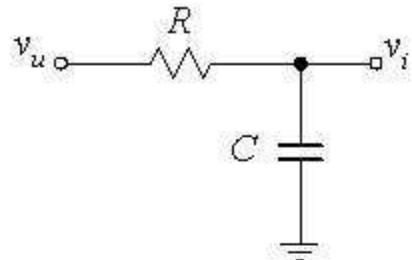


SC FILTRI

SC filtri (switched capacitor) su povoljna alternativa OP-RC filtrima. Pogodni su za izradu u CMOS integrisanoj tehnologiji, koriste se najviše u telefoniji i obradi audio signala.

- 1. Umesto otpornika koriste se kondenzatori koji se periodično uključuju MOS prekidačima. Na ovaj način se u velikom broju slučajeva mogu realizovati SC filtri koji odgovaraju poznatim OP-RC realizacijama (ponekad to ne funkcioniše dobro zbog interakcije u tokovima struja kondenzatora).**
- 2. Karakteristike SC filtara često zavise od odnosa kapacitivnosti kondenzatora, a ne od njihovih pojedinačnih vrednosti. Pojedinačne vrednosti se teško kontrolišu u procesu proizvodnje, a odnosi tipično u okvirima $\pm 1\%$.**
- 3. Potrebne vrednosti kondenzatora su najčešće u opsegu 0,1 pF – 100 pF.**
- 4. Učestanost takta za kontrolu MOS prekidača je najčešće u opsegu 100 kHz – 2 MHz. Komponente spektra filtriranog signala moraju da imaju znatno niže učestanosti.**
- 5. Pošto su SC filtri kola sa odabiranjem (odmeravanjem) signala, učestanost odmeravanja f_s mora da bude najmanje dva puta veća od najveće učestanosti u spektru signala, f_θ , tj. $f_s > 2f_\theta$. U praksi je najčešće $f_s \sim (20 - 200)f_\theta$.**
- 6. Pogodni su za realizaciju u istom čipu sa ostalim blokovima VLSI sistema.**
- 7. Za realizaciju neuzemljenih kondenzatora potrebna je nestandardna digitalna CMOS tehnologija.**

- pasivni filter:



$$\omega_p = \frac{1}{RC}$$

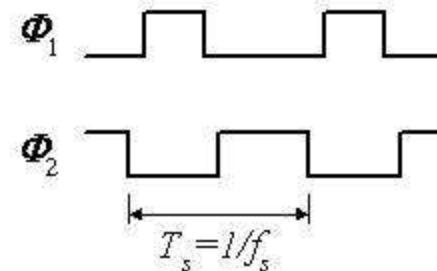
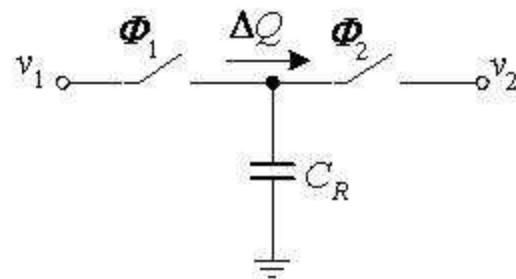
u audio opsegu npr. $f_{-3\text{dB}} = 10\text{kHz} \rightarrow$

$$RC = \frac{1}{2\pi \cdot 10\text{kHz}} = 1,6\mu\text{s} \quad \Rightarrow \quad C = 100\text{pF} \quad R = 160\text{k}\Omega !$$

- tolerancije su takođe problem u IC:

$$R \pm 30\% \quad C \pm 10\% \quad \Rightarrow \quad RC \pm 40\% \quad \Rightarrow \quad f_{-3\text{dB}} \left. \begin{array}{l} +60\% \\ -30\% \end{array} \right\} \text{neprihvatljivo}$$

- realizacija R u aktivnom SC filtru (prekidačkom filtru):



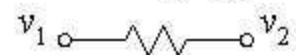
$$\Phi_1 \Phi_2 = 0$$

nepreklapajući signali takta

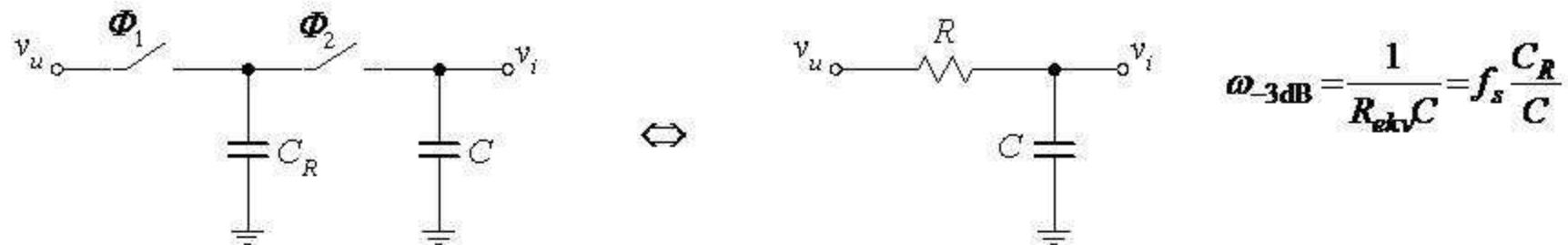
$\Phi_1 \leftarrow 1$ C_R se puni na v_1

$\Phi_2 \leftarrow 1$ C_R se prazni do v_2 ili dopunjuje do v_2

$$\left. \begin{aligned} \Delta Q &= C_R(v_1 - v_2) & \text{za} & \Delta t = T_s = \frac{1}{f_s} & \Rightarrow \\ \bar{I} &= \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{C_R(v_1 - v_2)}{1/f_s} = \frac{v_1 - v_2}{1/f_s C_R} & \Leftrightarrow R_{ekv} &= \frac{1}{f_s C_R} \end{aligned} \right\}$$



- kolo I reda postaje:



- za npr. $f_s = 100\text{kHz}$ i $f_{-3\text{dB}} = 10\text{kHz}$ $\rightarrow f_{-3\text{dB}} = \frac{f_s \cdot C_R}{2\pi C} \Rightarrow \frac{C}{C_R} = 1,6$

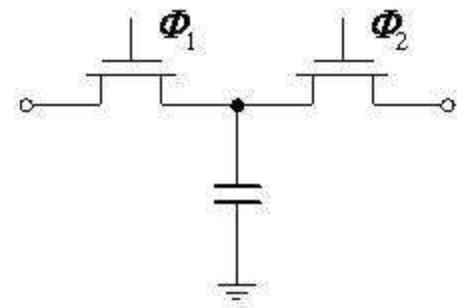
1° mogu da se izaberu male kapacitivnosti $C_R = 1\text{pF}$ i $C = 1,6\text{pF} \Rightarrow$ mnogo manja površina

2° u IC je mnogo jednostavnije precizno realizovati odnos kapacitivnosti, nego njihove konkretne vrednosti:

$$\frac{C_1}{C_2} \pm 0,1\% \quad f_s \pm 0,01\% \quad \text{za kristalne oscilatore}$$

3° $f_{-3\text{dB}} \sim f_s \Rightarrow$ programabilna je

4° kao prekidači se koriste MOS tranzistori;
problem su neidealnosti ($R_{ON} \neq 0$, $R_{OFF} \neq \infty$, struje curenja);
poseban problem predstavljaju parazitne kapacitivnosti
MOS tranzistora.



Problemi u realizaciji SC filtara:

1° $f_s \gg f_0$ - učestanost odabiranja mora da bude mnogo veća od učestanosti signala;
po teoremi odabiranja

$$f_{s\ min}/f_0 > 2 \quad (\text{Nikvistova teorema})$$

u praksi je:

$$2 < f_s/f_0 < 500 \quad \leftarrow \text{tehnološko ograničenje}$$

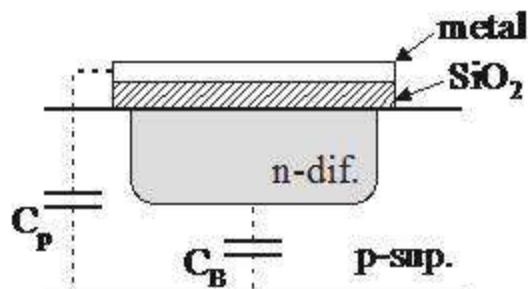
2° analiza diskretnih vremenskih kola → u z-domenu (Furijeova transformacija);

3° za MOS tehnologiju: $0,1\text{pF} \leq C \leq 100\text{pF}$

$$\text{za } f_s = 100\text{kHz} \rightarrow 100\text{k}\Omega \leq R_{ekv} \leq 100\text{M}\Omega$$

