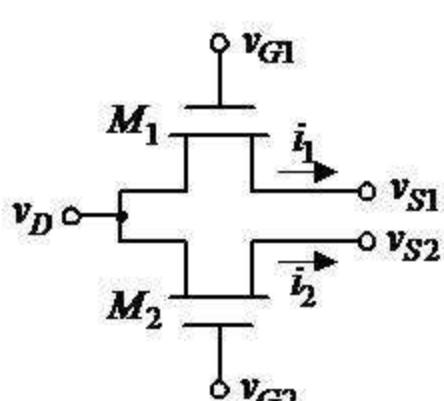


## MOSFET-C FILTRI

Aktivni RC filtri sa OP najčešće se proizvode u diskretnoj ili hibridnoj tehnologiji, uz primenu integrisanih OP ili bikvadratnih sekcija, a retko kao potpuno integrisana kola. Za potpunu integraciju problem su velike vrednosti otpornosti, a za više učestanosti i frekventna ograničenja OP.

**MOSFET-C filtri:** Varijanta realizacije aktivnih RC filtara sa OP, pogodnija za proizvodnju u CMOS tehnologiji, umesto otpornika koristi MOS tranzistore polarisane za rad u omskoj oblasti. Pošto u tom slučaju vrednost otpornosti između drenova i sorsa zavisi od napona  $V_{GS}$ , karakteristike ovakvih filtara mogu da se podešavaju naponom, u cilju trimovanja ili promene karakteristika filtra.

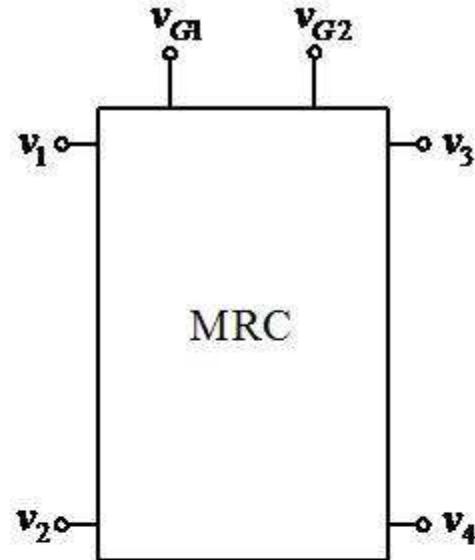
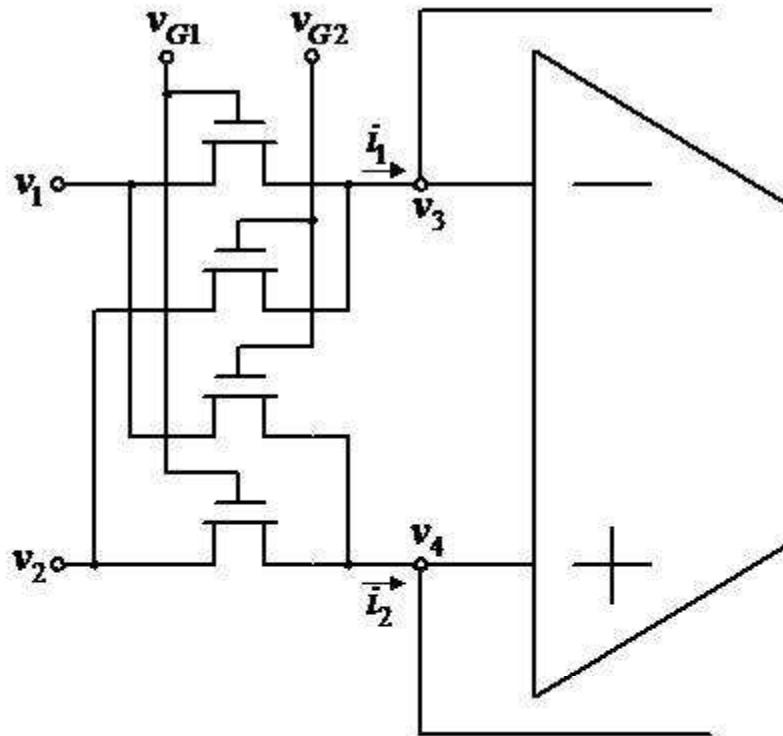
Nelinearnost otpornosti se eliminiše vezivanjem identičnih tranzistora (**MOS resistive circuits – MRC**):



$$i = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_G - V_T) (v_D - v_S) + a_1 (v_D^2 - v_S^2) + a_2 (v_D^3 - v_S^3) + \dots$$

