}$$

$$\int |H|^2 d\omega = A_0^2 \int \left(H(\omega) \right)^2 \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f_H^2}{f_m^2}} d\omega$$

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

$$= A_0^2 \cdot \frac{f_H^2}{f_m^2} \cdot \frac{f_H^2}{f_H^2 - f_L^2}$$

$$\Delta f = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_H^2}{f_m^2}$$

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

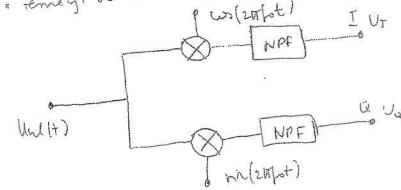
$$f_{max}(f_{max}) = A_0 \frac{f_H}{f_m}$$

RESTAURACIJA SIGNALA IZ ŠUMA - FAZNO OJETIVNIH DEM.

PLL

Fazno ojetivna detekcija

- restaura u signal s niskim SNR - om
- restaura u signal s referentnim signalom (lokalni oscilator) i niskoproptornim filterom
- započinje se uklanjajući signale i lokalni oscilatori u kojima bili
- za usporedbu faze izvor signala i lokalni oscilatori moraju biti synchronizovani (koherencijski)
- zadnjeg je re ortogonalnosti kupa $\sin(\omega_r t)$ i $\cos(\omega_r t)$



$$U_R(t) = U_R \sin(2\pi f_t t + \phi_0) = U_R \sin(\omega_r t) \sin(2\pi f_t t) + U_R \sin(\omega_r t) \cos(2\pi f_t t)$$

→ Fazni kut definiran u odnosu na lokalni oscilator

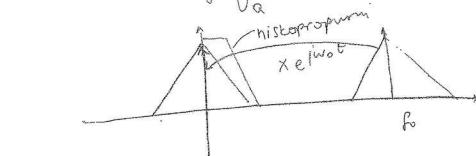
$$\text{faz} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} U_R(t) \cos(2\pi f_t t) dt = \begin{cases} \frac{1}{2} U_R \sin(\phi_0), & \text{za } f_t = f_0 \\ 0, & \text{inacije} \end{cases}$$

$$U_Q = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} U_R(t) \sin(2\pi f_t t) dt = \begin{cases} \frac{1}{2} U_R \cos(\phi_0), & \text{za } f_t = f_0 \\ 0, & \text{inacije} \end{cases}$$

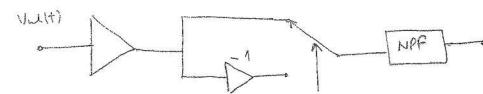
Ampitudo ulaznog signala

$$|U_R| = 2\sqrt{U_I^2 + U_Q^2}$$

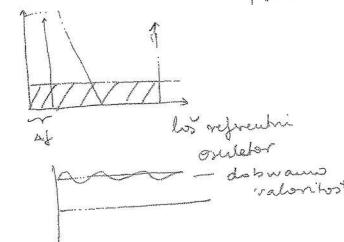
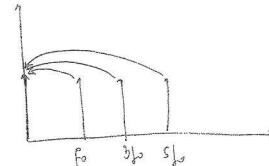
$$\varphi = \arctan \frac{U_Q}{U_I}$$



Fazno ojetivni detektor - preklapajuća izvedba



- Ulazni signal se može i prav. signalu - signali mora sintronizovati iste frekvencije i filtri moru biti ujednačene
- prav. signal ima harmonike ne $f_0, 3f_0, 5f_0$
- višestruke prosljekavaju harmonike u ovisnosti pojasu
 - privlačivo ako je ne ulazu prav. signal
 - ako je re ulazu sin. signal bolje je konstituti razliku sa sinusnim mjer. zgradom



Fazno ojetivni pojedinačno

Osnove značajke

Množitelj

- Analogni množitelj
 - keskoj oscilator
 - nekrećući u prisutnosti velikih snaga i šuma
 - ograničena sposobnost restauracije signala

Preklapajući

- vrlo je duostavanje ze izvedbe
 - linearni
 - ubicej množici (reparativni) harmonike
 - potrebe filtra nepratrčne, sljepa i rezultiraju bojne amplitudne i fazne frek. stabilnosti

Digitalni

- upotrebe ADP-a i DSF-a
- moženje bez pogrešaka
- manje istrošnji potraže zbog jednostavnijeg ulazopisa
- frekv. opres naviči nego kod prel. kroz trake
- ložijsi dodeljivati opseg nego kod prelaza posljednje možnosti

DINAMIČKA REZERVA

- omjer maksimalne dopušnog traga i vrednost de mises.
- raznog (pure static), konstantog signala
- maksimalni dopusni trug i uvećanje se definiraju preduv vrijesti amplitudne kuge sa mnoštvom dobrostih uvez, a da LIA počinje "sprem" ne raspisivajući trčnost

DINAMIČKI OPSEG

- omjer minimalne razine signala i maksimalne razine signala obzirom

REFERENTNI ULAZ

- bilo koji periodični signal s dva protaleša između nulu u jednomu periodu
- mogu se definisati mali, i veliki, amplitudni
- vrijeme kvatajući ref. signale (lock acquisition time) - vrijeme potrebno da se LIA uloviti na promijenjenu frekv. ulaznog signala
- razliku u fazama razlike - napajajući podzemne promjene faze ref. signale
- fazni pomaci (phase drift) - tvar. i vrem. stabilnost podešenja faze negativnih ref. signala
- Ortogonalnost - jočnost faze razlike od 90° izmedju ref. signala i im-pulse u quac grafu

SUSTAVI S FAZNOM POKRATNOM VEZOM

[Font = N. Fette]

- sinkronizacija referentnog signala s uključujućim signala fazom
- de mire iste frekvencije i uspravljaju faze razlike

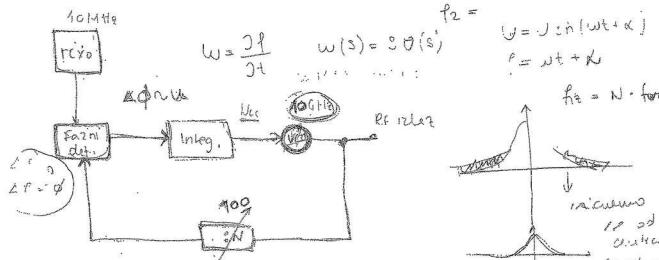
$$f_1 = 10 \text{ MHz}$$

$$f_2 =$$

$$y = J \cdot n(wt + \alpha)$$

$$P = wt + \alpha$$

$$f_3 = N \cdot f_{\text{ref}}$$



LFO - vrlo stabilna 10 MHz - fiksne frekv.

- konzistentne elektronike - uključuju kristale kuvarce u mnoštvo adjektivskih
korakova određujuće se italijanom tip

LFO - promjenjiva frekvencija, male stabilitet

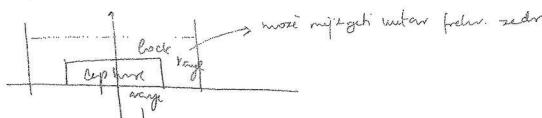
Ideja: iskoristiti visoku stabilitet TCXO i promjenjivu frekv. VCO
Da bi se mogli uspostaviti visoke frekvencijske VCO je
treba podjeliti

izlas je fiksni deliktor s intenzivno te se dobiva DC napon
proprijetat frekvencije
Ovaj regulacijski deliktor je poravnat sa otkrićem razlike fazi i
frekv. ne postane 0

Time je postignuto generisanje signala protivljive frekv., a
stabilitet je reda TCXO

to je rezultat signala protiv faze u kojem je g.d. ω_0 rezonans rezonans

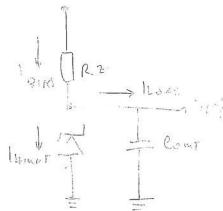
sigurni frekvencijski to isti time i frekvencijske
ostasova pobje - ne znamo w , a u posmatranju vezi dosječeno