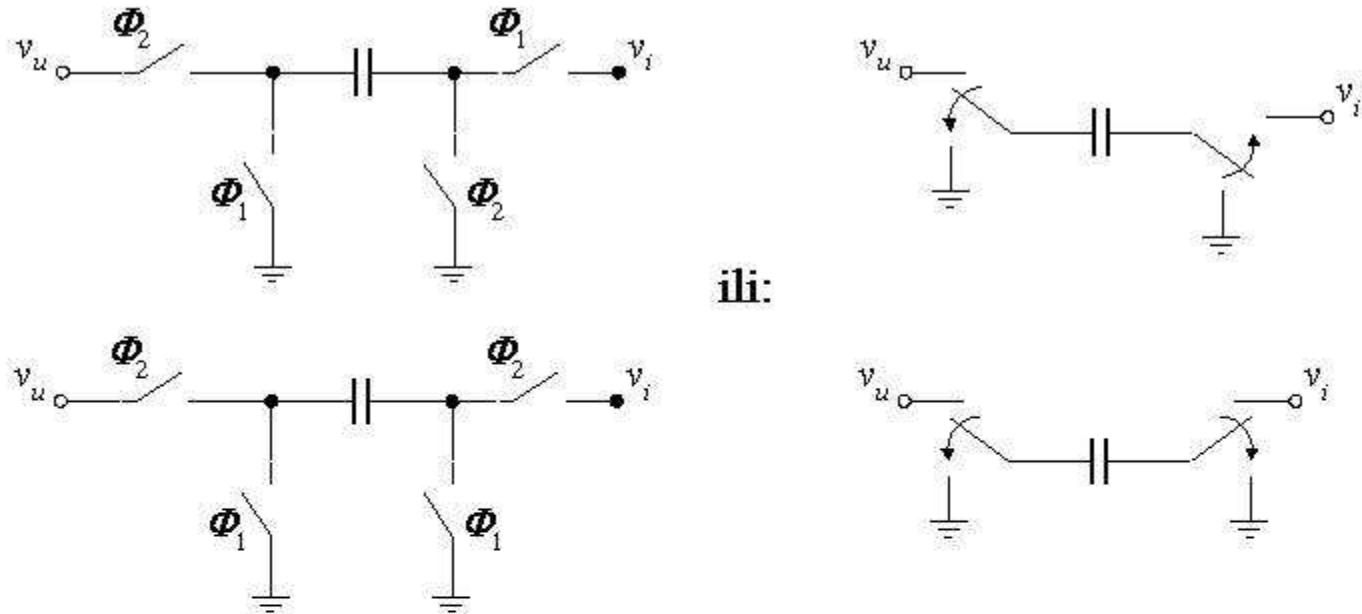
$$1\text{kHz} \rightarrow 10\text{M}\Omega \leq R_{ekv} \leq 10000\text{M}\Omega$$

problem su paraziti za male C :

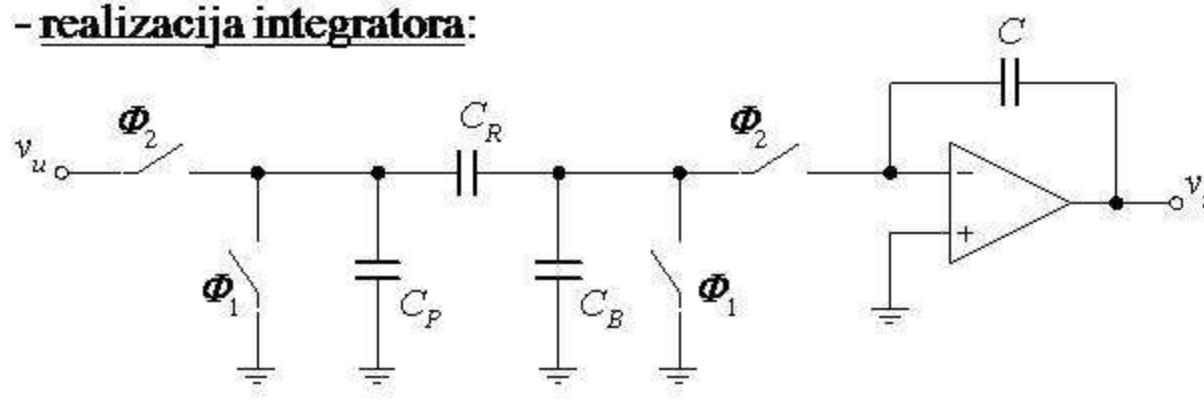


C_B - kapacitivnost donja ploča-podloga $\sim 0,1C$
 C_p - kapacitivnost gornja ploča-podloga $\sim 0,01C$
zbog preklapanja

C_p i C_B - izobličuju funkciju prenosa, ali se njihov uticaj može smanjiti:



- realizacija integratora:



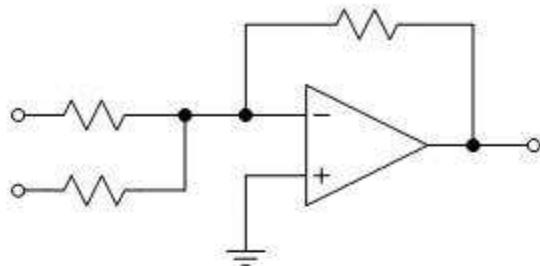
C_B - na masi preko Φ_1 ili na virtuelnoj preko Φ_2 ;
 C_p - na masi (Φ_1) ili na v_u , što nije problem ako je impedansa v_u mala, jer je C_p vrlo mali.

4° zahteva se pažljiva analiza SC kola

- ne sme se dozvoliti da povratna sprega bude raskinuta \Rightarrow ponekad nije moguće direktno preslikavanje RC u SC kola;

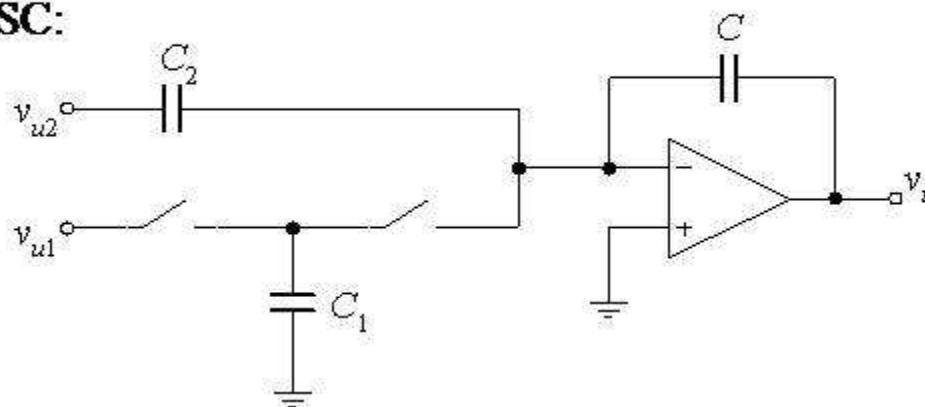
- sumator:

RC:



- zahtevala bi mnogo prekidača;
- NPS bi bila prekinuta u pojedinim trenucima.

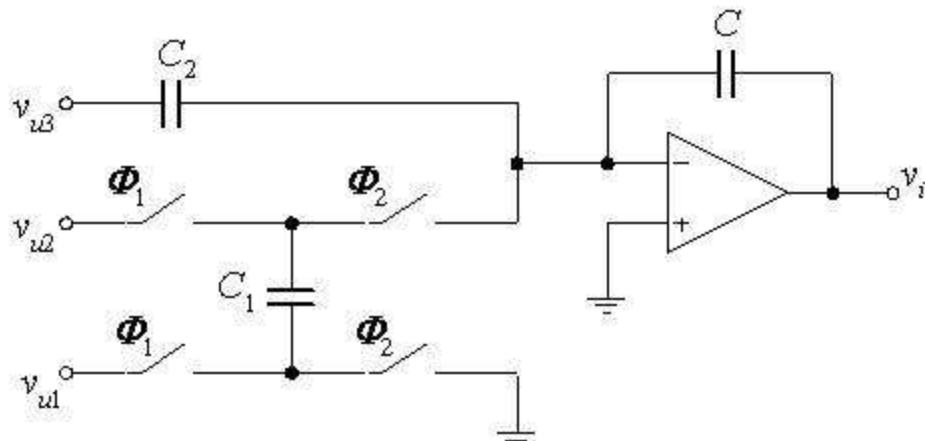
SC:



$$V_I = \frac{C_2}{C} V_{u2} - f_s \frac{C_1}{sC} V_{u1}$$

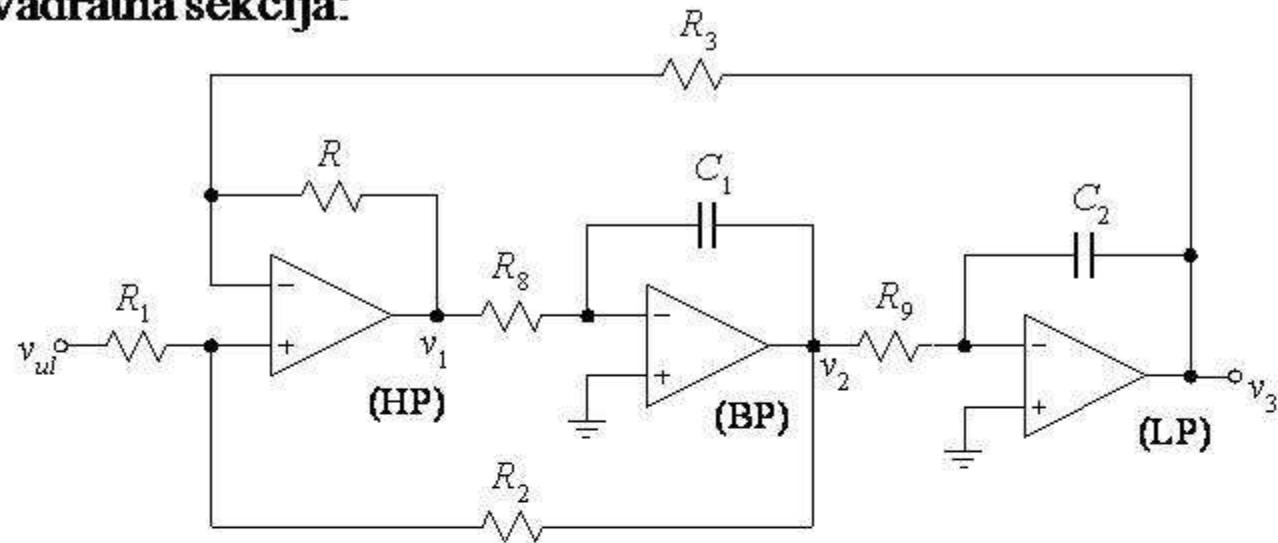
za sumiranje se veže više kondenzatora kao C_2

univerzalno kolo:

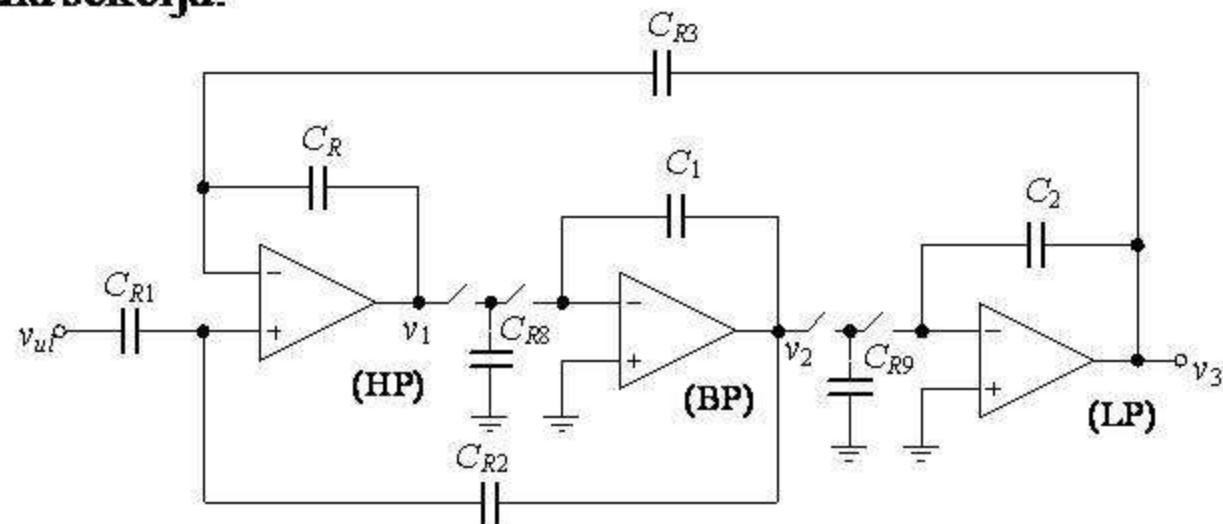


$$V_I = f_s \frac{C_1}{C} \cdot \frac{1}{s} (V_{u2} - V_{u1}) - \frac{C_2}{C} V_{u3}$$

OP-RC KHN bikvadratna sekcija:



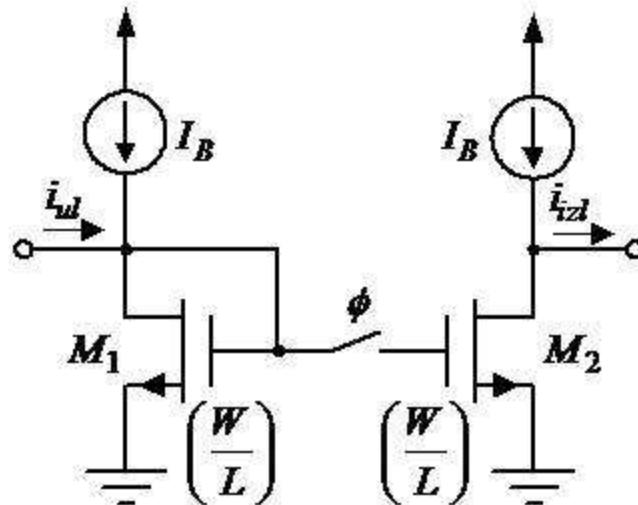
SC KHN bikvadratna sekcija:



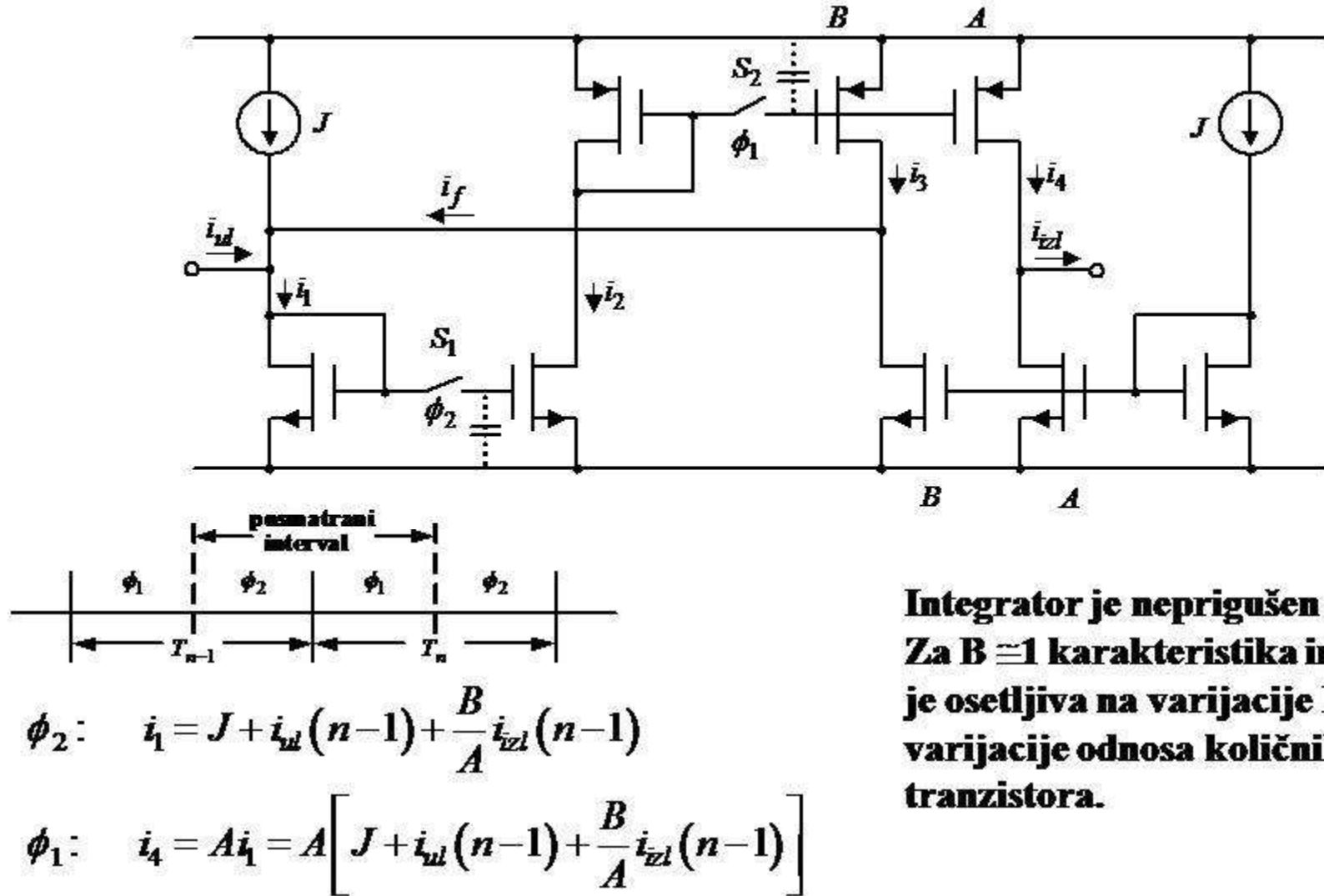
SI FILTRI

SI filtri (switched current filters) su alternativa SC filtrima. Kod SI filtara se takođe vrši odabiranje (odmeravanje) signala (sampled-data filters), i to struja (kod SC filtara odmeravaju se naponi). Mogu da se realizuju u standardnoj digitalnoj CMOS tehnologiji. Mogu da vrše filtriranje signala ne zahtevajući zasebnu izradu kondenzatora. Ne koriste CMOS OP nego strujna ogledala, koja se daleko jednostavnije realizuju. Stoga su pogodni za rad na visokim učestanostima i sa malim naponima napajanja. Razvijeni su formalizovani postupci za projektovanje SI filtara konverzijom SC filtara.