$$v_{S1} = v_{S2} = v_S \Rightarrow i_1 - i_2 = G(v_D - v_S);$$

$$G = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{G1} - v_{G2})$$

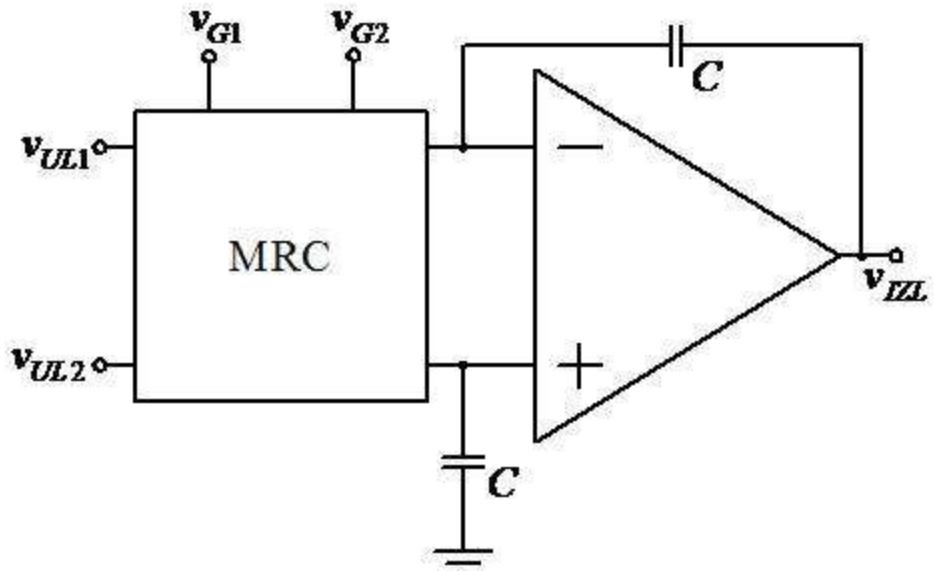


$$i_1 - i_2 = (G_1 - G_2)(v_1 - v_2) = G(v_1 - v_2)$$

$$G = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{G1} - v_{G2})$$

**Diferencijalni integrator sa MRC →**

$$V_{izl}(s) = \frac{G}{sC} [V_{ul2}(s) - V_{ul1}(s)]$$



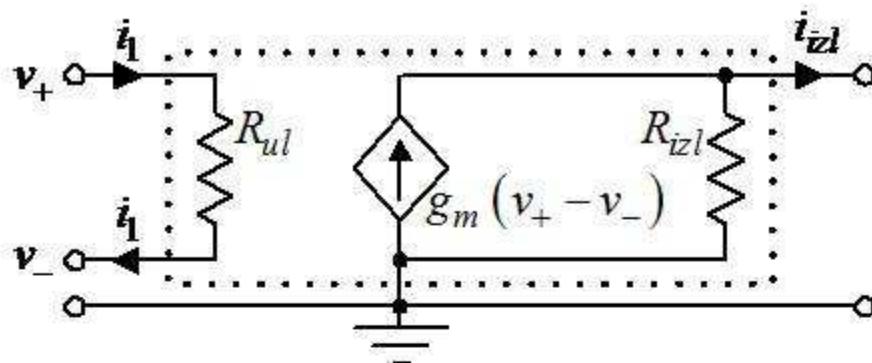
# **g<sub>m</sub>-C FILTRI**

**OP-RC i SC filtri (SC filtri su predstavljeni u sledećoj prezentaciji, Filtri 6) nisu pogodni za primenu u savremenim informacionim tehnologijama, koje često zahtevaju radne učestanosti i do nekoliko stotina MHz, malu potrošnju, male fizičke dimenzije, funkcionisanje pri malim nivoima signala i velikim nivoima šuma i kompatibilnost sa digitalnom CMOS tehnologijom.  $g_m$ -C filtri mogu da zadovolje ove zahteve zahvaljujući prednostima koje imaju u odnosu na OP-RC filtre:**

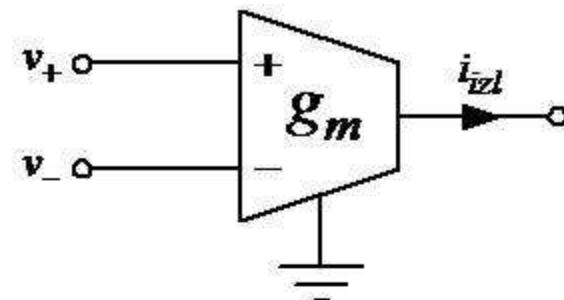
- 1. Zavisno od upotrebljene tehnologije, mogu da rade na učestanostima do nekoliko desetina ili do nekoliko stotina MHz.**
- 2. Mogu da se proizvode na istim čipovima zajedno sa kolima za digitalnu obradu signala, čime se smanjuju veličina uređaja i cena, a povećava pouzdanost.**
- 3. Mogu da se podešavaju promenom struje u mirnoj radnoj tački, čime se menja  $g_m$ . Prednost je što podešavanje može da se vrši i po završetku proizvodnje.**

**Mane u poređenju sa OP-RC filtrima su znatno veća odstupanja karakteristika od idealnih: Konačna ulazna i izlazna impedansa, parazitne kapacitivnosti, frekventna zavisnost transkonduktanse, smanjen dinamički opseg usled izraženih nelinearnosti itd.**

**Projektovanje  $g_m$ -C filtara je slično projektovanju OP-RC filtara, što omogućava korišćenje postojećih rezultata i olakšava i ubrzava njihov razvoj.**

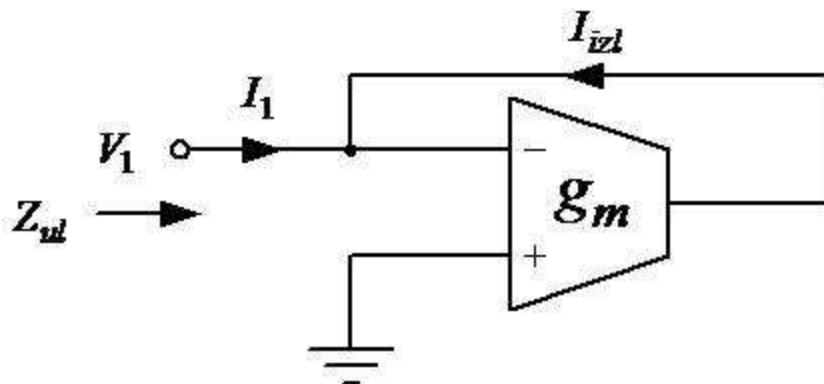


**Ekvivalentna šema OTA za male signale.**



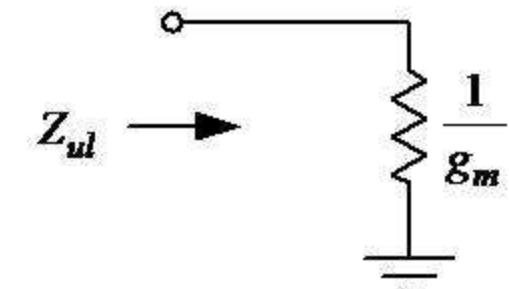
**Simbol idealnog OTA**  
 $(R_u \rightarrow \infty, R_i \rightarrow \infty, g_m = C^{\text{te}})$ .