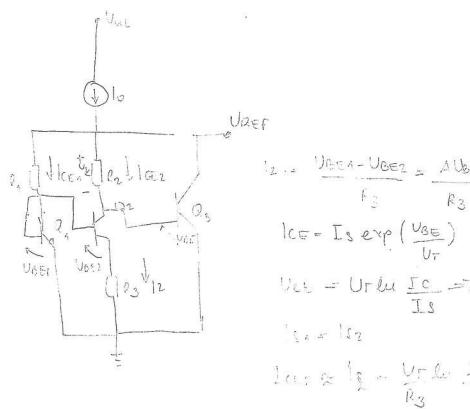
Vrijeme kvatnje

vrijeme potrebno da PLL ulovi signale - početi prati ulazni signale

Výkon a stabilita



Baudgap zdroj



$$U_K = R_2 I_{C2} = U_T \frac{R_2}{R_1} \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \approx 23,2 \text{ V}_T$$

$$U_{REF} = U_B - U_K = 0,64 \cdot 23,2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-3} = 1,203 \text{ V}$$

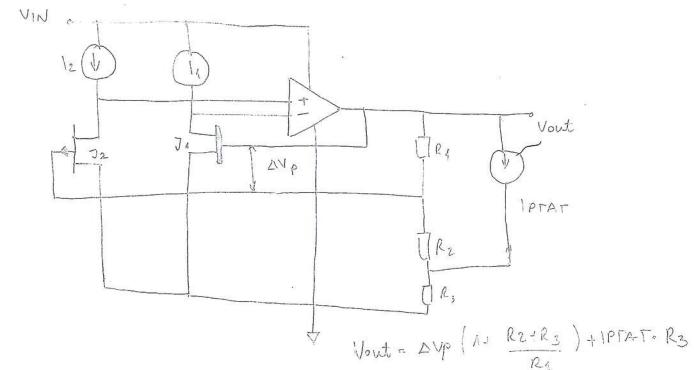
JSPOREDBA ZENER - BANDGAP

napájení > 5V	< 5V
radiálny 1-10mA	≥ 100mA
velké ťumu	malé ťumu
dvojročné stab.	dvoj. stab.
temp. klesajú +	temp. klz. pos.
kvadraticke prejazne	kvadraticke prejazne
tolerancia 0,01-0,1%	tolerancia 0,05-1%

XFET

extra implanted FET

- väčšie rade: dva FET-a, rozdielne napájacie prílohy (pinch off Voltage), a istú izovou stružku I_0. Rozdielne napájacie prílohy ne pojazia i konštantu rade, resp. iba izovu. Izovu mierneho napäcia je možno uvedieť začiatkov, a keďže je $\partial I_0 = -120 \text{ ppm/K}$



Prednosti XFET referencie v očleve sú bandgap

• malý ťum

• malý pohybu

• konst. koeff. je konštanta ale iba iba v širokom temp. polohám

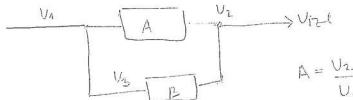
• odlišne dvojročne stabilita

FOR. IZOBOLJŠENJA (DISTORTIONE)

amplitudne viški harmon. članova

$$\text{THD} = \frac{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}{V_1^2}$$

OSCILATORI



$$A = \frac{V_2}{V_1}$$

$$\beta \cdot A = 1 \quad \text{punkt kritič. osc.}$$

IEPNI IZVORI NISKIH FREKU.

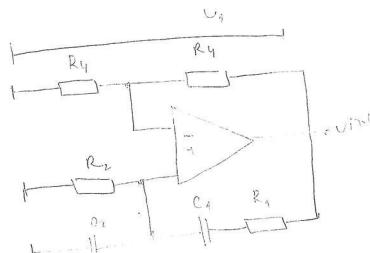
obuhvaćaju područje: od 0,01 Hz do 100 kHz (ispada do 1 MHz)

prijevodi: izvedba RC oscilatora s Wienovim mostom

kontinuiranoj frekvencijskoj promjeni potencijala,

R

$$R_1 = R_2 = R, \quad C_1 = C_2 = C \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \beta = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{3} \quad f = 0$$

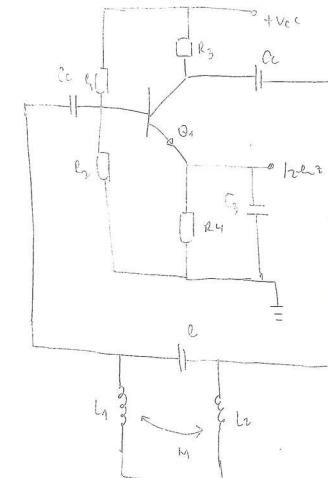


$$A = 3 \quad R_3 = R_4 \\ \text{že trajno održavanje oscitiranja}$$

MERNI IZVORI VISOKIH FREKU.

- obično izvor je LC oscilator
- dosta strojno je:
 - jednostavnost
 - stabilnost freku.
 - veliko izobiljevanje vremenskih vrijed.

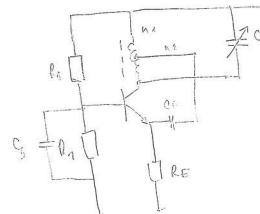
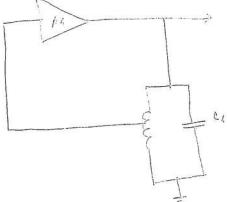
$$Q = \frac{\ell L}{w_0 L} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$



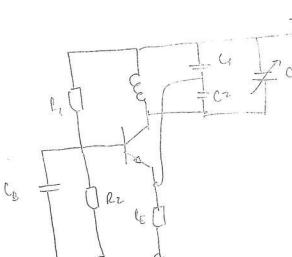
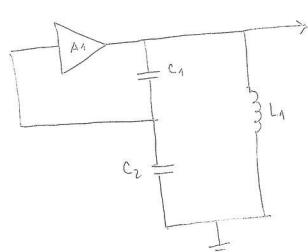
LITIJEV OSCILATOR

grane rezonator je odvojkova ve zavojnicu L

granje rezonatora je 30 MHz do rezonatora 30 MHz



COLPISSOVI OSCILATOR



VOBLENI - Sireep generatori

- mjeni izvor koji je frekvencija može napravljati mijenjati u počnu određenu izvoru i točno određenoj frekvencije učinku
- frekvencija se mijenja napravljajući redosredjavanje od parzystava u oscilatoru koji odrađuje frekvenciju

GENERATORI FUNKCIJA

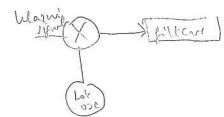
- mjeni izvor koji osim zavojnog valnog oblike može generirati i druge valne oblike: trokulasti i pavaljeni, te asimetrične osimne valne oblike (impulsni, piko, triagoni)

SIMETIZATORI FREKU.

- sintetizatori frek. generiraju signale velikog broja nečitljivih frek.
- na mjeni stabljeni izvor frekvencije je redosredjavanje stabilnosti

SINTETIZATORI je temelje ne važi:

- mjenjajuću frekvenciju iz više stabljenih izvora s konstantom koeficijenta (heterodinamski redosredjavanje)
- fiksne frekvene redosredjavanje
- mjenjajuće (dinamicki) dugotrajan sintezis signala



mjenjajuće - step recovery diode

$$M_{\text{mjenj}} = A \left[\omega_1(w_1 t) + \omega_2(w_2 t) \right]^2$$

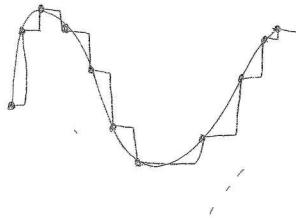
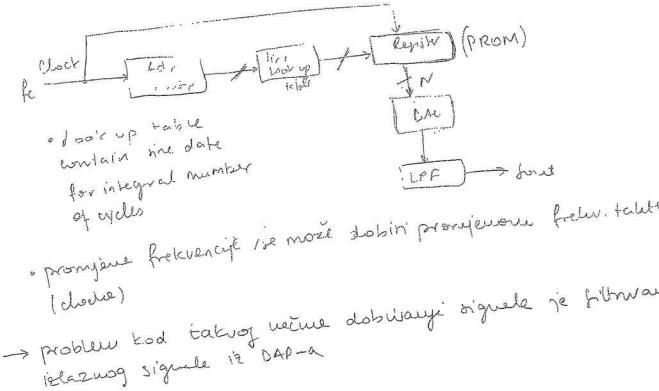
$$= A \left[\omega_1^2(w_1 t)^2 + 2\omega_1 w_1 t \omega_2 w_2 t + \omega_2^2(w_2 t)^2 \right]$$

$$= A \left[\frac{1}{2} + \omega_2^2 w_2^2 t^2 + \frac{1}{2} \omega_1 (w_1 + w_2) t + \frac{1}{2} \omega_1 (w_1 - w_2) t + \frac{\omega_1 \omega_2 w_2}{2} \right]$$

prepostavki:
smo de frekveni
koeficijent
varimo
mameni redosredjavanje
amplitudu
harmonike (mobilne frekvencije)