**Strujno prati-pamti kolo
prve generacije →**



Neinvertujući SI integrator prve generacije.

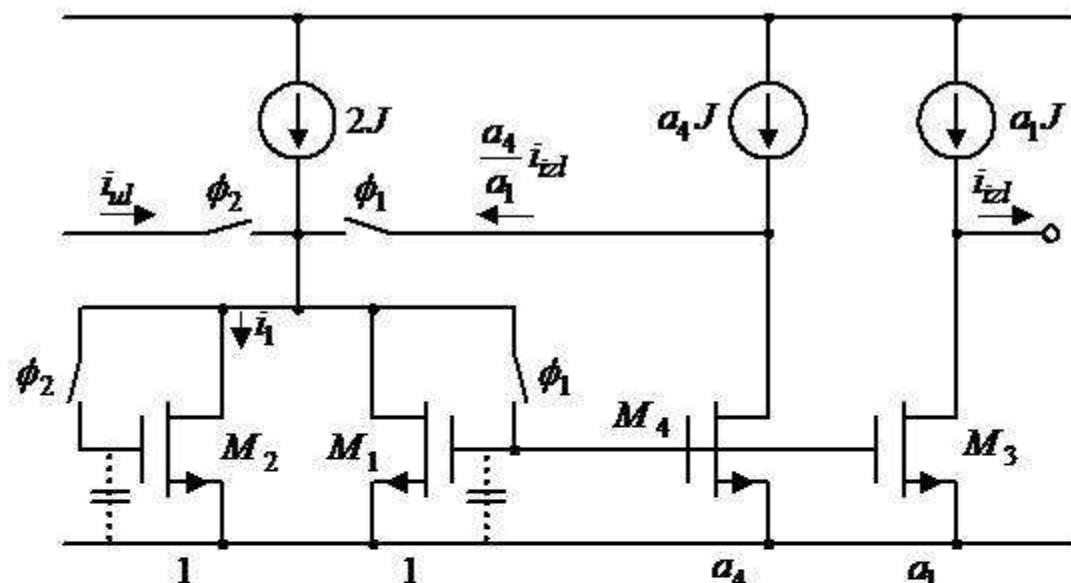


Integrator je neprigušen za $B=1$. Za $B \geq 1$ karakteristika integratora je osetljiva na varijacije B , tj. na varijacije odnosa količnika W/L tranzistora.

$$H_1(z) = \frac{i_{zld}(z)}{i_wl(z)} = \frac{Az^{-1}}{1-Bz^{-1}}$$

Prigušeni SI integrator druge generacije ima smanjenu osetljivost:

Integrator je neprigušen za $B_1 = 1$, ali $B_1 = (1+a_4)^{-1}$, gde je a_4 odnos količnika W/L tranzistora.



$$\phi_2: i_{M_2} = 2J + i_{ul}(n-1) - i_{M_1}(n-1) = 2J + i_{ul}(n-1) - \frac{a_1 J - i_{zI}(n-1)}{a_1}$$

$$\phi_1: i_{M_1}(n) = \frac{a_1 J - i_{zI}(n)}{a_1} = 2J + \frac{a_4}{a_1} i_{zI}(n) - i_{M_2} = 2J + \frac{a_4}{a_1} i_{zI}(n) - \left[2J + i_{ul}(n-1) - \frac{a_1 J - i_{zI}(n-1)}{a_1} \right]$$

$$i_{zI}(n) = \frac{a_1}{1+a_4} i_{ul}(n-1) + \frac{1}{1+a_4} i_{zI}(n-1)$$

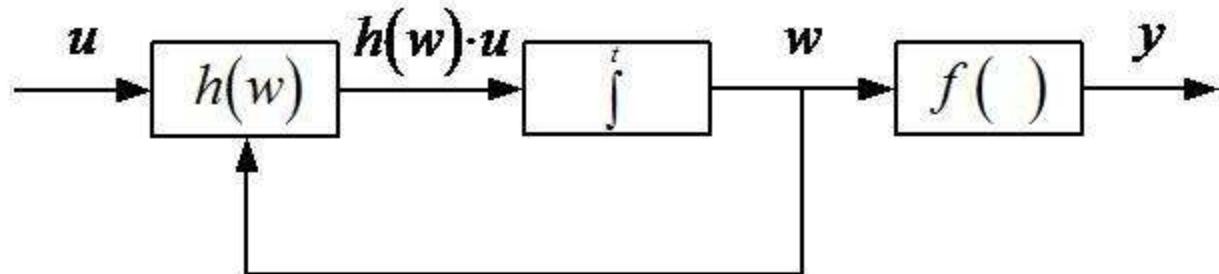
$$H_1(z) = \frac{i_{zI}(z)}{i_{ul}(z)} = \frac{A_1 z^{-1}}{1 - B_1 z^{-1}}$$

$$i_{zI}(z) = \frac{a_1}{1+a_4} i_{ul}(z) z^{-1} + \frac{1}{1+a_4} i_{zI}(z) z^{-1} = A_1 i_{ul}(z) z^{-1} + B_1 i_{zI}(z) z^{-1} \uparrow$$

TRANSLINEARNI FILTRI

Translinearni filtri (kao i druga translinearna kola) imaju izlazni signal linearno zavisan od ulaznog signala ali njihova unutrašnja struktura sadrži **nelinearne funkcionalne blokove**, pa su i unutrašnji signali nelinearno zavisni od spoljašnjih signala. Translinearni filtri se najčešće realizuju primenom **translinearnih integratora**. Pošto je nelinearnost blokova u osnovi njihovog funkcionisanja, ovakvi integratori nisu ograničeni na rad sa "malim signalima" u okolini mirne radne tačke aktivnih komponenata, što pruža mogućnost ostvarivanja većeg dinamičkog opsega. Pored toga, u cilju kompresije dinamičkog opsega **internih** signala, čime se omogućava rad ovakvih kola sa malim naponima napajanja i na velikim učestanostima, normalno se primenjuju nelinearne funkcije koje na ulazu integratora **komprimuju** ulazni signal, a na izlazu **ekspanduju** izlazni signal. U tom slučaju, nazivaju se **kompanđujućim translinearnim integratorima**.

Zbog eksponencijalne zavisnosti struje od napona kod bipolarnih tranzistora (i MOS tranzistora u režimu slabe inverzije), log/exp par nelinearnih funkcija se najčešće koristi kod ovakvih integratora. Filtri napravljeni od ovakvih integratora nazivaju se "**log domen**" filterima. Prvi log domen filter prvog reda napravljen je 1979. godine. Pored log/exp nelinearnih funkcija, napravljeni su i filtri sa drugim nelinearnim funkcijama na bazi eksponencijalne zavisnosti struje od napona (tanh, sinh). Takođe postoje realizacije sa nelinearnostima oblika kvadratnog korena / kvadrata ("**sqrt domen**" filtri), koje koriste MOS tranzistore u režimu jake inverzije.