## REALIZACIJA PROSTIH KOLA POMOĆU OTA

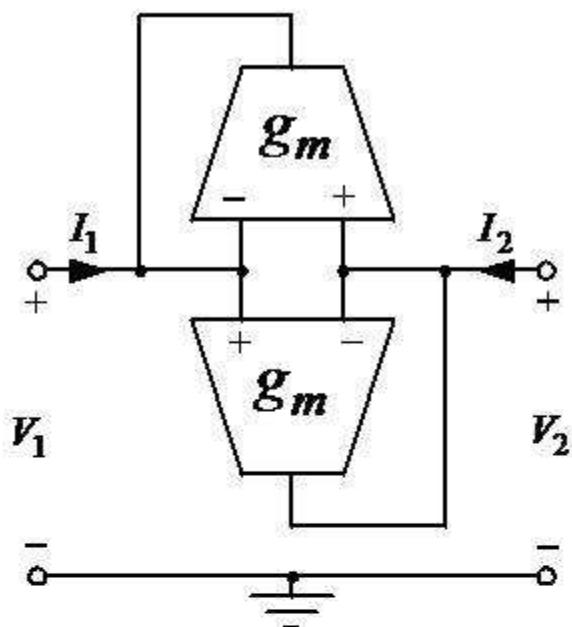


$$I_1 = -I_{\text{zL}} = g_m V_1$$

$$Z_{\text{ul}} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{1}{g_m}$$

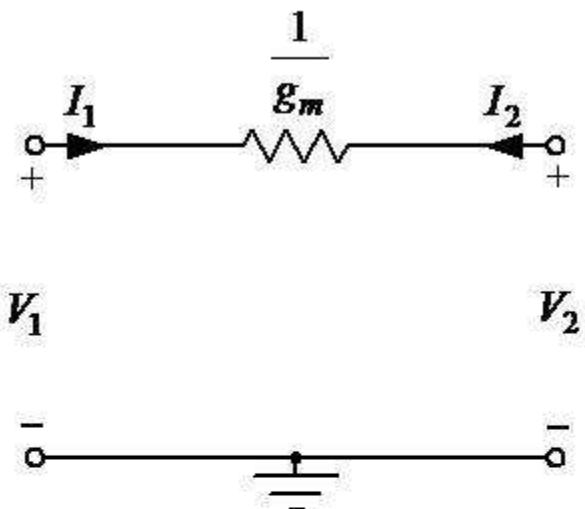


**Simulacija uzemljenog otpornika pomoću OTA.**

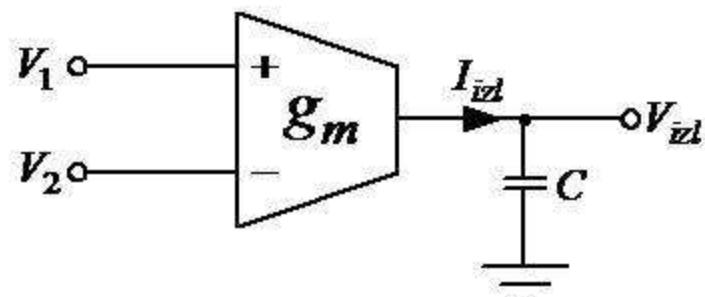


$$I_1 = g_m(V_1 - V_2); \quad I_2 = -g_m(V_1 - V_2)$$

$$I_1 = -I_2 = \frac{V_1 - V_2}{\frac{1}{g_m}}$$



**Simulacija neuzemljenog otpornika pomoću 2 OTA.**

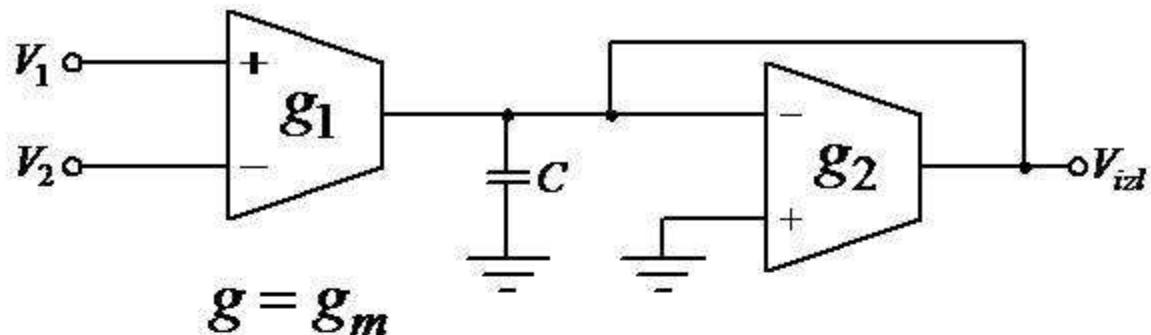


$$I_{zsl} = g_m(V_1 - V_2)$$

$$V_{zsl} = \frac{g_m}{sC}(V_1 - V_2)$$

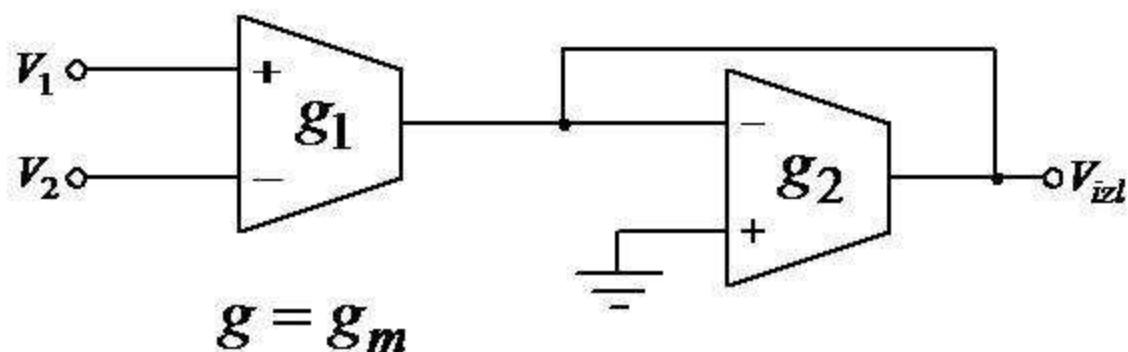
$$\frac{V_{zsl}}{V_1 - V_2} = \frac{g_m}{sC}$$

**Integrator sa diferencijalnim ulazom realizovan pomoću OTA.**



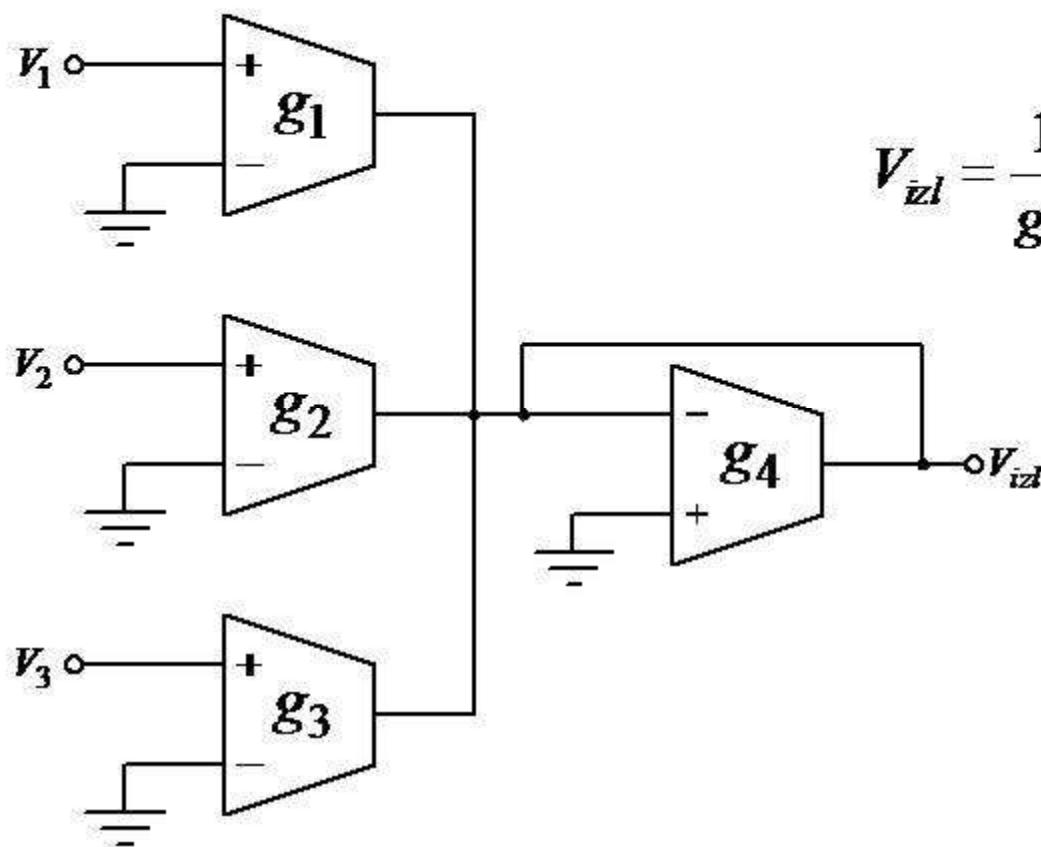
$$\frac{V_{izl}}{V_1 - V_2} = \frac{g_1}{sC + g_2}$$