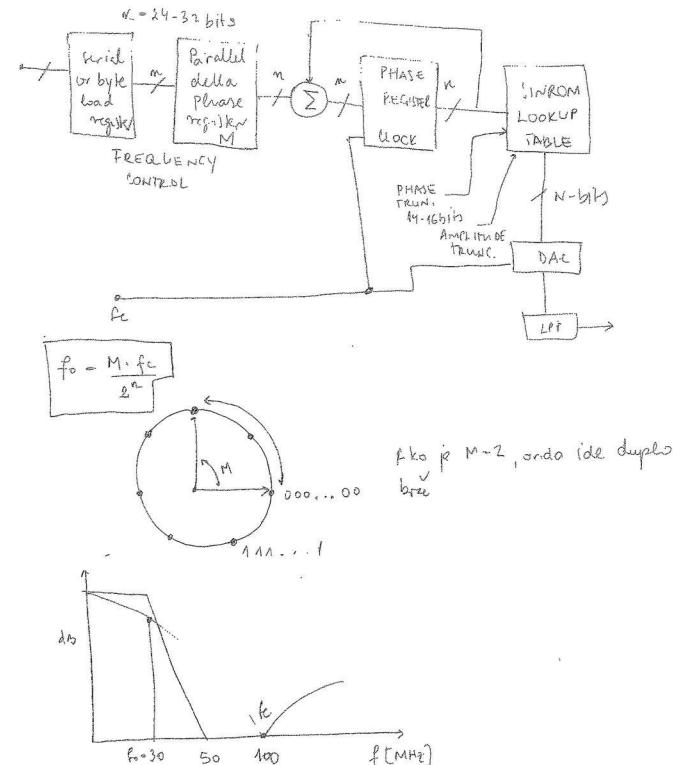
KEKNA DIGITALNA SINTESA

ug Direct Digital Synthesis, DDS
čitači podataka s sinušnog (linearnog, polinomijalnog)
valjnom obliku iz memorije (tipa ROM ili PROM)

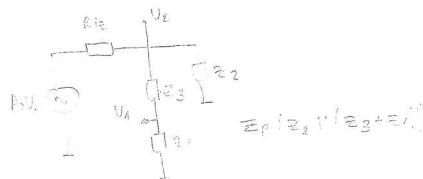
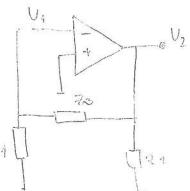


Problem je da izlazne frekvencije može biti promjenjene samo ako promjenimo clock ili reprogramujemo PROM

NEO - mijenjanje frekv. bez mijenjanja frekv. oscilatora i bez reprogramovanja PROM-a



LATOR U TRI FASE - LC oscilator



2.) Harmonogeni oscilator

$$U_2 = -A_0 \frac{Z_L}{R_{12} + Z_p}$$

$$\beta = wL_1, X_2 = wL_2, X_3 = -\frac{1}{wC_3}$$

$$U_2(1 + \beta) = \frac{1}{w} \cdot \frac{1}{C_3}$$

$$w^2 = \frac{1}{(1 + \beta)^2} \cdot \frac{1}{C_3} \neq \frac{1}{2B} \sqrt{\frac{1}{(1 + \beta)^2} \cdot C_3}$$

$$\beta = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{Z_L}{R_{12} + Z_p}$$

$$\beta = \frac{Y_L}{U_2} = \frac{Z_L}{Z_1 + Z_3}$$

$$A \cdot \beta = -A_0 \frac{Z_p}{R_{12} + Z_p} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} = -A_0 \frac{Z_2 / Z_2 + Z_1}{R_{12} + Z_2 / (Z_2 + Z_1)} \cdot \frac{Z_1}{Z_2 + Z_3 / Z_1}$$

$$= -A_0 \frac{Z_2 \cdot Z_1}{j R_{12} (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2 / (Z_3 + Z_1)}$$

$$Z_1 = jX_1 \left\{ \begin{array}{l} Y = wL \\ X = -\frac{1}{wC} \end{array} \right.$$

$$A \cdot \beta = -A_0 \frac{-Y_1 - Y_2}{j R_{12} L (Y_1 + Y_2 + Y_3) - X_2 (Y_3 + Y_1)}$$

4.) Colpitts oscilator

$$Y_1 = -\frac{1}{wC_1}, Y_2 = -\frac{1}{wC_2}, X_3 = wL$$

$$wL = \frac{1}{w} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \quad w^2 = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \quad f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_3 C_{123}}}$$

ugnuti oscilator

$$\begin{aligned} Y_1 + Y_2 + Y_3 &= 0 \\ A \cdot \beta &= -A_0 \frac{Y_1}{X_3 + X_1} \\ &= A_0 \frac{Y_1}{X_2} = 1 \end{aligned}$$

- Teorijska pitanja:**
- D - Darko R - Ratko
 - 1. Opisite integrirajući analogno-digitalni pretvornik s jednim pilastim naponom ne postoji na slajdovima
 - 2. Opisite integrirajući analogno-digitalni pretvornik s dvostrukim pilastim naponom
 - 3. Opisite i integrirajući analogno-digitalni pretvornik s višestrukim pilastim naponom ne postoji na slajdovima
 - 4. Opisite integrirajući analogno-digitalni pretvornik s prekorbenim naponom u frekvencijskim
 - 5. Opisite analogno digitalni pretvornik sa sljednim približavanjem (sukcesivnom aproksimacijom).
 - 6. Opisite paralelni analogno-digitalni pretvornik
 - 7. Opisite ispreplićući (interleaving) analogno-dig. pretvornik
 - 8. Opisite paralelno-terijistički analogno-dig pretvornik
 - 9. -II- sa sljednim oduzimanjem
 - 10. -II- prizračeni (protočni) analogno-dig pretvornik (pipelined)
 - 11. $\Sigma \Delta$
 - 12. Objasnite pojmove preklapanje spektra, analogno antialiasing filter, kvantizacijski šum, dithering

ANALOGNO - DIGITALNI PREVORNICI

- analogni signal se uvrštuje i prehrana u digitalni oblik

Podjede:

1) integrirajući ADP

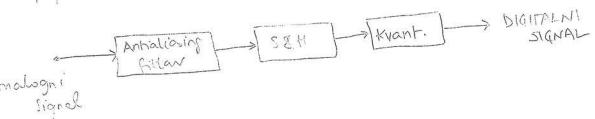
- napon u vrijeme
- napon u frekvenciju
- ADP s dvostrukom plovom
- $\Sigma \Delta$ ADP

2) izravni ADP

- paralelni ADP
- ADP sa diskretizacijom aproksimacijom (TAR)

Nalinični radje:

- osnovni
- paralelni - etapisti (sekvencijski)
- pipeline struktura



STATIČKE POGREJKE

- pogreške pomaka
- pogreške prijenosa (osjetljivost)
- dif. osjetljivost (INL)
- integrativne nelinearnosti (INL)

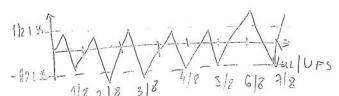
→ Pomonu mule

- posljedice pomaka napona analognog ulaznog kanala, sklopnika ili programskih rasporednika, neuporedivosti operacija
- može se konfigurati umjerenjem, sklopniku ili programskim rasporednikom
- pomalo ovisi o temperaturi

→ Promjene osjetljivosti prijenosa

- posljedice pogreške prijenosi prijačala, neuporedivosti kondenzatora ili otpornika, pogreške ref. napone i neuporedivosti kondenzatora ili otpornika
- može se konfigurati umjerenjem, sklopniku ili programskim rasporednikom

jerocijalične nelinijalnosti (DNL) odstupanje kvantizacijskog koraka od idealnog, redoviti kvantizacijski koraci DNL > 1LSB, mogu se posledice imati gubitak pojedinih kodova nijeli ne rešuju.