Zavisnost y od w odredena je striktno monotonom funkcijom f . Može da se napiše

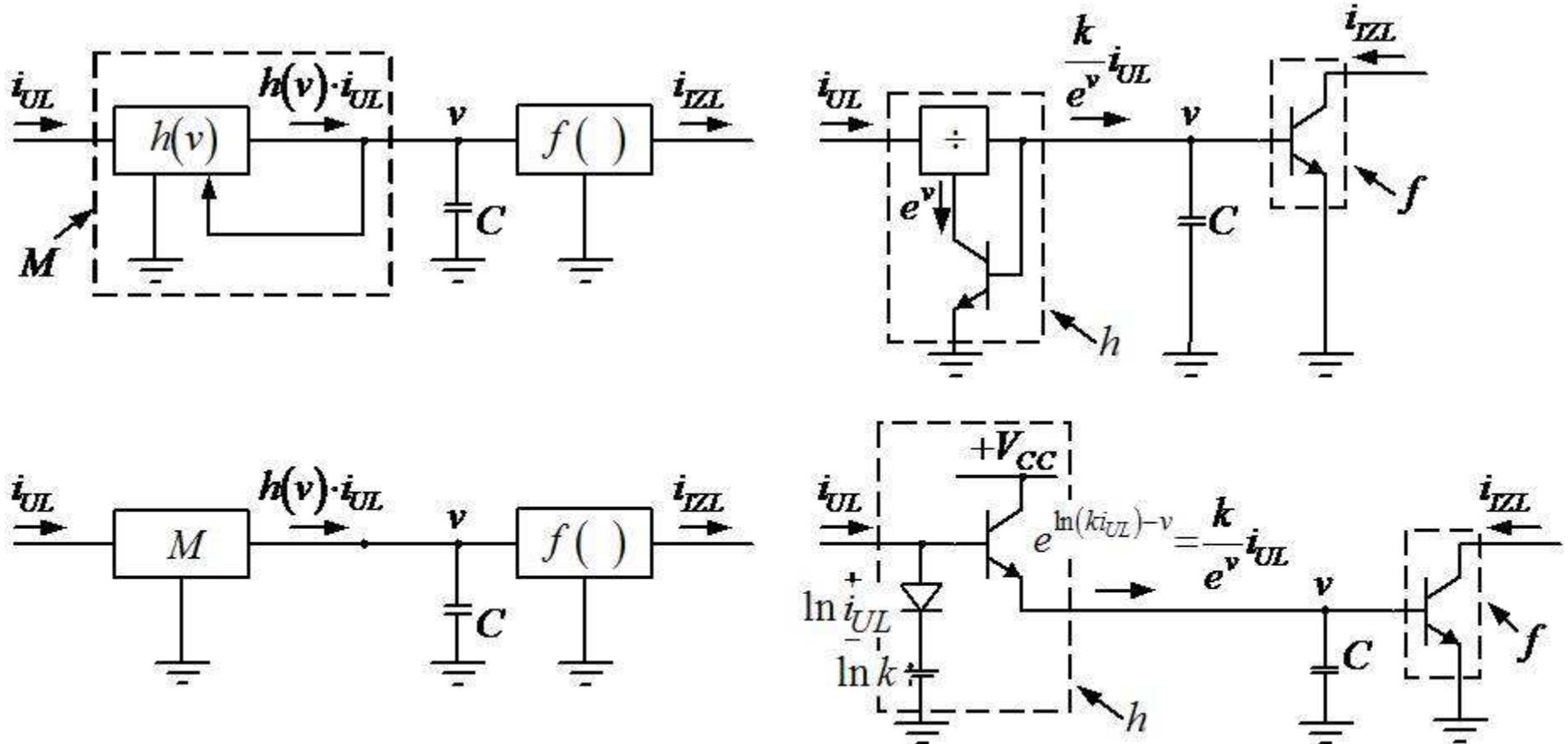
$$\frac{dy}{dt} = f'(w) \frac{dw}{dt} = f'(w)h(w)u(t)$$

Kolo će da obavlja funkciju linearog integratora ako je $\frac{dy}{dt} = ku(t)$, gde je k konstanta, odnosno

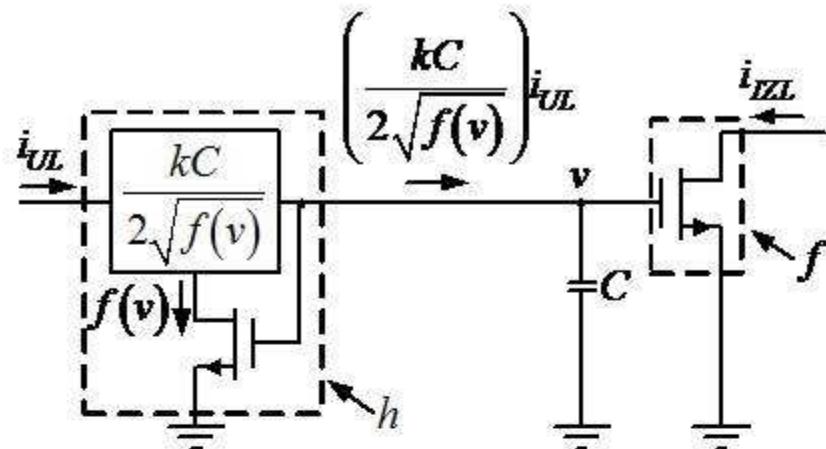
$$h(w)f'(w) = k$$

Pojačanje ulaznog bloka $h(w)$ i nelinearnost izlaznog bloka $f(w)$ treba izabrati tako da gornji uslov bude zadovoljen.

Treba voditi računa da $h(w)$ ne sme nikad da bude nula, pošto u tom slučaju signal w prestaje da se menja i više ne zavisi od ulaznog signala.



Važan poseban slučaj principske šeme sa prethodnog slajda je kada su signali u , $h(w) \cdot u$ i y struje, a w je napon v kondenzatora koji realizuje operaciju integracije, kao što je prikazano na gornjoj slici. U ovom slučaju h sa prethodnog slajda treba zameniti sa h/C da bi se uračunala multiplikativna konstanta kapacitivnog integratora, pa je uslov za linearnu integraciju $h(v) = kC/f'(v)$. Na slikama levo su prikazane dve predstave ovakvog integratora, pri čemu donja slika prikazuje blok $h(v)$ kao tropol koji na desnoj strani ima nelinearnu provodnost kontrolisanu strujom i_{UL} . Desna strana slike prikazuje principsku realizaciju sa eksponencijalnom nelinearnošću.



MOS tranzistori u režimu jake inverzije koriste se za realizaciju "sqrt-domén" kola:

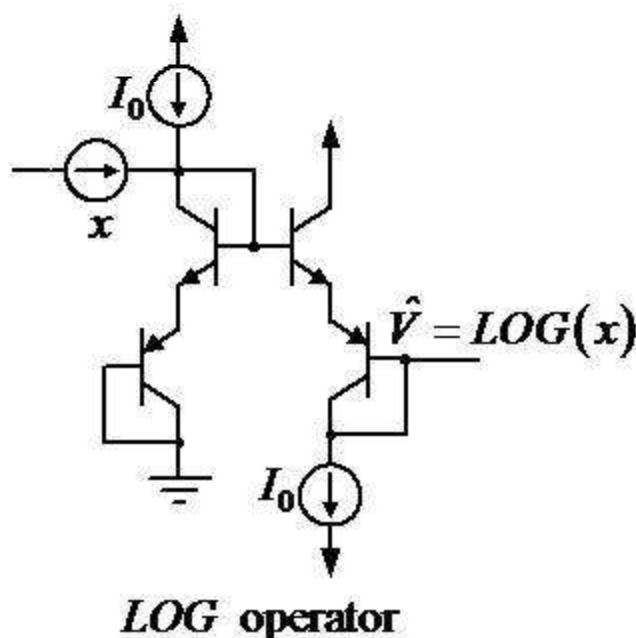
$$i_{ZZL} = f(v) = (v - a)^2 \Rightarrow v = a + \sqrt{i_{ZZL}}$$