**Neidealni integrator sa diferencijalnim ulazom realizovan pomoću 2 OTA.**



$$\frac{V_{izl}}{V_1 - V_2} = \frac{g_1}{g_2}$$

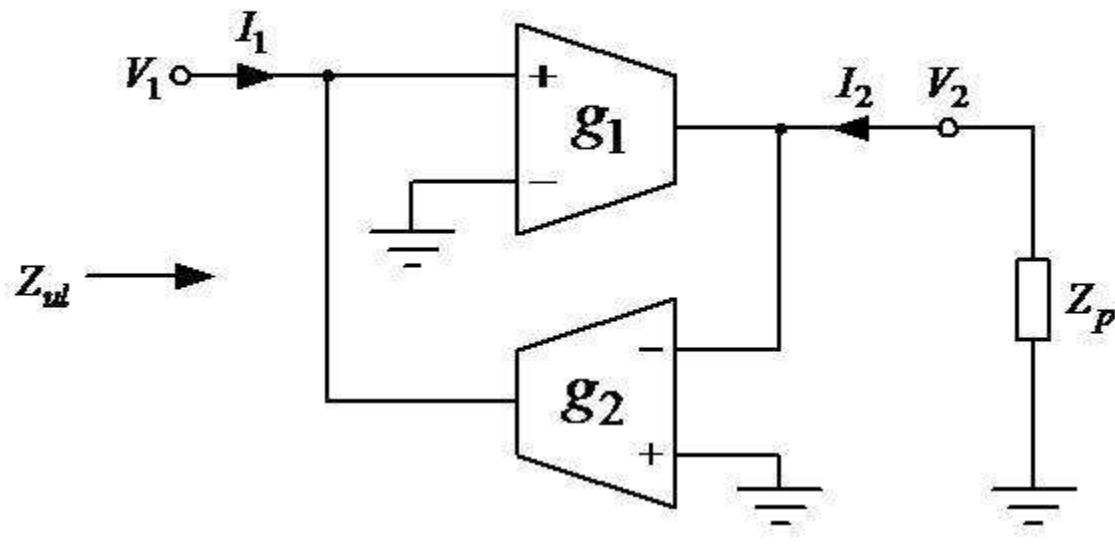
**Pojačavač sa diferencijalnim ulazom realizovan pomoću 2 OTA.**



$$V_{izl} = \frac{1}{g_4} (g_1 V_1 + g_2 V_2 + g_3 V_3)$$

**Težinski sabirač.**

## POZITIVNI INVERTOR IMPEDANSE



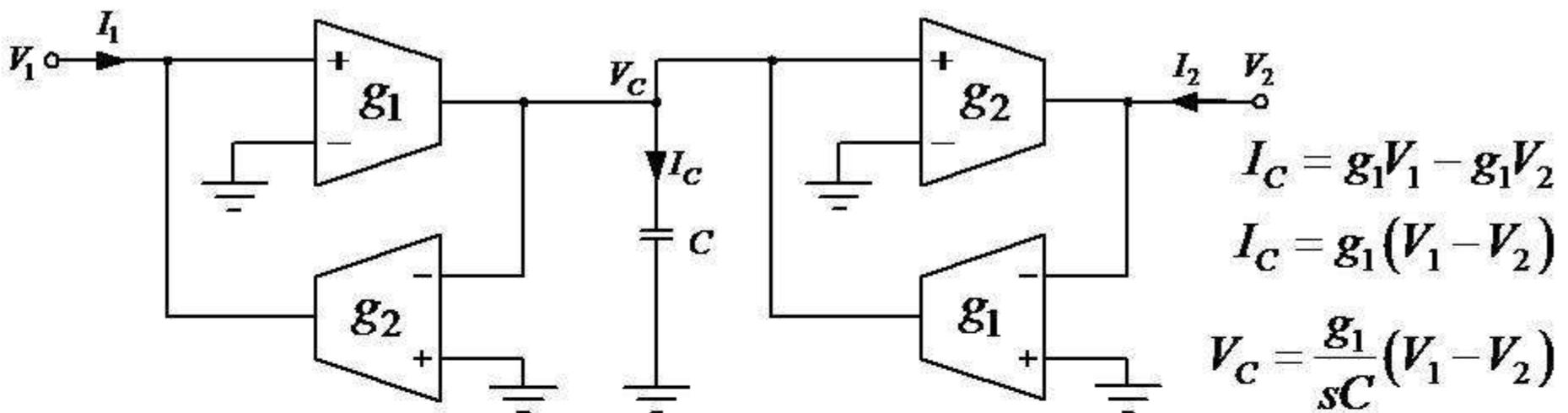
$$I_1 = g_2 V_2; \quad I_2 = -g_1 V_1$$

$$Z_{ul} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{I_2}{-g_1} \cdot \frac{1}{g_2 V_2}$$