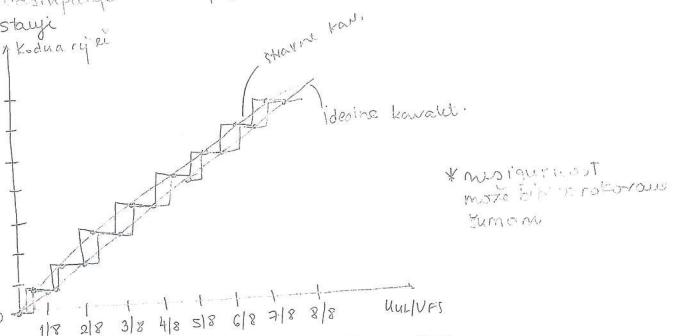
- a) non monotonic
- b) wide codes
- c) missing codes

integralne nelinijalnosti (INL)

definirana se kao najveće odstupanje od idealne lin. kav.

→ određuje se ratom konkrete formata i postupke odstupanje učinkova povećava stajući kojim spoja prvu i zadnju preostalu

stajući
kodova koji su



ZLJUČIVOST I NAJMANJE ZNACAJNI BIT
autizauju z periodičnom razlikom smenjivim kvantizacijskim korak i preostavljaju vrijednost na ūmu

PREKAVANJE SIGNALA

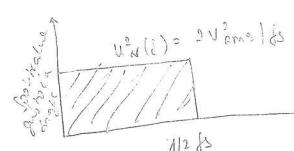
1. generacija uzorkovanje treba biti barem 2 puta više
dajući se frekvencije u spektru signala $f_s \geq 2f_m$ (Nyquist
corak)
uzimanje uzorka prema tome - nestaje preklapanje
spektralnih frekvencija. uzorkovanje smanjuje zahtjeve na antenu.
povećavajući frekv. uzorkovanja smanjuje zahtjeve na antenu.
filter

KVANTIZACIJA SIGNALA
Kvantizacija se konzervira amplitudne ulazne signale prethvora u konstantni broj vrijednosti
→ AD prekonvnik ima definisani raspon ulaznog napona UFS
→ kvantizacijski korak Δ (uniformna kvantizacija)
→ razlučivost - broj bita izlazne riječi n
→ dinamički opseg D - omjer najveće i najmanje vrijednosti
⇒ Idejni kvantizator - izlazna vrijednost ADP-a se mijenja kad ulazni
raspon dosegne polovicu vrijednosti kvantizacijskog koraka

$$D = \log_2 \frac{U_{FS}}{\Delta} = 20 \log_2 2^n = 6,02 n \text{ dB}$$

- posljedica konstantnog broja
izlaznih stanja je pogreška
kvantizacije E

$$E = \frac{\Delta}{2} = \frac{1}{2^n}$$



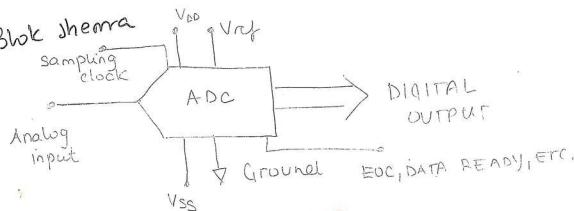
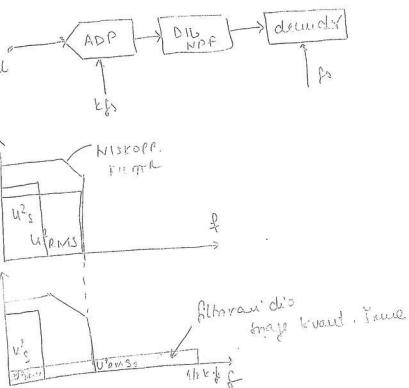
Omjer signala i ūmu
analognog digitalnog
prekonvnika SNR_{ADP}
→ određuje se uz snimni
signal amplitude UFS
na ulazu.

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

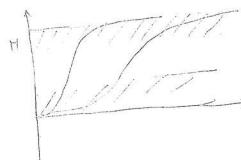
Prekavanje

- ideja - oblikati signal velo visokome frekvencijom
- posljedica - smanjuje spktralnu gustoću kvantizacijskog ūma
- digitalnim filtriranjem rezultate prekorbne s pojasom
- propuštanje do fm signala smanjuje se efektivna vrijednost ūma kvantizacije
- posljedica - posljedica se razlikujost analognog digitalnog prekovanja načinjeni prekidanje frekvencije uzorkovanju

Vezučiće se mrežnjakom između



KOMPARATOR KAO 1-bitni ADP

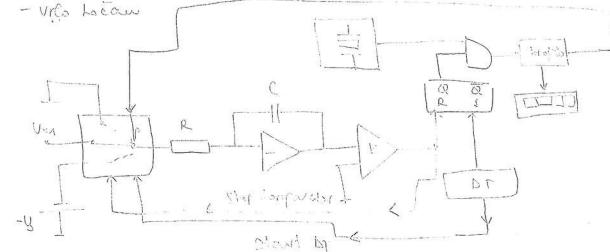


Ako je manji ulazni napon
treba nam više vremena da
dođe iz L-H redak i ne
uspije doći do H

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

INTEGRIRAJUĆI ADP S DVOSTRUKOM PILOM

- prikvara $U = t$
- primenjuje se integracija stupnja - nije osjetljiv na smjene
- viša točka



→ normirani mjereni napon se dovodi na integrator

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

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

- provodi direktno vezanje to, što je određuje brojanje
- primjene se provodi direktna vezanja to, što je određuje brojanje
- impulsa do max. broja No (zadignuti) (određenim frekv. gav. i vel. broj. redak)
- u trenutku kad brojilo izbroji No impulsa, deje step impuls koji
- u trenutku kad brojilo izbroji No impulsa, deje step impuls koji
- probacuje pretloplnik P s normirivom mjerom napon Ux ne
- vrlo stabilan napon Us uprotivno raspolaže, te nakon toga napon raste prema izrazu

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

→ vrijeme t_x je proporcionalno naponu U_x prema izrazu

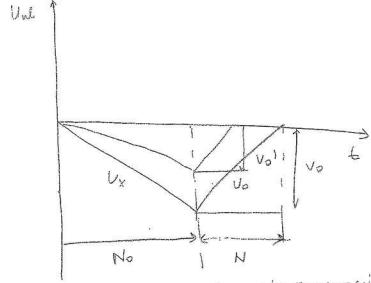
$$t_x = RC \cdot \frac{U_x}{U_0}$$

rečimo U_0 omisli o naponu U_{x1}

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

→ broj impulsa koji u t_x prolazi kroz sljepku je

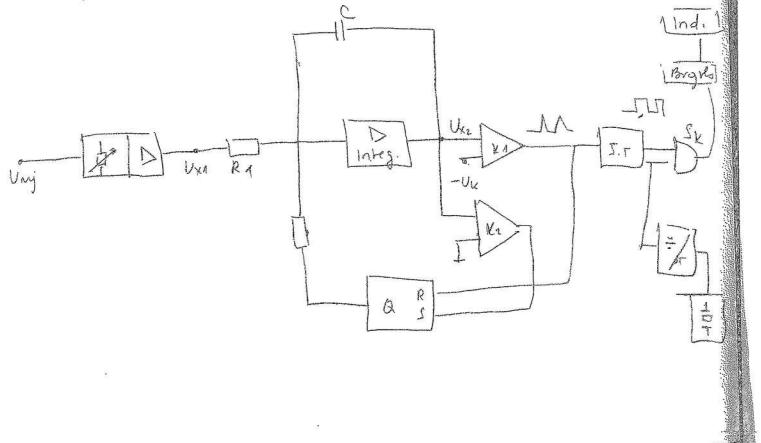
$$N = f_0 \cdot t_x = f_0 \cdot \frac{U_{x1} \cdot t_0}{U_x}$$



→ broj izbrojenih impulsa je proporcionalan ulaznom napunu

POTISKIVANJE SMETNIJI:
- trajanje integracije ulaznog napona može se postaviti tako da
se neke frekvencije potpuno preigraju / smetnje gradiste mreže Svetlosti.