$$h(v) = \frac{kC}{f'(v)} = \frac{kC}{2(v - a)} = \frac{kC}{2\sqrt{f(v)}}$$

Log domen filtri

**Matematički operatori koji obavljaju kompresiju i ekspanziju promenljive:
EXP i LOG (inverzne operacije)** →

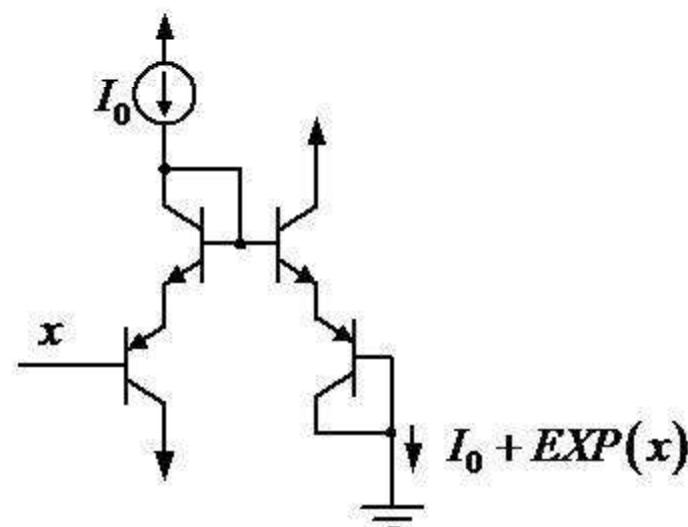
Kolo koje obavlja ove operacije



$$LOG(x) = 2V_T \ln\left(\frac{I_0 + x}{I_0}\right) \rightarrow -[\text{L}] -$$

i

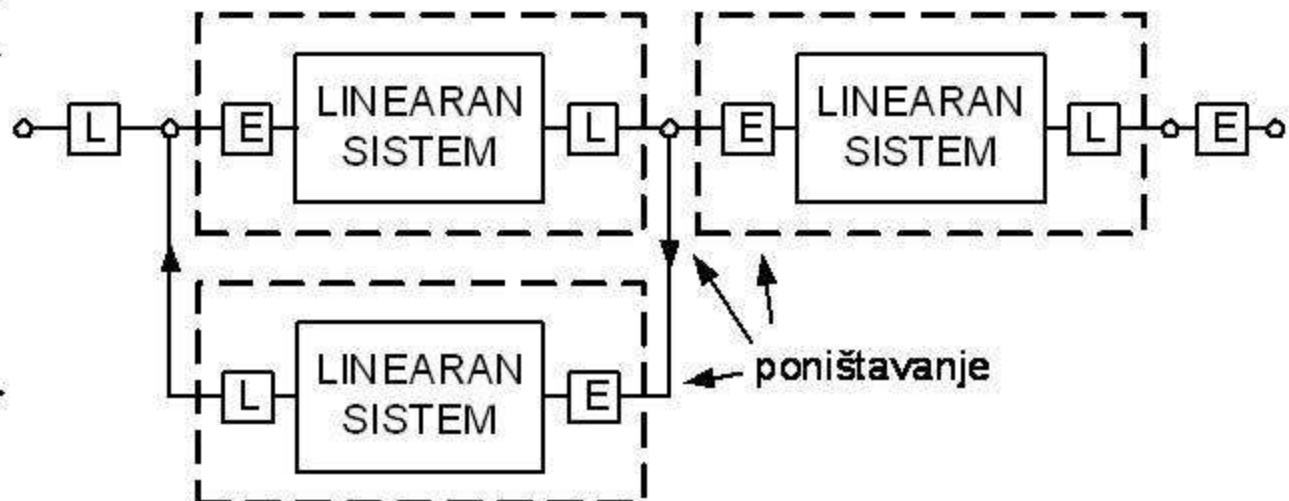
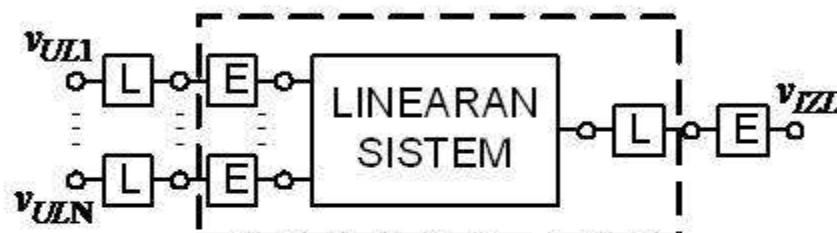
$$EXP(x) = I_0 \cdot e^{\frac{x}{2V_T}} - I_0 \rightarrow -[\text{E}] -$$

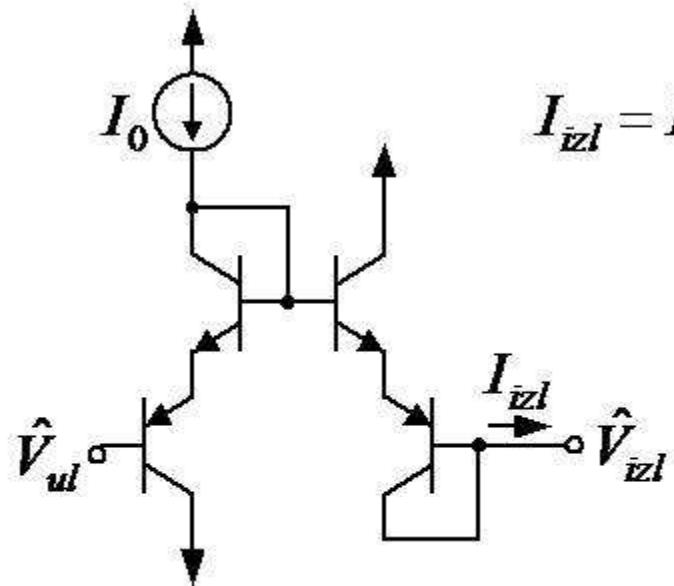


Dodavanjem → EXP blokova na ulazima linearnog sistema i LOG blokova na njegovim izlazima dobija se "log-domen" sistem.

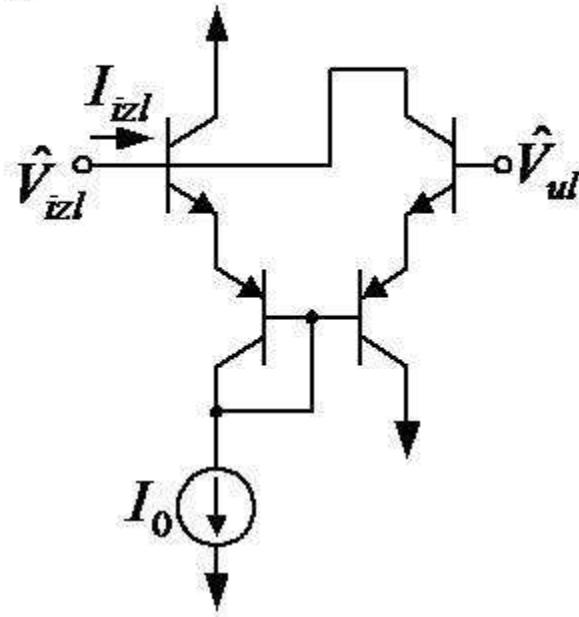
Linearizacija → "log-domen" sistema vrši se dodavanjem LOG blokova ispred njegovih ulaza i EXP blokova iza njegovih izlaza.

Linearizacija se takođe može ostvariti spajanjem "log-domen" sekcija, pošto se tada nelinearnosti na spojevima poništavaju →





$$I_{izl} = I_0 \cdot e^{\frac{\hat{V}_{ul} - \hat{V}_{izl}}{2V_T}}$$

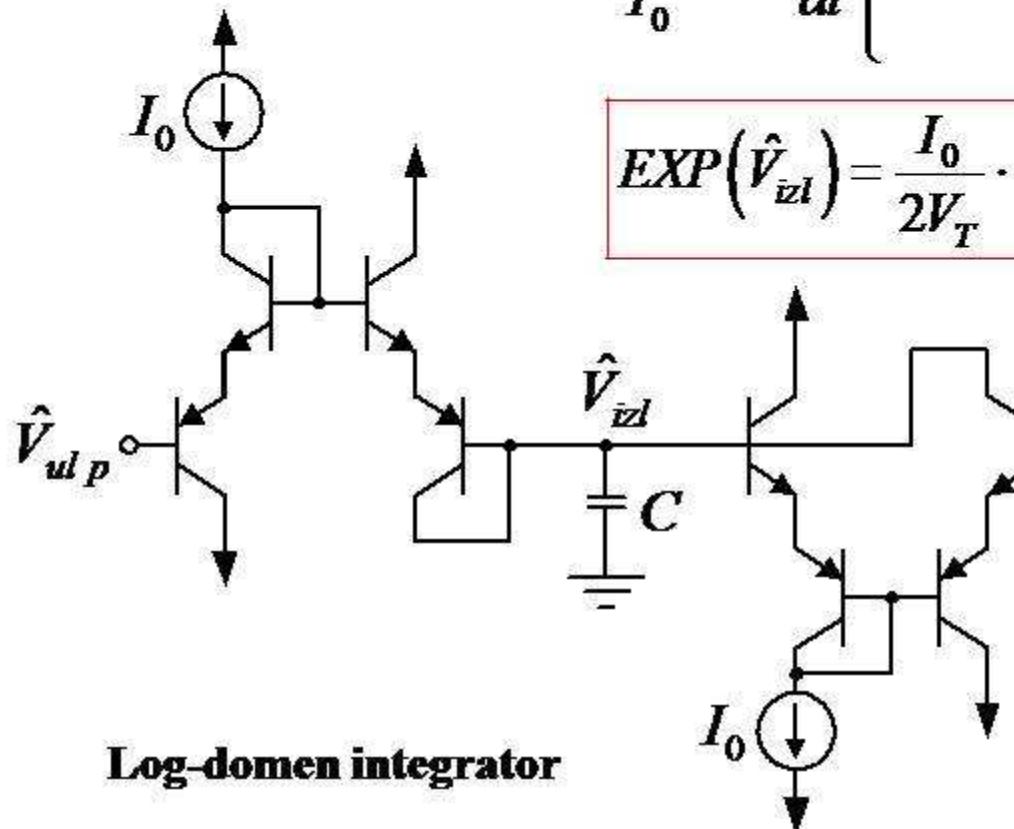


Log-domen čelije suprotnih polariteta

$$C \frac{d\hat{V}_{izl}}{dt} = I_0 e^{\frac{\hat{V}_{ulp} - \hat{V}_{izl}}{2V_T}} - I_0 e^{\frac{\hat{V}_{uln} - \hat{V}_{izl}}{2V_T}} \cdot e^{\frac{\hat{V}_{izl}}{2V_T}}$$

$$\frac{2V_T}{I_0} \cdot C \cdot \frac{d}{dt} \left\{ I_0 e^{\frac{\hat{V}_{izl}}{2V_T}} - I_0 \right\} = \left\{ I_0 e^{\frac{\hat{V}_{ulp}}{2V_T}} - I_0 \right\} - \left\{ I_0 e^{\frac{\hat{V}_{uln}}{2V_T}} - I_0 \right\}$$

$$\text{EXP}(\hat{V}_{izl}) = \frac{I_0}{2V_T} \cdot \frac{1}{C} \cdot \int \left\{ \text{EXP}(\hat{V}_{ulp}) - \text{EXP}(\hat{V}_{uln}) \right\} dt$$