$$Z_{ul} = \frac{1}{g_1 g_2 Z_p}$$

$$Z_p = \frac{1}{sC} \Rightarrow Z_{ul} = \frac{sC}{g_1 g_2}$$

**Simulacija uzemljene induktivnosti.**

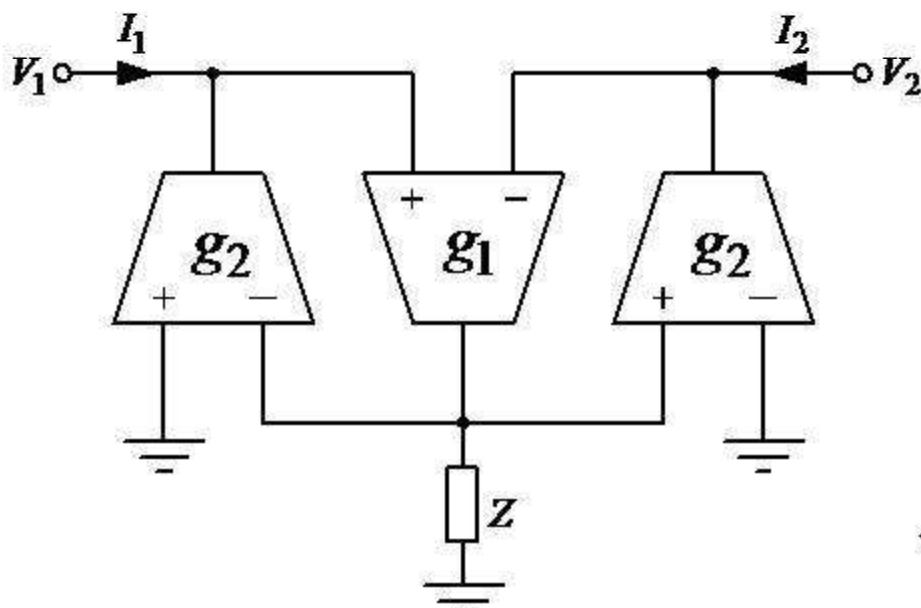


**Simulacija neuzemljene induktivnosti.**

$$g_2 V_C = \frac{g_1 g_2}{sC} (V_1 - V_2)$$

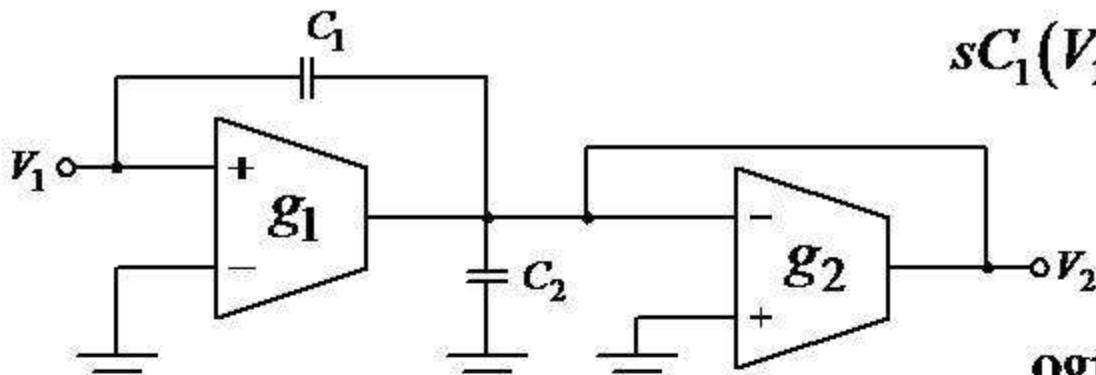
$$I_1 = g_2 V_C = -I_2$$

$$Z_{ul} = \frac{V_1 - V_2}{I_1} = \frac{sC}{g_1 g_2}$$



← Za  $Z = 1/(sC)$  važe iste jednačine ↑

**Simulacija neuzemljene invertovane impedanse sa 3 OTA.**



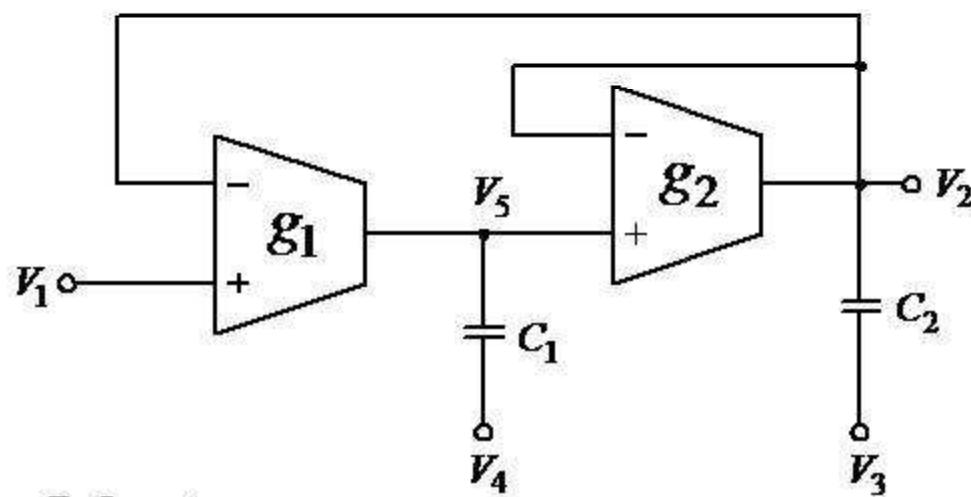
$$sC_1(V_2 - V_1) + sC_2V_2 - g_1V_1 + g_2V_2 = 0$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{sC_1 + g_1}{s(C_1 + C_2) + g_2}$$

ograničenje:  $\frac{V_2}{V_1}(\infty) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} < 1$

$g_1 = 0 \Rightarrow \text{VF}$

$C_1 = 0 \Rightarrow \text{NF}$



$$sC_1(V_5 - V_4) = g_1(V_1 - V_2)$$

$$sC_2(V_2 - V_3) = g_2(V_5 - V_2)$$

**Jednostavna  
bikvadratna  
sekcija.**

$$V_2 = \frac{s^2 C_1 C_2 V_3 + s C_1 g_2 V_4 + g_1 g_2 V_1}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_2 + g_1 g_2} = \frac{s^2 V_3 + \frac{g_2}{C_2} s V_4 + \frac{g_1 g_2}{C_1 C_2} V_1}{s^2 + \frac{g_2}{C_2} s + \frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}}$$

$$V_3 = V_4 = 0 : \frac{V_2}{V_1} \Rightarrow \text{NF} \left( \frac{V_2(0)}{V_1(0)} = 1 \right)$$

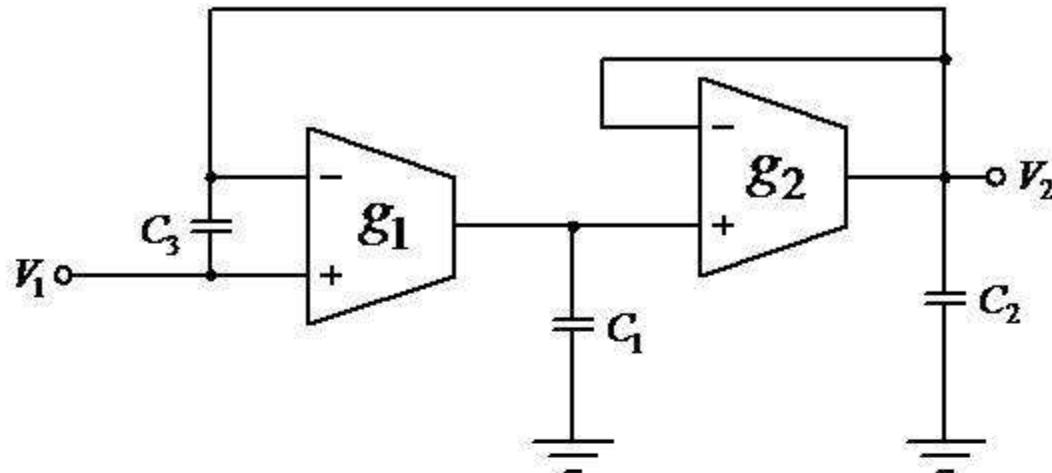
$$V_1 = V_3 = 0 : \frac{V_2}{V_4} \Rightarrow \text{PO} \left( \left. \frac{V_2}{V_4} \right|_{\max} = 1 \right)$$

$$V_1 = V_4 = 0 : \frac{V_2}{V_3} \Rightarrow \text{VF} \left( \frac{V_2(\infty)}{V_3(\infty)} = 1 \right)$$

$$V_4 = 0; V_1 = V_3 : \frac{V_2}{V_3} \Rightarrow \text{NPO ("notch")} \left( \frac{V_2(0)}{V_3(0)} = \frac{V_2(\infty)}{V_3(\infty)} = 1 \right)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}} ; \quad Q = \sqrt{\frac{g_1 C_2}{g_2 C_1}}$$