Integrirajući ADP prenosak napone u frekvenciju
zmjerjava frekvenciju f x impulsa N onimao u ulaznom napunu
U_x, a impulsi se broje u zadatom intervalu T_0
→ makon pretvarači napone U_x u f x one se mijenjaju
frekvencije bazišarajući u V



→ razlikujućim U_{x1} (f_1 U_x) se dovodi na Millerov integrator
te izlazu koji se pojavljuje linearni pali repon

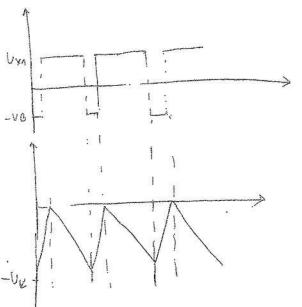
$$U_{x2} = \frac{1}{R_2 C} \cdot U_{x1} \cdot t$$

→ kada naporn U_x ovegled vrijednosti -U_k se izlazu k_1 se pojavljuje
okidanji impuls, koji se oblikuje Schmidt triggerom te dovodi na
brziju

→ isti impuls se periodički u bistačko koštuje i mijenja stanje (0V → -U_k)
→ taj naporn je puno veći od U_x pa se pojavljuje brži lin. porast

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

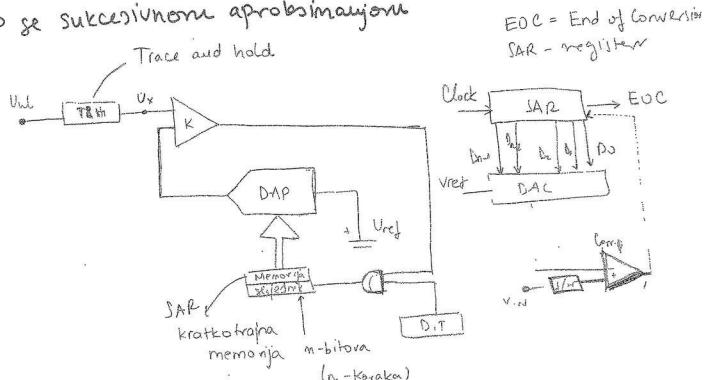
→ u integratoru nad kapom dosegne multi potencijal, k_2 daje okidanji
impuls koji ponovo mijenja stanje bistačno, a to znači da
se bistačno vraća u prvotno stanje. Porast rastućeg napona je
veliko kratkotrajan i traje dt vremenu.



→ ukratko: - mijenja frekv. impulse onimao u ulaznom repon
- impulsi se broje u zadatom intervalu
- broj impulsa se mijenja frekvencije bazišarajući
u voltima

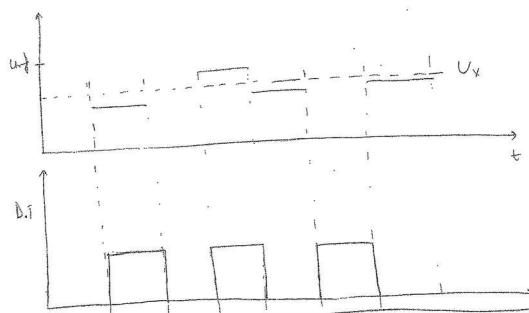
ADP se suksesivnom aproksimacijom

Trace and hold



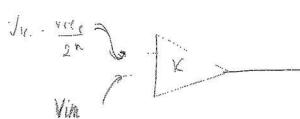
→ uspoređuju se dva napona: - mjereni U_x i komponirajući dovedeni u DAP-a

→ komponirajući U_x se sviči u toku mijenjanja u koracne približavanja U_x dok se ne dostigne približavanje koje zadovljava



→ SAR je inicijaliziran tako da najznačajniji bit je postavljen u 1. Kad je stavljen u DAC, koji tada pretvara analogni ekvivalent ove kode ($V_{ref}/2$) za komparaciju se ulaznim rezultatom prelazi V_{in} tada komparator reaguje. Ako analogni rezultat prelazi V_{in} tada komparator učinkuje rezetsiranje bita, inace bit je ostavljen u 1, nakon toga je sljedeći bit postavljen u 1. Rezultirajući rezultat tada je digitalno aproksimacija sampliranog ulaznog napona i zavrsjava se EOC-om.

EOC = End of Conversion
SAR = register

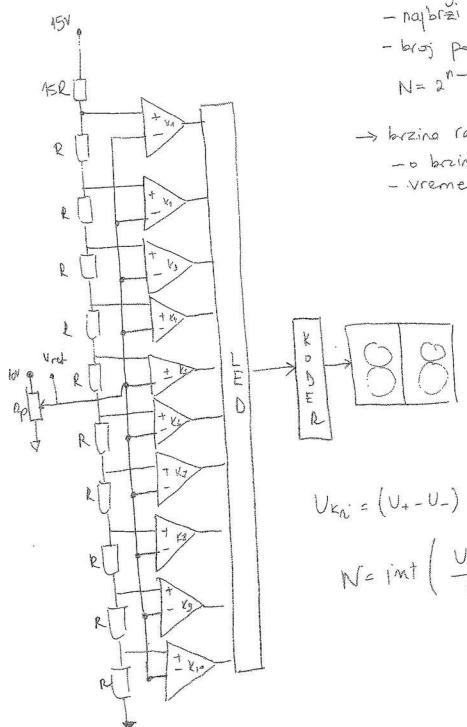


I svaki put se dodaje od prethodnog koraka

→ npr imamo $V_{ref} = 5V$: normalizirano ulaznu - 2.5, 1.25, 0.625, 0.3125, 0.15625, 0.078125, 0.0390625, 0.01953125, 0.009765625, 0.0048828125 → to sve skupu daje 0.9951111111111111

bito smo me ulazu imali 5V.

Paralelni ADP



- najbrži
- broj potrebnih komparatore
- $N = 2^{n-1}$ n - broj bitova

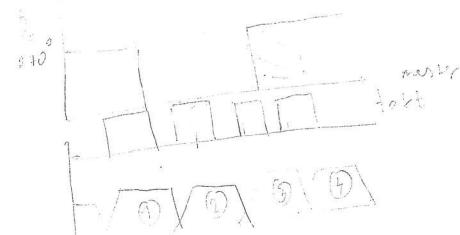
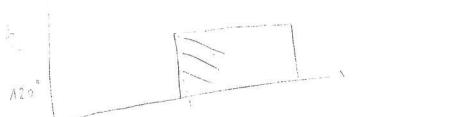
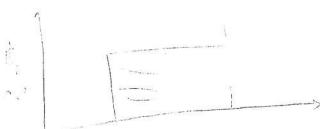
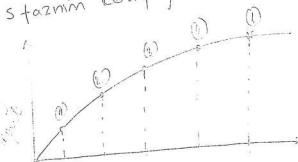
- brzina rada ovise:
- broj komparatore
- vremenu prebacujući memorije

$$U_{kn} = (U_+ - U_-) \frac{n-1-i}{n+1} - U_-, \quad 1 \leq i \leq n$$

$$N = \text{int} \left(\frac{U_m}{U_+ - U_-} \frac{n+1}{n+1} \right)$$

Interleaving ADP

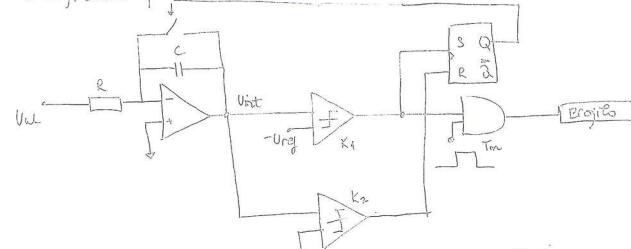
čelo: Uzastopno umetanje koče (eng. interleaving) postiće se u triplexiranju između dva ili više ADP radi povećanja kapaciteta.
- ali je (kao prihvatujući porodicu frekv.) uzorkovanje
Primer 4 ADP, pretranzistorske sa pojedinačnim pretranzistorima raspoređenim
staznim krenjenjem od 30° (1/4 perioda frekv. tabata).