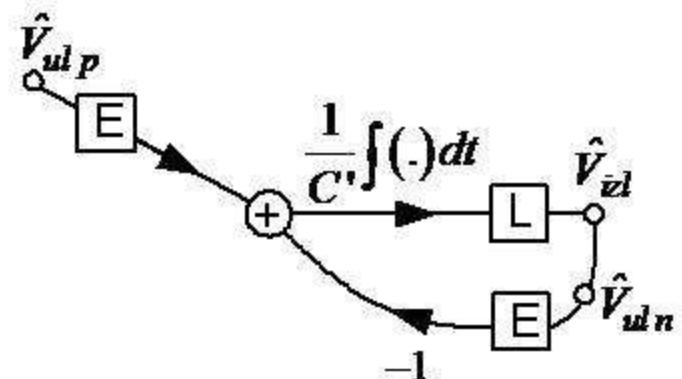
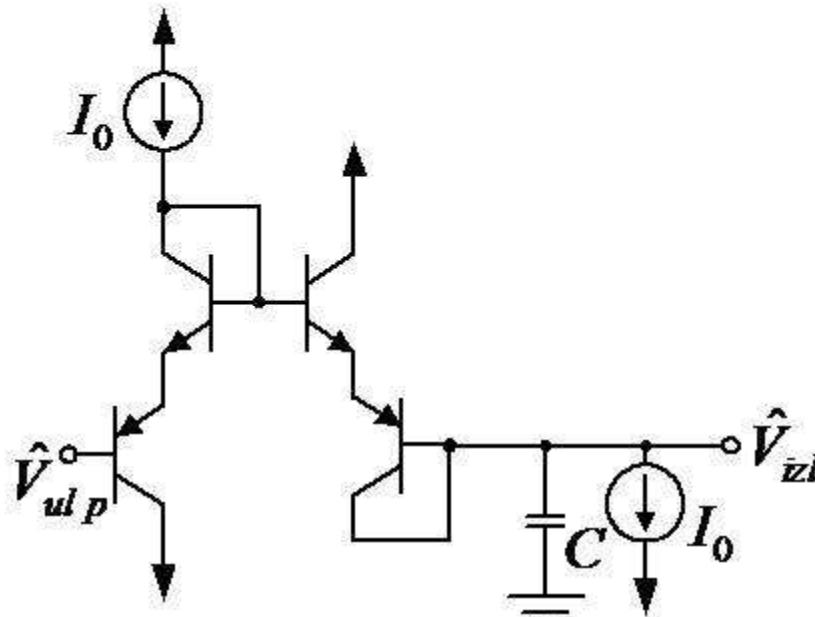


$$\begin{aligned} & \hat{V}_{ulp} \xrightarrow{E} \hat{V}_{uln} \xrightarrow{-1} \text{Graf toka signala log-domen integratora} \\ & \hat{V}_{ulp} \xrightarrow{E} \hat{V}_{izl} \xrightarrow{\frac{1}{C} \int (\cdot) dt} \hat{V}_{izl} \end{aligned}$$

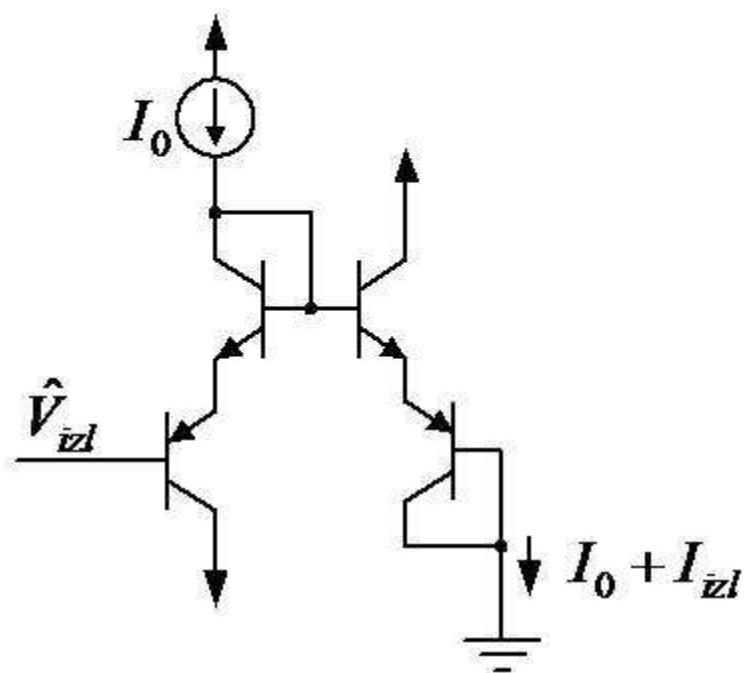
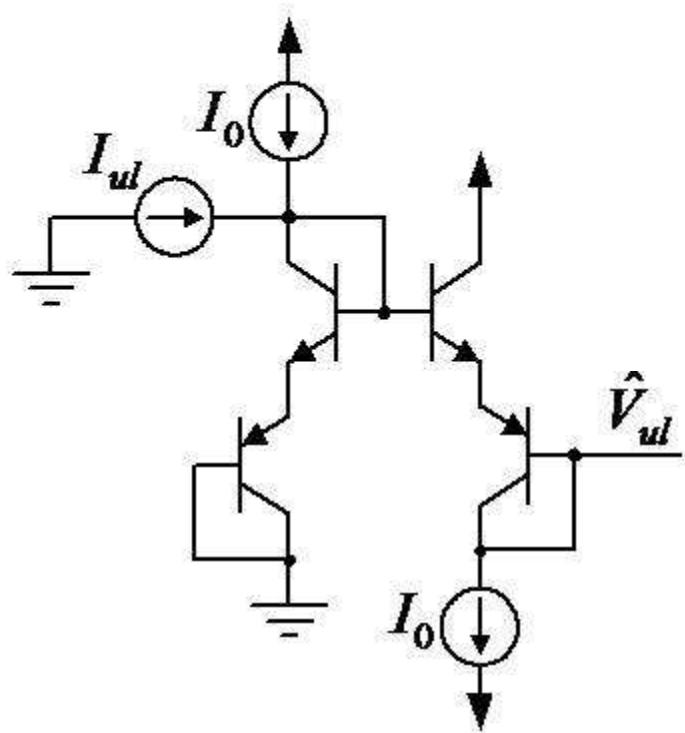
$$C' = \frac{2V_T}{I_0} \cdot C$$

Prigušeni log-domen integrator se dobija dovodenjem izlaznog signala integratora na negativni ulaz, što uprošćava diferencijalnu jednačinu za zbir struja u čvoru \hat{V}_{izl}

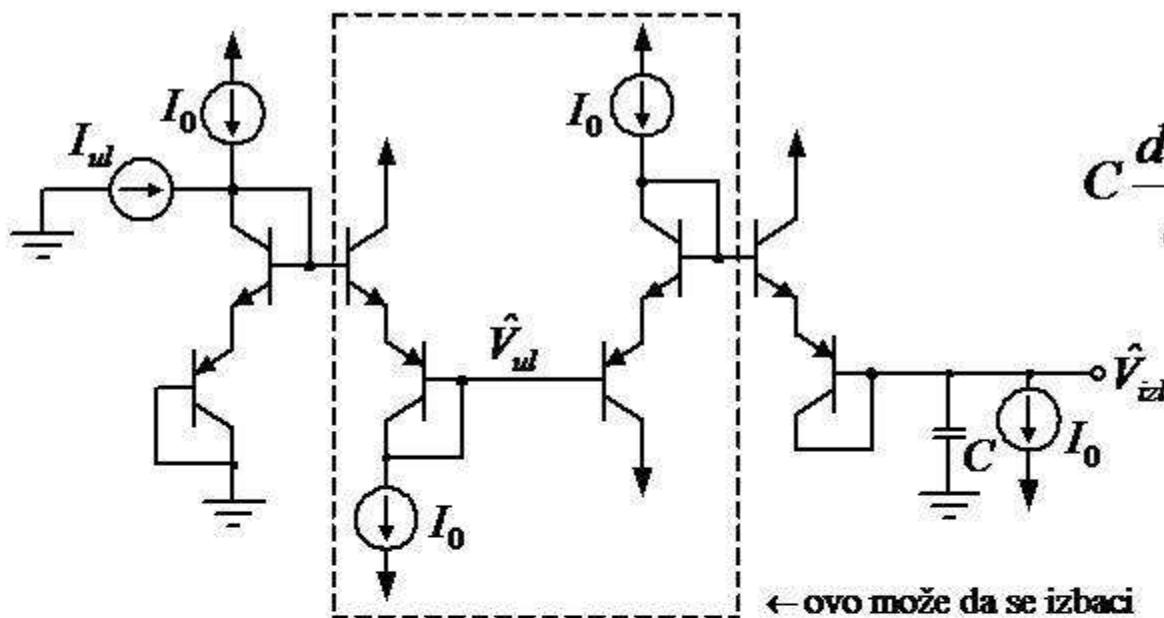
$$C \frac{d\hat{V}_{izl}}{dt} = I_0 e^{\frac{\hat{V}_{ulp} - \hat{V}_{izl}}{2V_T}} - I_0$$