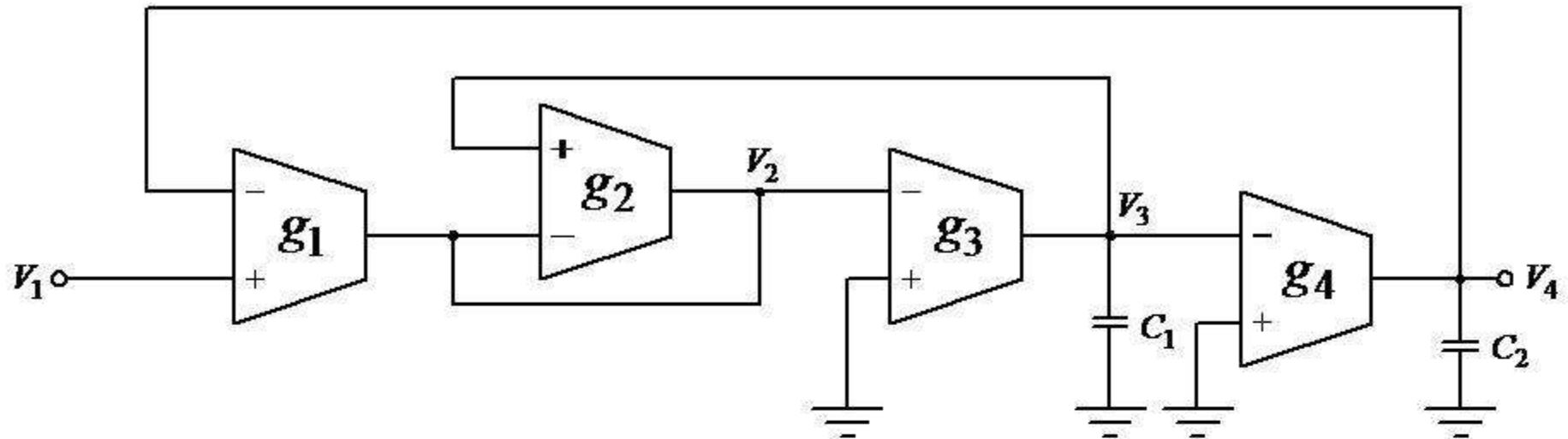
**U IC tehnologiji odnosi  $C_2/C_1$  i  $g_1/g_2$  se lako kontrolisu (dobra kontrola Q-faktora). Odnosi g/C ( $\omega_0$ ) se teško kontrolisu → potrebno je podešavanje transkonduktansi posle fabrikacije.**



$$H(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{C_3}{C_2 + C_3} \cdot \frac{s^2 + \frac{g_1 g_2}{C_1 C_3}}{s^2 + \frac{g_2}{C_2 + C_3} s + \frac{g_1 g_2}{C_1 (C_2 + C_3)}}$$

$$\frac{\omega_0}{\omega_z} = \sqrt{\frac{C_3}{C_2 + C_3}} < 1; \quad \frac{H(\infty)}{H(0)} = \frac{C_3}{C_2 + C_3}$$

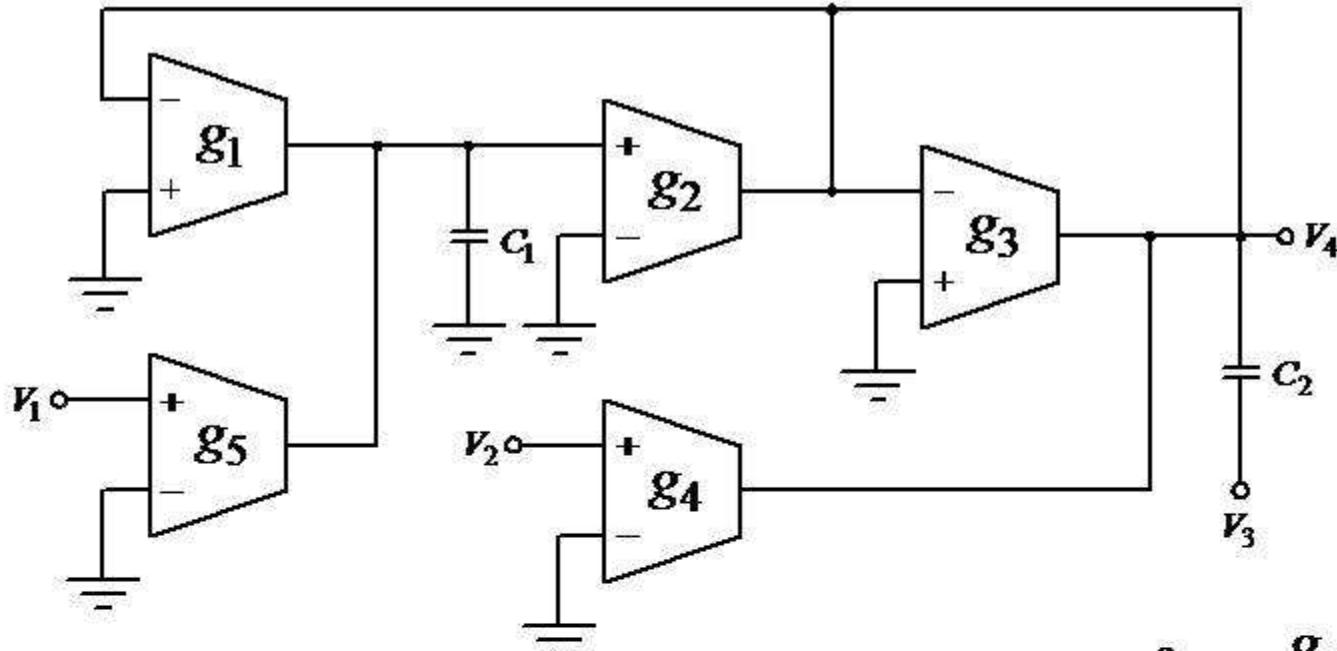
**Lowpass notch filter** dobjen stavljanjem  $V_3 = V_4 = 0$  i dodavanjem  $C_3$  izmedju priključaka 1 i 2. Ulazna impedansa je konačna zbog  $C_3$  i može da utiče na prethodni stepen u kaskadnoj vezi.



$$\frac{V_4}{V_1} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}; \quad \frac{V_2}{V_1} = \frac{\frac{\omega_0}{Q}s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{g_1 g_3 g_4}{g_2 C_1 C_2}}; \quad Q = \sqrt{\frac{g_1 g_4 C_1}{g_2 g_3 C_2}}$$

**Univerzalna bikvadratna sekcija sa 4 OTA.**  $\omega_0$  i  $Q$  zavise od 4 međusobno različite transkonduktanse, pa mogu da se određuju nezavisno. Funkcionalnost je slična kao kod KHN sekcije: Na tri različita priključka su raspoloživi NF, VF i PO izlaz, pa se dodavanjem sabirača može da ostvari bilo koja bikvadratna funkcija.