* Pretranzistor napona u frekvenciju

stazu pretranzistor u izlazu daje niz impulsa čija je frekvencija proporcionalna srednjim vrijednostima napone ne ulazu

- brojajući tih impulsa u nekom zadanoj vrijemeškom periodu dobiva se digitalni podatak



Napon ne izlazu integratora V_{int} u trenutku $t=T$

$$V_{int}(T) = -\frac{1}{RC} \int_0^T V_{ul}(t) dt = -\frac{I}{RC} \cdot V_{ul}$$

srednja vrijednost

Ako u trenutku $t=T$ napon V_{int} dosegne $-U_{ref}$ komparator K_1 će postaviti Q izlaz bistabilne u 1 (set) i tako pokrenuti praćnjajući kondenzatora integratora. Time se napon V_{int} vrlo brzo vraća na 0V.

Kada napon V_{int} dosegne vrijednost 0V, komparator K_2 postavlja Q izlaz bistabilne u vrijednost 0 reset čime ponovo započinje ciklus Q izlaz bistabilne u vrijednost 1 u trenutku $t=T$ vrivjedi integratora. Preme time, u trenutku $t=T$ vrivjedi

$$U_{int}(T) = -\frac{I}{RC} \cdot V_{ul} = -U_{ref}$$

$$V_{ul} = \frac{RC}{T_0} \cdot U_{ref} = RC U_{ref} \cdot f = \frac{1}{K_{AD}} \cdot f$$

f - frekvencija impulsa
 K_{AD} - konstanta prekvara napone u frekvenciju

Broj impulsa izbrojen u vrijemeškom intervalu T_m je

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

$$N_m = K_{AD} \cdot T_m \cdot V_{ul}$$

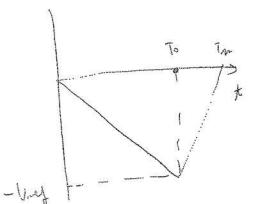
$$T_{m1} = \frac{2V}{W_{m1}} = \frac{2V}{4L} = 150 \text{ mA}$$

$$N_1 = \frac{10 \text{ kHz}}{V} \cdot 75 \text{ mA} / (3 - 0.2) V = 2400 \text{ impulse}$$

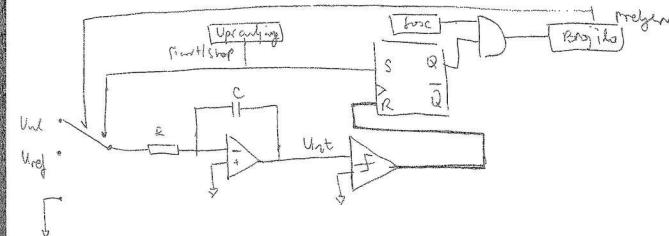
$$N_2 = \frac{10 \text{ kHz}}{V} \cdot 25 \text{ mA} / (3 - 0.2) V = 700 \text{ impulse}$$

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

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



* Analogno-digitalni pretvorac s diskretnim pilom



- Na početku ciklusa pretvorbe na ulazu u integrator dolazi se nijedan napon U_{m1} . Za vrijeme integriranja raspon U_{m1} dolazi u bistabitu \downarrow u logičkom stanju 1 te dozvoljava prolaz impulse iz generatore tako da kroz logički I^+ kring u brojilo. Kada brojilo brojeli impulse iz generatora takve dosegne maksimalnu broj impulse (nakon čega je generatora takođe dosegne maksimalnu broj impulse) za vlast brojilo signalizira prelaz u opet kreći brojilo od nule) za vlast brojilo signalizira prelaz i opet kreći brojilo od nule. U vlast integratora se dovrudi referenti napon $-U_{ref}$, a napon ne izlazi integratora se počinje snimavati zbog razlikujućih predznaka $-U_{ref}$ i integrator se počinje snimavati zbog razlikujućih predznaka $-U_{ref}$ i integrator se počinje snimavati zbog razlikujućih predznaka $-U_{ref}$. Nakon prikaza vrijednosti napon U_{m1} se izlazi integratora se opet dovrudi brojilo se resetra na nulu, ne ulaz integratora se opet dovrudi brojilo se resetra na nulu, ne ulaz integratora se opet dovrudi napon U_{m1} i započinje novi ciklus pretvorbe.

Ako je frekvencija osculatorne faze, vrijeme T_0 potrebno je da broj izbrojeni maksimalni broj impulse N_0 je

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

$$U_{m1}(T_0) = U_0 = -\frac{1}{RC} \int_{T_0}^{T_0} U_{m1}(t) dt = -\frac{T_0}{RC} U_{m1}$$

gdje je U_{m1} srednji vrijednost napon u vremenu T_0 . Nakon trenutka T_0 , ne ulazi integratora je napon $-U_{ref}$, a izlazu napon integratora je

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

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

$$T_m = \frac{RC}{U_{m1}} \cdot U_0$$

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

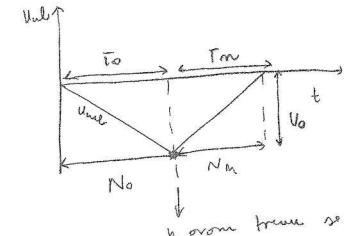
$$V_{int}(T_0 + T_m) = 0 = U_0 + \frac{T_m}{R_C} U_{ref}$$

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

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

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

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



$$N_m = fosc \cdot T_m$$

$$N_m = N_0 \cdot \frac{U_{ref}}{U_{ref}}$$

To izlaze se vidi de je stvarno brojne ne krajnji vratačeg ciklusa prekorke proporcionalnoj srednjoj vrijednosti ulaznog napona.

Kako je broj N_m izvana proporcionalan vremenu ($N_m = fosc \cdot t$) orakva prekorke se još naziva prekorke periodičke redlike $fosc$ orakva prekorke se još naziva prekorke ne posne u vrijeme

$$U_{int} = \frac{1}{T_0} \int (U_{ref} + U_0) dt$$

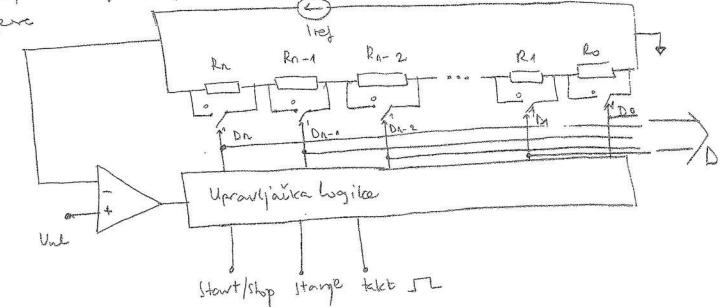
IMENJAJA - da bi posreduje isčitale u sljedećim postupcima smržuje moraju biti zadržavljene dve vrijednosti. Prvi de je smržuju periodički signal sa srednjom vrijednošću 0 (tj. smržuje se gradstvo u kojem se predstavlja). Drugi de učinak je de vrijeme T_0 u kojem se zadržava. Smržuje učinak neponi u sljedećim periodama smržuje se impregnira učinak neponi u sljedećim periodama smržuje se

Najviša frekv. osc. pri kojima isčitava smržuje se

$$fosc = N_0 \cdot fosc = 10000 \cdot 50 = 500 \text{ kHz}$$

* Analogno-digitalni se funkcijom aproksimacijom
Usporni iznosi $65,6 : 30,6 : 15,4 : 8,6 : 4,2 : 1,8 \text{ kHz}$
Mjerno područje 10 V
Mjerni: $6,8 \text{ V}$, odnosno $4,5 \text{ V}$