Graftoka signala prigušenog log-domen integratora



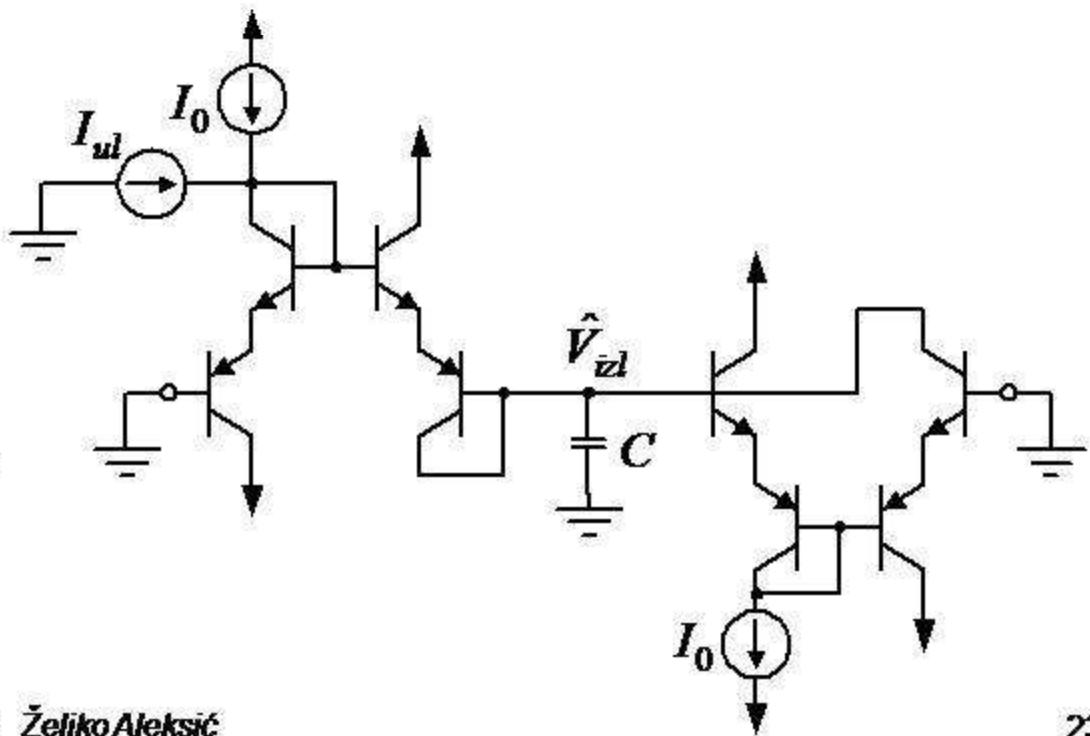
Ulagna i izlagna sekcija

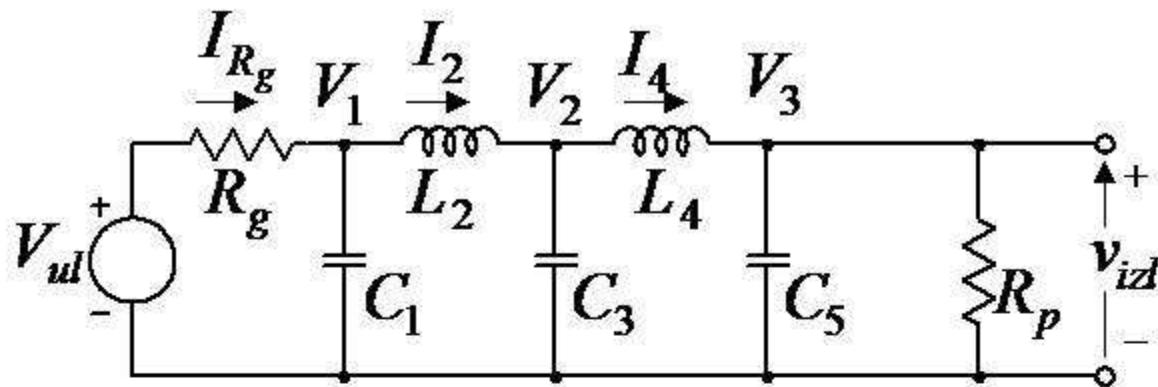


$$C \frac{d\hat{V}_{izl}}{dt} = (I_0 + I_{ud}) e^{\frac{-\hat{V}_{izl}}{2V_T}} - I_0$$

← ovo može da se izbaci

Prigušeni integrator sa ulaznom konverzijom. Izbacivanjem uokvirenog dela kolo može da se uprosti, a slično važi i za neprigušeni integrator. Zbog mogućnosti uprošćavanja, po pravilu se ulazna struja združuje sa celijom neprigušenog → integratora čija su oba ulazna napona jednaka nuli.

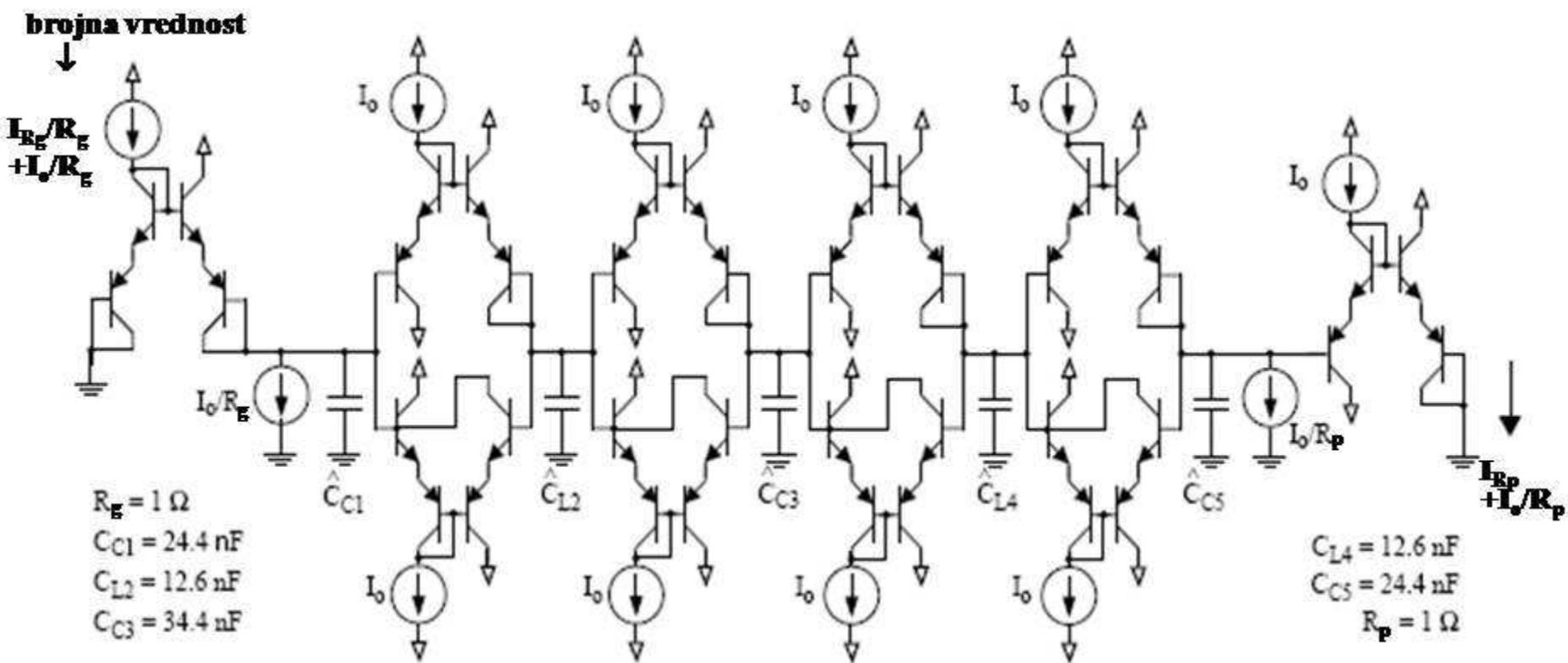




$$I_{R_g} = \frac{V_{ul} - V_1}{R_g}; \quad V_1 = \frac{I_{R_g} - I_2}{sC_1}; \quad I_2 = \frac{V_1 - V_2}{sL_2}; \quad V_2 = \frac{I_2 - I_4}{sC_3}$$

$$I_4 = \frac{V_2 - V_3}{sL_4}; \quad V_3 = \frac{I_4 - I_{R_p}}{sC_5}; \quad I_{R_p} = \frac{V_3 - V_{izl}}{R_p}; \quad V_{izl} = V_3$$

Iz jednačina se vidi da su za funkcionalnu simulaciju lestvičastog LC NF filtra zatvorenog na oba kraja otpornikom potrebni blokovi koji realizuju operacije sabiranja, množenja konstantom i invertujuće i neinvertujuće integracije.



Šema log-domen filtra koji realizuje Čebiševljev NF filter petog reda funkcionalnom simulacijom pasivnog lestvičastog LC filtra.