**Univerzalna bikvadratna sekcija sa 5 OTA ↑ →**

$$V_4 = \frac{s^2 V_3 + \frac{g_4}{C_2} s V_2 + \frac{g_2 g_5}{C_1 C_2} V_1}{s^2 + \frac{g_3}{C_2} s + \frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}}$$

Izraz za izlazni napon je sličan kao za jednostavnu bikvadratnu sekciju sa 2 OTA, ali ovde u izrazima za koeficijente figuriše pet transkonduktansi.

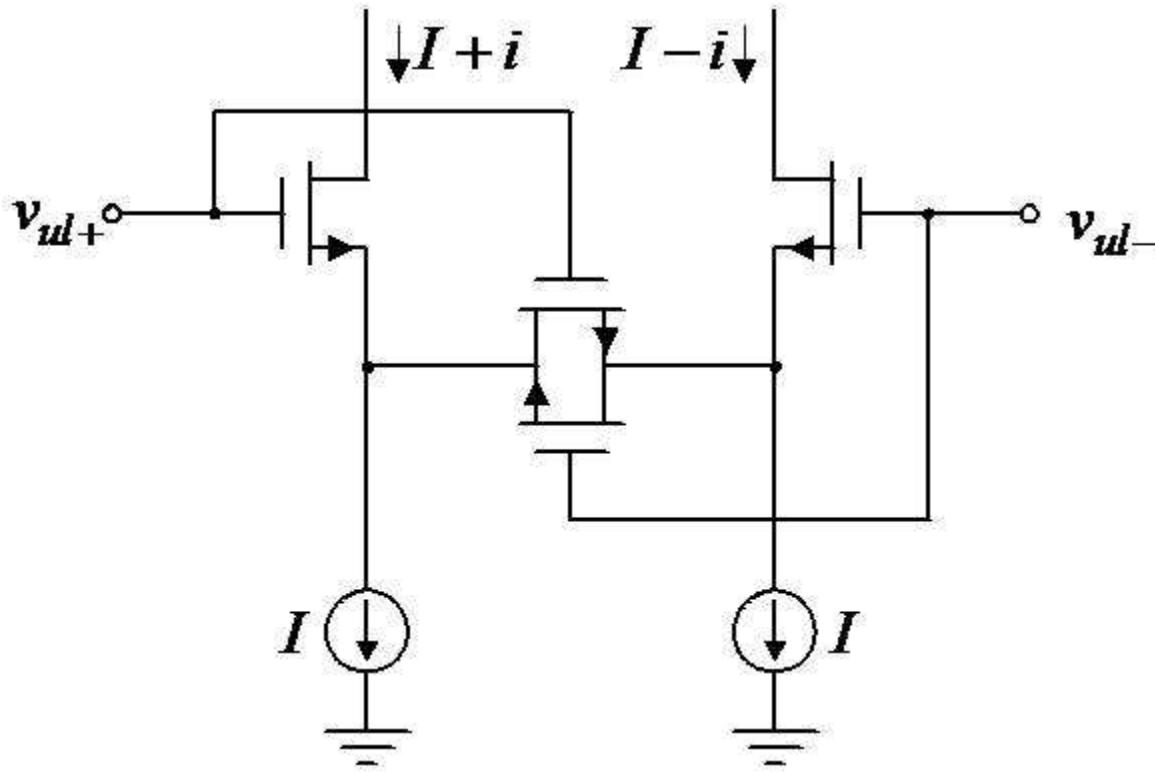
Zbog dodatnih transkonduktansi ova bikvadratna sekcija je mnogo pogodnija.

Vezivanjem na masu dva od tri priključka  $V_1$ ,  $V_2$  i  $V_3$  i uzimanjem trećeg za ulaz, i ovde mogu da se dobiju NF, VF i PO bikvadratne prenosne funkcije, ali sa "proizvoljno" velikim ili malim maksimalnim pojačanjem (sem za VF). Takođe, za  $V_2 = 0$  i  $V_1 = V_3$  dobija se "notch" filter (NPO). Promenom odnosa  $g_1$  i  $g_5$  može da se dobije "lowpass notch" ili "highpass notch" filter.

**Realizacija  $g_m$  – C filtara simulacijom elemenata pasivnog filtra vrši se na sličan način kao kod OP – RC filtara, samo što se u ovom slučaju simuliraju i induktivnosti i otpornici.**

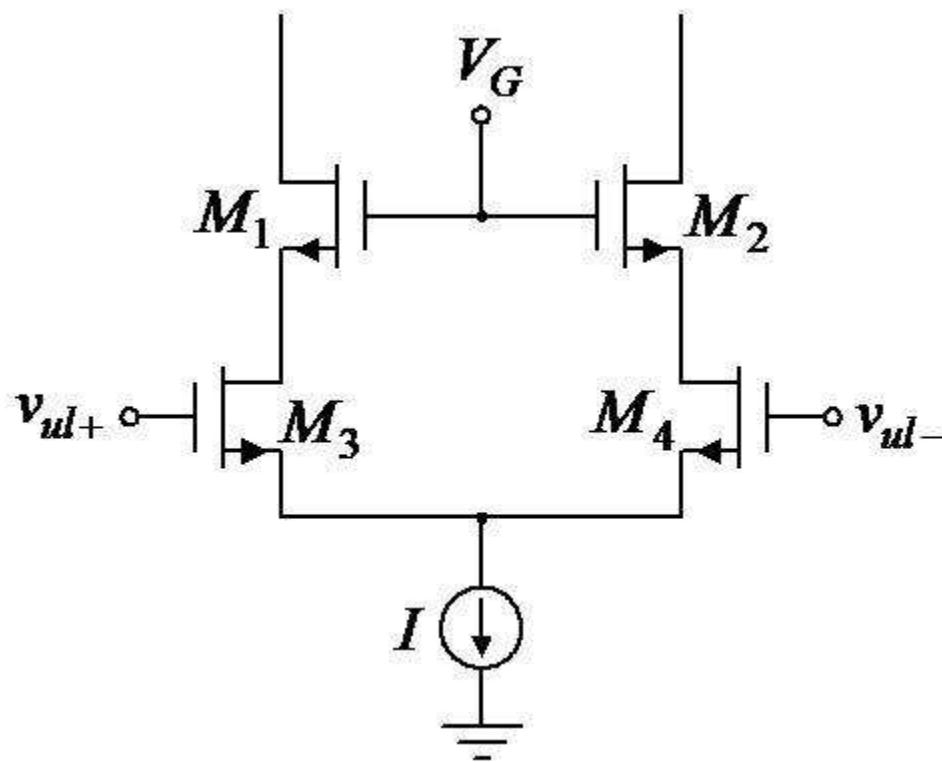
**Kao i kod aktivnih OP – RC filtara, alternativni način direktne realizacije je da se, umesto simulacije elemenata, realizuju unutrašnje funkcionalne zavisnosti koje postoje između struja i napona u pasivnom filtru. Na taj način realizuje se funkcionalna simulacija pasivnih filtara (primer je “leap-frog” realizacija koja funkcionalno simulira lestvičasti pasivni filter).**