Analogno-digitalni pretvorite se su sekvenčnim aproksimacijama te temelji se na referentnu istognivajuću strukturu izvora ne koristi je spojene serijalne listrice otpornica s paralelnim odabranim rezistorima opere



U idealnom slučaju, sljedeći otpornik u izađici bi trebao imati dva puta veći otpor u prethodniku, jer ako je kroz ovaj spojen, nadjevaju u ukupnom padu napona, koji će se kroz ovaj spojiti, a koji će se ukloniti u ukupni pad napona od tutiju upravljačke sklop prekorice. Upravljački sklop uspoređuje napon na ulazu \rightarrow padom napone upravljačke listrice sljeduju (enkoderu) uključujući i istiskujući sprednje otpornike iz mreže. Prekorice završavaju u koraku u kojem bi ukupan pad napone postao nuli od ulaznog napona, stoga mora dobiti sljedeću logiku či u sljedećem koraku učinak uključen u izađicu dati pad napone na listricu i jednako mijenjati područje prekorice $U_{max} = 10 \text{ V}$

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

i	R _i kΩ	U _i V
5	65,6	5,128
4	30,6	2,425
3	15,4	1,212
2	8,6	0,695
1	4,2	0,328
0	1,8	0,1426

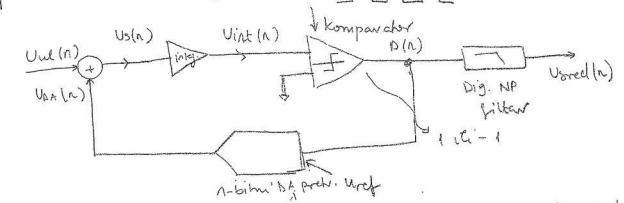
$$U_{int} = 6,8 \text{ V} = 0 \cdot U_5 + 0 \cdot U_4 + 1 \cdot U_3 + 0 \cdot U_2 + 1 \cdot U_1 + 0 \cdot U_0 \\ (101010)_2 = 6,7508 \text{ V} \\ p_f = \frac{|6,8 - 6,7508|}{6,8} \cdot 100 \% \\ = 0,723 \%$$

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

$$\% = \left| \frac{4,4691 - 4,5}{4,5} \right| \cdot 100\% = 0,687\%$$

$(011101)_2$

me-delta analogno-digitalni pretvornik



Promatrati čim da odnos između projektilne veličine u diskretnom breznučnom vremenu je nula to znači da oključava osigurati i omogućiti korišćenje principa rada. Neka je ne ulaz doveden u oblik shvaćanja temeljno principa rada. Promatramo ga u diskretnom vremenu t_n = n · T_s signal U(t). Promatramo ga u diskretnom vremenu t_n = n · T_s signal U(t) = UUL(n). A T_s vrijeme otkupavanja UUL(n) = UUL(nT_s) gde je n = 0, 1, 2, ..., a T_s vrijeme otkupavanja UUL(n) = UUL(nT_s) gde je n = 0, 1, 2, ...;

Diskretni vrijednosti u trenutku t_n = nT_s ne izlaze 1-bitni digitalni-analogni pretvornici označiti čim da UDA(n). Na ulazu pretvornika u svakom ciklusu dolezi jednobitni digitalni podatak iz komparatora D(n). Vrijedi sledeća realacija:

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

gdje je Uref referentni napon. Izlaz inegratora U_{int}(n) je vrijednost u izlazu integratora

$$U_{int}(n) = UUL(n) - U_{DA}(n)$$

$$U_{int}(n) = T_s \cdot U_{int}(n) + U_{int}(n-1)$$

$$\text{Izlaz integratora } D(n) = \begin{cases} -1 & \text{za } U_{int}(n) \leq 0 \\ 1 & \text{za } U_{int}(n) > 0 \end{cases}$$

Budući de komparatori qelokupni neponiski opseg ulaznog signala prethodava u samo dvije vrijednosti -1 ili 1V, može se shvatiti kao 1-bitni analogno-dig. pretvornici.

$$T_s = 1 \quad U_{UL} = 2V$$

15 prvič korak

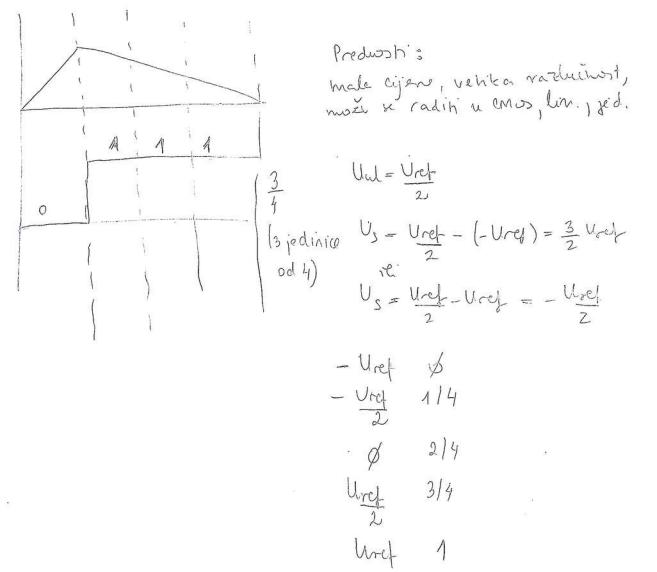
n	$U_{UL}(n)$	$U_{DA}(n)$	$U_{int}(n)$	$D(n)$	$U_{DA}(n)$
0	0	0	0	-1	-5
1	2	7	7	1	5
2	2	-3	4	1	5
3	2	-3	1	1	5
4	2	-3	-2	-1	-5
5	2	7	5	1	5
6	2	-3	2	1	5
7	2	-3	-1	-1	5
8	2	7	8	1	5
9	2	-3	3	1	5
10	2	-3	0	-1	-5
11	2	7	7	1	5
12	2	-3	4	1	5
13	2	-3	1	1	5
14	2	-3	-2	-1	-5
15	2	7	5	1	5

-N korak - za N bita

preduži vrijednost signale UDA (odnosno izlaznog signala D(n)) ponosnošnjem s met. napon Uref) težit će vrijednosti signale ne ulazi. Zbroj toga je u konsistentnosti sa me-delta pretvornicom, ne izlazi komparatore neko vrijednost (-1 ili 1) doje ogromne preduži vrijednosti u dig. obliku.

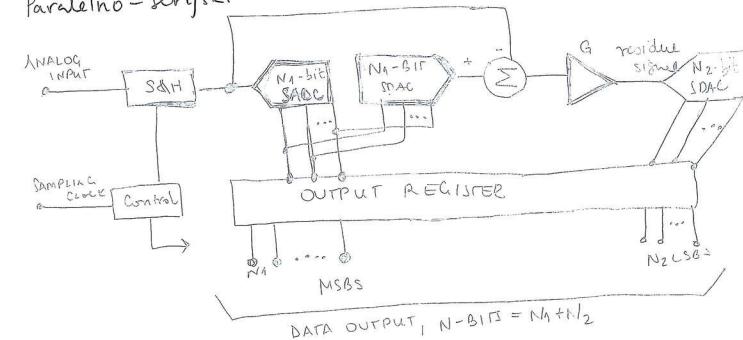
vrastom broja uzoraka ne temeljni logički se računa
i u vrijednost u dig. obliku podeljivanja se odvija u rednjem
rednji odnosno podeljavanje se raznoljubivost prethvornice
astom brojevima produžuje i trajajuće proračune
uzorak treba čekati da svi uzorci postane dostupni) što
postojiću ima smanjujuće frekvenciju, shikavajuće s poređajanjem
značajki.

koč ovoj diskretnoj analizi, treba imati ne vnu de je ne
za signale - delta prethvornice spajaju analogni, vremenski
i, kojeg koji se čeli shikati. Tek uzorci $D(n)$ je izlaza
podeljivača, imaju dva stanja. Dig. cijene predstavljaju rednjost
z binarnih brojeva $D(n)$ koji staju u mikroprocesoru filteru
dostupljaju dig. uzorake dig. signale.