**Kod OP – RC filtara operacioni pojačavači treba da imaju “dovoljno veliko” pojačanje. Kod  $g_m$  – C filtara transkonduktanse treba da imaju projektovanu (konačnu) vrednost, koja treba da bude nezavisna od temperature, veličine signala, itd. Obično se predviđa mogućnost podešavanja vrednosti transkonduktanse, bilo tokom primene u cilju promene karakteristika filtra, ili samo na kraju fabrikacije u cilju otklanjanja posledica varijacija tehnološkog procesa. Podešavanje se vrši promenom struje u MRT. U cilju smanjenja izobličenja obično se projektuju linearizovani transkonduktansni pojačavači (umetanjem otpornika u emitor odnosno sors). Smanjenje izobličenja kao i povećanje dinamičkog opsega (udvostručenje amplitude signala) takođe se postiže i standardnom primenom diferencijalnih struktura. U takvim slučajevima pojačavači moraju da imaju jaku negativnu povratnu spregu za signal srednje vrednosti, koja obezbeđuje zadovoljavajuću stabilnost mirne radne tačke na izlazima.**



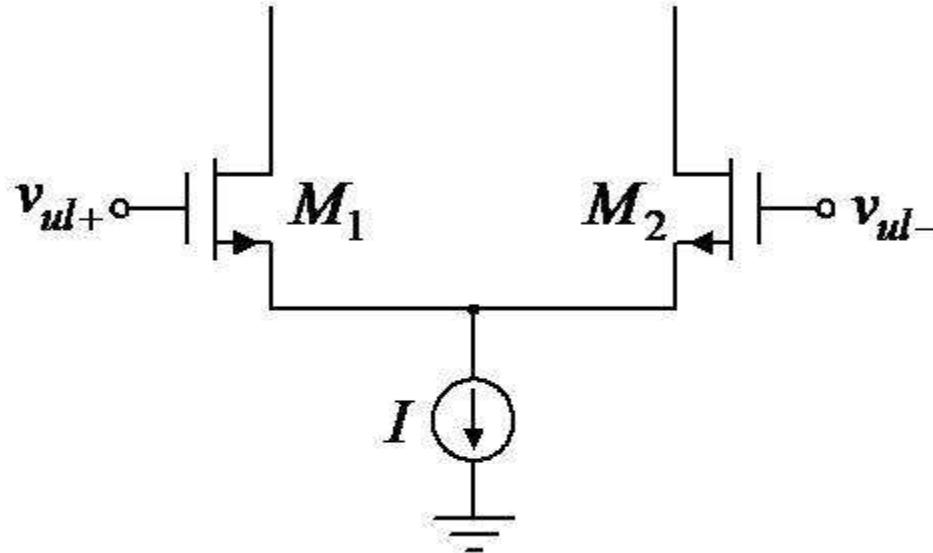
**Transkonduktansni pojačavač na bazi degenerisanog diferencijalnog para.**

- širok opseg linearног rada
- zbog unutrašnjih čvorova (sorsovi tranzistora) postoje dodatni polovi
- veliki sopstveni šum
- ulazna impedansa nije čisto kapacitivna
- osetljiv je na promene napona srednje vrednosti
- nejednakost strujnih izvora generiše ulazni offset napon



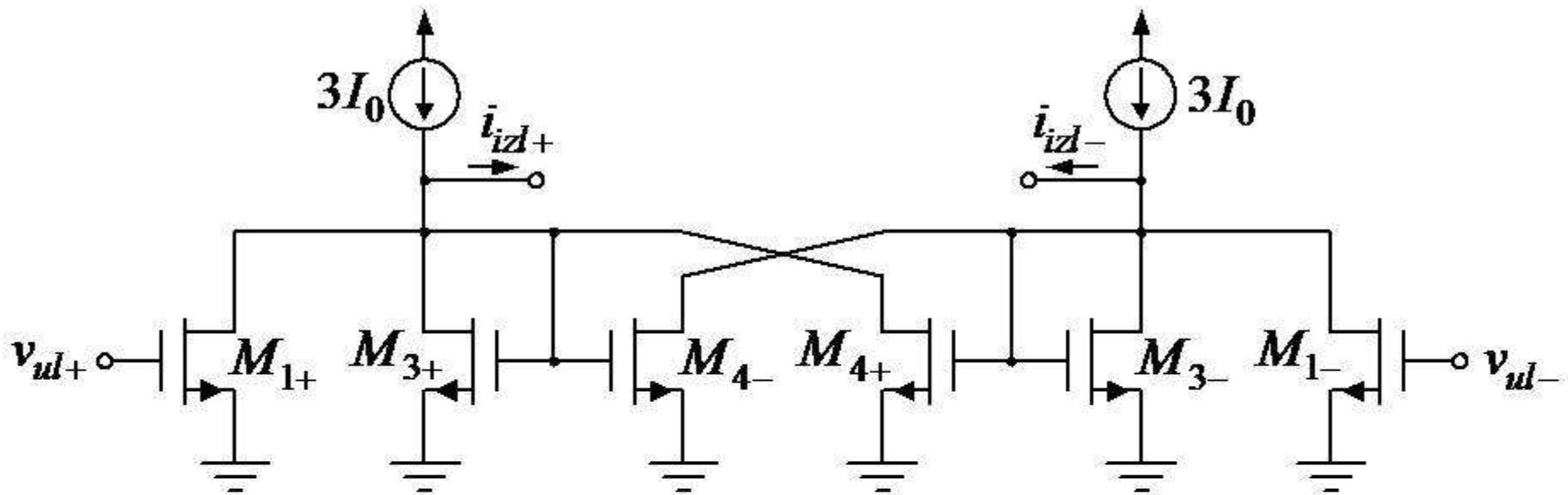
**Transkonduktansni pojačavač na bazi MOS tranzistora u triodnoj oblasti ( $M_3 - M_4$ ), polarisanih konstantnim naponom D – S.**

- dobra linearost
- mogućnost podešavanja u širokom opsegu
- veliki sopstveni šum
- zbog unutrašnji čvorova (drejnovi 3 i 4) postoje dodatni polovi



**Transkonduktansni pojačavač na bazi diferencijalnog para.**

- širok propusni opseg (nema dodatnih polova)
- mali sopstveni šum
- ulazna impedansa je čisto kapacitivna
- neosetljiv je na promenu napona srednje vrednosti
- mali opseg ulaznog napona za rad u linearnom režimu
- mali opseg podešavanja vrednosti transkonduktanse ( $\propto I^{0.5}$ ).



**Kada se povećanje izlazne otpornosti (a time i pojačanja za niske učestanosti) postiže kaskodiranjem, dobija se dodatni nedominantni pol koji unosi dodatno fazno kašnjenje. To se može izbeći ako se izlazna otpornost povećava primenom pozitivne povratne sprege kao na slici. Podešavanje transkonduktanse vrši se promenom struje strujnih izvora. Diferencijalno pojačanje je jednako  $g_{ml}/(g_{izl} + g_{m3}g_{m4})$  i ograničeno je varijacijama tehnološkog procesa (koje ne smeju da ugroze stabilnost pojačavača).**