Naćini rade - paralelnog i se inkrementalnog aproksimacije (SAR)
- paralelni - šupljii (subranging)
- osnovni
- pipeline (poznačeni)

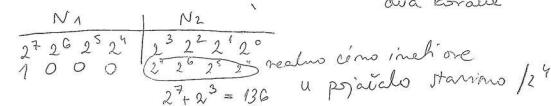
Paralelni - serijski ADP



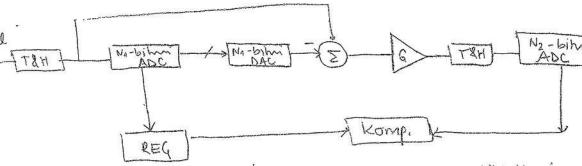
Osnovni dvo - šupljinski N -bitni paralelni serijski ADP je prikazan
ne sliki. ADP je baziran na dve odvojene konverzije N_2 bita
donjem popratimo se N_1 bitnim šupljim blokova.
Pratnja započinje tako da 3/8 sklop stani u hold popratim
prihvata započinje tako da 3/8 sklop stani u hold popratim
MSB komandom na grube
N1-bitne prethvornice. Digitalni izlazi MSB komandom na grube
kuantizacione verzije analognog ulaznog signala. N1 SDAc izlet
je određen od analognog signala projekcije i dodau N_2 donjim
bitnim. Pojačalo osigurava projekcije G koje je dovoljno
da ostatak signala ispunjava ulazni nivo od N_2 . Izlazu
podaci od $N_1 + 1/2$ su prikazani na izlazni registar gdje
 $N = N_1 + N_2$. Zove se subranging zato što je ulazni nivo podijeljen
ne metaklini "subrange".

priču $N=8$ FLASH OSNOVNI Broj konverzije = 255

SUBRANGING FLASH BK = 30 \rightarrow mora biti dvostruki
broj jer radi u
dva koraka



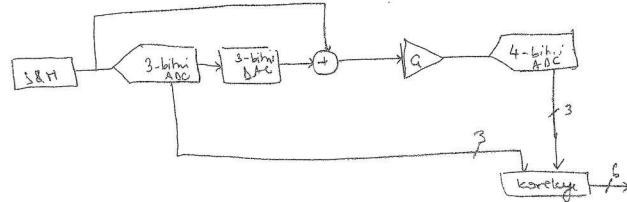
pelne - posmatrane



DAC
- mvara
biti
tako
dobra isprojekcija

Termni posmatrane se odvijaju u spodnjoj de procesiva u rednom stazu podatke od pretvarača bez obzira na zadatak.

ERROR CORRECTING - Ispravljajuće pogreške



ADC1	ADC2	UdB
100	110	0,5
110	001	0,8
011	100	0,2
001	010	0,1

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

$$ADC = 100 - 110$$

$$\begin{array}{r} 100 \\ \times 101 \\ \hline 10101 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 110 \\ - 001 \\ \hline 10101 \end{array}$$

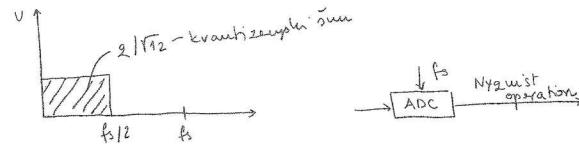
Prednosti u usporedbi s klasičnim i oversampling ADP

Kvantizacijski šum

$$U_{rms} = \frac{q}{\sqrt{12}}$$

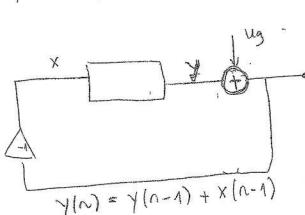
$$SNR = \frac{U_{rms}}{E_{rms}} = \frac{\frac{q}{\sqrt{12}} \cdot \frac{1}{2} f_s}{\frac{q^2}{2} \cdot \frac{f_s}{12}} = \sqrt{6} \cdot 2^{n-1}$$

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



Povećanje razlučivosti

- Σ preporučuje dodavanje šume (eng. dithering) podrštavanju izlazne signale
- primjenjuje se kod brzih pretvarača \rightarrow oversampling
- dodaje se bijeli šum amplitudne $1/2$ LSB rura

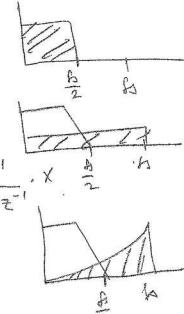


$$U_{VLSL} = \frac{-z^{-1}}{1-z^{-1}} \cdot U_{VLSL} + U_g$$

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

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

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



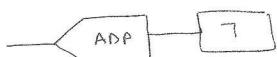
$$U_{g\Delta} = \frac{2}{\sqrt{f_2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_{1/2}}} \cdot 2 \sin \frac{\omega T_3}{2}$$

$$U_{RMS} = \int_0^{f_2} \left(\frac{2}{\sqrt{f_2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_{1/2}}} \cdot 2 \sin \frac{\omega T_3}{2} \right)^2 df$$

$$= \left(2\sqrt{2} \cdot \frac{2}{\sqrt{f_2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_{1/2}}} \right)^2 \cdot \int_0^{\infty} \left(\frac{\pi \cdot f}{fs} \right)^2 df$$

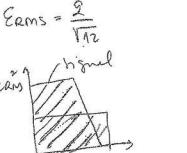
$$U_{RMS,\Delta} = \frac{2}{\sqrt{f_2}} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{f_3}} \cdot \left(\frac{2f_2}{fs} \right)^{3/2} \rightarrow \sum \Delta \neq z \text{ bez oroj kajl}$$

$$U_{RMS} = \frac{2}{\sqrt{f_2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_{1/2}}} \cdot \sqrt{f_2} = \frac{2}{\sqrt{f_2}} \cdot \sqrt{\frac{f_2}{f_3}}$$



NYQUISTOV ADP

kvant
suum



$$E_{RMS} = \frac{2}{\sqrt{f_2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_2}}$$

ef. m.
jmeno
do
fj
-mik. fkt.

$$U_{RMS,IN} = \frac{2}{\sqrt{f_2}} \sqrt{\frac{f_2}{fs}}$$

efekt. vnik
nig pure
mali

$$V = \frac{UF_2}{2f_2}$$

$$SNR = 2^N \cdot \sqrt{\frac{f_2}{f_3}} \cdot \sqrt{\frac{f_3}{f_2}}$$

$\Sigma \Delta$ ADP

$$E_{RMS} = \frac{2}{f_2}$$



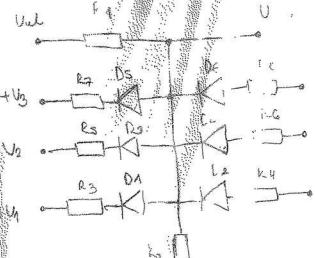
$\Sigma \Delta$ ADP budiž za
malye jmena
uzimame

$$E_{RMS} = 2f_2 \cdot \frac{2}{f_2} \sin \frac{f_2}{f_3}$$

$$U_{RMS,IN} = \frac{2}{f_2} \cdot \frac{\pi}{2} \left(\frac{2f_2}{fs} \right)^{3/2}$$

$$U = \frac{UF_2}{2f_2} \quad SNR = 2^N \cdot \left(\frac{f_2}{2f_3} \right)$$

- * INTEGRATOR STVARIĆE VALI OG OBILKA * MJERNI POKLON
 • Utricrpal je u pojedinim kriterijima iznad običnih
 troškova, no u drugim se učini učinkovit
 • Šeher opis, da učinkovitost, struktura i uček, a pristupačne karakteristike
 sastupaju se od odgovarajućih paralelnih



$$\text{za } U_{IN} = -U_1 \leq U_{IN} \leq U_1$$

$$\text{za } U_{IN} \quad |U_{IN}| > U_1$$

$$U_{IN} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{IN}$$

